



Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur

Filière : Electrotechnique
Spécialité : Energie Et Environnement

Présenté par :
Nour el houda OKBANI

Thème

**Etude et simulation d'une commande
robuste
discrète d'un filtre actif de puissance**

Soutenu publiquement, le 06 / 07 / 2022 , devant le jury composé de :

Mr. A. TAHOUR	Professeur	ESSA. Tlemcen	Président
Mr. A. CHEMIDI	MCA	ESSA. Tlemcen	Encadrant
Mr. M.C. BENHABIB	Professeur	Université de Tlemcen	Co- Encadrant
Mr. S.M. MELIANI	Professeur	Université de Tlemcen	Examineur 1
Mme. I. BOUSMAHA	MCB	ESSA. Tlemcen	Examinatrice 2

Année universitaire : 2021 / 2022

Résumé

Ce travail met la loupe sur la dépollution du réseau électrique des harmoniques du courant en utilisant différentes méthodes et approches. Les filtres actifs parallèles présentent une technologie assez efficace comme solution moderne qui doit remplacer les solutions classiques. Le FAP à trois bras étudié ici n'est qu'un onduleur de tension à deux niveaux commandé par différentes méthodes, ou certaines sont plus fiables que d'autres, il identifie les perturbations, et injecte au réseau un courant qui les annule. Dans ce mémoire nous avons utilisé deux commandes, la première étant à base d'MLI qui est considérée comme ancienne stratégie et la deuxième est une commande à MLI robuste qui fait appel à la méthode du référentiel liée au synchronisme SRF.

La commande robuste nous a donné de meilleurs résultats en comparaison avec la commande simple (par MLI), elle est plus fiable lors des variations des taux de dégradation, contrairement à l'autre qui ne l'est plus au-delà d'une certaine valeur.

Mots clés — FAP à trois bras, méthode du référentiel lié au synchronisme SRF, MLI robuste, MLI, harmoniques.

الملخص

يركز هذا العمل على إزالة التلوث من الشبكة الكهربائية الحالية باستخدام طرق وأساليب مختلفة. تعتبر المرشحات النشطة المتوازية تقنية فعالة و حديثة يجب أن يحل محل الحلول الكلاسيكية. المرشح النشط المتوازي ليس إلا عاكس جهد ذو مستويين يتم التحكم فيه بطرق مختلفة ، بعضها أكثر موثوقية من البعض الآخر ، فهو يحدد الاضطرابات الموجودة ، ويبعث في الشبكة تيارًا يلغيها. في هذه الأطروحة استخدمنا طريقتي تحكم ، الأول يعتمد على التخلف والتي تعتبر إستراتيجية قديمة والثاني هو تحكم قوي يستعمل الطريقة المرجعية المرتبطة بمزامنة أعطانا التحكم القوي نتائج أفضل مقارنة بالتحكم البسيط (بالتخلف) ، وهو أكثر موثوقية أثناء التغيرات في معدلات الاضطراب في الشبكة ، على عكس التحكم الآخر الذي يفقد موثوقيته انطلاقًا من قيمة معينة لتغيرات الاضطراب مع الزمن

الكلمات المفتاحية المرشحات النشطة المتوازية ؛ الطريقة المرجعية المرتبطة بمزامنة ؛ للتوافقيات

Abstract

This work focuses on the decontamination of the electrical network of current harmonics using different methods and approaches. The parallel active filters present a fairly efficient technology as a modern solution which must replace the conventional solutions. The three-arm PAF studied here is just a two-level voltage inverter controlled by different methods, where some are more reliable than others; it identifies the disturbances, and injects into the network a current which cancels them. In this thesis we have used two control methods, the first being based on PWM which is considered as an old strategy and the second is a robust PWM control which uses the reference method linked to SRF synchronism.

The robust control gave us better results compared to the simple control (by PWM), it is more reliable during variations in degradation rates through time, unlike the other one which is not beyond a certain value

Keywords — three-arm FAP, SRF synchronization repository method, robust PWM, PWM, harmonics

REMERCIEMENTS

A l'heure d'achever ce manuscrit et de tourner la page sur les années qui ont mené à sa réalisation, Je tiens à remercier tout d'abord Allah le tout-puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donnée durant toutes ces longues années. A l'issue de ce travail je tiens à adresser ma reconnaissance et mes remerciements à toutes les personnes qui ont contribué, chacune à leur manière, à l'accomplissement de cette mémoire.

*Cette manuscrite a été réalisée au sein de l'école supérieure science appliquée de Tlemcen – **ESSAT**, dont je tiens de remercier le directeur Monsieur **ROUISSAT**, pour m'y avoir accueilli.*

*Aussi, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur **Abdelkarim CHEMIDI**, Docteur à l'École Supérieure Science Appliquée Tlemcen et à Monsieur **M.C BENHABIB**, Professeur à l'Université Abou Bakr Belkaid, mes encadrements pour avoir d'abord proposé ce thème, leurs encadrements, leurs suivis permanents, pour tous leurs encouragements et discussions tout au long de la période de ce mémoire et ses précieux conseils.*

*J'adresse également mes sincères remerciements à Professeur **Mr.A.TAHOUR** de L'École Supérieure Science Appliquée de Tlemcen d'avoir accepté de présider le jury. Je tiens également à remercier le Professeur **Mr.SM.MELIANI** de l'Université de Tlemcen et **Mme.I.BOUSMAHA** Maître Conférence B de L'École Supérieure Science Appliquée de Tlemcen, pour m'avoir fait l'honneur d'être examinateur de cette mémoire.*

*Mes remerciements vont aussi à M^{elle} **Riane Nor El Houda CHIHEB** Doctorante de l'Université 8 mai 1945 - GUELMA pour ses nombreux conseils.*

*Aussi, je cite Professeur **Lotfi MERADE**, Chef Département de Second Cycle au sein de notre école, qui m'a orienté et guidé tout le long de ces années; et qui m'a toujours exprimé de la gentillesse, et de la compréhension.*

Je voudrais remercier de tout mon cœur ma mère, pour sa patience infinie, son soutien inconditionnel, ces encouragements tout au long de ces années et leur confiance.

*Finalement, je tiens à exprimer ma très profonde gratitude à tous mes enseignants au sein de l'École Supérieure Science Appliquée de Tlemcen – **ESSAT**, ainsi mes enseignants au sein de l'École Supérieure Électrique et Énergétique D'Oran – **ESG2E**, qui ont veillé pour nous transmettre le jus de leurs années, et leur contribution majeure dans notre formation.*

À l'âme de ma grand-mère " NANNAH" Yamina OKBANI

Que la miséricorde de Dieu soit sur elle,

À ma très chère mère Fatima OKBANI

en reconnaissance de tous leurs sacrifices consentis pour mon éducation et ma formation le long de ma vie,

À mes chères tantes Zulekha et Fatma OKBANI

qui n'ont pas cessée de me conseiller, encourager et soutenir tout au long de mes études. Que Dieu les protège et leurs offre la santé et le bonheur,

À ma chère sœur Amel

La deuxième mère qui n'a pas cessée de me conseiller, encourager et soutenir tout au long de mes études. Que Dieu les protège et leur offre la chance et le bonheur,

À ma chères cousine "TATA" Fatiha BOUCETTA

Pour leur affection et leur pour son soutien moral tout au long de ma vie,

À ma chères cousine Saadia , Khaira et Amina BOUCETTA et leur famille

qui m'ont toujours marqué leur soutien.

À mon cousin El Hadj OKBANI

qui ne cessé pas de m'encourager et me coseillé.

*À Tous la famille EL-OKBANI, OKBANI,
je suis fière d'être m'ombre de cette grande famille,*

À mes copines Riane Nor El Houda CHIHEB et ADAIKA Zineb

Qui m'a toujours soutenu, jamais simple Merci Assez pour leur montrer ma gratitude.

À tous mes enseignants qui m'ont fourni les outils nécessaires à la réussite de mes études universitaires.

À tous mes amis et ceux qui me sont chers et qui j'ai involontairement omis de citer.

Merci.

Table des matières

Remerciements	i
Dédicace	ii
Table des figures	v
Liste des tableaux	vii
Liste des abréviations	viii
Introduction Général	1
Chapitre 1 Perturbations des réseaux électrique	
Introduction	3
1 Qualité d'énergie	4
2 Effet des perturbations des réseaux électriques	7
3 Perturbations harmoniques	12
4 Normes et certifications	14
5 Conclusion	17
Chapitre 2 Les filtres actifs de puissance (Partie puissance)	
Introduction	18
1 Filtrage passif	19
2 Filtrage actif de puissance	20
3 Filtrage hybride	22
4 Principaux types des filtres actifs	24
5 Structure de filtrage active de puissance parallèle	27
6 Conclusion	30
Chapitre 3 Commande des filtre actif de puissance a 3 bras	
Introduction	31
1 Les méthodes d'identification	31
2 Stratégie de commande directe	32
3 Stratégie de commande indirecte	43
4 Commandes de l'onduleur	43
5 Conclusion	47
Chapitre 4 Commande robuste de filtre actif de puissance 3 bras	
Introduction	48
1 Commande à MLI robuste	49
2 Commande MLI	56
3 Résultats de simulation	57
4 Conclusion	66

Conclusion Général	67
Perspectives	67

Table des figures

1.1	facteur de crête	7
1.2	Représentation d'un creux de tension	8
1.3	Paramètres caractéristiques d'un creux de tension	9
1.4	représentation du surtension	10
1.5	Fluctuation de tension	11
1.6	Déséquilibre de système triphasé	12
2.1	Filtre résonnant	19
2.2	Filtre amortie	19
2.3	Filtre passif série	20
2.4	Filtre active de puissance série	21
2.5	filtre active de puissance parallèle	21
2.6	Conditionneur actif de puissance	22
2.7	Filtre actif de puissance parallèle (FAP) en parallèle avec filtre passif parallèle(FPP)	22
2.8	Association séries d'un filtre actif de puissance parallèle et un filtre passif parallèle	23
2.9	Filtre actif de puissance séries en parallèle avec filtre passif parallèle	23
2.10	Structure de filtre actif de puissance parallèle à source de courant	24
2.11	Structure de filtre actif de puissance parallèle à source de tension	25
2.12	Structure de filtre actif de puissance parallèle monophasé à source de tension	25
2.13	Structure de filtre actif de puissance parallèle à source de tension système triphasé à 3 fils	26
2.14	Structure de filtre actif de puissance parallèle à source de tension système triphasé à 4 fils	27
2.15	structure générale de filtre active parallèle	28
2.16	Onduleur de tension à deux niveaux	29
2.17	système de stockage	30
3.1	Les technique d'identifications des harmoniques	32
3.2	commande direct d'un filtre actif de puissance	33
3.3	Séparation des puissances avec un filtre passe haut ou un filtre passe bas.	34
3.4	Principe de la méthode p, q	35
3.5	Représentation vectorielle de passage de repaire abc vers le repère (dq)	36
3.6	Principe de la méthode SFR	37
3.7	Schéma fonctionnel d'une PLL classique	38
3.8	Schéma détail d'une PLL	38
3.9	Génération des courants de référence par l'algorithme de détection du maximum.	39
3.10	Algorithme de détection du maximum modifié	39
3.11	Génération des courants de référence par l'algorithme de la séquence positive du fondamental	40
3.12	Commande indirecte d'un filtre actif de puissance	43
3.13	Principe de la commande des courants références par MLI	44
3.14	commande des interrupteurs par hystérisis	44

3.15	Principe de commande hystérésis	45
3.16	Principe de commande par hystérésis modulé	45
3.17	Boucle de régulation de la tension continue	46
3.18	Boucle de régulation de courant.	47
4.1	Convertisseur triphasé MLI	49
4.2	Signale d'entrée de filtre actif de puissance de la phase a	50
4.3	Courant de ligne dans le repère $d - q$	53
4.4	Schéma de compensations des termes de couplages	54
4.5	Schéma de contrôle à MLI robuste	56
4.6	Commande à MLI simple	57
4.7	Présentation de système globale	58
4.8	Tension simple triphasée du réseau électrique.	59
4.10	Courant de charge d'une seul phase ainsi leur spectre harmonique	60
4.12	Courant de source de la première phase ainsi leur spectre harmonique	61
4.13	Régulation de la tension continue à une référence de 700V	61
4.14	Commande prédictive de courant à MLI	62
4.16	Courant de charge d'une seul phase ainsi leur spectre harmonique	63
4.17	Courant injecter par le filtre	63
4.18	Courant de source de la première phase ainsi leur spectre harmonique	64
4.19	Régulation de la tension continue à une référence de 700V	65

Liste des tableaux

1.1	Limites CEI 100-3-2 pour la distorsion harmonique	16
1.2	Limites CEI 100-3-2 pour la distorsion harmonique de la tension : Harmoniques impairs	16
1.3	Limites CEI 100-3-2 pour la distorsion harmonique de la tension : Harmoniques pairs	17
1.4	Limite IEEE pour distorsion harmonique de la tension	17
3.1	Les modes de compensation de la commande dite du référentiel lié au synchronisme .	37
4.1	Paramètre de simulation du filtre actif de puissance parallèle à quatre (04) bras	58
4.2	Taux de distorsion harmonique de courant source à inductance variable	65
4.3	Taux de distorsion harmonique de courant source à résistance variable	65

LISTE DES ABRÉVIATIONS

- BT** Basse Tension . 8
- C** Facteur de crête . 6
- CEI** Commission électrotechnique international. vii, 8, 14–17, 65
- CENELEC** Comité européenne de normalisation en électronique et en électrotechnique . 8, 14, 15
- CRE** Commission de Régulation de L'énergie. 4
- FAP** Filtre actif de puissance parallèle. 14, 18, 25, 27, 60, 62, 63
- FAS** Filtre actif de puissance séries . 14
- FEM** Force électro-motrice . 51
- GTO** Gate Turn Off Thyristo. 20, 28
- HT** Haute Tension . 8, 12
- IEEE** Institute of Electrical and Electronics Engineers . vii, 8, 14, 15, 17
- IGBT** Insulated Gate Bipolar Transistor(transistors bipolaires à grille isolée) sont des composants semi-conducteurs principalement utilisés comme dispositifs de commutation. Ces produits permettent d'autoriser ou d'arrêter le flux de puissance [29] .. 24, 28
- ISA** Industrial Application Society) . 14
- MLI** La modulation de largeur d'impulsions (MLI ; en anglais : Pulse Width Modulation, soit PWM), est une technique couramment utilisée pour synthétiser des signaux pseudo analogiques à l'aide de circuits numériques (tout ou rien, 1 ou 0), ou plus généralement à états discrets [40].
. v, vi, 20, 43, 44, 46–48, 53, 54, 57, 60, 62, 65–67
- MOS** Metal Oxide Semiconductor .. 28
- MT** Moyenne Tension . 8
- PES** Power engineering Society) . 14
- PI** Régulateur proportionnel et intégrale . 46, 61, 64
- PLL** La boucle à verrouillage de phase (phase-locked loop, PLL) est un dispositif permettant d'extraire la porteuse d'un signal modulé ou bruité. Conçue en 1932 à fins de réception cohérente de signaux modulés en amplitude , elle a depuis trouvé de nombreuses applications telles que : la récupération d'horloge ; la synthèse de fréquence ; la démodulation FM [ware2003recuperation]
. v, 28, 37, 38

PQ La méthode des puissances active et réactive instantanées . 31, 47, 67

SRF Méthode de référentiel liée au synchronisme . 31, 47, 57, 67

TDD Distorsion moyenne totale. 6

THD Distorsion harmonique totale. 6, 13, 17, 43, 48, 59, 60, 62, 63, 65

UPQC Filtre actif universel (the unified power quality conditioner) . 14

UPQC Unified Power Quality Conditioner. 21

La qualité de l'énergie électrique concerne tous les acteurs du domaine énergétique, qu'ils soient gestionnaires de réseaux, fournisseurs, producteurs, ou consommateurs d'électricité. Ces dernières années, l'utilisation croissante des dispositifs de l'électronique de puissance dans les systèmes électriques a entraîné d'énormes problèmes liés à l'augmentation des perturbations ou distorsions harmoniques dans les réseaux électriques. Ce phénomène touche l'ensemble des secteurs industriels, tertiaire et domestique .

Ces charges non linéaires à base d'électronique de puissance, d'une part, absorbent des courants non sinusoïdaux, qui à leurs tour circulent dans les lignes électriques et déforment la tension du réseau à travers l'impédance de court-circuit de celle-ci, et d'autre part, consomme de la puissance réactive qui a pour conséquence de dégrader le facteur de puissance. Les déformations du courant et de la tension ont bien entendu des conséquences néfastes sur les équipements électriques, lesquelles peuvent aller d'un fort échauffement ou d'un arrêt soudain des machines tournantes jusqu'à la destruction totale de ces équipements.

De ce fait, les fournisseurs de l'énergie électrique se voient donc obligés d'imposer des normes et de se protéger contre ces perturbations. Ainsi des normes sur les harmoniques ont été proposées par la commission internationale d'électrotechnique IEC61000, et par les recommandations IEEE Std. 519-1992 [17, 2, 7].

Pour pallier aux problèmes de pollution harmonique dans les réseaux électriques de distribution plusieurs solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées. La solution classique à base de filtres passifs qui sont souvent appelés filtres piègeurs d'harmoniques, ont été utilisés pour éliminer les harmoniques de courants et améliorer le facteur de puissance. Malgré sa simplicité et son faible coût, les filtres passifs sont pénalisés en termes d'encombrement et de résonance[39]. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes.

Récemment, en plus du filtrage passif des harmoniques, les filtres actifs parallèles et séries, et leur combinaison, sont apparus et sont étudiés pour la compensation de tous les types de perturbation susceptible d'apparaître dans un réseau électrique basse et moyenne tension. Le filtre actif parallèle peut être installé pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques de courant, les déséquilibres et la puissance réactive. Le filtre actif série peut compenser toutes les perturbations de tension comme les harmoniques de tension, les déséquilibres et les creux de tension et/ou surtension. La combinaison parallèle-série actif est la solution universelle pour compenser toutes les la plupart des perturbations en courant et en tension.

D'autres solutions de dépollution consistent à associer des filtres actifs de puissance et filtres passifs (filtres hybrides) pour trouver un compromis entre l'efficacité de compensation et le coût. Ces solutions sont peuvent être des solutions futures très prometteuses.

Dans ce contexte, ce mémoire traite les différents aspects concernant la qualité de l'énergie électrique. Nous examinerons les perturbations affectant la qualité de l'onde et les normes pour limiter

l'émission des harmoniques. Les deux fonctions principales des filtres actifs de puissance parallèle FAP seront étudiées à savoir : une fonction d'identification de courants harmoniques et une fonction de commande d'onduleur pour injecter les courants de compensation .

Ainsi, ce travail comporte quatre chapitres organisés comme suit :

Dans le premier chapitre, nous abordons en premier lieu les différentes perturbations affectant la qualité de l'énergie électrique en particulier la pollution harmonique. Les origines, les conséquences et les normes inhérentes à cette dernière sont analysées.

Dans le second chapitre, Nous présenterons les solutions traditionnelles et modernes de dépollution harmonique, ou nous décrirons le principe de fonctionnement ainsi que la structure générale du filtre actif parallèle de puissance à deux niveaux.

Dans le troisième chapitre, nous nous consacrerons à l'étude de nous avons présenté la partie commande du filtre actif de puissance parallèle, où nous présenterons la description des méthodes d'identification des harmoniques ainsi que la commande du FAP.

Le quatrième et le dernier chapitre portera sur une étude d'une commande simple et d'une commande robuste de FAP. Les résultats de simulations obtenus sont exposés et commentés, et le chapitre se termine par une étude comparative entre la commande robuste et la commande simple .

CHAPITRE 1

PERTURBATIONS DES RÉSEAUX ÉLECTRIQUE

Introduction

Le réseau électrique nous fournit de l'énergie nécessaire répondant à la demande. Il subit très souvent des perturbations causant ainsi des effets indésirables pouvant affecter la qualité de l'énergie. Nous parlons ainsi de pollution du réseau électrique, qui influe sur les caractéristiques de l'électricité qui doivent être fixées tel que la tension et la fréquence afin d'assurer une stabilité dans le réseau électrique. Sachant que l'ensemble des équipements reliés par le réseau sont linéairement connectés entre eux, des signaux ou phénomènes indésirables concernant l'énergie fournie peuvent ainsi gravement endommager l'installation. La dégradation de la qualité d'énergie peut avoir des impacts tantôt techniques comme la diminution du rendement, le vieillissement prématuré des équipements et des câbles ou aussi un taux de pannes qui s'élève. Tantôt économique comme rendant la facture énergétique plus considérable, la réparation et/ou remplacement des équipements défectueux par de nouveaux équipements ou encore entraîner une surproduction ce qui élèvera les émissions de CO_2 et donc une augmentation des taxes.

La qualité de l'énergie est fortement reliée aux composants de l'électronique de puissances qui sont composées de matériaux semi-conducteurs, ces derniers produisent ce qu'on appelle des harmoniques qui présentent une pollution et un certain danger qui entraîne des distorsions dans notre réseau. Il n'est donc plus suffisant de fournir l'énergie nécessaire et demandées qui recouvrent les besoins sans maintenir aussi sa qualité.

Pourquoi la qualité de l'énergie est-elle importante ?

La qualité d'énergie permet d'établir des performances et objectifs à atteindre en matière de paramètres électriques et ceci non seulement entre distributeur et consommateurs mais aussi entre fournisseur et distributeur. Lorsqu'elle est surveillée et bien maintenu, elle permet de limiter les interventions supplémentaires en maintenance d'équipements susceptibles de tomber en panne, ce qui contribuera aussi économiquement et permet ainsi de minimiser les dépenses. Mais à part un bon rendement des appareils et de l'installation, la qualité de l'énergie permet aussi de conserver une bonne durée de vie et d'éviter qu'elle ne se réduise

Au cours de ce chapitre, nous détaillerons les perturbations et leurs différents types et causes et comment elles peuvent grandement impacter la qualité d'énergie que notre réseau fournit.

1 Qualité d'énergie

C'est une notion qui nous permet de juger ou de savoir si l'énergie fournie, celle reçue par les consommateurs est le plus pauvre possible en signaux indésirables, perturbations et toute forme de pollution électrique. Cette notion peut être définie de plusieurs manières la CRE : Commission de Régulation de L'énergie la caractérise par trois grands critères qui sont : la continuité de l'alimentation, la qualité de l'onde de tension et la qualité de service. De plus d'une manière générale elle caractérise les perturbations électromagnétiques auxquels est soumis notre réseau électrique tel que les creux de tension, les harmoniques ... Ainsi avoir une bonne qualité d'énergie est synonyme à d'avoir le moins de perturbations et de signaux indésirables[67].

Un système triphasé de tension sinusoïdale est le plus souvent caractérisé par ces caractéristiques ,à savoir la :

1. Fréquence
2. Amplitude des tensions
3. Symétrie du système triphasé : égalité des modules des tensions et leur déphasage (Figure 1.6)

On dit que la tension est perturbée si on remarque :

- Une variation de l'amplitude.
- Une fluctuation de la fréquence.
- Une modification de la forme d'onde.
- Et un déséquilibre

En se basant sur les différents aspects de la tension fournie, nous pouvons définir aussi la qualité d'énergie comme étant le regroupement de deux conditions afin de juger que nôtre énergie est de bonne qualité à savoir la continuité de la fourniture et la qualité de la tension fournie qui regroupe plusieurs facteurs.

1.1 Qualité de courant

Un critère de base pour avoir une bonne qualité d'énergie est d'avoir une continuité d'alimentation. Il existe plusieurs indices qui nous permettent d'indiquer la continuité. Il existe les indices système et les indices au point de raccordement et les indices de base permettant d'indiquer la qualité du courant caractérisant l'énergie fournie, pour les clients du réseau nous pouvons citer :

- Un taux de défaillance (nombre de coupures par an)
- La durée moyenne d'une coupure (minutes par coupure)
- Et une indisponibilité annuelle (min/an) au point de raccordement

Les indices système fournissent une information plus globale permettant ainsi de caractériser l'ensemble du système ou des sous-ensembles du système. Nous pouvons ainsi citer les indices suivants :

1. Indice de fréquence moyenne d'interruption du système (SAIFI : System Average Interruption Frequency Index) :

C'est le nombre moyen de Les clients du réseau peuvent subir des coupures de courant au cours de l'année (ou de la période considérée). C'est une fonction du taux de défaillance du système [79, 64].

$$SAIFI = \frac{\text{Nombre total d'interruptions pour un groupe de clients}}{\text{Nombre de clients}} = \frac{\sum \lambda_i N_i}{N_t} \quad (1.1)$$

Avec λ_i est le taux de défaillance du système.

2. Indice de fréquence moyenne d'interruption par client :

C'est la fréquence moyenne des interruptions maintenues pour les consommateurs expérimentant des interruptions continues. Chaque consommateur est compté une seule fois sans tenir compte du nombre de fois où il est interrompu [57].

$$CAIFI = \frac{\sum r_i N_i}{\sum N_t} \quad (1.2)$$

3. Indice de durée moyenne d'interruption du système :

. Cet indice mesure toute la durée moyenne d'une interruption pour le client au cours d'une période donnée. SAIDI est normalement calculé sur la base mensuelle ou annuelle. Cependant, il peut également être calculé quotidiennement, ou pour n'importe quelle autre période de temps. Pour trouver la valeur de SAIDI, les clients minutes ou heures sont divisées par les clients totaux. Il est calculé par la formule suivante [30, 64] :

$$SAIDI = \frac{\sum \text{minute de coupure pour les clients}}{\text{Nombre totale des clients}} \quad (1.3)$$

4. Indice de durée moyenne d'interruption par client : La disponibilité des services moyenne de l'indice (ASAI) est le rapport de tout le nombre d'heures de client que le service était disponible pendant une période donnée à toutes les heures de client exigées. Ceci s'appelle parfois l'indice de fiabilité de service. L'ASAI est habituellement calculée sur une base mensuelle (730 heures) ou une base annuelle (8760 heures), mais peut être calculé pour une période quelconque [57]

$$ASAI = \frac{(8760 - SAIDI)}{8760} \times 100 \text{ ou } \frac{(730 - SAIDI)}{730} \times 100 \quad (1.4)$$

5. Indice de la durée moyenne d'interruption des clients

CAIDI donne la durée moyenne de panne que subirait un client donné. CAIDI peut également être considéré comme le temps de restauration moyen.

CAIDI est mesuré en unités de temps, souvent des minutes ou des heures. Elle est généralement mesurée au cours d'une année et, selon la norme IEEE 1366-1998, la valeur médiane pour les services publics nord-américains est d'environ 1,36 heure [57].

$$CAIDI = \frac{\sum \text{des minutes d'interruption du consommateur}}{\text{nombre total de consommateurs interrompus}} = \frac{SAIDI}{SAIFI} \quad (1.5)$$

1.2 Qualité de tension

Tandis que le courant doit être surveillé de par sa continuité, la tension possède quatre caractéristiques qui doivent être maintenus à certaines valeurs et dans certaines intervalles afin d'avoir une bonne qualité à savoir : la fréquence, l'amplitude, la forme d'onde et la symétrie.

1.2.1 Fréquence

Selon la norme EN 50160 , la valeur moyenne de la fréquence fondamentale(mesurée sur 10s doit se trouver dans l'intervalle de : $50 \text{ Hz} \pm 1\%$ durant 99,5% de l'année et $50 \text{ Hz} \pm 4\%$ à -6% durant 100% du temps.

1.2.2 Amplitude

Il est nécessaire de garde l'amplitude de la tension dans un intervalle de l'ordre de $\pm 10\%$ autour de la valeur nominale, ceci dit il est difficile de garde la qualité de la tension car il existe des perturbations qui la dégradent, les plus connus sont :

- Les creux de tension et surtensions.
- Les variations rapides de la tension.

1.2.3 Forme d'onde

La forme d'onde de la tension peut subir des déformations qui sont traditionnellement considérées comme étant des distorsions harmoniques. Ce problème est en croissance et est considéré beaucoup plus couramment du fait de l'utilisation excessive et en augmentation continue des convertisseurs statiques. Une autre forme d'harmonique existe aussi dit « inter-harmonique » dans les systèmes d'alimentation

1.3 Mesure de la qualité de l'énergie

Il existe plusieurs indicateurs nous permettant de savoir si nous disposons d'une acceptable et bonne qualité d'énergie [62], à savoir :

- Les harmoniques individuels (harmoniques impairs jusqu'au 63^{ème} rang) dont :
Le nombre d'harmoniques impairs auxquels nous disposons qui peuvent atteindre le rang 63 est un indice nous indiquant à quel point notre réseau est pollué.
- La distorsion harmonique totale (THD) pour le courant et la tension (phase-phase, phase-neutre) dont :
La distorsion harmonique totale (THD%) mesure la distorsion harmonique totale du courant ou de la tension par phase au sein du réseau électrique. Par défaut, l'appareil calcule le (THD%) d'après l'équation suivante :

$$THD = \frac{H_c}{H_1} \times 100\% \tag{1.6}$$

Il existe une autre méthode pour le calcul de la distorsion harmonique totale qui utilise la valeur efficace pour le résidu harmonique total plutôt que le résidu fondamental.

Le (THD%), qui permet de mesurer rapidement la distorsion totale présente dans une forme d'onde, équivaut au rapport entre le résidu harmonique (H_C) et le fondamental (H_1). L'appareil calcule le THD d'après l'équation suivante :

$$THD = \frac{H_C}{\sqrt{H_C^2 + H_1^2}} \times 100\% \tag{1.7}$$

- Distorsion moyenne totale (TDD) :
La distorsion moyenne totale (TDD) est la distorsion harmonique de courant par phase rapportée à la valeur moyenne en pleine charge du réseau électrique. Le TDD exprime l'impact de la distorsion harmonique sur le réseau. Par exemple, si vous obtenez un THD élevé mais un TDD faible, l'impact de la distorsion harmonique sur votre réseau pourrait être négligeable. En revanche, si le THD en pleine charge pour les harmoniques de courant est égal au TDD, l'impact sur le système pourrait être préjudiciable.
- Facteur C, facteur de crête :
Le facteur de crête est le rapport des valeurs de la tension maximales aux valeurs de la tension efficaces. Pour une forme d'onde parfaitement sinusoïdale, le facteur de crête est égal à 1,414. L'appareil calcule le facteur de crête d'après l'équation suivante :

$$C = \frac{V_{peak}}{V_{RMS}} \tag{1.8}$$

Telle que :

$$\begin{cases} V_{peak} & \text{La tension de crête} \\ V_{RMS} & \text{La tension efficace} \\ C & \text{Le facteur de crête} \end{cases}$$

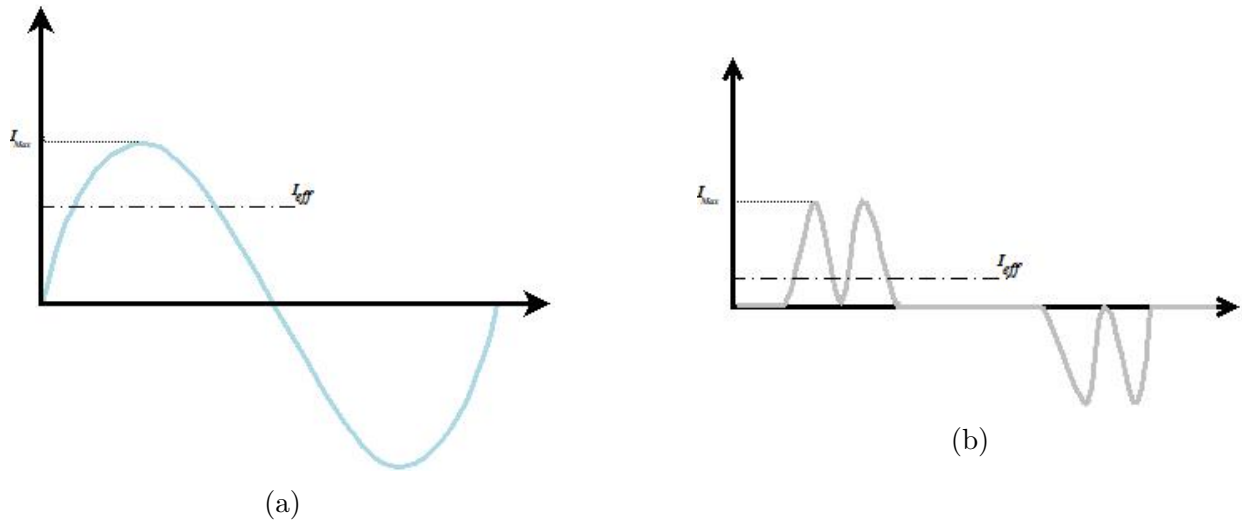


FIGURE 1.1 – facteur de crête

- Le facteur K rapporte l’effet thermique de la distorsion du courant dans un transformateur à un courant sinusoïdal de même amplitude efficace. Il quantifie donc la capacité d’un transformateur à fournir des charges non linéaires sans excéder les limites nominales d’élévation de la température.

Le facteur K est égal à la somme des courants harmoniques au carré multipliée par le rang d’harmonique au carré. L’appareil calcule le facteur K d’après l’équation suivante [72] :

$$K = \frac{\sum_{h=1}^n (i_h^2 + h)}{\sum_{h=1}^n i_h^2} \tag{1.9}$$

- Mesures du courant de neutre et calculs de courant de terre :
C’est une manière de mesurer les courants de fuite et de savoir quelles pertes ont été enregistrées au niveau du réseau électrique

2 Effet des perturbations des réseaux électriques

On peut classer les effet des perturbations en deux grandes catégories à savoir :

2.1 Effet instantané

Ces effets ne prennent pas de temps pour apparaître, on les remarques et enregistres instantanément. Elles peuvent être enregistrées comme : défauts de fonctionnement de certains équipements électriques, dysfonctionnement des micro-ordinateurs, erreurs dans les appareils de mesure, vibrations et bruits dans les machines tournantes et appareils électromagnétiques et déclenchement intempestifs des appareils de protections tel que les disjoncteurs.

Ces perturbations sont causées par :

1. Les lignes à courants faibles où il y a canalisation de courants et tension déformés.
2. Couples mécaniques pulsatives dus aux champs tournants harmoniques
3. Compteurs d’énergie à induction

2.2 Effet à termes

Qui caractérisent l'échauffement et la fatigue mécanique des matériaux dus aux vibrations. Ces effets prennent du temps pour apparaître, plus l'exposition aux harmoniques est longue et persistante, plus il est favorable à ce qu'ils apparaissent. On les retrouve le plus souvent comme étant des échauffements des câbles et des équipements, des échauffements des condensateurs, des échauffements due aux pertes supplémentaires des machines électriques et des transformateurs, un vieillissement prématuré des équipements, et une fatigue mécanique et un rayonnement électromagnétique perturbant les appareils électroniques et électroménager contenant des écrans. Ces perturbations sont causées par :

1. Un phénomène d'hystérésis dans le diélectrique entraînant un claquage
2. Une perte dans le stator et rotor causés par les grandes différences de vitesse entre les champs tournant inducteurs harmoniques et la vitesse du rotor et ce dans les machines électriques
3. Les effets de peau, d'hystérésis ainsi que les courants de Foucault dans les transformateurs
4. Un câbles soumis à une distorsion de tension non négligeable

Il existe plusieurs autre types de perturbation auquel peut être soumis nôtre réseau électrique entraînant ainsi la dégradation de la qualité de l'énergie fournie à travers lui, on cite les perturbations les plus connus, à savoir :

a. 2.2.1 Creux de tension

Ils se caractérisent par une diminution de tension sur une durée de plusieurs périodes. Elles sont le plus souvent causées par le démarrage des moteurs et de grandes charges.

Un creux de tension est une baisse brutale de la tension en un point d'un réseau d'énergie électrique, à une valeur comprise (par convention) entre 90% et 1% (CEI 61000 – 2 – 1, CENELEC EN 50160) [18, 65], ou entre 90% et 10% (IEEE 1159) [8] d'une tension de référence (U_{ref}) suivie d'un rétablissement de la tension après un court laps de temps compris entre la demi-période fondamentale du réseau (10 ms à 50Hz) et une minute[43], (figure 1.2).

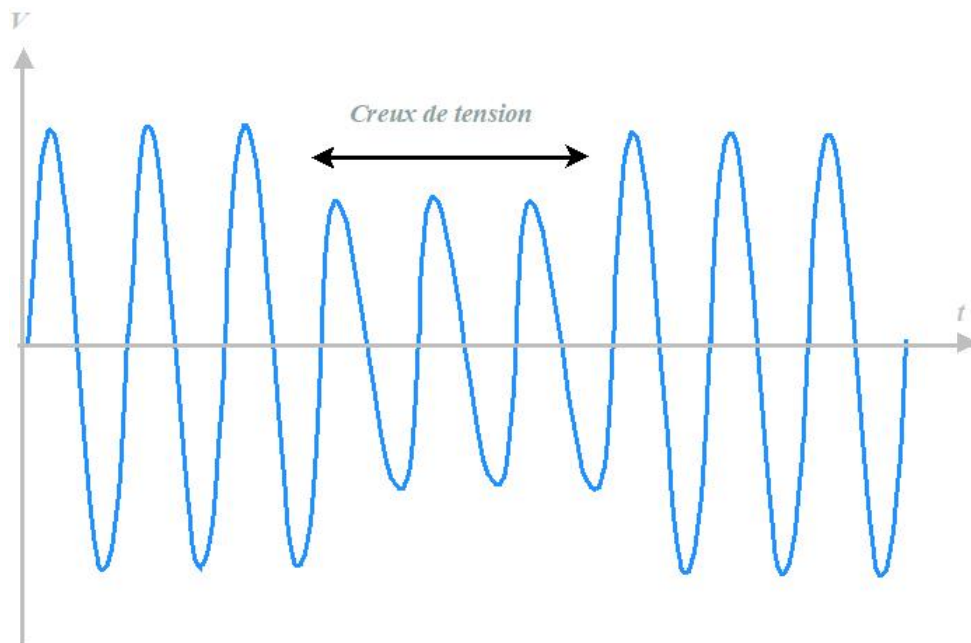


FIGURE 1.2 – Représentation d'un creux de tension

On prend comme tension de référence le plus souvent la tension nominale pour les réseaux BT et la tension déclaré pour les réseaux MT et HT.

Les creux de tension et les coupures brèves sont principalement causés par des phénomènes conduisant à des courants élevés qui provoquent à travers les impédances des éléments du réseau une chute de tension d'amplitude d'autant plus faible que le point d'observation est électriquement éloigné de la source de la perturbation

Les creux de tension sont les perturbations électriques les plus pénalisantes du fait de leur fréquence et de la sensibilité de nombre d'appareillages présents dans les réseaux industriels. Il faut néanmoins souligner que les coupures brèves peuvent avoir des conséquences plus graves (à la reprise), mais sont bien moins fréquentes.

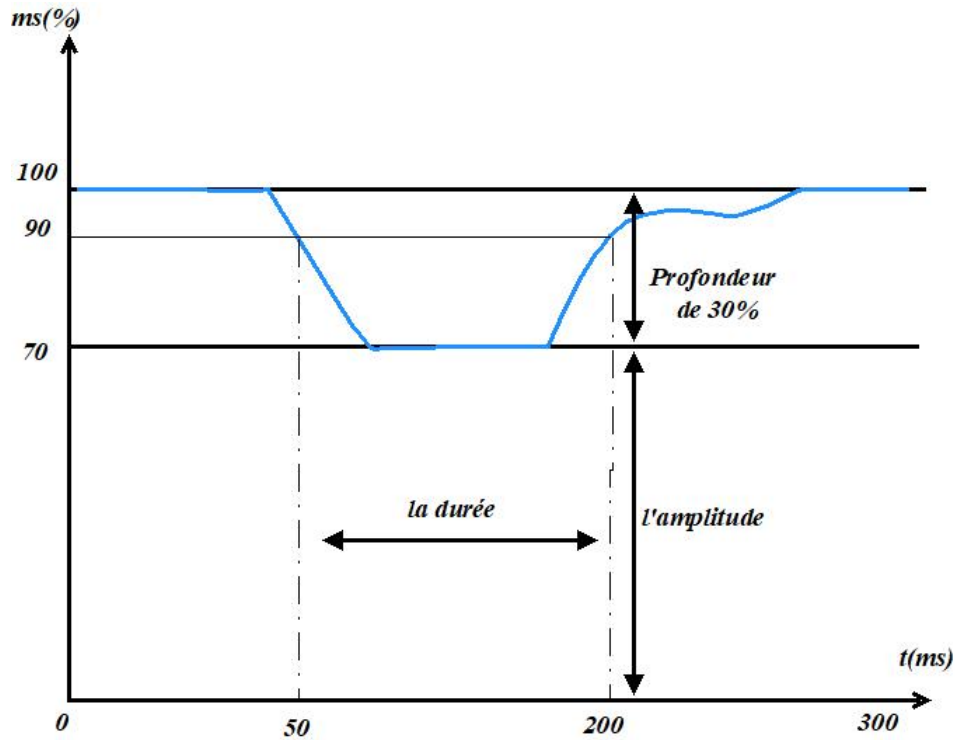


FIGURE 1.3 – Paramètres caractéristiques d'un creux de tension

b. 2.2.2 Surtension

Elle est défini comme étant une hausse soudaine de la tension dépassant le seuil accepté, elle peut être petite (provenant de sources internes) qui entraîne l'endommagement progressif à long terme (figure 1.4a) des appareils soit par un dysfonctionnement ou un non fonctionnement, elle peut aussi être grande (provenant de sources externes) impactant ainsi instantanément notre équipement électrique.

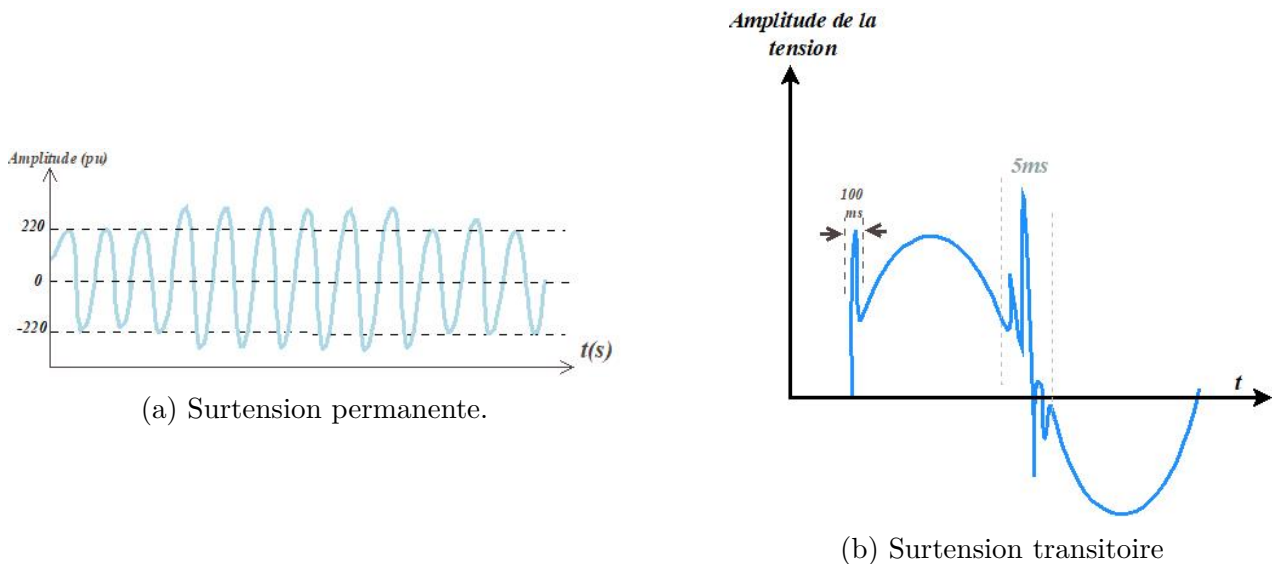


FIGURE 1.4 – représentation du sursension

On peut différencier deux causes pour ces sursensions, des causes internes qui sont créés par le démarrage et/ou la mise en arrêt des équipements et appareil électrique tel que l'électroménager où on parlera de pointes de tension, et des cause externes telles que les phénomènes naturels (foudre), interventions sur le réseau électrique ou des fluctuations sur cette dernière suite à des signaux indésirables (pollution électrique).

Les sursensions sont causées par les manœuvres ainsi que le phénomène de la foudre mais également par les convertisseurs et batteries de condensateurs[72]. Des sursensions peuvent également être provoquées , par des déclenchements de charges importantes, par des mauvais fonctionnements de régulateurs de tensions,par des manœuvres sur le réseau. Ce type de sursensions se caractérise généralement par une durée très brève et s'assimile le plus souvent à des transitoires

Les conséquences de sursensions peuvent entraîner soit :

- Un claquage diélectrique
- Une dégradation de matériel par vieillissement
- Une coupure longue entraînée par la destruction de matériel
- Une perturbation des circuits de contrôle commande – commande et de communication à courant faible
- Une contraintes électrodynamiques et thermiques

c. 2.2.3 Fluctuation de tension

Les fluctuations de tension sont une suite de variations de tension ou des variations cycliques ou aléatoires de l'enveloppe d'une tensions(figure 2.10) Elle sont principalement dues à des charges industrielles rapidement variables comme les machines à souder, les fours à arc, les laminoirs [32]

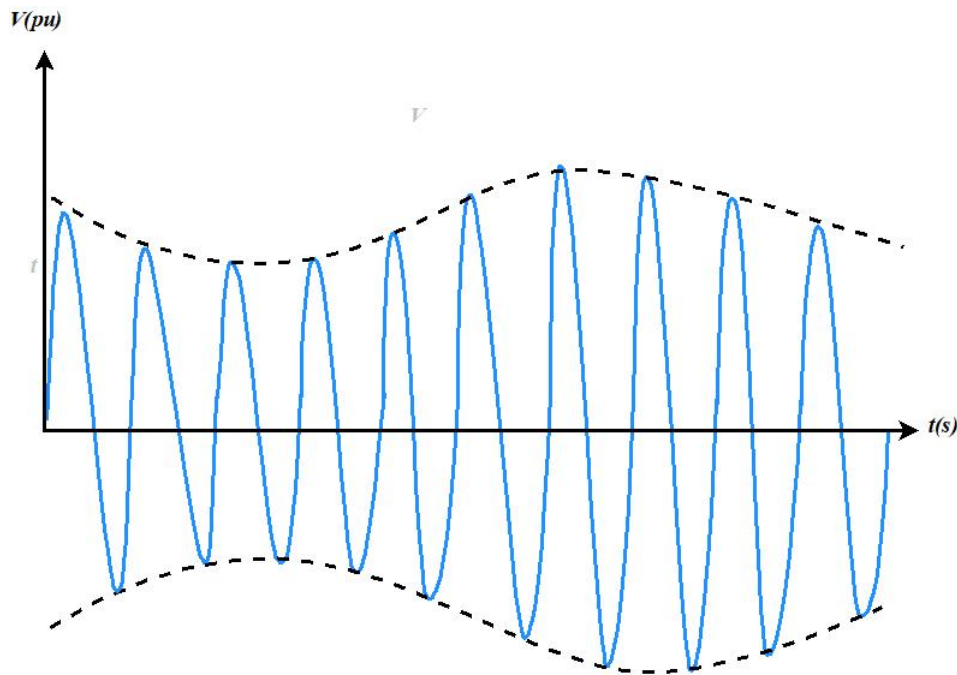


FIGURE 1.5 – Fluctuation de tension

Elles ont comme effet principal la fluctuation de la luminosité des lampes appelé flicker ou papillotement. Les générateurs du flicker sont nombreux et peuvent être très puissant (four à arc en aciérie). Il est très important de les connaître, sachant que les variations de tension de moins de 1% peuvent apporter une gêne. Leur identification est une nécessité car le flicker est souvent difficile à supprimer sur les réseaux existants. Il est donc important d'analyser les risques potentiels du flicker dès la pré étude d'une installation et de prévoir, dès la conception du réseau, les solutions permettant de s'affranchir. Ces solutions peuvent être [80] :

- Une modifications du type d'éclairage
- Une modification de la structure du réseau
- Une adaptation du fonctionnement du perturbateur
- Une installation d'un équipement de réduction du flicker.

d. 2.2.4 Déséquilibre

Le phénomène de déséquilibre (figure1.6) est défini comme étant une différence d'au moins une des 3 tensions du réseau électrique soit en amplitude soit en déphasage. Il résulte, essentiellement, de la présence de fortes charges monophasées raccordées non uniformément sur le réseau triphasé [83].

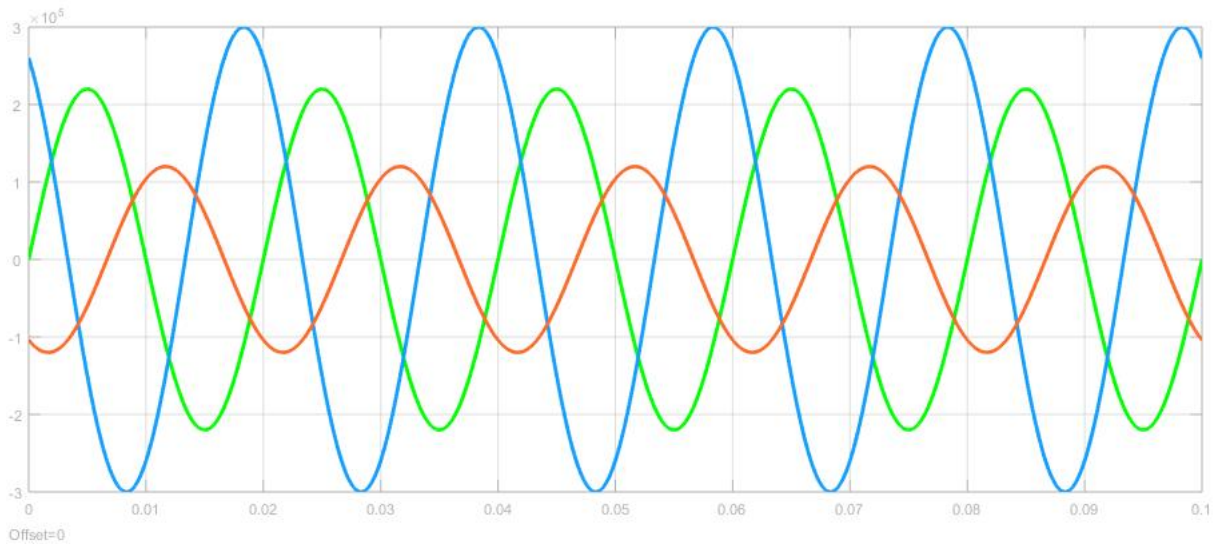


FIGURE 1.6 – Déséquilibre de système triphasé

3 Perturbations harmoniques

Ce sont des signaux produits par le réseau électrique d'une entreprise qui viendront perturber le réseau électrique du distributeur procurant l'alimentation nécessaire à des charges. Ces signaux sont des composantes dont la fréquence est une multiple de la fondamentale, additionnées au courant de source, à cet effet, le courant électrique du fournisseur ne sera plus parfaitement sinusoïdal. On parle ainsi de pollution harmonique.

Dans le cas des charges domestiques tel que les fours, micro-ondes et ordinateurs nous remarquons que malgré qu'ils ont de petites puissances mais le fait que leur utilisation qui est très fréquente, le cumul de l'ensemble de ces puissances constituera une source de distorsion harmonique importante.

La cause principale de ces perturbations sont les semi-conducteurs que contiennent les appareils à base d'électronique de puissance qu'on retrouve dans les usines et dans tout milieu industriel. Il est difficile voire impossible d'éliminer ces appareils, il faut donc adopter des méthodes ainsi que des dispositifs nous permettant d'éliminer ces perturbations.

3.1 Conséquence des harmoniques

Les harmoniques peuvent être la cause principale de l'endommagement des appareillages et c'est surtout chez le client/consommateur de l'énergie électrique ce qui mène à une augmentation de la production d'énergie. On classe ces effets comme suit :

- Dégradation du rendement énergétique de l'installation (pertes d'énergie) .
- Sur-dimensionnement des équipements.
- Perte de productivité (vieillesse accélérée des équipements déclenchements intempestifs).
- Influence sur les transformateurs du réseau (augmentation des pertes à vide à cause de l'effet particulier des courants harmoniques) .
- Influence sur les câbles de HT (diminution de la durée de vie du câble, dégradation du matériel isolant) .
- Pertes supplémentaires dans les condensateurs, les transformateurs
- Bruit additionnel des moteurs et d'autres appareils.
- Influence sur le fonctionnement des redresseurs.
- Influence sur la télécommande dans les réseaux.
- Influence sur les condensateurs des réseaux.

3.1.1 Effet à long terme [14]

- Échauffement des sources vu l'augmentation des pertes joule et des pertes dans le fer
- Fatigue mécanique
- Échauffement des récepteurs
- Destruction de matériels

En régime de neutre TNC le conducteur de neutre est confondu avec le conducteur de protection. Or celui-ci inter-connecte toutes les masses de l'installation y compris les structures métalliques du bâtiment. Les courants harmoniques 3 et multiples de 3 vont donc circuler dans ces circuits et provoquer des variations de potentiel dont les conséquences sont une :

- Corrosion de pièces métalliques,
- Surintensité dans les liaisons de
- Télécommunication reliant les masses de deux récepteurs (par exemple, imprimante et micro-ordinateur),
- Rayonnement électromagnétique perturbant les écrans (micro-ordinateurs, appareils de laboratoire).

3.1.2 Effet à court terme

Parmi les effets à court terme nous avons [10, 15] :

- Un déclenchement intempestifs des protections
- Une perturbations induites des systèmes à courants faibles
- Une vibrations et bruits acoustiques anormaux
- Une destruction par surcharge thermique de condensateurs
- Une perte de précision des appareils de mesures

3.2 Méthodes d'analyse des harmoniques

Afin de connaître et de déterminer le contenu d'un signal en harmonique dans le but de juger s'il est riche ou pauvre, on utilise le plus souvent le taux de distorsion harmonique (THD) calculé de la manière suivante :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} v_k^2}}{v_{eff}} \quad (1.10)$$

Sachant que :

v_{eff} la valeur efficace du signal analysé

v_k : l'harmonique du signal analysé de rang k

Pour ce fait on fait appel à la transformée de Fourier :

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (1.11)$$

Avec :

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \quad (1.12)$$

3.3 Dépollution des réseaux électriques

Pour la dépollution du réseau électrique il existe deux type de méthodes, des méthodes traditionnelles et de méthodes modernes comprenant le filtrage des composants harmoniques grâce à la compensation des courants ou des tensions harmoniques par les filtres actifs de puissance [2] .

Parmi les solutions traditionnelles nous avons :

- Solutions traditionnelles
 - Augmentation de la puissance de court-circuit du réseau et l'utilisation des convertisseurs peu polluants qui ont pour effet de diminuer la distorsion harmonique
 - Filtrage passif qui permet de régler la tension au nœud de raccordement et corriger le facteur de puissance en dimensionnant correctement les condensateurs.
- Concernant les solutions modernes, elles comprennent principalement les filtres actifs de puissance qui peuvent être classifiés comme suit :
 - Filtre Actif de Puissance Série (**FAS**) : permettant de compenser toutes les perturbations de tension tel que les harmoniques, le déséquilibre et creux de tension
 - Filtre Actif de Puissance Parallèle (**FAP**) : permettant de compenser toutes les perturbations de courant.
 - Filtre Actif Universel (**UPQC**) : permettant de compenser les perturbations liées aux harmoniques de courant et de tension
 - Filtre Hybride Actif et Passif : permettant d'optimiser le rapport performance coût

4 Normes et certifications

Dans leur élaboration, les normes ont des intérêts et objectifs qui permettent le bon fonctionnement des systèmes électriques et l'élimination des problèmes techniques en fourniture d'énergie électrique entre fournisseur, distributeur et client, le **CEI** déclare avoir pour but à travers ses normes de :

- Faciliter les échanges dans le monde en supprimant les barrières techniques
- Assurer la qualité des produits
- Garantir l'interopérabilité des produits et systèmes
- Contribuer à la sécurité dans l'utilisation des produits
- Contribuer à la protection de l'environnement et à la qualité de vie, à travers notamment l'efficacité énergétique et la réduction des émissions de carburant .

4.1 Organisme de normalisation

Il existe plusieurs organismes de normalisation à savoir :

- a- The Institute of Electrical and Electronics Engineers (**IEEE**) :
basé aux Etas Unis d'Amérique et ayant pour but de promouvoir la connaissance dans le domaine de l'ingénierie électronique et électrotehcnique, c'est une association professionnelle comprenant 400 000 membres appartenant à 150 pays, il possède deux sociétés à savoir : **ISA**(Industrial Application Society) et le **PES**(Power engineering Society). Ses activités de normalisation sont gérées par le comité SCC-22(Standards Coordinating Comittee on Power Quality)
- b- **CEI** (la Commission de l'Electrotechnique Internationale) :
Organisme officiel composé de comités nationaux de 63 pays. Est l'organisation internationale de normalisation chargée des domaines de l'électricité, l'électronique, la compatibilité électromagnétique, la nanotechnologies et les techniques connexes. Basée à Genève en Suisse elle compte 61 membres et 23 membres associés. Elle est considérée comme l'instrument principale du développement et de la distribution de normes d'unités de mesures tel que le gauss, hertz et le weber.
- c- **CENELEC** (Comité Européen de Normalisation en Electronique et en Electrotechnique) :
Il a pour mission de fournir les normes électrotechniques dans le but de contribuer au développement des services et biens électriques, électroniques et électrotechnique dans le marché

européen. On compte plus de 5000 normes élaborées avec la coopération de 15 000 experts. Il compte 27 comités nationaux issus des pays européens comme DS : Dansk Standards au Danemark, DKE : German Commission for Electrical, Electronic and Information Technologies of DIN and VDE en Allemagne et BSI : British Standards Institution au Royaume Uni. Le comité participe aussi dans les groupes de coordination afin d'agir sur des secteurs et domaines plus précis comme : CEN-CENELEC-ETSI Coordination Group On Smart Grid développé par l'ESO, le CEN et le [CENELEC](#).

4.2 Normes concernant la qualité de l'énergie électrique et les perturbations harmoniques

Concernant les normes de la qualité de l'énergie électrique et les perturbations harmoniques, nous avons les normes :

- a. [IEEE](#) std 519 :1992. recommandation de l' [IEEE](#) vise à fournir des informations sur la manière de traiter les problèmes liés au contrôle du courant harmonique et à la compensation de la puissance réactive en ce qui concerne les applications de convertisseurs statiques dans les environnements industriels et commerciaux. [[31](#)].
- b. [IEEE](#) 1159 :1995. Pratique recommandée par l'[IEEE](#) pour la surveillance de la qualité de l'énergie électrique[[77](#)].
- c. [CEI](#) 61 000-3-2. Compatibilité électromagnétique (CEM)-Partie 3-2 : Limites pour les émissions de courant harmonique (courant d'entrée de l'équipement $\leq 16A$ par phase) . La norme élaborée par [CEI](#) examine la limitation des harmoniques des courants injectés dans le système électrique de puissance [[27](#)]. Dans cette norme les équipement sont classés en quatre classe
 - Classe A : Appareils à alimentation triphasée équilibrée, appareils domestiques ; à l'exception de ceux de la classe D ; outils ; à l'exception des outils portables ; " Dimmers " pour lampes incandescentes ; appareils audio et tous les autres qui ne sont pas compris dans les classes B, C et D.
 - Classe B : Outils portables et matériel de soudage non professionnel.
 - Classe C : Dispositifs d'éclairage.
 - Classe D : Ordinateurs personnels, moniteurs vidéo et téléviseurs, avec une puissance d'entrée active supérieure à 75W et inférieure à 600W .
- d. [CEI](#) 61000-3-2, IEC 61000-3-4, IEC 61000-3-6 : limites pour les émissions de courants harmoniques ainsi que le niveau de compatibilité [[ouenda2018etude](#), [24](#), [42](#)]
- e. [CEI](#) 61000-2-4, IEC 61000-2-2 : taux de distorsion harmonique de la tension de référence sur le réseau [[26](#), [25](#)].

Les tableaux suivant donnent quelques normes [CEI](#) et [IEEE](#) concernant les harmoniques.

Harmoniques Impairs					
Ordre harmonique (h)	Classe A (A)	Classe B (A)	Classe C (% du fondamentale) 30* facteur de puissance	Classe D (mA/W)	
3	2,30	3,45		3,4	
5	1,14	1,71	10	1,9	
7	0,77	1,155	7	1	
9	0,4	0,6	5	0,5	
11	0,33	0,495	3	0,35	
13	0,21	0,315	3	0,296	
15 ≤ h ≤ 39	2.25	3,375 /n	3	3,85/n	
Harmoniques pairs					
2	1,08	1,62	2		
4	0,43	0,645			
6	0,30	0,45			
8 ≤ h ≤ 40	1,84/n	2,76/n			

TABLE 1.1 – Limites CEI 100-3-2 pour la distorsion harmonique [27]

Harmoniques Impairs					
Non multiple de 3			Multiple de 3		
Ordre	(1)%	(2)%	Ordre	(1)%	(2)%
5	2	6	3	2	5
7	2	5	9	1	1,50
11	1,50	3,50	15	0,30	0,30
13	2	3	21	0,20	0,20
17	1	2	>21	0,20	0,20
19	1	1,50			
23	0,70	1,50			
25	0,70	1,50			
>25	0,2+(12,5/h)	0,2+(1,3*25/h)			

TABLE 1.2 – Limites CEI 100-3-2 pour la distorsion harmonique de la tension : Harmoniques impairs [27]

Harmoniques Pairs		
Ordre	(1)%	(2)%
2	1,50	2
4	1	1
6	0,50	0,50
8	0,20	0,50
10	0,20	0,50
12	0,20	0,20
>12	0,20	0,20

TABLE 1.3 – Limites CEI 100-3-2 pour la distorsion harmonique de la tension : Harmoniques pairs [27]

Tension au point de raccordement (V_n)	Distorsion Harmonique Individuelle (%)	THD (V_n) (%)
$V_n \leq 69KV$	3	5
$69KV < V_n \leq 161KV$	1,5	2,5
$V_n > 161KV$	1	1,5

TABLE 1.4 – Limite IEEE pour distorsion harmonique de la tension [31]

5 Conclusion

Il est important de définir et de localiser les perturbations et de savoir leurs types et ce pour pouvoir remédier à ce problème. Chaque perturbation a ses méthodes et approches appropriées afin de les éliminées et de garder un réseau électrique stable et aussi pauvre que possible en pollution électrique. Dans le deuxième chapitre nous allons nous focaliser sur les harmoniques et quelles sont les approches et méthodes à adopter afin de les éliminer. Les méthodes les plus connues de nos jours sont les filtres actifs de puissance. Ces derniers possèdent plusieurs commandes selon les technologies et la robustesse de chacune envers la présence des harmoniques dans le réseau.

CHAPITRE 2

LES FILTRES ACTIFS DE PUISSANCE (PARTIE PUISSANCE)

Introduction

En générale, le distributeur d'énergie délivre l'énergie électrique sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont la fréquence, l'amplitude, la forme d'onde qui doit être sinusoïdale et la symétrie du système triphasé. Mais depuis quelques années, avec l'évolution technologique des composants à base d'électronique de puissance, les distributeurs d'énergie rencontrent plusieurs problèmes liés à l'accroissement du nombre de convertisseurs statiques raccordés aux réseaux de distribution d'énergie [35]. En effet ces convertisseurs sont des sources polluantes qui absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment pour la plupart de la puissance réactive, on peut regrouper les solutions visant à réduire ces perturbations harmoniques en deux groupes : les solutions traditionnelles et les solutions modernes. Les solutions traditionnelles sont des techniques qui apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisant des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs), que l'on nomme filtre passif [61].

Dans ce chapitre, nous allons parler des différent types de filtrage et étudierons la structure générale d'un filtre actif de puissance parallèle (FAP) triphasé permettant de compenser les harmoniques de courant d'un réseau électrique triphasé qui alimente une charge non linéaire.

Tous d'abord nous introduisant les deux principaux type de filtrage passif (parallèle et séries). Ensuite nous définissons les différentes topologies de filtrage actif de puissance. La dernière partie de ce chapitre sera consacré à la présentation de la partie puissance du filtre actif de puissance parallèle (FAP), à savoir l'onduleur triphasé à structure tension, l'élément de stockage d'énergie et le filtre de sortie.

1 Filtrage passif

Il existe deux types de filtre passif à savoir les filtres passifs parallèles et les filtres passifs séries.

1.1 Filtre passif parallèle

Il existe plusieurs types de filtre passif tel que :

Filtre Résonnant : Ce type de filtre passif (figure 2.1), qui est le plus économique et le plus couramment utilisé, et réalisé en connectant le filtre en parallèle avec le réseau électrique. En fait, les condensateurs utilisés pour la compensation du facteur de puissance peuvent être utilisés pour construire des filtres simples qui sont réglés pour les harmoniques basses fréquences. Son impédance équivalente est donnée par la formule suivante :

$$Z_{\acute{e}q}(\omega) = \frac{1 - LC\omega^2 + jRC\omega}{jC\omega} \tag{2.1}$$

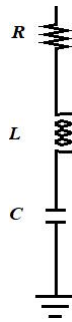


FIGURE 2.1 – Filtre résonnant

Filtre amortie : Il peut être du 1^{er}, 2^{ème} ou du 3^{ème} ordre respectivement. Généralement le plus utilisé est le filtre du 2^{ème} ordre. Ce filtre d’amortissement quadratique se compose d’un filtre série avec une combinaison parallèle d’une inductance et d’une résistance (Figure 2.2). Une fois utilisé pour éliminer les harmoniques d’ordre élevé, un filtre amorti (Figure 2.2) désigné sous le nom du filtre passe-haut permet d’arrêter les fréquences d’ordre bas [16]. Son impédance équivalente est donnée par la formule suivante :

$$Z_{\acute{e}q}(\omega) = \frac{1 - LC\omega^2 + j\frac{L}{R}\omega}{-\frac{L}{R}C\omega^2 + jCL\omega} \tag{2.2}$$

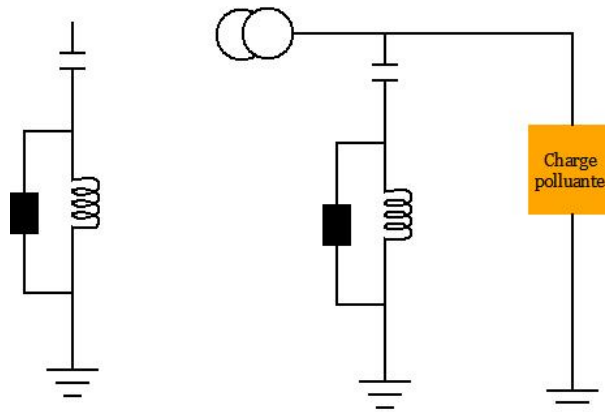


FIGURE 2.2 – Filtre amortie

1.2 Filtrage passif séries

Pour les charges harmoniques de source de tension, les filtres passifs en série (Figure 2.3) sont considérés comme un remède potentiel pour réduire ces harmoniques. Son impédance équivalente est donnée par la formule suivante :

$$Z'_{\text{éq}} = \frac{jLC\omega}{1 - LC\omega^2} \quad (2.3)$$

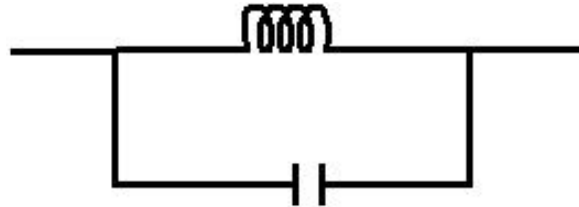


FIGURE 2.3 – Filtre passif série

2 Filtrage actif de puissance

Les courants harmoniques perturbent à la puissance active, ils doivent être éliminés pour améliorer la qualité de puissance. Les filtres actifs de puissance sont conçus pour cet objectif. Depuis la mise en œuvre de leur principe de base en 1970 [73, 9], les filtres actifs de puissance ont attiré l'attention des chercheurs d'électronique de puissance qui se sont intéressés à la dépollution harmonique dans les systèmes d'alimentation. Ces filtres actifs modernes sont plus performants du point de vue qualité de filtrage, plus petits dans la taille physique, et plus flexibles dans l'application par rapport aux filtres passifs conventionnels qui utilisent les condensateurs, les inductances et les résistances [4]. Ces solutions sont proposées comme des solutions efficaces de dépollution des réseaux électriques afin de traiter les inconvénients inhérents aux solutions traditionnelles comme les filtres passifs [5].

En 1982, un filtre actif de puissance shunt de 800 KVA, composé d'un onduleur MLI à source de courant et à base des thyristors GTO, a été utilisé pour la première fois au monde.

2.1 Filtrage actif de puissance série

Le but des filtres actifs de puissance série est de créer une impédance en série avec le réseau qui est nulle pour l'onde fondamentale et a une valeur élevée pour les harmoniques. Le filtre actif de puissance série génère une tension harmonique superposée aux tensions harmoniques du réseau mais en opposition de phase afin de les éliminer, de sorte d'obtenir une tension sinusoïdale. Évidemment, ce type de filtre actif de puissance ne peut pas corriger le courant de charge. Sa structure est montrée sur la figure 2.4

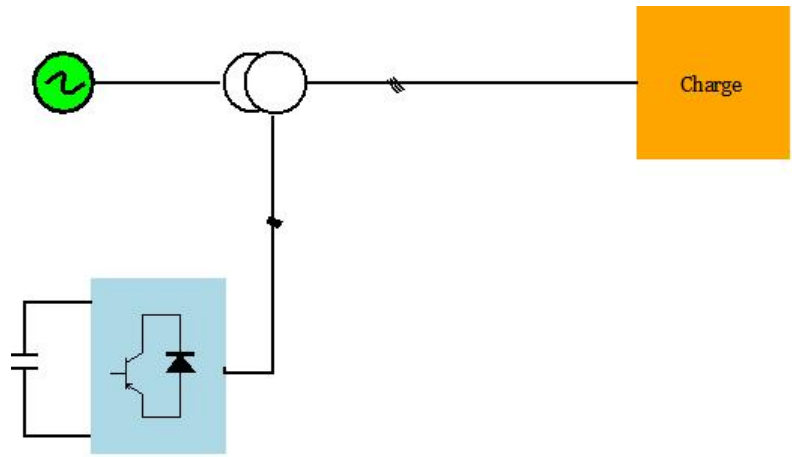


FIGURE 2.4 – Filtre active de puissance série

2.2 Filtrage active de puissance parallèle

Le filtre actif de puissance parallèle est connecté en parallèle au réseau électrique et il est généralement commandé comme générateur de courant pour éliminer les courants harmoniques absorbé par la charge non linéaire. Le filtre actif de puissance parallèle (Figure 2.5) est constitué d'un onduleur de tension connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre passif de couplage.

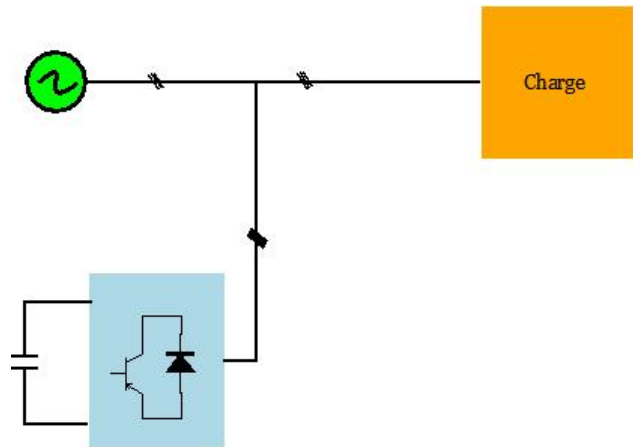


FIGURE 2.5 – filtre active de puissance parallèle

2.3 Conditionneur actif de puissance (UPQC)

La combinaison d'un filtre actif de puissance série et d'un filtre actif de puissance parallèle, comme illustré sur la figure 2.6; se nomme : conditionneur actif de puissance, (Unified Power Quality Conditioner-UPQC). L'objectif de sa mise en œuvre est de compenser les flickers/déséquilibre de tension, la puissance réactive, et les harmoniques de courant et/ou de tension harmoniques. En d'autres termes, un UPQC a la possibilité d'améliorer la qualité de l'énergie au point d'installation sur les systèmes de distribution ou les systèmes d'alimentation industriels [16, 46]

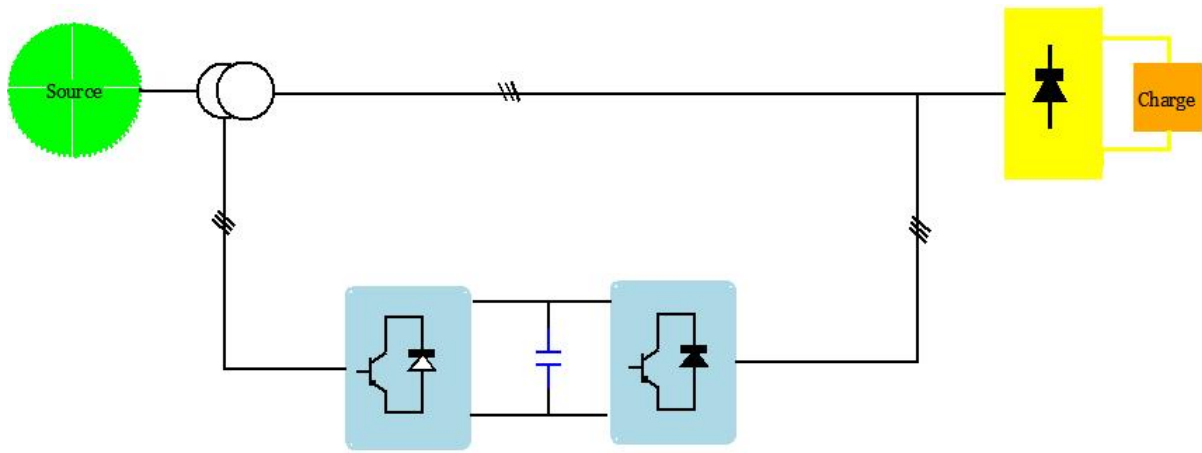


FIGURE 2.6 – Conditionneur actif de puissance

3 Filtrage hybride

Ces dernières années, de nombreuses topologies de filtres hybrides associées à différentes stratégies de commandes ont été présentées dans la littérature scientifique afin d’améliorer la qualité de l’énergie mais surtout pour réduire le dimensionnement du filtre actif de puissance et par conséquent son coût. Les filtres hybrides peuvent être classés selon le nombre d’éléments mis en œuvre dans la topologie étudiée (filtres actifs de puissance et filtres passifs), le système traité (monophasé, triphasé trois fils et triphasé quatre fils) et le type d’onduleur utilisé (structure tension ou courant)[44]. La configuration traditionnelle du filtre hybride comprend un filtre actif de puissance et un filtre passif [20, 76].

3.1 Filtre actif de puissance parallèle (FAP) en parallèle avec filtre passif parallèle(FPP)

Dans cette topologie, le filtre actif de puissance est connecté en parallèle avec le filtre passif(Figure 2.7). Tous deux sont également en parallèle avec la charge. Le filtre actif de puissance parallèle sert à compenser les courantes harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante alors que le filtre passif, accordé sur une fréquence harmonique élevée, permet de compenser les harmoniques hautes fréquences [12, 54].

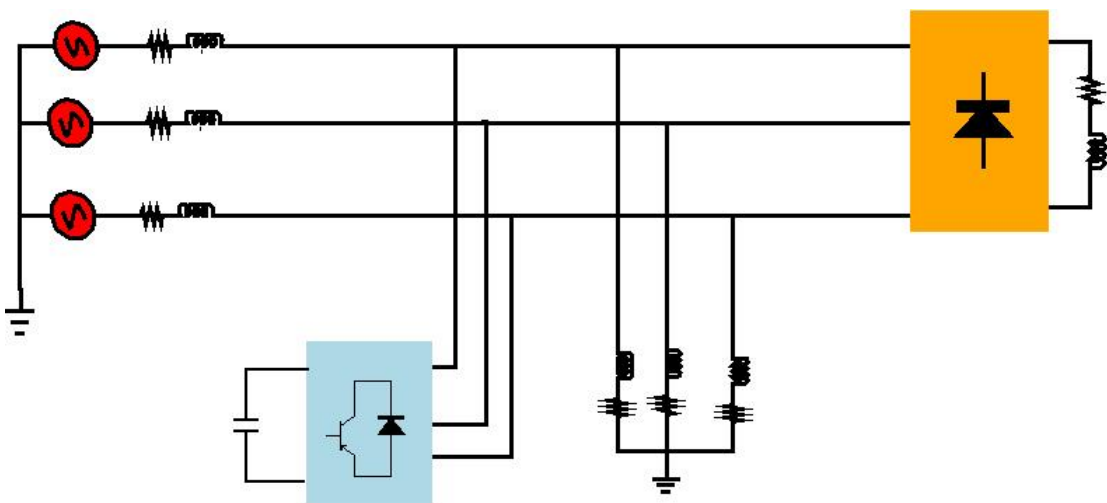


FIGURE 2.7 – Filtre actif de puissance parallèle (FAP) en parallèle avec filtre passif parallèle(FPP)

3.2 Filtre actif parallèle (FAP) en série avec filtre passif parallèle (FPP)

Dans cette configuration, les deux filtres actifs de puissance et filtre passif sont directement connectés en série, sans l'intermédiaire d'un transformateur. L'ensemble est connecté en parallèle sur le réseau comme le montre la figure 2.8.

Dans ce cas, le filtre passif se comporte comme une impédance faible à la fréquence d'accord et comme une grande impédance à la fréquence fondamentale. Ce système présente deux avantages : le dimensionnement en puissance du filtre actif de puissance est encore plus réduit encore plus du fait que le courant qui le traverse est plus faible et le filtre actif est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge [7, 12].

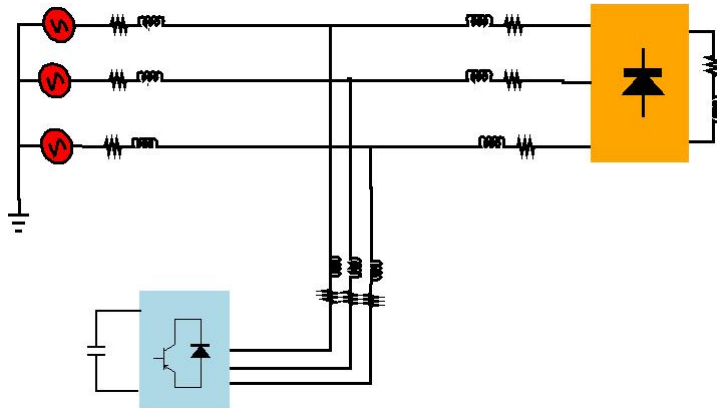


FIGURE 2.8 – Association séries d'un filtre actif de puissance parallèle et un filtre passif parallèle

3.3 Filtre actif de puissance séries (FAS) en parallèle avec filtre passif parallèle (FPP)

Cette structure permet de réduire les risques d'antirésonance entre les éléments des filtres passifs et l'impédance du réseau. Dans ce cas, le filtre actif de puissance série agit comme une résistance vis-à-vis des courants harmoniques et les oblige à circuler dans le filtre passif, tout en restant transparent à la fréquence fondamentale. La figure 2.9 illustre cette topologie [54, 17].

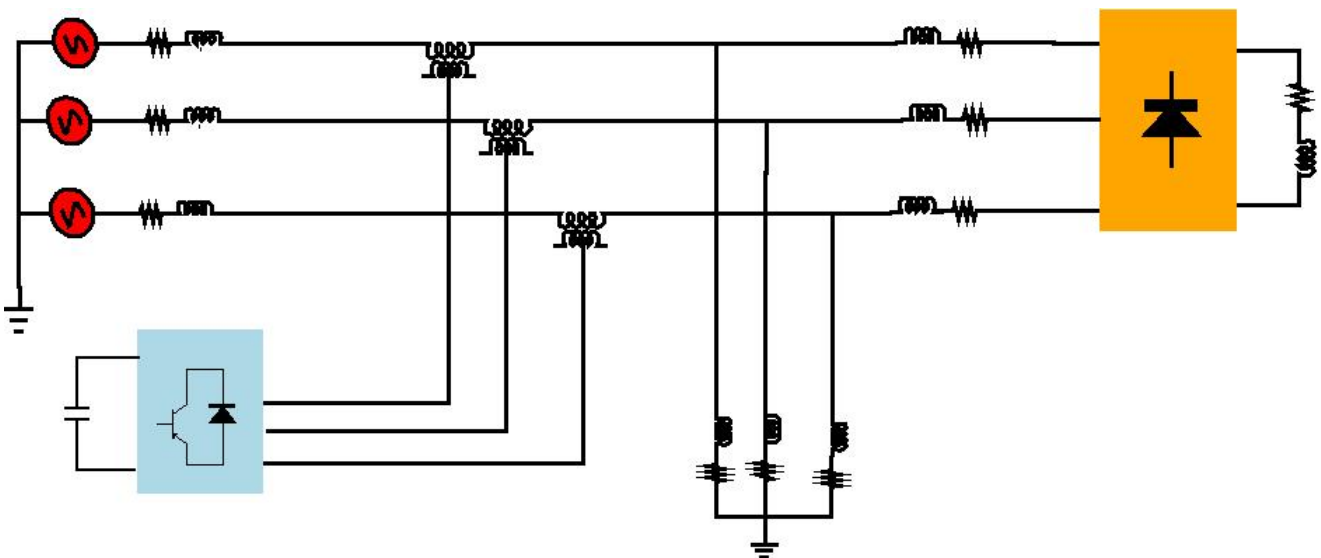


FIGURE 2.9 – Filtre actif de puissance séries en parallèle avec filtre passif parallèle

4 Principaux types des filtres actifs

Les types des filtres actifs sont divisés selon [74] :

- Les type d’onduleur utilisé (source de tension (VSI) ou source de courant (CSI)).
- La topologie (branché en parallèle, en série ou une combinaison des deux).
- Le nombre de phase système monophasé à *2 fils* ou bien triphasé (*3ou4 fils*)

4.1 Le filtre actif à source de courant

En ce qui concerne la technologie de l’onduleur de type source de courant(Figure 2.10), il comprend un commutateur de courant avec une inductance côté continu. L’inductance L joue le rôle d’une source de courant continu. Le courant I_c traversant cette inductance est maintenu quasiment constant pour ne pas dégrader les performances du filtre actif de puissance [82].

Il est relié au réseau par l’intermédiaire d’un filtre passe-bas de second ordre constitué d’une inductance L_c et d’une capacité C_{dc} .Les interrupteurs sont unidirectionnels. Ils sont formés par des transistors commandés à l’ouverture et à la fermeture. Ceux-ci ne pouvant supporter de tension inverse, ils nécessitent une diode en série.

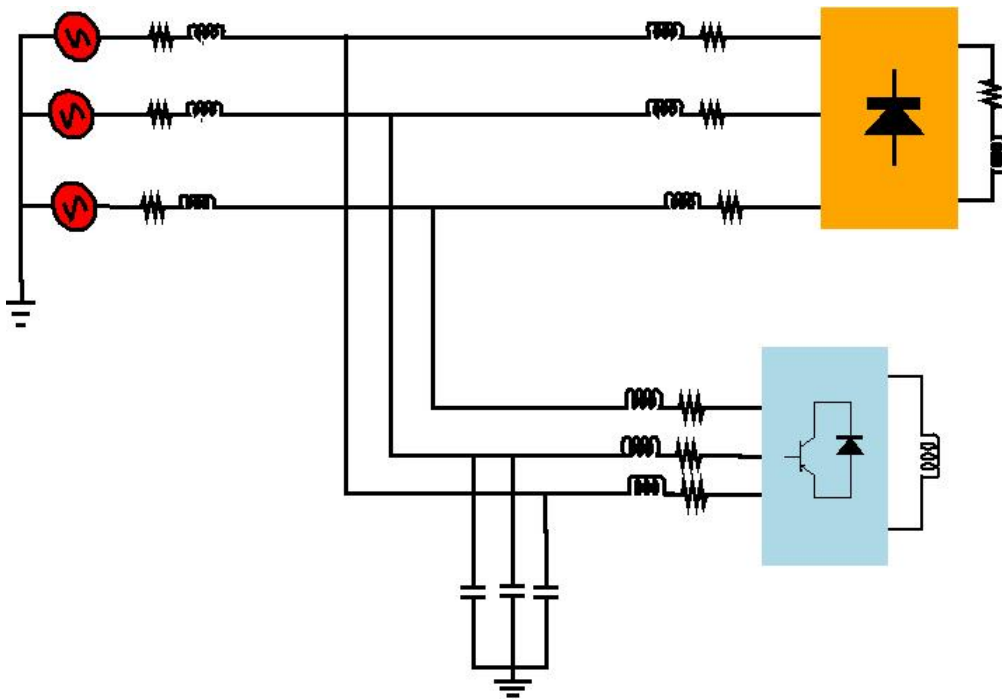


FIGURE 2.10 – Structure de filtre actif de puissance parallèle à source de courant

4.2 Filtre active de puissance à source de tension

L’onduleur de tension connecté en parallèle au réseau est illustré par la figure 2.11. Le condensateur C joue le rôle d’une source de tension continue. La tension à ses bornes V_c doit être positive et maintenue quasiment constante [82]

L’onduleur de tension est relié au réseau par l’intermédiaire d’un filtre L_c . Deux rôles sont dévolus à ce filtre :

- Transformer les variations de tension en variations de courant.
- Filtrer les fréquences de commutations des bras d’onduleur.

Les modules à IGBT disponibles actuellement sur le marché sont bien adaptés aux onduleurs de tension car en général une diode en antiparallèle est rajouté pour chaque IGBT. Le commutateur de courant exige en série parallèle avec chaque IGBT une diode anti-retour pour sa protection [69, 63]

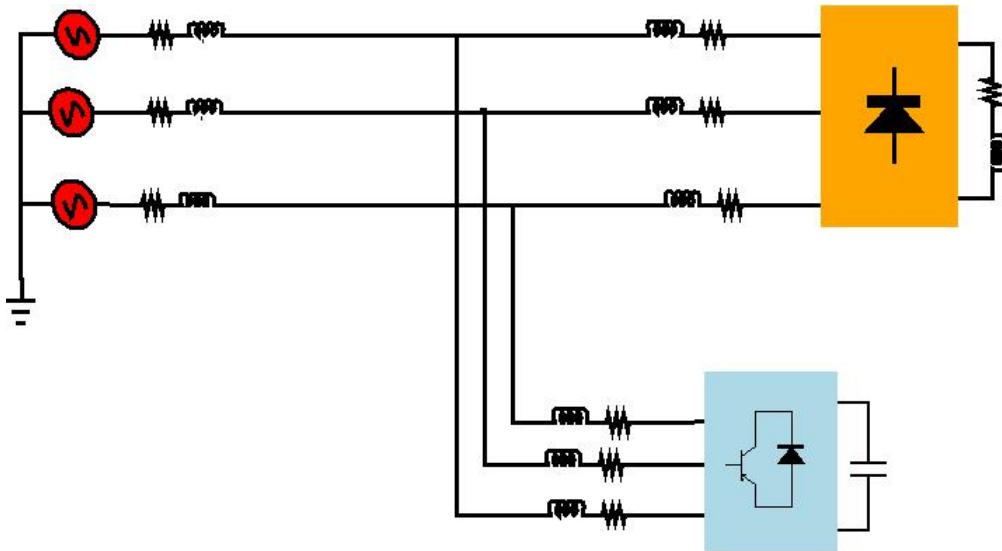


FIGURE 2.11 – Structure de filtre actif de puissance parallèle à source de tension

4.2.1 Système monophasé à 2 fils

La topologie de base d'un **FAP** monophasé est principalement composée d'un onduleur monophasé, d'un condensateur qui sert comme source de tension continue, et d'une inductance liant l'onduleur avec le réseau (source du courant); comme est illustré dans la figure 2.12 [53]. Le contrôleur du **FAP** détecte les harmoniques de charge et puis injecte les harmoniques de courant de même amplitude mais en opposition de phase vers le réseau. En conséquence, la source délivre un courant sinusoïdal identique au fondamental [56, 78].

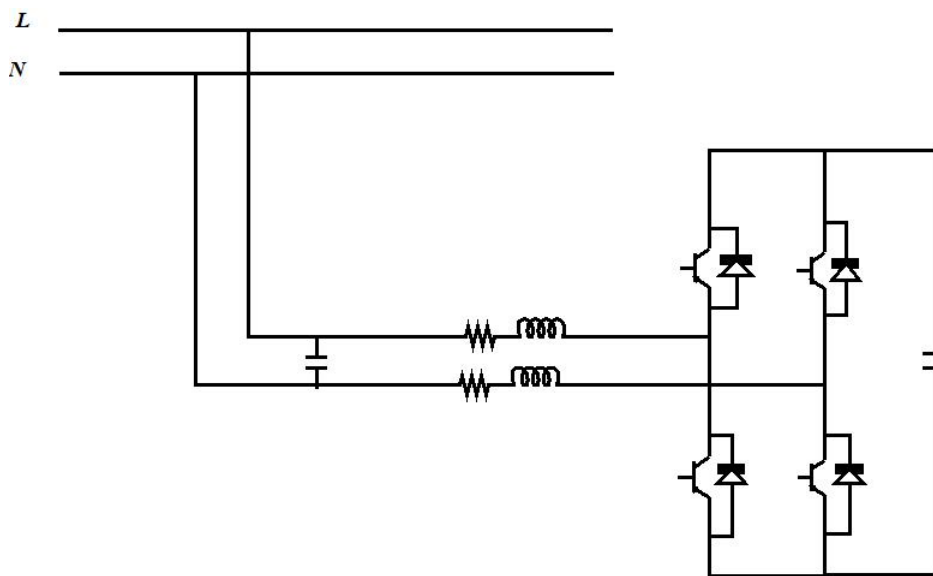


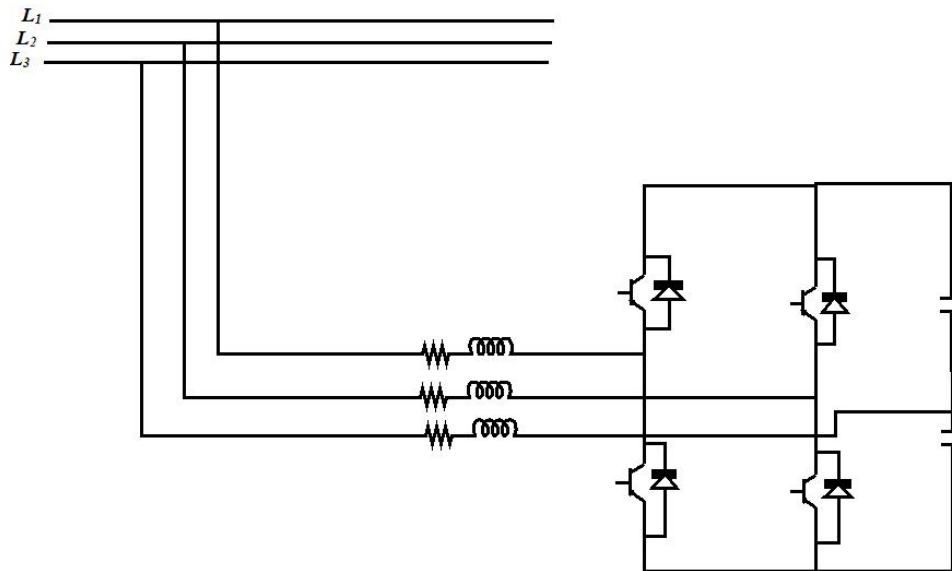
FIGURE 2.12 – Structure de filtre actif de puissance parallèle monophasé à source de tension

4.2.2 Système triphasé à trois fils

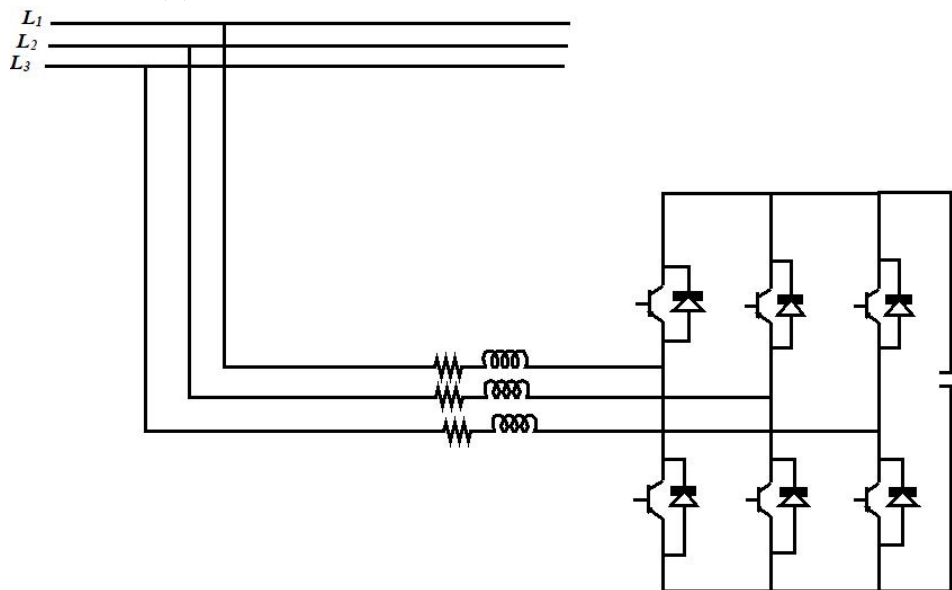
Le filtre actif de puissance triphasé à source de tension à trois fils est configuré en par deux approches, à savoir [21] :

- Convertisseur à structure tension à deux niveaux à trois bras (figure 2.13a).
- Convertisseur à structure tension à deux niveaux à deux bras avec condensateur à point milieu (figure 2.13b).

La première configuration qui est la plus répandus, est constituée de trois bras connectés en parallèle avec les trois phases du réseau triphasé, chaque bras comporte deux interrupteurs réversibles en courant qui sont des convertisseurs statiques à base de semi-conducteur commandé à l'ouverture et à la fermeture. Concernant la seconde, on distingue deux bras à quatre interrupteurs réversibles en courant et commandés à l'ouverture et à la fermeture comportant une diode en antiparallèle, le troisième bras est remplacé par deux condensateurs à point milieu qui ont le rôle d'une source de tension continue. La tension à leurs bornes $V_{dc}/2$ doit être maintenue constante.



(a) Onduleur de tension à deux bras et point milieu



(b) Onduleur de tension à trois bras

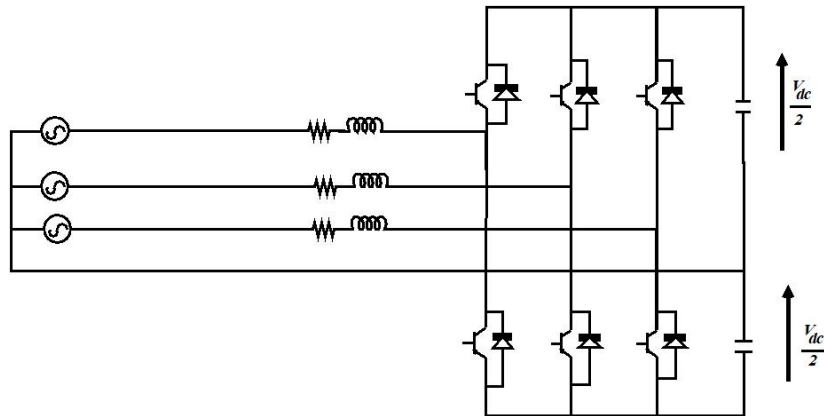
FIGURE 2.13 – Structure de filtre actif de puissance parallèle à source de tension système triphasé à 3 fils

4.3 Système à quatre fils

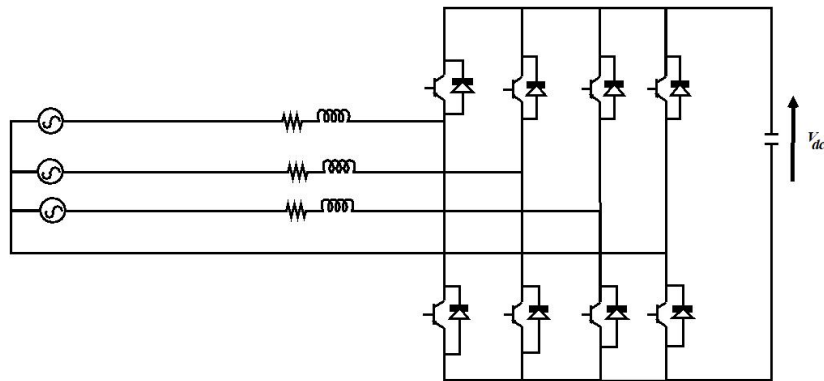
Le filtre actif de puissance triphasé à source de tension à quatre fils (Figure 2.13) est configuré par en deux approches [74] :

- - Onduleur à quatre bras dans lequel le conducteur du neutre est relié au quatrième bras de l'onduleur.

— - Onduleur à trois bras et le fil du neutre est relié directement au point milieu du bus continu constitué de deux condensateurs. Trois bras sont nécessaires pour compenser les courants triphasés et le quatrième bras pour compenser le courant du neutre. Le filtre actif de puissance à quatre bras (figure 2.14b) a huit transistors de puissance et un condensateur de stockage de l'énergie. Le deuxième type (figure 2.14a) est simple dans sa conception, Il utilise un onduleur standard à trois bras où le condensateur du bus continu est divisé en deux et le point milieu entre les deux condensateurs est relié au quatrième fil, pour débiter un chemin de retour pour le courant neutre. Ce type est souvent utilisé dans l'industrie pour compenser les courants harmoniques [48].



(a) Convertisseur à structure tension à trois bras avec Condensateurs à point milieu



(b) Convertisseur à structure tension à quatre bras

FIGURE 2.14 – Structure de filtre actif de puissance parallèle à source de tension système triphasé à 4 fils

5 Structure de filtrage active de puissance parallèle

Il existe quatre configurations des FAP trois bras, deux bras à point milieu, quatre bras et trois bras à point milieu. Notre étude n'abordera que la topologie "trois bras". La structure du filtre actif de puissance parallèle, comme il est montré dans sur la figure 2.16, il est composé de deux grandes partie, à savoir :

1. Partie puissance qui est constitué d'un :
 - Onduleur de tension
 - Circuit de stockage (capacité)
 - Filtre de sortie
2. Partie commande qui est constitué d'un :

- Circuit d'identification du courant perturbée
- Système à base PLL
- Régulation de tension continue
- Régulation du courant injecté dans le réseaux

Dans ce chapitre on se limitera a la présentation de la partie puissance du filtre actif de puissance, la partie commande sera développer dans le chapitre suivant.

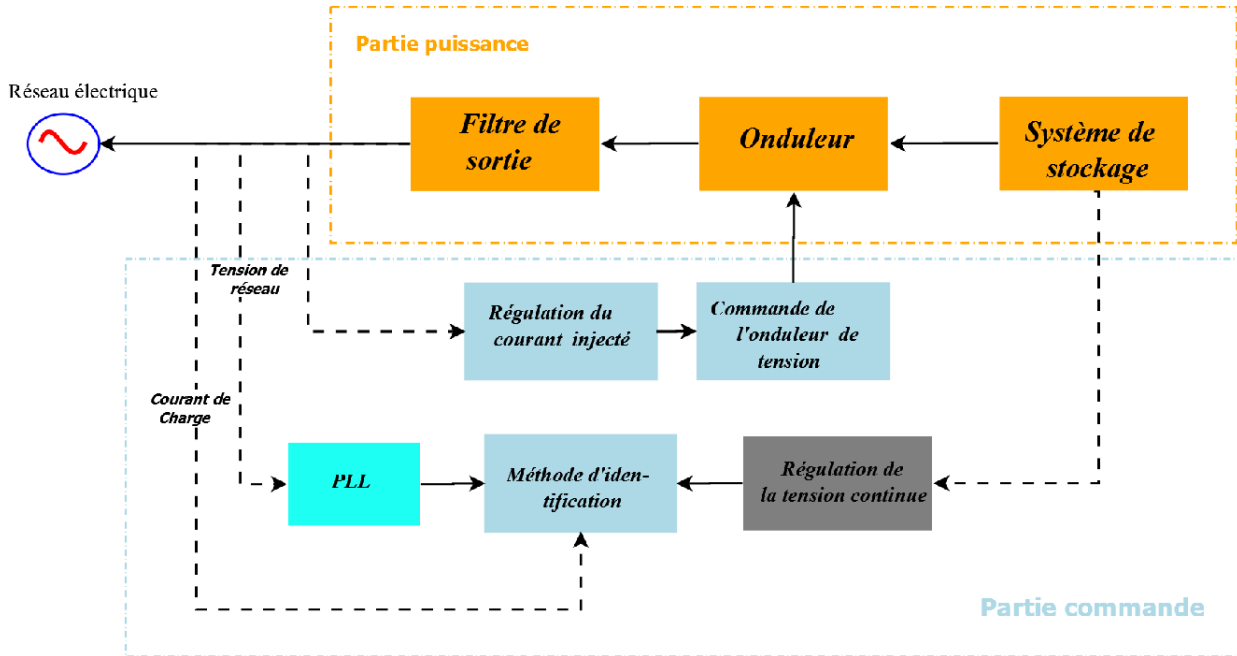


FIGURE 2.15 – structure générale de filtre active parallèle

5.1 Onduleur de tension à deux niveaux

5.1.1 structure générale

Pour la structure de l'onduleur de tension comme illustré dans sur la figure 2.16, la source de tension continue est un condensateur C_{dc} et la tension V_{dc} aux bornes de C_{dc} doit être maintenue constante afin d'éviter tout risque d'endommager des interrupteurs de puissance. Une valeur trop en dessus de la tension de référence causerait également un préjudice aux performances du filtre actif. Par conséquent, il est nécessaire d'installer un régulateur pour éliminer la fluctuation de V_{dc} . Les interrupteurs sont réversibles en courant. Ils sont formés à partir de composants semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture (transistors bipolaires, MOS, IGBT , GTO), en antiparallèle avec une diode. L'inductance L_f qui constitue d'un filtre du premier ordre, placée à la sortie du filtre actif, sert à limiter les variations des courants harmoniques dues aux commutations des bras[52].

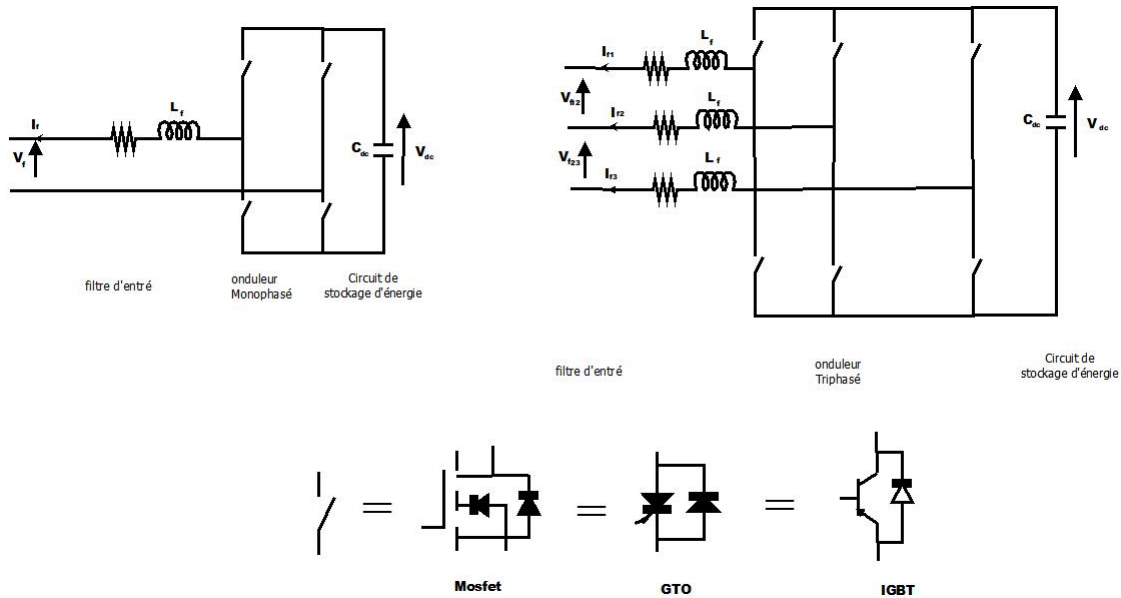


FIGURE 2.16 – Onduleur de tension à deux niveaux

5.1.2 Filtre de découplage

Le but du filtre de découplage est de permettre la connexion de l’onduleur de tension au réseau électrique [45]. Le bon dimensionnement du filtre de sortie du premier ordre dépendra donc du compromis à trouver entre la dynamique et l’efficacité du filtre actif de puissance parallèle. Ce compromis est très difficile à fixer sans l’emploi d’un filtre passif auxiliaire installé à la sortie de l’onduleur ou en amont du côté réseau. L’équation de la variation de courant du filtre actif peut s’écrire comme suis :

$$\frac{\partial i_f}{\partial t} = \frac{V_{dc} - V_s}{L_f} \tag{2.4}$$

On souhaite augmenter la vitesse de variation du courant à compenser, pour cela, d’après l’équation (2.4) On doit diminuer L_f mais sans engendrer une augmentation d’ondulation du courant a la fréquence de commutation.

$$\left(\frac{\partial i_f}{\partial t}\right)_{max} = \frac{V_{dc} - V_s(t)}{L_f} \tag{2.5}$$

La vitesse maximale de variation du courant dépend des deux paramètres V_{dc} et $v_s(t)$. Le fait d’augmenter V_{dc} . revient à augmenter la rapidité de réponse du courant $i_f(t)$. D’après l’équation (2.5) On peut conclure que la rapidité de réponse de ce courant n’est pas la même a chaque instant puisqu’elle dépend également de la valeur instantanée de $v_s(t)$. L’inductance sera alors choisie en fonction de la vitesse maximale de variation du courant et de l’ondulation parasite[52].

5.2 système du stockage

Le stockage de l’énergie est réalisé coté continu à l’aide d’un système de stockage capacitif(figure 2.17), représenté par un condensateur C_{dc} qui joue le rôle d’une source de tension continue V_{dc} [1]. Le choix des paramètres du système de stockage (V_{dc} et C_{dc}) se répercute sur la dynamique et sur la qualité de compensation du filtre actif de puissance parallèle. En effet, une tension V_{dc} élevée améliore la dynamique du filtre actif de puissance . Les ondulations de la tension continue V_{dc} ,causé par la charge et la décharge du condensateur peut dégrader la qualité de compensation du filtre actif de puissance parallèle. Ces fluctuations dépendent du choix de la valeur C_{dc} . Le condensateur du coté continu a deux fonctionnalités principales :

- Maintenir la tension avec un faible taux d’ondulation en régime permanent.

- Être un réservoir qui sert à fournir la différence d'énergie de la charge et la source durant le régime transitoire.

En régime permanent, la puissance active fournie par la source doit être égale à la puissance active absorbée par la charge plus une faible puissance active qui sert à compenser les pertes dans le filtre. La tension du côté continu peut être maintenue à une valeur de référence désirée.

Néanmoins, quand les conditions de charge changent, la puissance transitant entre la source et la charge est perturbée et la différence d'énergie est compensée par le condensateur du côté continu ce qui éloigne cette tension de sa référence. Pour satisfaire les fonctionnalités du filtre actif de puissance, la valeur maximale du courant de référence doit être ajustée proportionnellement à l'énergie fournie par la source. Si la tension aux bornes du condensateur a été réglée et a atteint sa tension de référence, l'énergie fournie par la source est supposée être égale à l'énergie consommée par la charge. La valeur maximale du courant de référence est obtenue par régulation de la tension cotée continue [52].

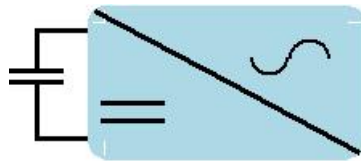


FIGURE 2.17 – système de stockage

6 Conclusion

Les solutions existant pour pallier aux perturbations sur les réseaux électriques sont : traditionnelles ou modernes, elles doivent être établies pour minimiser les effets des perturbations et garantir une alimentation de qualité. Les solutions classiques ne sont pas très efficaces pour traiter ce problème ; les technologies mises en œuvre, telles que les filtres passifs, sont souvent pénalisantes en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et des charges polluantes.

Concernent les solutions modernes, nous avons présenté les deux topologies utilisées, les filtres actif de puissance (parallèle et séries) et les filtres hybride. Ces topologies ont pour but de générer soit des courants harmoniques, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant et la tension du réseau redeviennent sinusoïdaux.

Dans le chapitre suivant, nous parlerons du filtre actif de puissance parallèle utilisant un onduleur de tension à deux niveaux, ainsi que de son système de contrôle.

Introduction

Le filtrage actif de puissance, comme moyen de compensation des harmoniques, est de plus en plus utilisé pour réaliser des interfaces de dépollution entre les réseaux électriques et les récepteurs polluants. Le rendement économique des filtres actifs de puissance est important pour le fournisseur d'énergie ainsi que le consommateur, car les harmoniques causent des pertes considérables dans les transformateurs et les lignes, etc. D'un autre côté, la bonne exploitation d'un filtre actif de puissance parallèle est liée de façon significative aux choix des techniques de contrôle appliquées.

Afin de pouvoir bien suivre les vérifications de courant de référence et la réalisation d'un niveau de performance satisfaisant de filtrage il existe différentes méthodes d'identification des harmoniques pour les filtres actifs de puissance parallèle, à savoir : la méthode des puissances instantanées (PQ), la théorie du référentiel lié au synchronisme (SRF). [20, 55].

1 Les méthodes d'identification

Les méthodes d'identification donnent le choix de compenser un, plusieurs ou voir même tous les types de courants perturbateurs. En effet, en se basant sur la régulation de la tension continue et sur celles du réseau électrique aux points de raccordement, nous pouvons compenser tous les courants perturbateurs [19]. Le courant de référence est l'élément clé qui assure une très bonne compensation filtre actif de puissance. L'estimation du signal de référence est initiée par la détection de signaux de tension de la source (v_s), le courant de charge (i_l), ainsi que la tension du bus continu de l'onduleur (v_{dc}). Sur la base de ces variables de système, les signaux sont estimés dans le domaine fréquentiel ou temporel. La Figure 3.1 illustre quelques techniques d'estimation de signal de référence.

On diffère trois possibilités d'identification des courants perturbateurs :

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

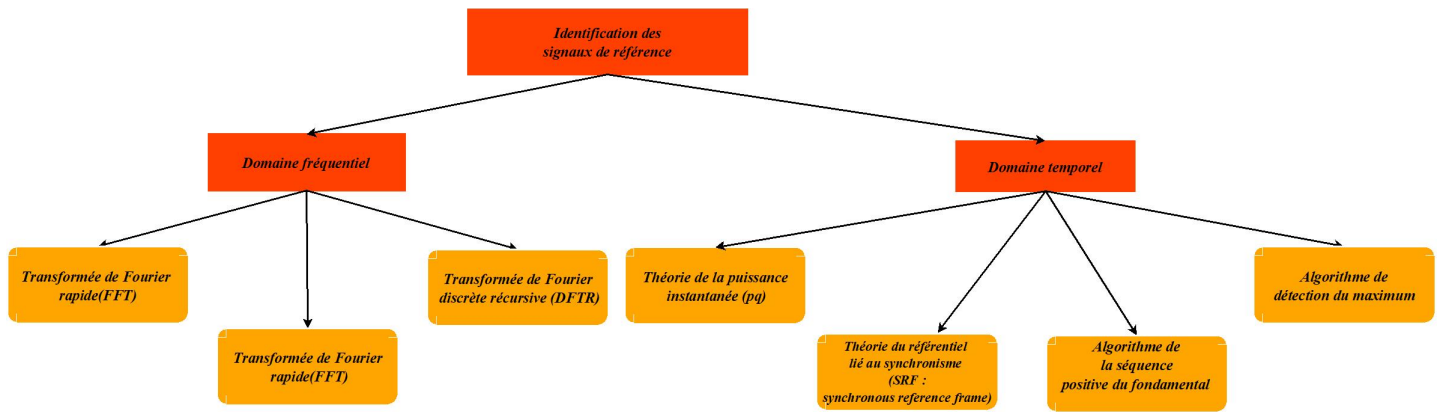


FIGURE 3.1 – Les technique d’identifications des harmoniques

1.1 Méthode du domaine fréquentiel

Les stratégies de contrôle dans le domaine fréquentiel sont basées sur l’analyse fréquentielle de tensions ou de courants non sinusoïdaux pour extraire les harmoniques afin de les compenser [37].L’utilisation de la transformation de Fourier, nous permet de séparer les composantes harmoniques de la fondamentale pour générer les commandes de compensation [75]. Les méthodes du domaine fréquentiel nécessitent une grande capacité de mémoire de calcul et les résultats prévus au cours de l’état transitoire peuvent être imprécises [71].

1.2 Méthode du domaine temporelle

Les méthodes du domaine temporel permettent une réponse plus rapide et requièrent moins d’opérations que les méthodes précédentes. Le principe de ce type de méthodes est la séparation du fondamental ou de certain harmonique du reste des harmoniques par le filtrage. Trois possibilités d’identification des courants perturbateurs ont déjà été proposées : Identification à partir de la détection du courant de la charge polluante ; Identification à partir de la détection du courant de la source et Identification à partir de la détection de la tension de source [7].

2 Stratégie de commande directe

Dans cette commande comme le montre la figure 3.2, on détecte le courant de la charge polluante i_c et après l’utilisation de transformer matriciel adéquate et de filtre passe haut nous pouvons déterminer les courants de référence. Ces dernier sont comparer aux courant injecter par le filtre actif de puissance et réguler. Il existe plusieurs type de commande directe tel que :

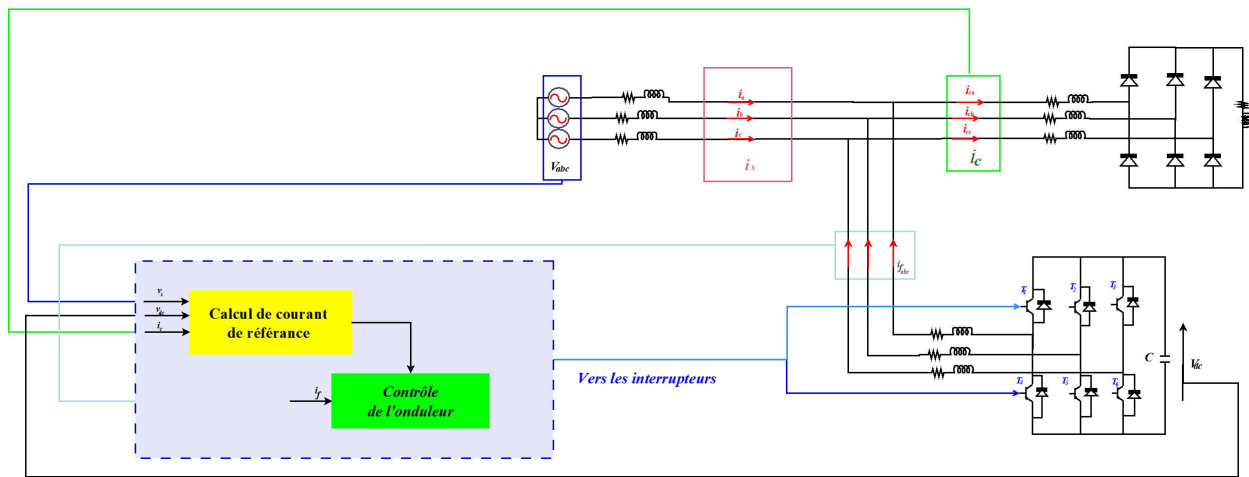


FIGURE 3.2 – commande direct d’un filtre actif de puissance

2.1 Méthode des puissances active et réactive instantanées (Méthode PQ)

En 1983, Akagi a proposé «La théorie généralisée de la puissance réactive instantanée en circuits triphasés » également connu comme la théorie (pq). [3, 6], Il exploite la transformation de Concordia des tensions simples et des courants de ligne, afin de calculer les puissances réelle et imaginaire instantanées. La composante fondamentale est transformée en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes alternatives. Cette transformation est nécessaire si nous voulons que l’élimination de la composante continue soit facile à mettre en œuvre. Son principe est énoncé comme suit :

Soient respectivement les tensions simples et les courants de ligne d’un système triphasé sans homopolaire, $v_{sa}(t)$, $v_{sb}(t)$, $v_{sc}(t)$ et $i_{ca}(t)$, $i_{cb}(t)$, $i_{cc}(t)$. La transformation de Concordia permet de ramener ce système triphasé équilibré à un système diphasé dont les axes sont en quadrature, comme le montre les deux relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = C_0 \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \tag{3.1}$$

ou :

$$C_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

C_0 : Matrice de concordia

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_0 \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

En négligeant les harmoniques de tension, la puissance réelle p et la puissance imaginaire q sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{3.4}$$

Les composantes des puissances réelle et imaginaire instantanées s'expriment comme la somme d'une composante continue et d'une composante alternative :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \tag{3.5}$$

Avec

$$\begin{cases} \bar{p} \text{ et } \bar{q} & \text{les composantes continues de } p \text{ et } q \\ \tilde{p} \text{ et } \tilde{q} & \text{les composantes alternatives de } p \text{ et } q. \end{cases}$$

De l'équation (3.4), nous pouvons déduire les composantes de courant correspondantes :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \tag{3.6}$$

En introduisant (3.4) dans (3.6), les courants dans les axes α - β deviennent :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \tag{3.7}$$

On remarque que la composante fondamentale active présente dans (3.5) a été éliminée du calcul des courants de référence dans (3.7). Cela fait par un filtre passe haut (Figure 3.3a) pour l'élimination des signaux harmonique cependant nous disposons dans ce cas d'un rendement faible. Une solution alternative est d'utiliser un filtre passe bas (figure 3.3b) avec un retour unitaire qui offre la même fonction mais avec un rendement meilleur. Cette expression montre donc que l'identification des

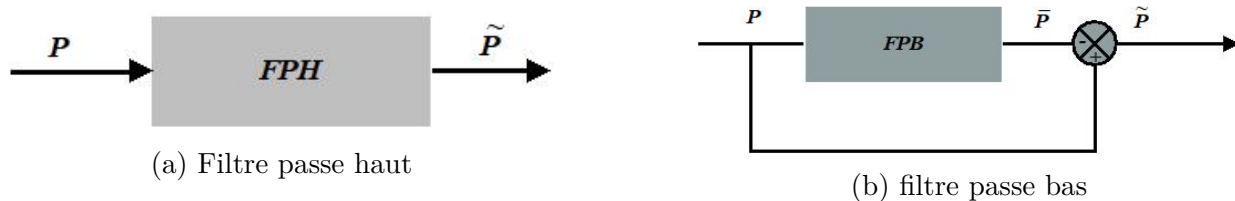


FIGURE 3.3 – Séparation des puissances avec un filtre passe haut ou un filtre passe bas.

différentes composantes du courant dans le repère (α, β) revient à séparer des termes continus des puissances réelle et imaginaire instantanées. Nous pouvons compenser soit les harmoniques de courant et l'énergie réactive ou uniquement l'un des deux. La figure 3.4 représente le schéma de principe de la méthode des puissances instantanées :

Si nous voulons par exemple compenser les harmoniques de courant et l'énergie réactive en même temps, l'équation (3.7) devient :

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ q \end{bmatrix} \tag{3.8}$$

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

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \end{bmatrix} \tag{3.9}$$

La figure 3.4 représente le schéma de principe de la méthode des puissances instantanées.

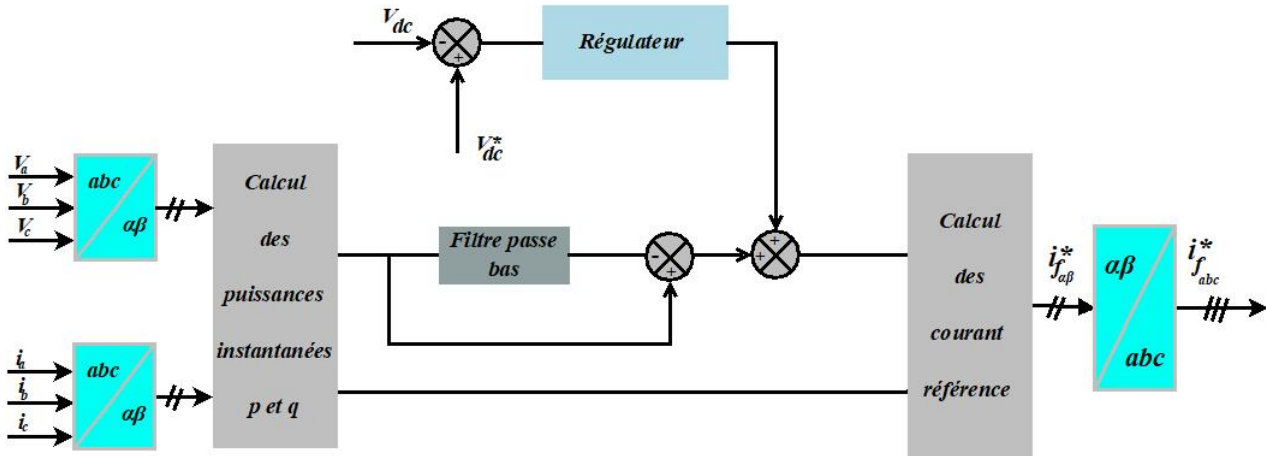


FIGURE 3.4 – Principe de la méthode p, q

2.2 Méthode du référentiel lié au synchronisme (SRF)

Cette méthode introduite par Bhattacharya [13] utilise les étapes suivantes :

Différemment à la méthode précédente, la transformation de Concordia sur le plant (α, β) s'appliquera uniquement aux courants de ligne (i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}) en (i_α, i_β) . L'avantage majeur de cette méthode réside dans le fait que les éventuelles tensions harmoniques n'ont plus d'influence sur les courants identifiés et par conséquent le filtrage sera meilleur. Ainsi, nous aurons l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

Avec une P.L.L insensible aux perturbations, nous pouvons tirer les signaux $\sin \hat{\theta}$ et $\cos \hat{\theta}$ de la tension " fondamentale " du réseau, nous pouvons obtenir ainsi l'expression des courants dans le repère d-q :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \hat{\theta} & -\cos \hat{\theta} \\ \cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{3.11}$$

Le schéma vectoriel de passage du repère (abc) vers le repère (dq) est représenté dans la Figure 3.5.

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

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{bmatrix} \tag{3.12}$$

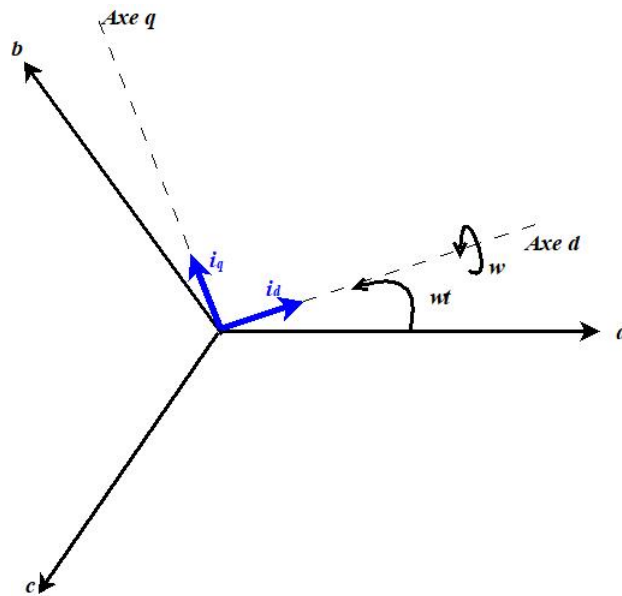


FIGURE 3.5 – Représentation vectorielle de passage de repaire abc vers le repère (dq)

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{i}_d \quad \text{étant le courant continu de } i_d \text{ lié à la composante fondamentale} \\ \quad \quad \text{active du courant} \\ \bar{i}_q \quad \text{étant le courant continu de } i_q \text{ lié à la composante fondamentale} \\ \quad \quad \text{réactive du courant} \\ \tilde{i}_d \text{ et } \tilde{i}_q \quad \text{étant les courants alternatifs liés à la somme des composantes} \\ \quad \quad \text{perturbatrices du courant.} \end{array} \right.$$

De l'équation (3.12), nous pouvons déduire les composantes de courant correspondantes :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \hat{\theta} & -\cos \hat{\theta} \\ \cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \\ -\cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

soient :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \\ -\cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \\ -\cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Suivant la fonction que nous donnons, nous pouvons compenser soit les harmoniques de courant et l'énergie réactive ou uniquement l'un des deux. Nous voulons dans cas compenser les harmoniques de courant et l'énergie réactive en même temps. Le tableau suivant résume les modes de compensation suivante :

	Compensation des harmoniques de courant	Compensation de l'énergie réactive	Compensation des harmoniques de courant et de l'énergie réactive
Paramètre de contrôle	$i_{dc} = \tilde{i}_d$ et $i_{qc} = \tilde{i}_q$	$i_{qc} = 0$ et $i_{qc} = \tilde{i}_q$	$i_{dc} = \tilde{i}_d$ et $i_{qc} = \tilde{i}_q$

TABLE 3.1 – Les modes de compensation de la commande dite du référentiel lié au synchronisme

Si nous voulons compenser les harmoniques de courant , l'équation (3.14) devient :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \\ -\cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Après le choix des paramètres de commande, les courant de référence suivant les axes a, b et c :

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

la figure 3.6 illustre le schéma de principe de la commande référentiel lié au synchronisme :

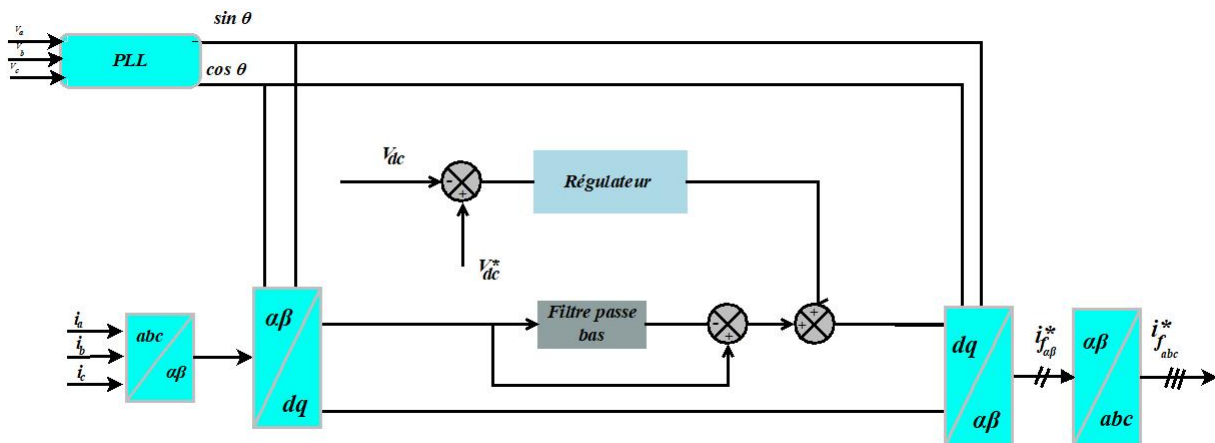


FIGURE 3.6 – Principe de la méthode SFR

D'après la figure nous utilisons une PLL. Sa structure est un système bouclé dont le comportement et ses performances sont étudiés et évalués dépendent du type de régulateur utilisé. Cette structure présente des configurations très diversifiées et comme présentées sur la figure 3.7, elle comprend principalement trois blocs [66], à savoir : Le détecteur de phase (DP), le correcteur et l'oscillateur commandé en tension (OCT).

De nombreuses techniques pour les PLL ont été développées, parmi lesquelles la méthode qui détecte les points de passage à zéro des tensions utile. le problème avec cette technique est que ces points ne peuvent être détectés qu'à chaque demi-cycle de la période utile. Alors, le suivi de phase est impossible entre les points détectés, et les performances de suivi rapide ne peuvent être atteintes. La seconde méthode est utilisée pour la détermination de la phase ou de la position angulaire. La figure 3.8 montre le diagramme détaillé de cette technique [23].

Les techniques avancées utilisées dans la technologie de la PLL ont pour principal objectif d'utiliser une poursuite robuste de la phase du réseau qui permet de pallier à l'existence des perturbations.

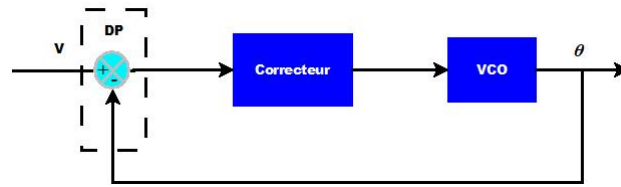


FIGURE 3.7 – Schéma fonctionnel d'une PLL classique

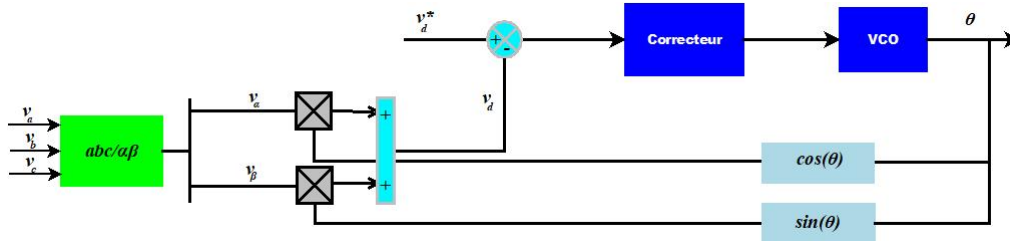


FIGURE 3.8 – Schéma détail d'une PLL

2.3 Algorithme de détection du maximum

Le principe de cet algorithme est expliqué dans la Figure 3.9. Dans ce cas, les courants alternatifs générés par l'onduleur sont forcés à suivre leurs consignes que délivre le générateur des courants de référence. Le courant distordu de la charge polluante est filtré afin d'extraire la composante fondamentale i_{cf} . Le filtre passe-bande est accordé à la fréquence 50 ou 60 Hz, tel que le gain d'atténuation du signal de sortie soit égal à 0, et que l'angle de phase soit égal à 180° [59]. Ainsi, le courant de sortie sera exactement égal au fondamental du courant de charge d'entrée mais en opposition de phase. Si le courant de charge est additionné au courant de sortie du filtre passe-bande, la forme d'onde du courant de référence, requise seulement pour la compensation des courants harmoniques, sera obtenue. Maintenant, dans l'objectif d'assurer la puissance réactive demandée par la charge, la sortie du filtre passe-bande doit être synchronisée avec la tension simple de la phase correspondante, tel que le courant délivré par le filtre actif de puissance soit forcé de coïncider avec la tension de sortie respective de façon à générer la puissance réactive demandée, à absorber la puissance active nécessaire au remplacement des pertes de commutation et au maintien de la constance de la tension continue du filtre actif. La puissance active absorbée par le filtre actif est commandée en ajustant l'amplitude du courant i_{cf} obtenu à partir du générateur de référence. Cette amplitude est égale à l'amplitude de la composante fondamentale du courant de charge plus ou moins le signal d'erreur ΔV_{dc} . Ainsi, l'onduleur fournira les courants harmoniques, la puissance réactive demandée par la charge et absorbera le petit taux de puissance active nécessaire à couvrir la puissance perdue par commutation et à garder constante la tension V_{dc} . La caractéristique principale de cette méthode est la dérivation directe de la composante de compensation à partir du courant de charge sans passer par des transformations de référentiels, comme ce fut le cas pour les deux algorithmes précédents. Néanmoins, un problème d'oscillation à faible fréquence est engendré par cette technique au niveau de V_{dc} [28].

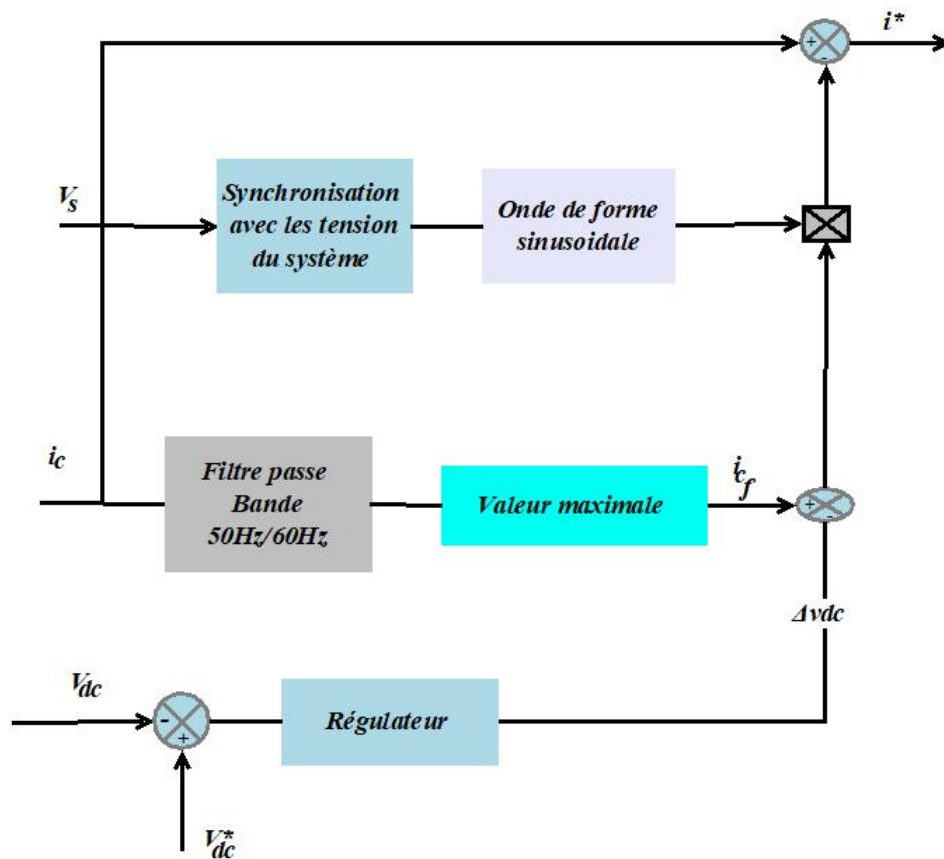


FIGURE 3.9 – Génération des courants de référence par l’algorithme de détection du maximum.

En revanche, quelques modifications introduites dans le schéma de la Figure 3.9 ont été suffisantes pour pallier à ce problème. Le nouveau schéma est présenté dans la Figure 3.10.

$$i_{ma} = \frac{I_a \cos \phi}{2} + \frac{I_a \cos (\omega t - \phi)}{2} + \sum_{n=2k-1}^{\infty} \frac{I_a}{2} \cos[(n - 1)\omega t - n\phi] + \cos[(n + 1)\omega t - n\phi] \quad (3.17)$$

Avec : $k = 1, 2, 3, \dots$

Ici, ni la tension de source ni le déséquilibre de charge n’ont un effet sur la génération des courants de référence. Aussi, le circuit de commande est très simple et ne demande pas des calculs complexes, d’où un temps de calcul réduit par rapport aux algorithmes précédents. En plus, l’utilisation de cette technique minimise les distorsions introduites par les harmoniques de courant. Cependant, cette méthode ne peut assurer l’équilibrage de la puissance active dans les systèmes à 04 fils.

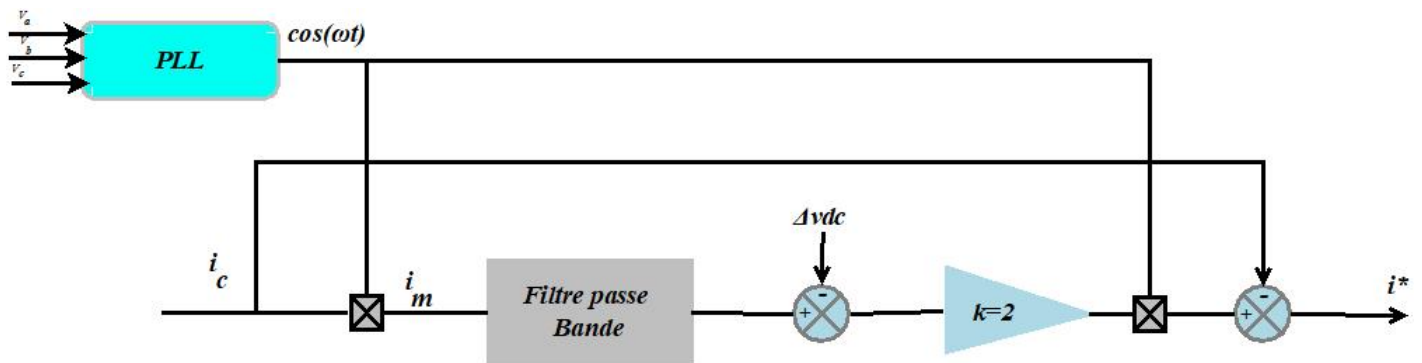


FIGURE 3.10 – Algorithme de détection du maximum modifié

2.4 Algorithme de la séquence positive du fondamental

Une compensation du courant du neutre Le principe de cet algorithme est illustré dans la Figure 3.11. C'est une technique récente proposée en 2004 par W. G. Chang & T.-C. Shee [33]. Elle est basée sur le besoin d'avoir un courant de source qui soit équilibré, non distordu et en phase avec la séquence positive de la tension de source. En conséquence, le filtre actif de puissance sera capable de réaliser :

- Un facteur de puissance unitaire à la séquence positive de la fréquence fondamentale
- Une puissance active minimale absorbée ou fournie par le filtre actif de puissance
- Une compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive
- Une compensation du courant du neutre.

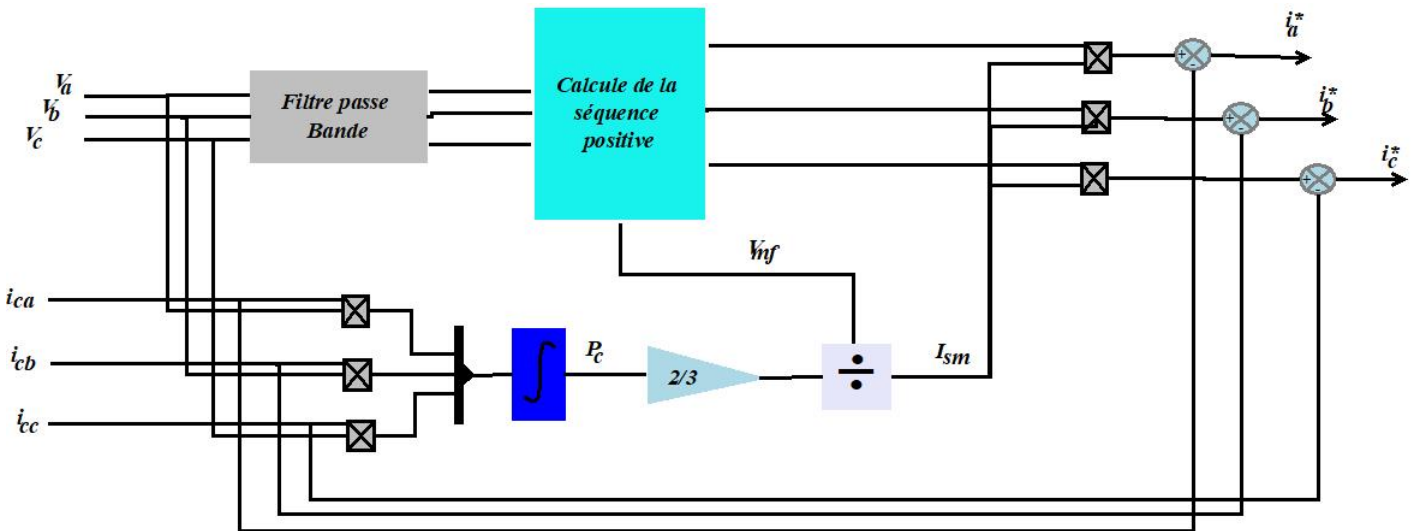


FIGURE 3.11 – Génération des courants de référence par l’algorithme de la séquence positive du fondamental

Afin d’atteindre ces objectifs, les courants triphasés désirés côté source doivent être en phase Avec la séquence positive de la composante fondamentale de la tension de source. Ces derniers seront alors donnés par l’expression :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} - I_m \tag{3.18}$$

Avec :

$$\begin{cases} I_m & \text{Amplitude du courant de source} \\ \phi_f^+ & \text{Argument de la séquence positive obtenue à partir de la transformation de Fortescue de la composante fondamentale de la tension de source.} \end{cases}$$

Pour extraire la composante fondamentale de la tension de source V_a , on fait passer chacune des tensions de source par un filtre passe-bande réglé à la fréquence 50 Hz (Figure 3.11). Ainsi, à la sortie du filtre, on obtient une composante fondamentale sinusoïdale.

Une fois les composantes fondamentales des tensions de source obtenues, on les fait passer maintenant par la transformation de Fortescue afin d’en extraire la composante de séquence positive. La transformation de Fortescue est exprimée par la matrice [F] ci-dessous. Il est à noter que les grandeurs instantanées doivent d’abord être converties en vecteurs ou en grandeurs complexes avant de

passer par la matrice $[F]$.

$$[F] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Avec : $a = 1 \angle 120^\circ$

Les séquences positive, négative et homopolaire sont alors données par :

$$\begin{bmatrix} V_f^+ \\ V_f^- \\ V_f^0 \end{bmatrix} = [F] \begin{bmatrix} V_{af} \\ V_{bf} \\ V_{cf} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Dans cet algorithme, on n'est intéressé que par la composante V_f^+ .

Par définition, la puissance active P_c est la valeur moyenne de la puissance instantanée P_c . Ainsi, la puissance active absorbée par la charge est égale à :

$$P_c = \frac{1}{T} \int_0^T p_c(t) dt \quad (3.21)$$

Telle que :

$$p_c = V_{an} \cdot i_{ca} + V_{bn} \cdot i_{cb} + V_{cn} \cdot i_{cc} \quad (3.22)$$

En supposant que le filtre actif consomme zéro puissance active P_f , les puissances actives côté source P_s et côté charge P_c seront alors identiques. La puissance active côté source est donnée par :

$$P_s = \frac{1}{T} \int_0^T p_s(t) dt \quad (3.23)$$

Telle que :

$$P_s = P_{sf}^+ + P_{sf}^- + P_{sf}^0 + P_{sh}^+ + P_{sh}^- + P_{sh}^0 \quad (3.24)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} P_{sf}^+ \\ P_{sf}^- \\ P_{sf}^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{af}^+ & V_{bf}^+ & V_{cf}^+ \\ V_{af}^- & V_{bf}^- & V_{cf}^- \\ V_{af}^0 & V_{bf}^0 & V_{cf}^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$\begin{bmatrix} P_{sh}^+ \\ P_{sh}^- \\ P_{sh}^0 \end{bmatrix} = \sum_{h=2}^{\infty} \begin{bmatrix} V_{ah}^+ & V_{bh}^+ & V_{ch}^+ \\ V_{ah}^- & V_{bh}^- & V_{ch}^- \\ V_{ah}^0 & V_{bh}^0 & V_{ch}^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Et :

$$\begin{bmatrix} V_{af}^+ \\ V_{bf}^+ \\ V_{cf}^+ \end{bmatrix} = V_{mf}^+ \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi_f^+) \\ \sin(\omega t + \phi_f^+ - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \phi_f^+ + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$$\begin{bmatrix} V_{af}^- \\ V_{bf}^- \\ V_{cf}^- \end{bmatrix} = V_{mf}^- \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi_f^-) \\ \sin(\omega t + \phi_f^- - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \phi_f^- + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$V_{af}^0 = V_{bf}^0 = V_{cf}^0 = V_{mf}^0 \sin(\omega t + \phi_f^0) \quad (3.29)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ah}^+ \\ V_{bh}^+ \\ V_{ch}^+ \end{bmatrix} = V_{mh}^+ \begin{bmatrix} \sin(h\omega t + \phi_f^+) \\ \sin(h(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \phi_h^+) \\ \sin(h(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \phi_h^+) \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ah}^- \\ V_{bh}^- \\ V_{ch}^- \end{bmatrix} = V_{mh}^- \begin{bmatrix} \sin(h\omega t + \phi_f^-) \\ \sin(h(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \phi_h^-) \\ \sin(h(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \phi_h^-) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$v_{ah}^0 = v_{bh}^0 = v_{ch}^0 = V_{mh}^0 \sin(h\omega t + \phi_h^0) \quad (3.32)$$

Tout calcul fait, on obtient :

$$p_{sf}^+ = p_{sf}^- = p_{sh}^+ = p_{sh}^- = p_{sh}^0 = 0 \quad (3.33)$$

$$P_s = \frac{1}{T} \int_0^T p_{sf}^+(t) dt \quad (3.34)$$

Maintenant, en utilisant les transformations trigonométriques suivantes :

$$\begin{cases} \sin^2(x) = \frac{1 - \cos(2x)}{2} \\ \sin(x) \cdot \sin(y) = \frac{\cos(x - y) - \cos(x + y)}{2} \end{cases} \quad (3.35)$$

$$P_c = p_s = \frac{2}{3} \quad (3.36)$$

On aboutit à :

$$p_s = p_c = \frac{2}{3} V_{mf}^+ I_{sm} \quad (3.37)$$

D'où on finalement :

$$I_{sm} = \frac{3}{2} \frac{p_s}{V_{mf}^+} \quad (3.38)$$

Avec P_c calculée par la formule (3.37).

3 Stratégie de commande indirecte

La commande dite indirecte, consiste à détecter le courant de source i_s et les compare aux courants de source sinusoïdal de référence i_{ref} en phase avec la tension de source, afin de produire le courant de filtrage en opposition de phase avec les harmoniques existant dans le courant de charge pour les éliminer [22] . Comme l'illustre la figure 3.12.

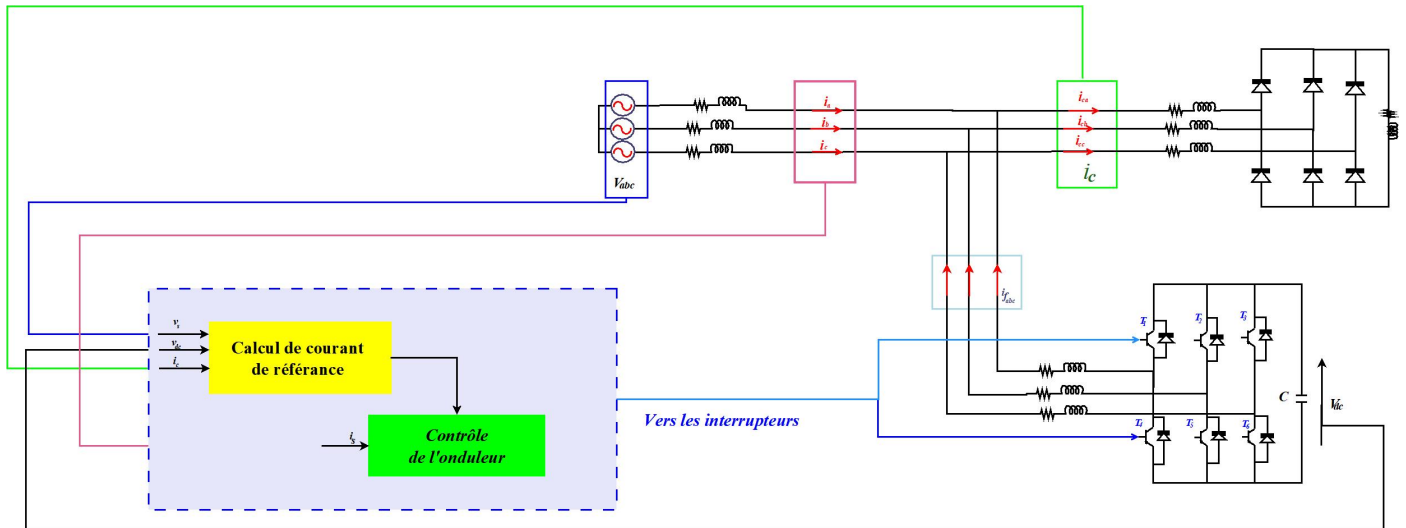


FIGURE 3.12 – Commande indirecte d'un filtre actif de puissance

Ces méthodes sont identiques à celles décrites plus aux à la seule différence est qu'au lieu d'utiliser un filtres passe haut pour extraire les harmoniques de courant nous utilisons un filtre passe bas pour extraire la composante continue.

4 Commandes de l'onduleur

Les performances du filtre actif et notamment la diminution du THD du courant de source sont certes liées aux performances de la génération des références de courants harmoniques, mais dépendent également de la stratégie de commande de l'onduleur de tension (poursuite des références de courant). Pour maintenir le courant à la sortie du filtre actif autour de sa référence, trois techniques de commande peuvent être utilisées :

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

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

4.1 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Le Schéma de principe est donné par la figure 3.13 [83]

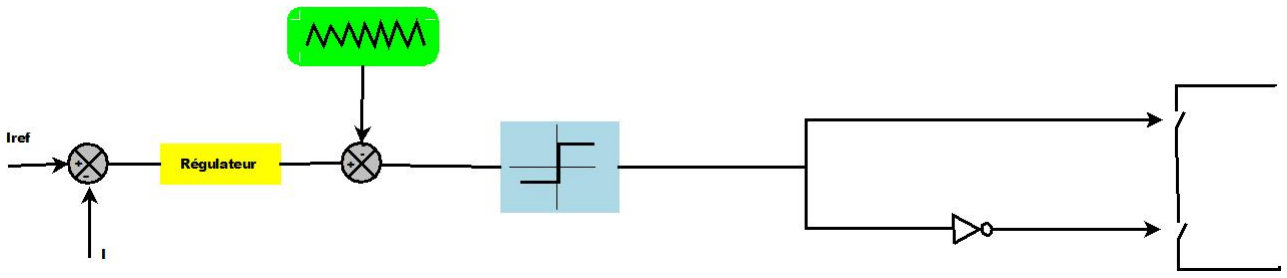


FIGURE 3.13 – Principe de la commande des courants références par MLI

4.2 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, également appelé contrôle tout ou rien, est un contrôle non linéaire qui consiste à établir dans un premier temps le signal d’erreur entre le courant de référence i_{ref} et le courant généré par l’onduleur i_f , l’erreur est ensuite comparée à un intervalle appelé bande d’hystérésis qui génère la commande des interrupteurs. Une règle pratique consiste à la prendre 5% à du courant nominal [47]. Dès que l’erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l’intérieur de la bande. La simplicité de la mise en œuvre, comme le montre la figure 3.14, est le principal atout de cette technique. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation, ce type de commande est robuste et facile à mettre en œuvre comme le montre la figure 3.15, elle possède un bon paramètre de réponse en régime dynamique, une bonne stabilité, et une bonne précision. Les commutations évoluant librement à l’intérieur de Bande d’hystérésis, on ne peut maîtriser correctement le spectre haut fréquence dû aux fréquences de commutations. Le choix de la largeur de bande d’hystérésis tient compte de la fréquence de commutation admissible du commutateur. Plus la bande est petite, plus la fréquence est grande, et vice versa. Le problème avec cette commande est qu’elle a une fréquence de commutation variable, mais elle est robuste et facile à mettre en œuvre [81].

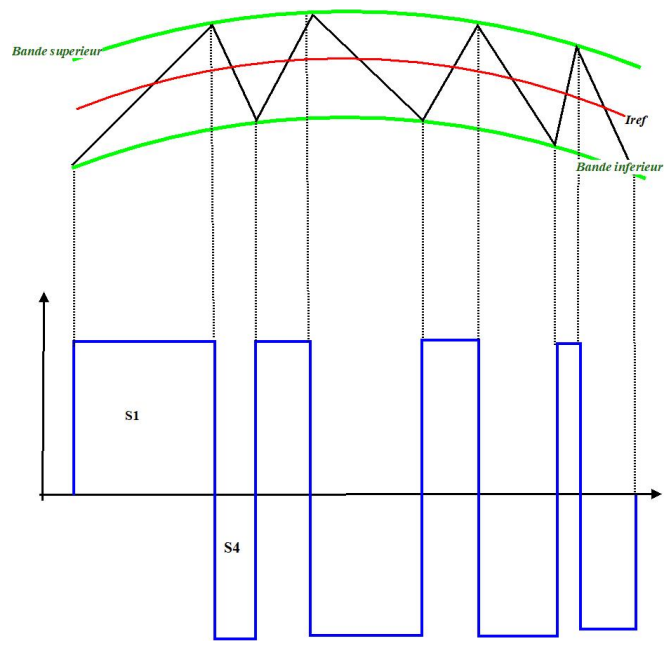


FIGURE 3.14 – commande des interrupteurs par hystérésis

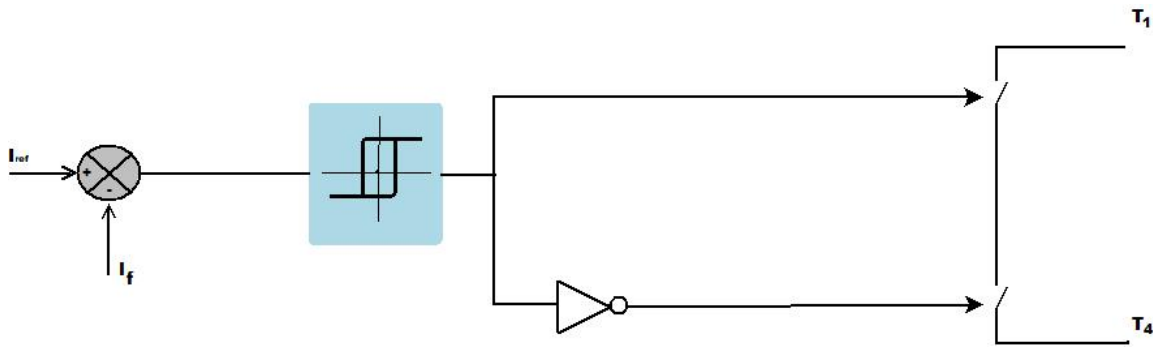


FIGURE 3.15 – Principe de commande hystérésis

4.3 Commande par hystérésis modulée

La commande par hystérésis modulée a pour objectif de résoudre l'inconvénient majeur de la commande par hystérésis conventionnelle en fixant la fréquence de commutation des semi-conducteurs. Cette commande consiste à ajouter au signal d'erreur un signal triangulaire à la fréquence de commutation. La fréquence doit être choisie égale à la fréquence de découplage que l'on souhaite appliquer aux composants de puissance. Le signal ainsi obtenu attaque alors l'entrée d'un régulateur à hystérésis de largeur de bande 2 Bandé Hystérésis dont la sortie permet de commander les interrupteurs de puissance [81]. Le schéma de principe de cette commande est illustré à la Figure 3.16.

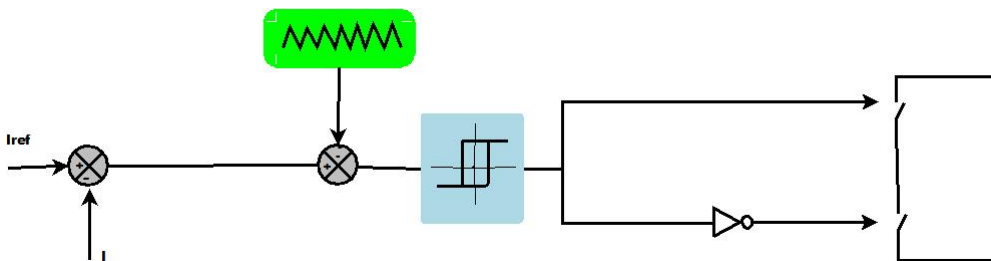


FIGURE 3.16 – Principe de commande par hystérésis modulé

4.4 Régulation de tension

La tension aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixe. Les éléments à l'origine de la variation de la tension moyenne V_{dc} aux bornes du condensateur sont les suivants :

- Les pertes statique et dynamique dans les semi-conducteurs de puissance de l'onduleur
- Les pertes dans les inductances de découplage L_f .
- L'injection des courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante.

Pour que cette tension V_{dc} soit maintenue constante, nous ajoutons à la puissance réelle instantanée une consigne de puissance active P_c . Pour assurer la régulation de la tension continue, on peut utiliser un régulateur PI. Si on néglige les pertes au niveau de l'onduleur et dans le filtre de sortie. La relation entre la puissance absorbée par le condensateur et la tension à ses bornes peut s'écrire sous la forme suivante [70] :

$$P_{dc} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \tag{3.39}$$

En appliquant la transformée de Laplace, on trouve :

$$P_{dc}(p) = \frac{1}{2} p C_{dc} V_{dc}^2(p) \tag{3.40}$$

La tension aux bornes du condensateur est donnée par :

$$V_{dc}^2 = \frac{2 P_{dc}(p)}{s C_{dc}} \tag{3.41}$$

A partir de la relation (3.41), et en tenant compte du régulateur (PI), la boucle de régulation de tension continue peut être représentée par la figure 18. Le choix des paramètres K_p et K_i aura pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire la dynamique du filtre actif :

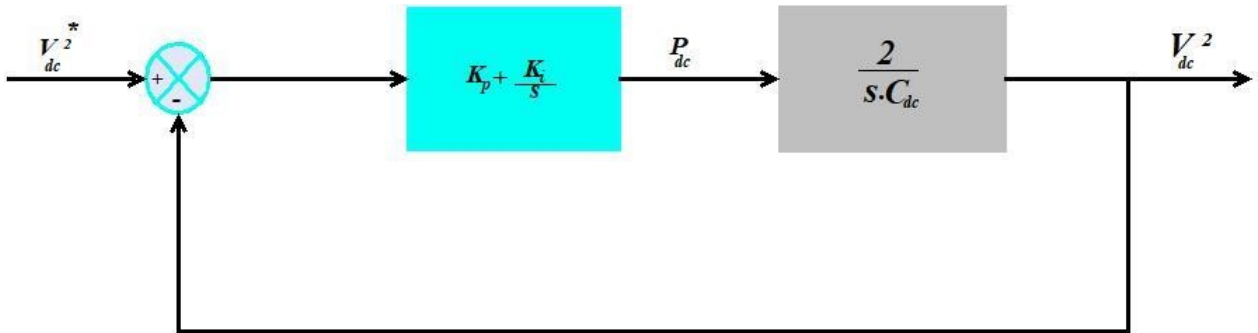


FIGURE 3.17 – Boucle de régulation de la tension continue

La fonction de transfert de cette boucle de régulation est égale à :

$$G_{BF} = \frac{1 + \frac{k_p}{k_i} p}{p^2 + \frac{k_p}{C_{dc}} p + \frac{2k_i}{C_{dc}}} \tag{3.42}$$

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

$$k_i = \frac{1}{2} C_{dc} \omega_c^2 \quad \text{et} \quad \omega_c = 2\pi f_c \tag{3.43}$$

$$k_p = \xi \sqrt{2 C_{dc} k_i} \tag{3.44}$$

4.5 Régulation du courant

L'erreur entre le courant injecté au réseau et le courant de référence identifié qui est appliquée au bloc de commande de l'onduleur, est perturbée par les harmoniques causés par les variations aléatoires de la fréquence de commutation des interrupteurs (cas de la commande par hystérésis), ou par la haute fréquence de leurs commutations (cas de la commande MLI) . Afin de minimiser ses perturbations et améliorer ainsi la qualité du signal de sortie, un régulateur proportionnel avec un filtre passe bas ou un régulateur PI doit être placé avant le bloc de commande. La boucle de régulation du courant peut être schématisée comme suit [68] :

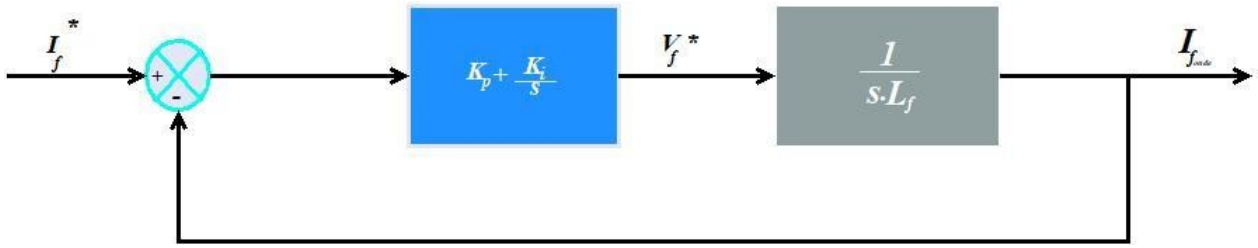


FIGURE 3.18 – Boucle de régulation de courant.

$$G_{BF} = \frac{\frac{1}{L_f} (k_p p + k_i)}{p^2 + \frac{k_p}{L_f} + \frac{k_i}{L_f}} \tag{3.45}$$

Les paramètres k_i et k_p régulateur PI se calculent d’après la méthode de l’optimum symétrique :

$$k_p = \frac{\sqrt{10}}{\omega_{bpmax}} \tag{3.46}$$

Avec ω_{bpmax} : la bande passante maximale du régulateur de courant. Elle est calculée par :

$$\omega_{bpmax} = \frac{2\pi f_p}{\sqrt{10}} \tag{3.47}$$

f_p : Est la fréquence de la porteuse.

Le gain proportionnel k_p est choisi pour avoir, dans la boucle de régulation du courant, un gain global unitaire à la fréquence de la bande passante choisie :

$$\frac{k_p}{L_f \omega_{bp}} = 1 \implies k_p = L_f \omega_{bp} \tag{3.48}$$

5 Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons abordé les commandes directes. Nous avons balayé plusieurs méthodes comme par exemple à : la méthode PQ, SRF, théorie de détection maximum et la théorie de la séquence positive du fondamental. Certaines méthodes sont avérées être plus fiables et plus robustes que d’autres de manière à ce que le filtre actif de puissance nous offre de bons résultats et que sa commande ne perd pas en efficacité suite à l’intensité des signaux perturbateurs et la présence intensive des harmoniques. Dans la dernière partie de ce chapitre nous avons abordé la régulation de la tension continue ainsi que la commande de l’onduleur qui comprenait la commande par MLI .

CHAPITRE 4

COMMANDE ROBUSTE DE FILTRE ACTIF DE PUISSANCE 3 BRAS

Introduction

Au cours de ce chapitre, et après avoir présenté les différentes structures, topologies et stratégies de commandes et de régulation pour le filtre actif de puissance parallèle à 3 bras, nous allons présenter les deux commandes à savoir discrète à base d'**MLI** et d' **MLI** robuste ainsi que les résultats de simulation de chacune afin d'aboutir à une étude comparative.

Dans un premier temps nous aborderons la simulation du filtre avec commande discrète à base d'**MLI** qui est considérée comme commande simple d'ancienne technologie et une des premières commandes utilisée pour le filtre actif de puissance parallèle. Nous exposerons les résultats de cette simulation sur Simulink.

Ensuite nous aborderons la commande à base d'une **MLI** robuste choisie qui est une nouvelle stratégie plus moderne et la simulation du filtre actif de puissance à 3 bras avec cette dernière.

Enfin il y aura une étude comparative entre les deux commandes qui nous permettra d'avoir le **THD** pour aboutir à une conclusion nous permettant de juger à quelle point cette nouvelle commande est robuste et fiable.

1 Commande à MLI robuste

Le convertisseur alimente une charge triphasée composée d'une inductance, d'une résistance et d'une force contre-électromotrice en série [34, 51]. La configuration de la charge de la figure 4.1.

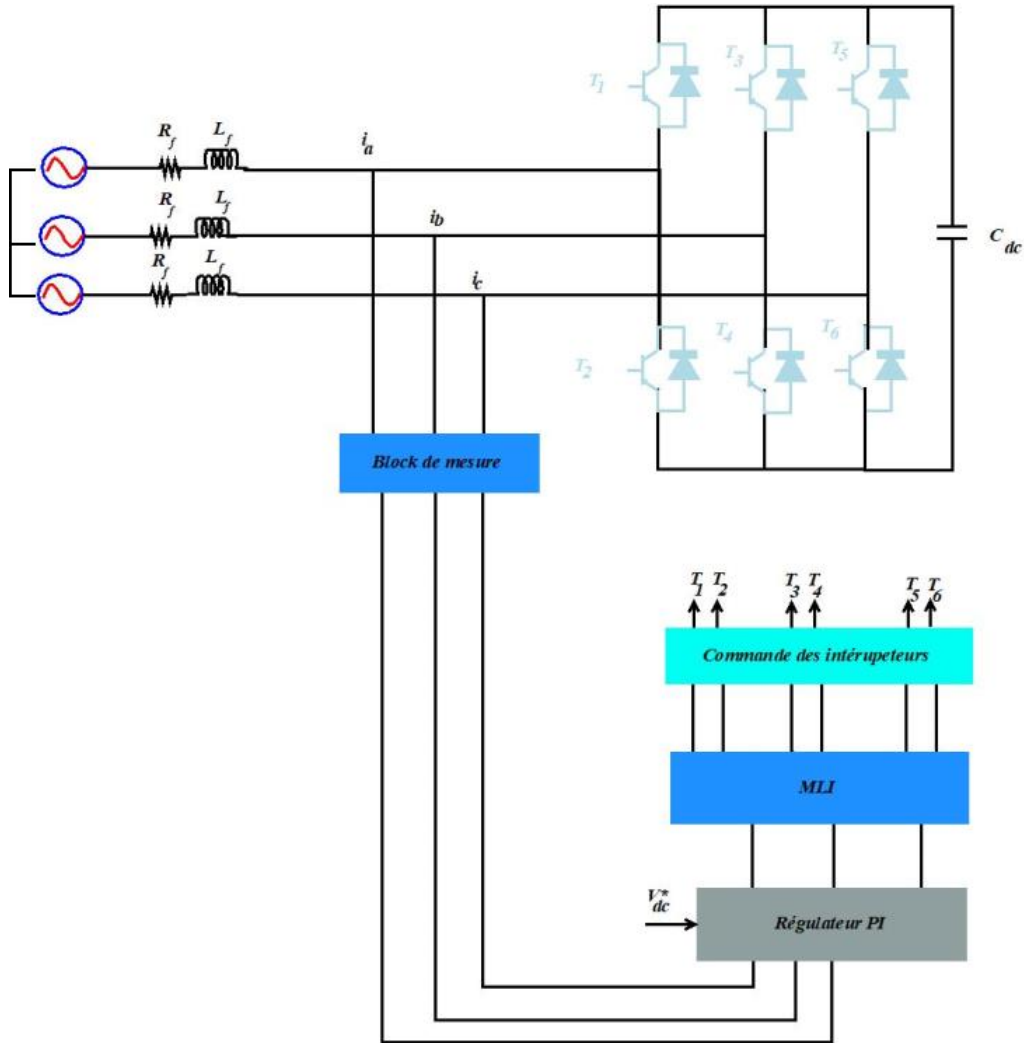


FIGURE 4.1 – Convertisseur triphasé MLI

Pour imposer un courant arbitraire dans une charge inductive, un contrôleur de courant est généralement adopté pour moduler la tension appliquée à l'inducteur de manière à obtenir une erreur de courant minimale.

En considérant une maille du système triphasé , selon la figure suivante , nous obtenons :

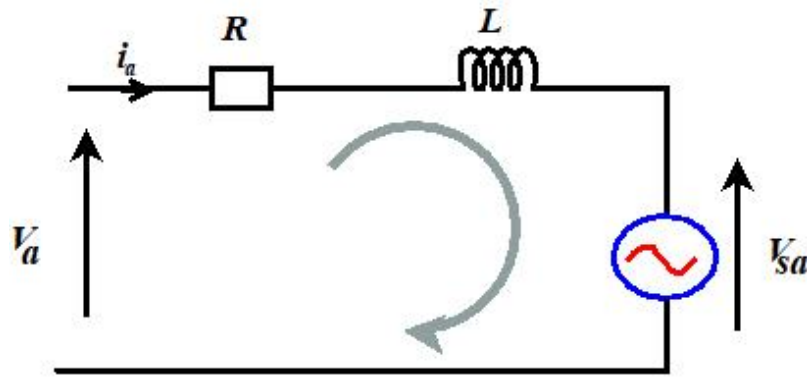


FIGURE 4.2 – Signale d’entrée de filtre actif de puissance de la phase a

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

On utilise la transformé de ParK en trouve ;

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

On obtient :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

et

$$\frac{d}{dt} \left(T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right) = \frac{dT}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + T \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

D’où :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left(T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right) &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\omega \sin(\omega t) & -\omega \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\omega \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \omega \cos(\omega t) & \omega \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \omega \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \\ &+ \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Ce qui nous donne :

$$\frac{d}{dt} \left(T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right) = \omega \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$\Rightarrow L \frac{d}{dt} \left(T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right) = L \omega \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

On peut écrit l'équation (4.1) dans le repère $d - q$, comme suite :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L \omega \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Or :

$$\begin{cases} V_q = R i_q + L \omega i_d + L \frac{d i_q}{dt} + V_{sq} \\ V_d = R i_d - L \omega i_q + L \frac{d i_d}{dt} + V_{sd} \end{cases} \quad (4.8)$$

En utilisant les paramètres nominaux du système et en considérant la tension de la **FEM** en tant que perturbation dynamique, nous pouvons récrire les équations (4.8) comme suit :

$$\begin{cases} V_q = R_0 i_q + L_0 \omega i_d + L_0 \frac{d i_q}{dt} + f_q \\ V_d = R_0 i_d - L_0 \omega i_q + L_0 \frac{d i_d}{dt} + f_d \end{cases} \quad (4.9)$$

On prend $R = R_0 + \Delta R$, $L = L_0 + \Delta L$ et $\varepsilon_d, \varepsilon_q$ les incertitudes non structurées dues à la dynamique non modélisée. L'indice "0" désigne la valeur nominale, f_d et f_q représentent la somme des incertitudes causées par les variations des paramètres, la perturbation de **FEM** et d'autres incertitudes non structurées, ils sont exprimés comme suit :

$$f_q = \Delta R i_q + \Delta L \omega i_d + \Delta L \frac{d i_q}{dt} + V_{sq} + \varepsilon_q \quad (4.10)$$

$$f_d = \Delta R i_d - \Delta L \omega i_q + \Delta L \frac{d i_d}{dt} + V_{sd} + \varepsilon_d \quad (4.11)$$

On peut écrit les équations (4.9) comme suit :

$$\frac{d i_q}{dt} = \frac{1}{L_0} V_q - \frac{R_0}{L_0} i_q - \frac{L_0}{L_0} \omega i_d - \frac{1}{L_0} f_q \quad (4.12)$$

$$\frac{d i_d}{dt} = \frac{1}{L_0} V_d - \frac{R_0}{L_0} i_d - \frac{L_0}{L_0} \omega i_q - \frac{1}{L_0} f_d \quad (4.13)$$

On trouve :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} -\frac{R_0}{L_0} & 0 \\ 0 & -\frac{R_0}{L_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_0} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_q - L_0 \omega i_d \\ V_d - L_0 \omega i_q \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_0} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_q \\ f_d \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.14)$$

D'où :

$$\dot{x} = A_{c_0} x + B_{c_0} u + G_{c_0} f, \quad y = C x \quad (4.15)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \dot{x} = [i_q \ i_d]^T \quad A_{c_0} = & \begin{bmatrix} -\frac{R_0}{L_0} & 0 \\ 0 & -\frac{R_0}{L_0} \end{bmatrix} \\ B_{c_0} = & \begin{bmatrix} \frac{1}{L_0} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_0} \end{bmatrix} \quad G_{c_0} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_0} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_0} \end{bmatrix} \\ C = & \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.16)$$

Où A_{c_0} , B_{c_0} et C sont les matrices nominales du système à temps continu et u est le vecteur d'entrée de commande équivalent. Compte tenu des contraintes physiques, le modèle précédent est soumis aux limites suivantes. Le courant de charge est limité au courant continu maximal de l'onduleur ou au courant maximal disponible de l'onduleur dans un fonctionnement limité dans le temps. De même, la tension de charge est limitée à la tension de sortie maximale disponible de l'onduleur en fonction de la tension du circuit intermédiaire.

1.1 Compensation du couplage mutuel

Si l'on reprend les équations (4.8), elles peuvent être représentées par le schéma équivalent suivant équivalent :

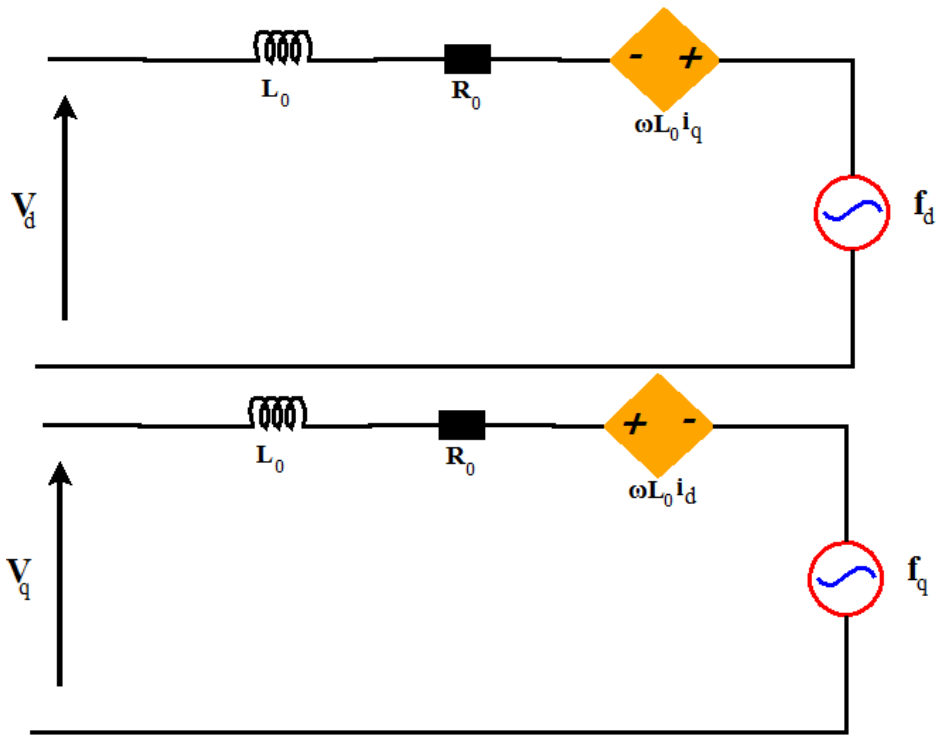


FIGURE 4.3 – Courant de ligne dans le repère $d - q$

Pour éliminer les termes de couplage croisé $-L_0 \omega i_d$ et $L_0 \omega i_q$ apparaissent lorsque nous transformons en axe $d - q$ (pour la commande MLI). Deux références de sortie V_q , V_d (dans la commande MLI) sont modifiées en ajoutant $L_0 \omega i_d$ et $-L_0 \omega i_q$ respectivement, comme représenté par par (figure 4.4) [60] :

$$\begin{cases} \hat{V}_q = V_q + L_0 \omega i_q \\ \hat{V}_d = V_d + L_0 \omega i_d \end{cases} \quad (4.17)$$

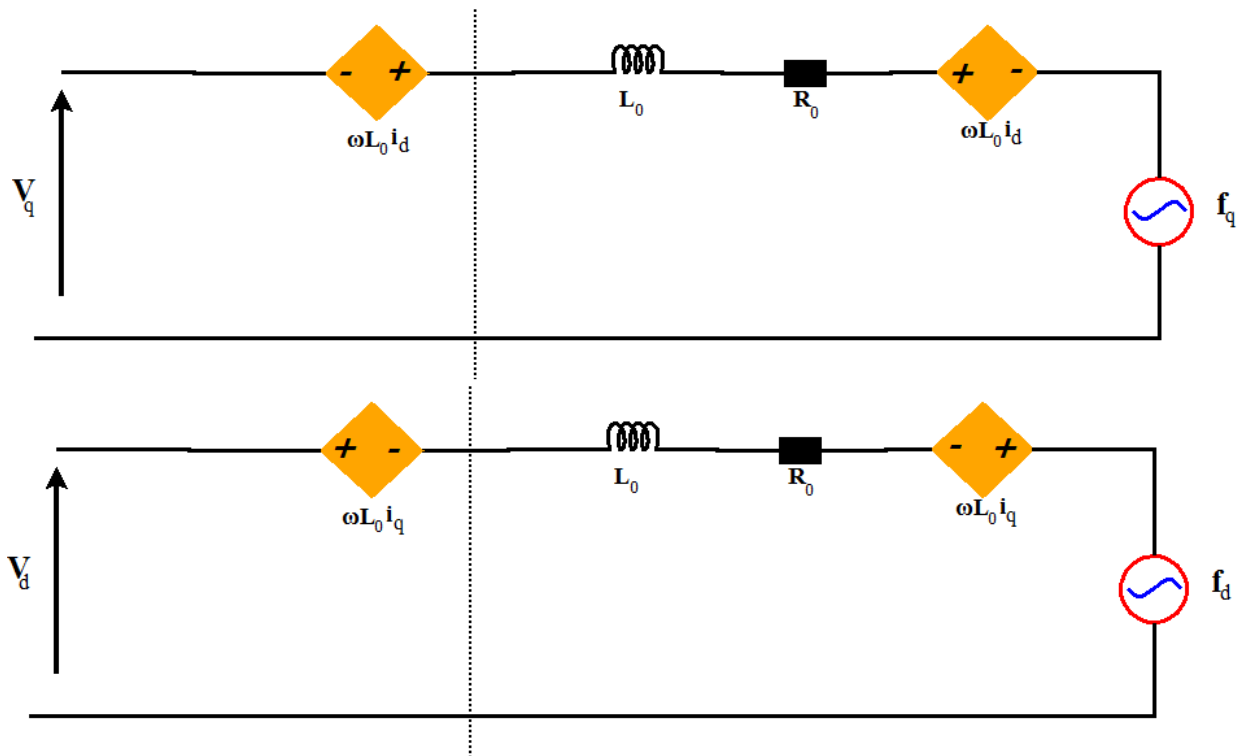


FIGURE 4.4 – Schéma de compensations des termes de couplages

1.2 Commande de courant prédictive avec compensation du temps de retard

Comme les composantes harmoniques contenues dans la tension de sortie de l'onduleur ne sont pas corrélées avec les courants de référence échantillonnés [34, 51], le convertisseur MLI peut être considéré comme un circuit [34, 51] de maintien d'ordre zéro avec une fonction de transfert $H(p)$.

$$H(p) = \frac{1 - e^{-pT}}{p} \quad (4.18)$$

Où T est la période d'échantillonnage de la commande en temps discret et p est l'opérateur de Laplace.

Notent que :

$$\frac{1}{p} = \frac{T_s z^{-1}}{1 - z^{-1}} \Rightarrow p = \frac{1 - z^{-1}}{T_s z^{-1}} \quad (4.19)$$

On appliquant la transformée de Laplace sur les équations (4.12) et (4.13), nous donne :

$$p i_q = \frac{1}{L_0} V_q - \frac{R_0}{L_0} i_q - \frac{L_0}{L_0} \omega i_d - \frac{1}{L_0} f_q \quad (4.20)$$

$$p i_d = \frac{1}{L_0} V_d - \frac{R_0}{L_0} i_d - \frac{L_0}{L_0} \omega i_q - \frac{1}{L_0} f_d \quad (4.21)$$

On appliquant la transformée en z , on trouve :

$$\frac{1 - z^{-1}}{T_s z^{-1}} i_q = \frac{1}{L_0} V_q - \frac{R_0}{L_0} i_q - \frac{L_0}{L_0} \omega i_d - \frac{1}{L_0} f_q \quad (4.22)$$

$$\frac{1 - z^{-1}}{T_s z^{-1}} i_d = \frac{1}{L_0} V_d - \frac{R_0}{L_0} i_d - \frac{L_0}{L_0} \omega i_q - \frac{1}{L_0} f_d \quad (4.23)$$

Or :

$$z i_q = \frac{T_s}{L_0} V_q - \left(1 - \frac{T_s R_0}{L_0}\right) i_q - \frac{T_s L_0}{L_0} \omega i_d - \frac{T_s}{L_0} f_q \quad (4.24)$$

$$z i_d = \frac{T_s}{L_0} V_d - \left(1 - \frac{T_s R_0}{L_0}\right) i_d - \frac{T_s L_0}{L_0} \omega i_q - \frac{T_s}{L_0} f_d \quad (4.25)$$

L'algorithme de contrôle en temps discret est le suivant [38] :

$$i(k+1) = A_0 i(k) + B_0 u(k) + G_0 f(k) \quad (4.26)$$

Avec :

$$\begin{aligned} i(k) &= \begin{bmatrix} i_q(k) & i_d(k) \end{bmatrix}^T \\ u(k) &= \begin{bmatrix} V_q(k) - L_0 \omega i_d(k) & V_d(k) - L_0 \omega i_q(k) \end{bmatrix}^T \\ f(k) &= \begin{bmatrix} f_q(k) & f_d(k) \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (4.27)$$

A_0 , B_0 , sont les équivalents échantillonnés nominaux des matrices du système en temps continu. Si le système continu dans (4.15) est échantillonné avec un intervalle T , qui est au moins dix fois plus court que la constante de temps de la charge. la constante de temps de la charge, alors les matrices du système en temps discret A_0 , B_0 et G_0 peuvent être obtenues par approximation d'Euler comme suit :

$$\begin{aligned} A_0 &= \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R_0}{L_0} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{T_s R_0}{L_0} \end{bmatrix} \\ B_0 &= \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_0} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_0} \end{bmatrix} & G_0 &= \begin{bmatrix} -\frac{T_s}{L_0} & 0 \\ 0 & -\frac{T_s}{L_0} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.28)$$

1.3 Commande robuste de courant prédictive

Cette section présente une technique de contrôle prédictif robuste du courant [58, 41] comme est monter dans la figure 4.5.

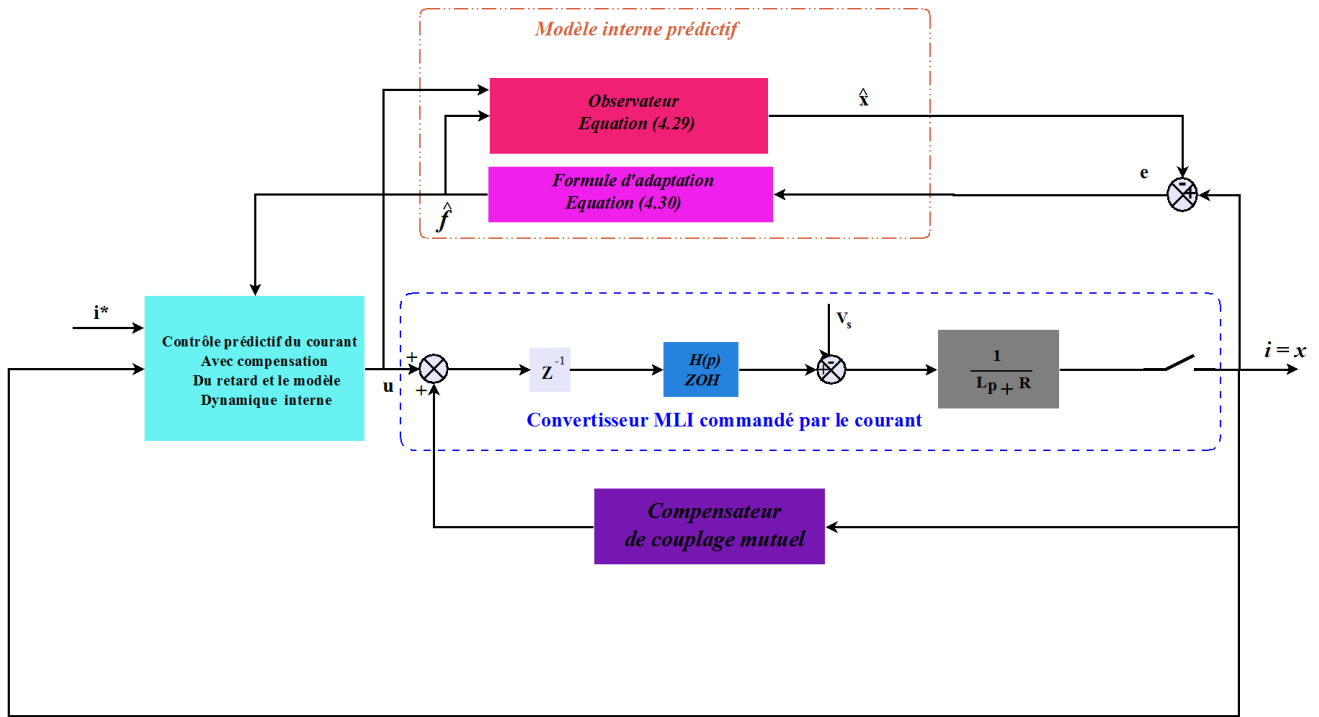


FIGURE 4.5 – Schéma de contrôle à MLI robuste

En considérant le modèle dynamique incertain décrivant un convertisseur à modulation de largeur d'onde à commande de courant (4.15), la fonction d'incertitude peut être estimée de manière robuste en utilisant l'observateur dynamique [50, 49], dans (4.29) avec la règle d'adaptation dans (4.30)

$$\hat{\hat{x}} = A_0 \hat{x} + B_{c_0} u + G_{c_0} \hat{f} + K_{sm}, \quad (4.29)$$

$$\hat{f} = \gamma G_{c_0} e \quad (4.30)$$

Avec [36] :

Où l'indice $\hat{\hat{}}$ dénote les valeurs estimées et où la convergence de l'observateur proposé peut proposée peut être obtenue avec une adaptation appropriée de la tension en utilisant l'erreur d'estimation $e = [e_{iq} \ e_{id}]$ et où γ est un gain d'adaptation positif, et K_{sm} est le vecteur de gain glissant, sachant que $K_{sm} = [K_{siq} \ \text{sgn}(e_{iq}) \ K_{sid} \ \text{sgn}(e_{id})]$

$$u^*(k+1) = \frac{1}{\beta_0} (i^*(k+2) - \alpha_0^2 i(k) - \alpha_0 \beta_0 [u(k) - \hat{f}(k)]) + \hat{f}(k+1) \quad (4.31)$$

Avec :

$$\alpha_0 = 1 - \frac{T_s R_0}{L_0} \quad \text{et} \quad \beta_0 = \frac{T_s}{L_0} \quad (4.32)$$

2 Commande MLI

Pour assurer une fréquence de commutation constante, le contrôle MLI vient au premier plan le système de la figure 4.6 peut être commandé en utilisant le schéma synoptique représenté par la figure suivante :

Ce contrôle met en oeuvre d'abord un régulateur proportionnel et intégrale. Les axes réels du repère tournant sont typiquement fixés à la tension de ligne. En raison des transformations de coordonnées, les composantes de courant à commander deviennent des quantités continues en régime permanent, et l'action intégrale des correcteurs peut ainsi éliminer les erreurs statiques en régime permanent des composantes fondamentales [11].

Dans ce système de contrôle, la fréquence de commutation est fixe, le réglage s'effectuant par variation du rapport cyclique des signaux de commande.

On note que le courant de source de référence i_s^* est obtenu par la méthode de SRF.

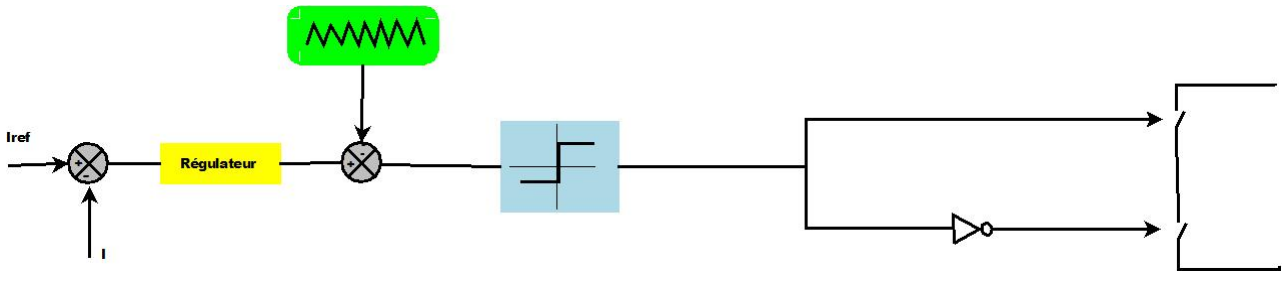


FIGURE 4.6 – Commande à MLI simple

3 Résultats de simulation

Dans cette section nous allons présenter les résultats de simulations de l'ensemble réseau électrique triphasé à trois fils, charge non linéaire et filtre actif de puissance parallèle à trois bras dans un environnement Simulink de Matlab le tableau 4.1 résume les paramètres du système global ces derniers sont

Dans un premier temps nous allons effectuer la simulation de l'ensemble (réseau + charge) pour avoir l'effet des harmoniques sur le courant absorbées (figure 4.7)

Puisque tous les courants de phase (i_a , i_b , i_c) sont d'allures identiques, nous présentons les résultats de simulation pour une seule phase, en l'occurrence de la première phase "a".

Ensuite, nous branchons le filtre actif de puissance au réseau, par une commande à temps discret une fois avec une MLI simple et une autre avec une MLI robuste.

Enfin, nous faisons une étude comparative entre les deux commandes en modélisant le vieillissement du filtre de couplage.

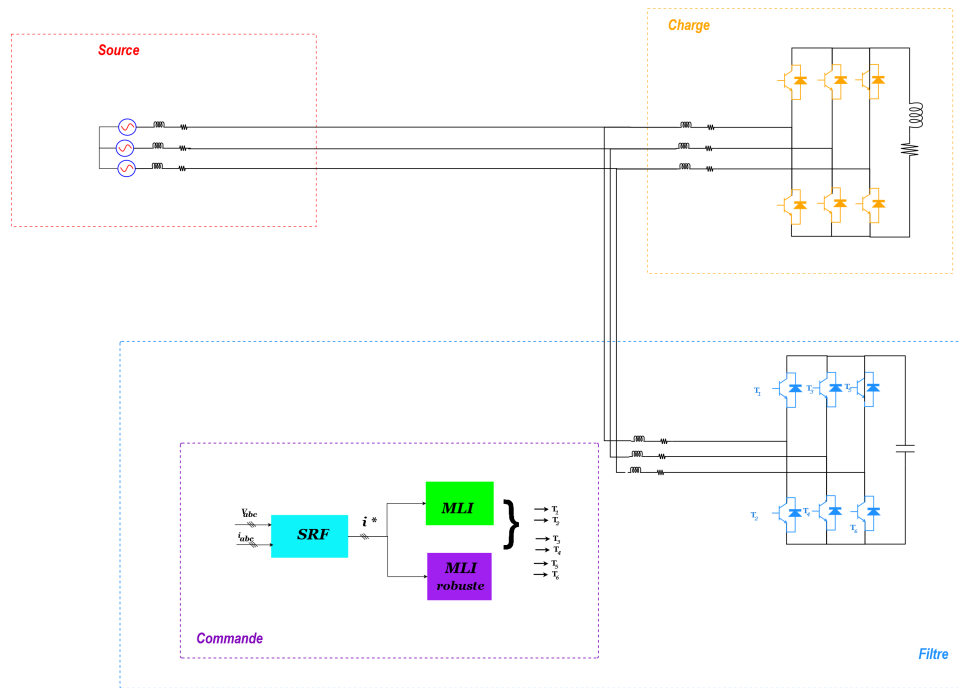


FIGURE 4.7 – Présentation de système globale

Système	Désignation	Valeurs Numériques
Source	Tension efficace	$V_s = 240 V$
	La fréquence nominale	$f_n = 50 Hz$
	La résistance interne	$R_s = 1.59 m\Omega$
	L'inductance interne	$L_s = 45.56 \mu H$
Charge non-linéaire	Résistance du Pont redresseur triphasé (PD3)	$R_d = 10 m\Omega$
	Inductance du Pont redresseur triphasé (PD3)	$L_d = 2.6 mH$
	Résistance du charge	$R_c = 2.73 m\Omega$
	Inductance du charge	$L_c = 223.19 \mu H$
Filtre	Capacité de stockage	$C_{dc} = 950 mF$
Actif de puissance Parallèle	Inductance de couplages	$L_f = 300 \mu H$
	Résistance interne de couplages	$R_f = 700 \mu\Omega$
	Tension de référence	$V_{dc}^* = 700 V$

TABLE 4.1 – Paramètre de simulation du filtre actif de puissance parallèle à quatre (04) bras

3.1 Commande simple

La simulation nous permet d'obtenir les résultats suivants la figure 4.8 présente les trois phases de réseaux qui n'étaient pas affectées par les harmoniques :

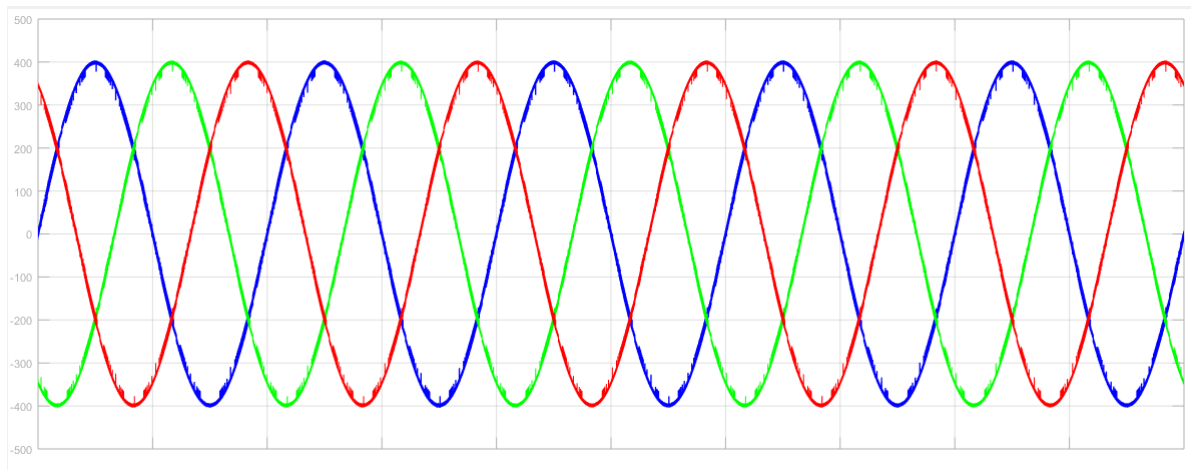
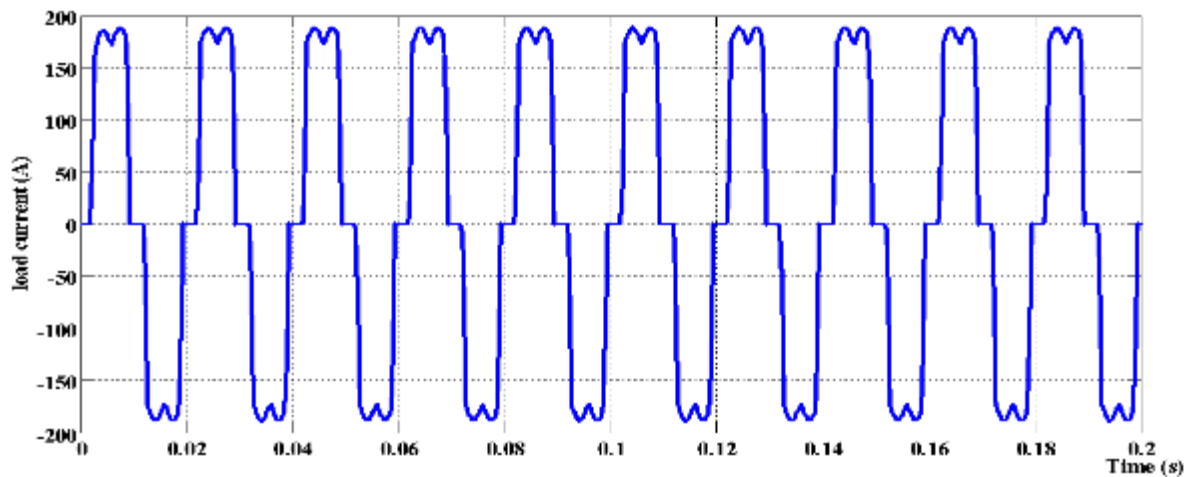
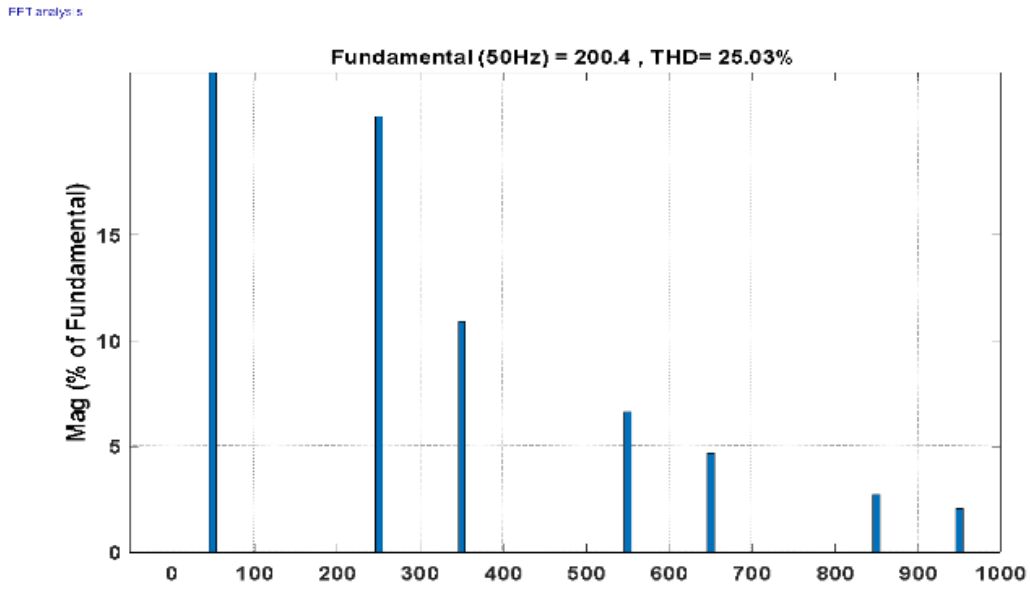


FIGURE 4.8 – Tension simple triphasée du réseau électrique.

la figure 4.10 présente le courant absorbé par la charge polluante (redresseur + charge RL) de la première phase et son spectre harmonique. Le THD de courant pour cette charge est de 25,03 %



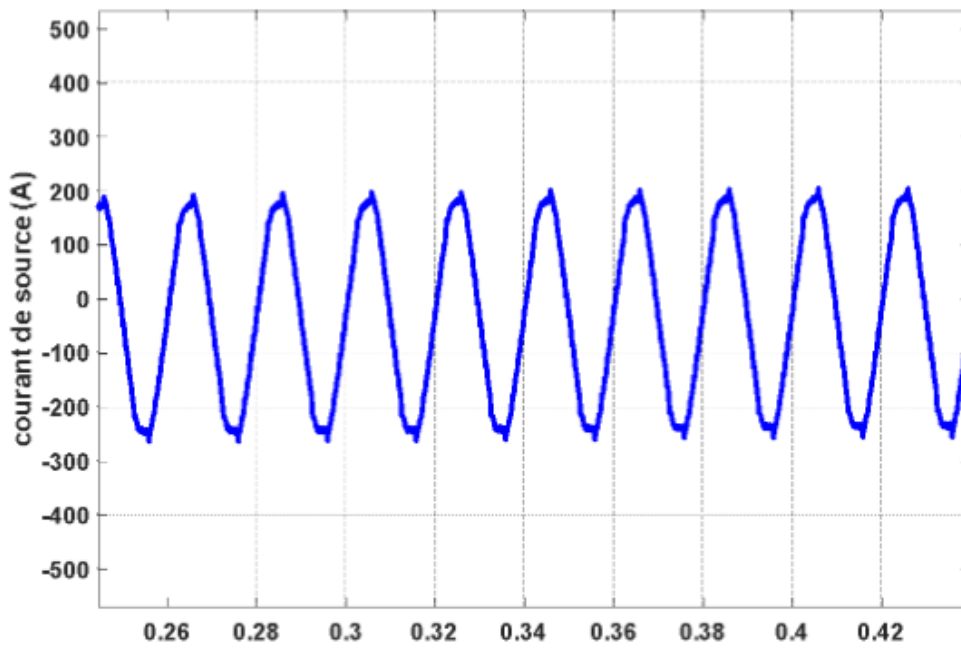
(a) Courant de la première phase avant filtrages



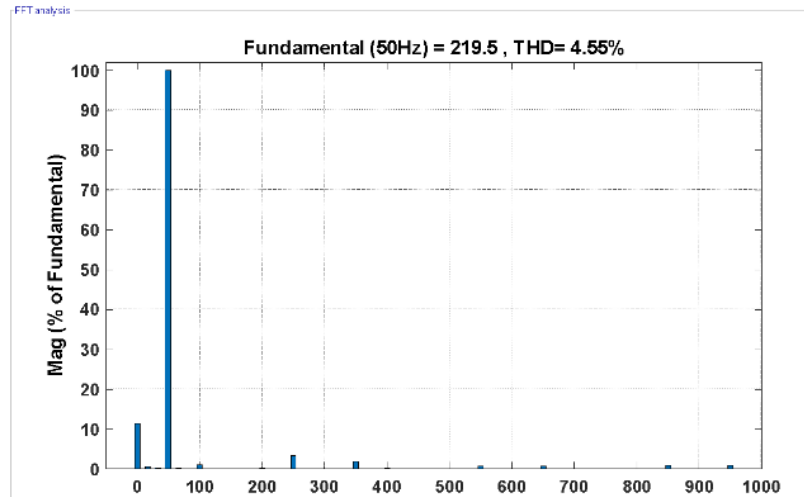
(b) spectre harmonique de courant de charge du la phase a

FIGURE 4.10 – Courant de charge d’une seul phase ainsi leur spectre harmonique

Dans la simulation suivante on applique la commande en durée de type MLI simple décrite par le schéma de la figure 4.6 pour contrôler notre FAP, plus que cette commande offre une fréquence de commutation constante, elle donne un THD également satisfaisants, on utilise pour cela des porteuses triangulaires de fréquence 10 KHz. La figure 4.12 ; illustre allure de courant source après la mise en service de filtre actif de puissance parallèle, ainsi sa représentation spectrale avec un THD de 4.55%



(a) Courant de source après filtrage de la première phase



(b) spectre harmonique de courant de la source du la phase a

FIGURE 4.12 – Courant de source de la première phase ainsi leur spectre harmonique

Afin de rendre possible l’injection d’un courant de référence dans chacune des phases, la tension aux bornes du condensateur C_{dc} doit être constante et fixée à une valeur prédéterminée afin d’assurer le rôle d’une source de tension continue. La technique que nous avons utilisée pour contrôler la tension aux bornes de C_{dc} est un contrôleur PI classique. La sortie du régulateur de tension s’ajoute à la composante active harmonique et donne lieu à un courant fondamental actif supplémentaire corrigeant la tension continue V_{dc} . Le correcteur a été optimisé pour obtenir une réponse correcte à un échelon de référence $V_{dc}^* = 700\text{ V}$. La Figure 4.13 montre la consigne et la sortie pour un régulateur PI de la tension continue.

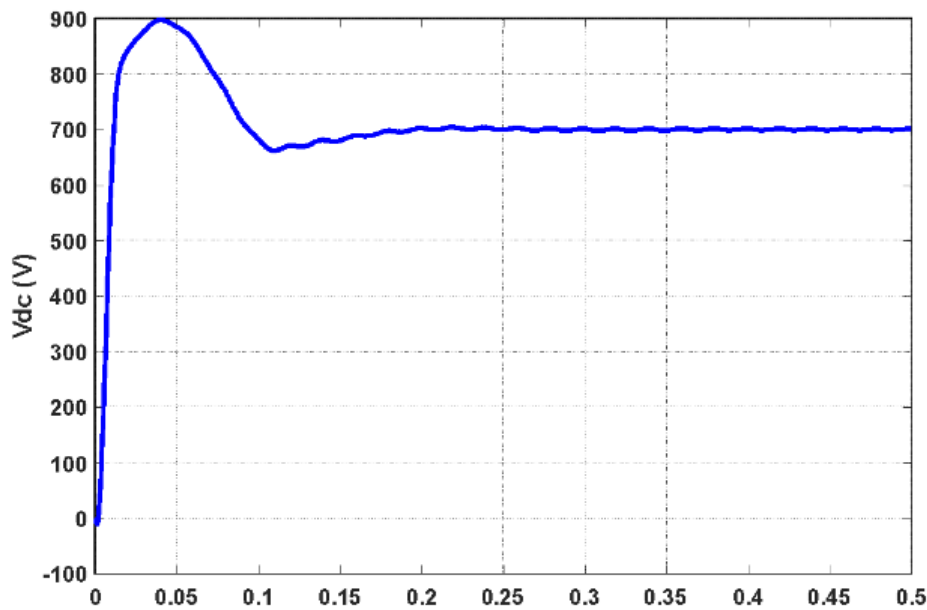


FIGURE 4.13 – Régulation de la tension continue à une référence de 700V

3.2 Commande robuste

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats de simulation obtenus pour la commande prédictive de courant. Ces résultats ont été obtenus à l'aide du logiciel Matlab/Simulink en utilisant également la toolbox « SimPowerSystem ». Le système simulé comporte un réseau électrique triphasé à trois fils, une charge non linéaire triphasée (pont redresseur) alimentant une charge de type RL et un filtre actif parallèle triphasé à structure tension.

Pour la commande du filtre actif de puissance nous avons utilisé la commande présentée dans la figure 4.14 de la méthode référentiel lié au synchronisme pour l'identification des courants de référence.

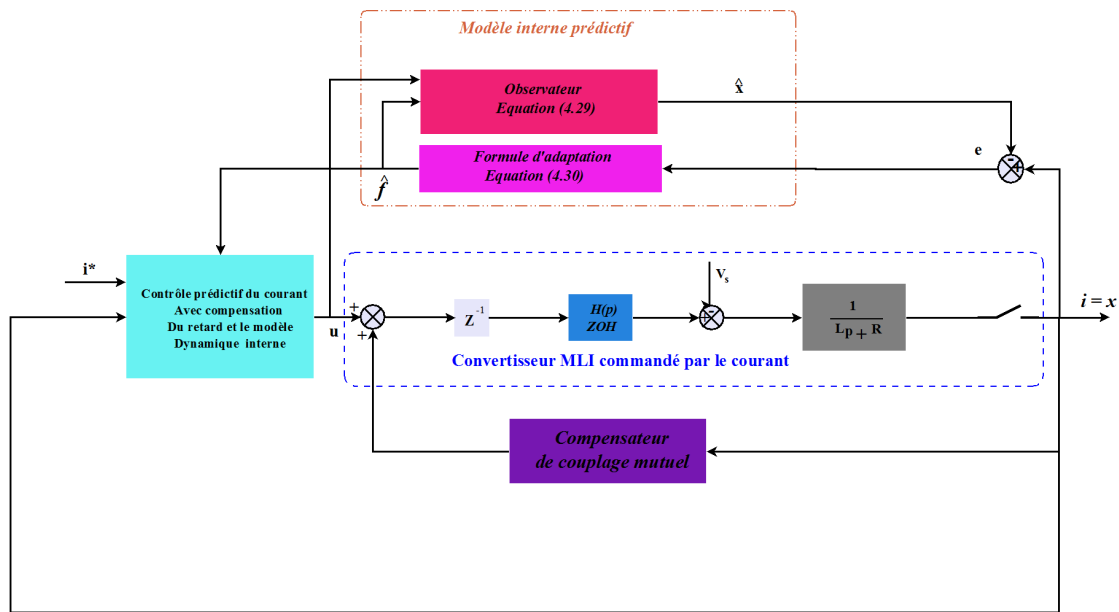
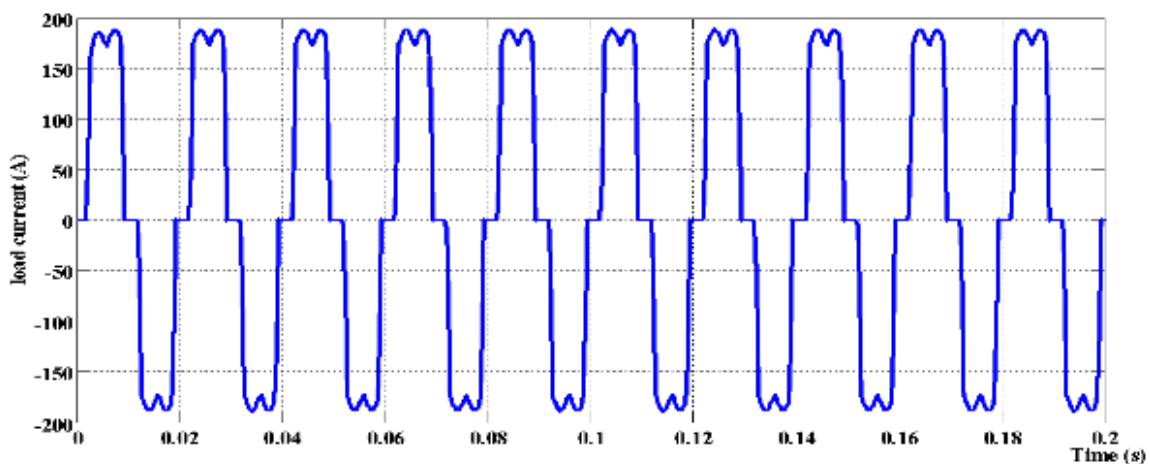


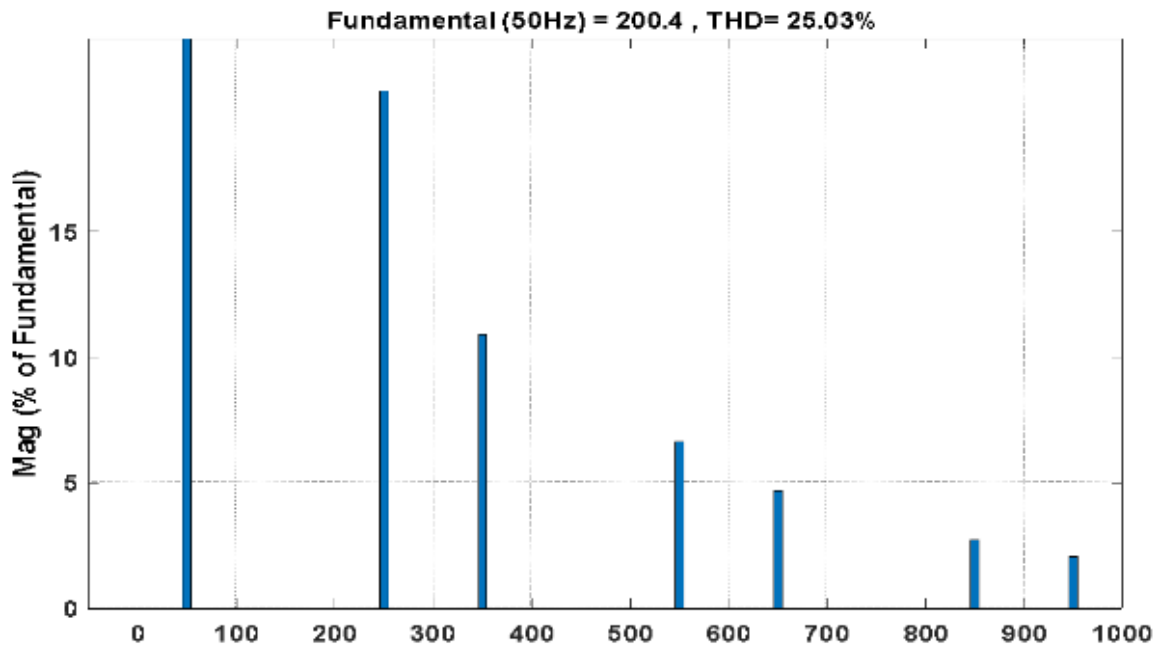
FIGURE 4.14 – Commande prédictive de courant à MLI

Avant la mise en service de FAP, la figure 4.16 présente la forme déformante de courant source avec un THD de courant de 25,53 %. La charge non linéaire (RL) injecte dans le réseau un courant riche en harmoniques.



(a) Courant de la première phase appelé par la charge polluante avant filtrages

FFT analysis



(b) spectre harmonique de courant de charge du la phase a

FIGURE 4.16 – Courant de charge d’une seul phase ainsi leur spectre harmonique

La figure 4.17 représente les courants injecter par le FAP . Après l’injection dans le point de couplage les courants nécessaires à la compensation. Le courant du réseau présente une forme sinusoïdale (figure 4.18) avec un THD égal à 4.50 % comme le montre la figure 4.18b.

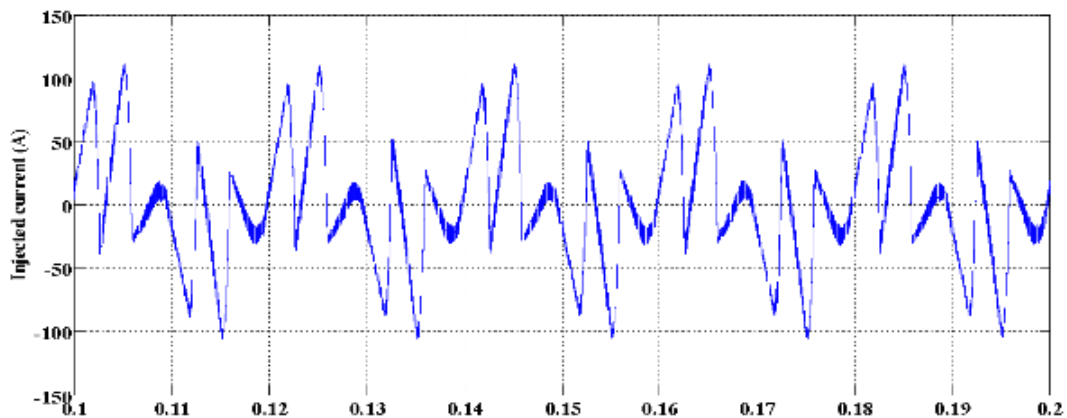
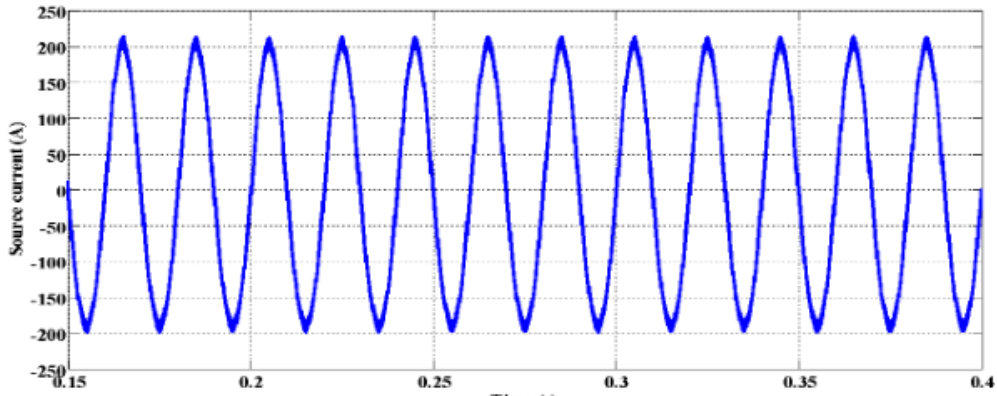
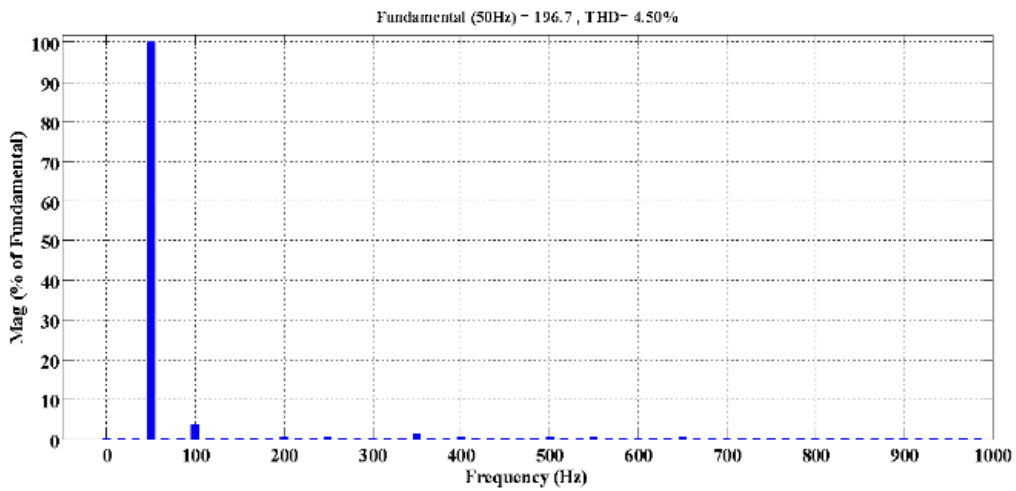


FIGURE 4.17 – Courant injecter par le filtre



(a) Courant de source après filtrage de la première phase



(b) spectre harmonique de courant de la source du la phase a

FIGURE 4.18 – Courant de source de la première phase ainsi leur spectre harmonique

la tension V_{dc} du bus continu, elle subit une certaine augmentation avant de décroître et de se stabiliser. Le correcteur a été optimisé pour obtenir une réponse correcte à un échelon de référence $V_{dc}^* = 700 V$. La Figure 4.19 montre la consigne et la sortie pour un régulateur PI de la tension continue. Ces résultats montrent que le filtre actif est influencé instantanément par le changement de la charge mais il est capable de retrouver rapidement son efficacité.

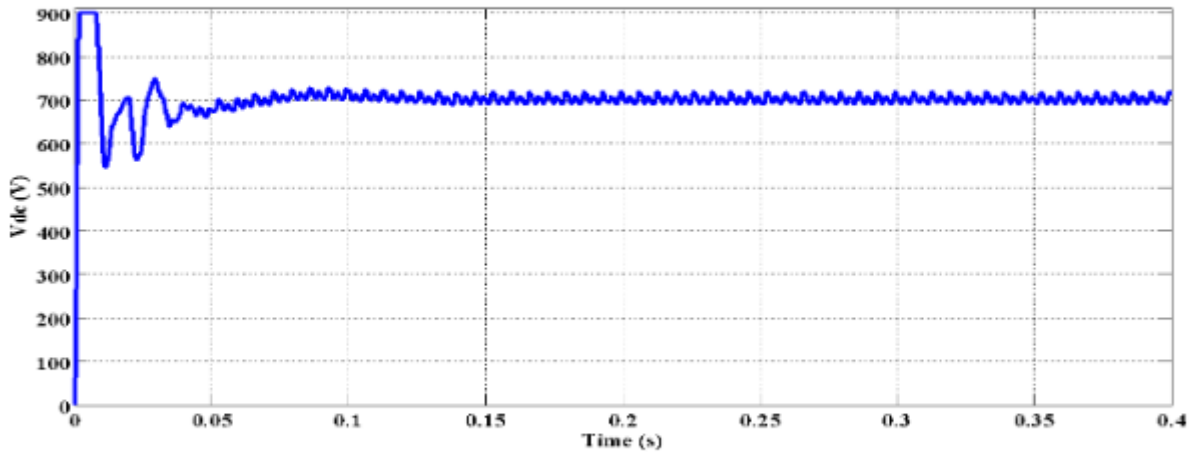


FIGURE 4.19 – Régulation de la tension continue à une référence de 700V

3.3 Test de robustesse

Les résultats de simulation présentés dans le tableau 4.2 montrent que le taux de distorsion harmonique de courant de source i_s après le filtrage simultané à inductance variable, est sensible à moindre variation de l’inductance de couplage et donc un changement de la valeur de cette dernière (vieillissement, calibrage , . . .) joue un rôle important dans l’efficacité de filtrage et donc la qualité de l’énergie . Le filtrage des courants harmoniques de la charge a bien été effectué avec la MLI robuste cela est démontré par leurs THD après filtrage qui respecte la norme CEI avec comme valeur 3.76 % .

Concernent la variation de résistance de couplage illustrée dans le tableau 4.3, les résultats obtenue montrent que cette dernière n’a aucune influence sur la qualité de l’énergie.

Inductance de couplage	$L_f = 0.3\text{ mH}$	$L_f = 0.4\text{ mH}$	$L_f = 0.5\text{ mH}$
Résistance de couplage	$R_f = 70\text{ m}\Omega$		
THD de la commande à MLI classique	3.91 %	6.28 %	8.00 %
THD de la commande à MLI robuste	4.31 %	3.39 %	3.76 %

TABLE 4.2 – Taux de distorsion harmonique de courant source à inductance variable

Résistance de couplage	$R_f = 10.5\text{ m}\Omega$	$R_f = 70\text{ m}\Omega$	$R_f = 87.5\text{ m}\Omega$
Inductance de couplage	$L_f = 300\text{ }\mu\text{H}$		
THD de la commande à MLI classique	3.91 %	3.91 %	3.91 %
THD de la commande à MLI robuste	4.31 %	4.31 %	4.31 %

TABLE 4.3 – Taux de distorsion harmonique de courant source à résistance variable

4 Conclusion

Nous avons présenter une commande de courant prédictive robuste à temps discret avec un modèle interne prédictif pour les convertisseurs de type [MLI](#). Tout d'abord, un contrôleur de courant prédictif amélioré avec compensation de retard a été développé . La méthode de compensation utilise un observateur de courant prédictif avec un modèle interne adaptatif pour les perturbations et les incertitudes du système. La nature prédictive de l'observateur de courant force les éléments de retard, causés par la régulation de la tension continue , la [MLI](#), et l'identification des courant harmonique . Deuxièmement, un modèle interne adaptatif pour dynamique de l'incertitude estimée a été développé et inclus dans la structure de rétroaction actuelle. La nature prédictive du modèle interne proposé permet d'obtenir une avance de phase nécessaire pour les quantités estimées. Ce qui compense les retards du système. Pour faire face à la propriété de bande passante élevée de la masse des incertitudes dans les applications des convertisseurs [MLI](#) l'hypothèse de la variation lente des perturbations a été relâchée dans le contrôleur proposé. Cette relaxation est obtenue en adoptant un vecteur de gain de rétroaction basé sur le mode glissant de freinage dans le système d'observation du modèle interne. Le modèle interne adaptatif est indépendant de la méthode de contrôle, et offre une faible demande de calcul avec des propriétés de convergence rapide. Des tests d'évaluation comparatifs ont été réalisés sur un convertisseur [MLI](#) proposé connecté au réseau et sur un convertisseur [MLI](#) classique . connecté au réseau Le système de contrôle du courant proposé permet d'obtenir des réponses favorables de suivi et de de régulation favorables en présence d'une variation de charge .

Le travail traité dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la qualité de l'énergie électrique, et plus particulièrement dans le cadre de la recherche d'un moyen de dépollution harmonique du réseau électrique.

Pour réaliser cette étude nous avons passé par une étude théorique en déterminant les différents types de perturbations dans le réseau électrique, en soulignons leurs impacts ainsi que certaines solutions proposées dans la littérature. Ensuite nous avons évoqué les différents types de solutions de dépollutions harmoniques qui existent. Le troisième chapitre est la suite de notre présentation du filtre actif de puissance parallèle à trois fils ou a été consacré à l'étude de la partie puissance de ce dernier. En dernier nous avons présenté les résultats de simulations numériques des deux commandes de filtre actifs de puissance parallèle, à savoir la méthode des puissances actives et réactives instantanées (PQ) pour l'identification des courants de références pour la commande simple et la méthode du référentiel lié aux synchronismes (SRF) pour la commande à MLI robuste.

Pour les deux simulations nous avons utilisé un onduleur de tensions à deux niveaux. D'un côté la technique de commande pour générer des impulsions de la commande simple du filtre active de puissance parallèle est la commande par MLI qui présente l'avantage de réduire les pertes de commutation. D'autre part la technique de commande de l'onduleur abordé pour la commande à MLI robuste qui est le fruit d'une combinaison d'un observateur de courant, un modèle interne adaptatif pour les perturbations et les incertitudes du système et un contrôleur de courant.

Les résultats obtenus par les simulations numériques sous Matlab/Simulink montrent l'efficacité du filtre actif de puissance parallèle pour la compensation des harmoniques de courant en temps réel, la correction du facteur de puissance en le rendant proche de l'unité. Le système de contrôle proposé permet d'obtenir des résultats favorables en le comparant par une commande standard.

Perspectives

De nombreuses actions pourraient suivre ce travail de recherche :

- Utilisation d'autres algorithmes de contrôle pour améliorer les performances du filtre actif.
- Application de la commande indirecte.
- Application de cette commande pour un système à quatre fils.
- Utilisation de filtres de puissance actifs en moyenne tension à l'aide d'onduleurs multiniveaux
- Nous pouvons aussi comme perspective espérer la réalisation de ces filtres actifs de puissance.

- [1] D Ould ABDESLAM et al. "Stratégie neuromimétique d'identification et de commande d'un filtre actif parallèle". In : *Revue Internationale du Génie Electrique, (RS-RIGE) p* (2006), p. 35-64.
- [2] Mohamed Muftah ABDUSALAM. "Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales". Thèse de doct. Université Henri Poincaré-Nancy 1, 2008.
- [3] Hirofumi AKAGI. "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits". In : *IEEE IPEC-Tokyo'83* 1375 (1983).
- [4] Hirofumi AKAGI. "The state-of-the-art of active filters for power conditioning". In : *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*. IEEE. 2005, 15-pp.
- [5] Hirofumi AKAGI. "Trends in active power line conditioners". In : *IEEE transactions on power electronics* 9.3 (1994), p. 263-268.
- [6] Hirofumi AKAGI, Satoshi OGASAWARA et Hyosung KIM. "The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems and its applications". In : *Electrical engineering in Japan* 135.3 (2001), p. 74-86.
- [7] Mohamad Alaa Eddin ALALI. "Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension :(Automatisation des systèmes de puissance électriques)". Thèse de doct. Strasbourg 1, 2002.
- [8] Mario Fabiano ALVES et Tatiana Nesralla RIBEIRO. "Voltage sag : an overview of IEC and IEEE standards and application criteria". In : *1999 IEEE Transmission and Distribution Conference (Cat. No. 99CH36333)*. T. 2. IEEE. 1999, p. 585-589.
- [9] A AMETANI. "Harmonic reduction in thyristor converters by harmonic current injection". In : *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* 95.2 (1976), p. 441-449.
- [10] Steeve BEAULIEU. *Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique*. Université du Québec à Chicoutimi, 2007.
- [11] L BELHADJI. "Commande Directe de Puissance Basée sur le Flux Virtuel d'un Convertisseur AC/DC Triphasé sans Capteur de Tension". In : *mémoire de magister, Ecole Militaire poly technique (EMP), Alger* (2007).
- [12] Lahlali BENCHAITA. "Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle-commande". Thèse de doct. Université Henri Poincaré-Nancy 1, 1998.
- [13] MC BENHABIB, S SAADATE et P POURE. "Modular Active Power Filter for compensating harmonic currents in three-phase three-wire electrical networks".

- [14] Abdelouahab BOUAFIA. “Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d’électronique de puissance : application aux redresseurs à MLI”. Thèse de doct. Université sétif, 2014.
- [15] Abdelmalek BOULAHIA. “Etude des convertisseurs statistiques destinés à la qualité de l’énergie électrique”. In : *Université de Constantine*, Mém. de magister (2009).
- [16] Abdelfettah BOUSSAID et Abdelmalek KHEZZAR. “Filtrage actif des harmoniques dans les réseaux électriques. Contribution à l’amélioration de l’énergie électrique”. In : *Université Frères Mentouri - Constantine* Mém. de magister (2017).
- [17] Nicolas BRUYANT. “Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles : compensation globale ou sélective des harmonique : régime équilibré ou déséquilibré”. Thèse de doct. Nantes, 1999.
- [18] EN CENELEC. “50160 : Voltage Characteristics of Electricity Supplied by Public Electricity Networks”. In : *European Committee for Electrotechnical Standardization : Brussels, Belgium* (2010), p. 1-44.
- [19] Ambrish CHANDRA et al. “An improved control algorithm of shunt active filter for voltage regulation, harmonic elimination, power-factor correction, and balancing of nonlinear loads”. In : *IEEE transactions on Power electronics* 15.3 (2000), p. 495-507.
- [20] Qiongq CHEN, Zhe CHEN et Malcolm MCCORMICK. “The application and optimization of C-type filter in a combined harmonic power filter”. In : *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551)*. T. 2. IEEE. 2004, p. 1041-1045.
- [21] Salim CHENNAI. “Etude, modélisation et commande des filtres actifs : Apport des techniques de l’intelligence artificielle”. Thèse de doct. Thèse de Doctorat en Science, université Mohamed Khider, Biskra, 2013.
- [22] Benhabib Mohamed CHOUKRI. “Contribution à l’étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension : Modélisation, simulation et validation expérimentale de la commande”. Thèse de doct. Nancy 1, 2004.
- [23] Mohamed CHOUKRI BENHABIB et Shahrokh SAADATE. “A new robust experimentally validated phase locked loop for power electronic control”. In : *EPE journal* 15.3 (2005), p. 36-48.
- [24] PRICE CODE et CODE PRIX. “Electromagnetic compatibility (EMC)—Part 3-6 : Limits—Assessment of emission limits for the connection of distorting installations to MV, HV and EHV power systems”. In : (2008).
- [25] International Electrical COMMISSION et al. *Electromagnetic compatibility (EMC) Part 2-2 : Environment Compatibility levels for lowfrequency conducted disturbances and signaling in public low-voltage power systems*. Rapp. tech. IEC 61000-2-2, Second edition, 2002 03, 2002.
- [26] International Electrotechnical COMMISSION et al. *IEC 61000-2-4 Electromagnetic compatibility (EMC)-Part 2-4 : Environment-Compatibility levels in industrial plants for low-frequency conducted disturbances*. 2002.
- [27] International Electrotechnical COMMISSION et al. “IEC 61000-3-2 Electromagnetic Compatibility (EMC)—Part 3-2 : Limits—Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current ≤ 16 A per Phase)”. In : *International Electrotechnical Commission : Geneva, Switzerland* (2014).
- [28] Hind DJEGHÈOUD. “Filtrage actif de puissance”. Thèse de doct. Université Frères Mentouri - Constantine, 2007.
- [29] Omar ELMAZRIA. “Caractérisation et simulation de l’IGBT dans le but d’optimiser ses performances au moyen d’irradiation par électrons”. Thèse de doct. Université Paul Verlaine-Metz, 1996.

- [30] Joseph H ETO et al. "Evaluating the performance of the IEEE standard 1366 method for identifying major event days". In : *IEEE Transactions on Power Systems* 32.2 (2016), p. 1327-1333.
- [31] I F II. "IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems". In : *New York, NY, USA* (1993), p. 1-1.
- [32] P FERRACCI. "Cahier technique n 199 la qualité de l'énergie électrique". In : *Revue Schneider Electric* (2011).
- [33] Chang GARY W et Tai-Chang SHEE. "A novel reference compensation current strategy for shunt active power filter control". In : *IEEE Transactions on Power Delivery* 19.4 (2004), p. 1751-1758.
- [34] Kalyan P GOKHALE, Atsuo KAWAMURA et Richard G HOFT. "Dead beat microprocessor control of PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis". In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 5 (1987), p. 901-910.
- [35] Mack GRADY. "Understanding power system harmonics". In : *Austin, TX : University of Texas* (2006).
- [36] Thomas G HABETLER. "A space vector-based rectifier regulator for AC/DC/AC converters". In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 8.1 (1993), p. 30-36.
- [37] Farid HAMOUDI. "Contribution aux stratégies commande avancée d'un filtre actif shunt à quatre fils". Thèse de doct. Batna, 2012.
- [38] Lennart HARNEFORS et H-P NEE. "Model-based current control of AC machines using the internal model control method". In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 34.1 (1998), p. 133-141.
- [39] Amaia Lopez de HEREDIA BERMEO. "COMMANDES AVANCEES DES SYSTEMES DEDIES A L'AMELIORATION DE LA QUALITE DE L'ENERGIE : DE LA BASSE TENSION A LA MONTEE EN TENSION". Thèse de doct. Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2006.
- [40] D Grahame HOLMES et Thomas A LIPO. *Pulse width modulation for power converters : principles and practice*. T. 18. John Wiley & Sons, 2003.
- [41] DG HOLMES et DA MARTIN. "Implementation of a direct digital predictive current controller for single and three phase voltage source inverters". In : *IAS'96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*. T. 2. IEEE. 1996, p. 906-913.
- [42] TS IEC. "61000-3-4 : 1998 "Electromagnetic compatibility (EMC)-Part 3-4 : Limits-Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A,"". In : *International Electrotechnical Commission, IEC, Geneva, Switzerland* (1998).
- [43] Vanya IGNATOVA. "Méthodes d'analyse de la qualité de l'énergie électrique. Application aux creux de tension et à la pollution harmonique." Thèse de doct. Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 2006.
- [44] Pichai JINTAKOSONWIT, Hideaki FUJITA et Hirofumi AKAGI. "Control and performance of a fully-digital-controlled shunt active filter for installation on a power distribution system". In : *IEEE Transactions on power electronics* 17.1 (2002), p. 132-140.
- [45] Cédric JOIN. "Diagnostic des systemes non linéaires-Contribution aux méthodes de découplage". Thèse de doct. Université Henri Poincaré-Nancy I, 2002.

- [46] Farrukh KAMRAN et Thomas G HABETLER. “Combined deadbeat control of a series-parallel converter combination used as a universal power filter”. In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 13.1 (1998), p. 160-168.
- [47] P KARUPPANAN, Saswat Kumar RAM et KamalaKanta MAHAPATRA. “Three level hysteresis current controller based active power filter for harmonic compensation”. In : *2011 International Conference on Emerging Trends in Electrical and Computer Technology*. IEEE. 2011, p. 407-412.
- [48] Vinod KHADKIKAR, Ambrish CHANDRA et Bhim SINGH. “Digital signal processor implementation and performance evaluation of split capacitor, four-leg and three H-bridge-based three-phase four-wire shunt active filters”. In : *IET Power Electronics* 4.4 (2011), p. 463-470.
- [49] Kyeong-Hwa KIM et Myung-Joong YOUN. “A simple and robust digital current control technique of a PM synchronous motor using time delay control approach”. In : *IEEE Transactions on power electronics* 16.1 (2001), p. 72-82.
- [50] Kyeong-Hwa KIM et al. “A current control for a permanent magnet synchronous motor with a simple disturbance estimation scheme”. In : *IEEE Transactions on control systems technology* 7.5 (1999), p. 630-633.
- [51] Hossein Madadi KOJABADI et al. “A novel DSP-based current-controlled PWM strategy for single phase grid connected inverters”. In : *IEEE transactions on power electronics* 21.4 (2006), p. 985-993.
- [52] Mohamed MAGRAOUI. “Validation de techniques de commande d’un filtre actif parallèle”. Thèse de doct. École de technologie supérieure, 2007.
- [53] Tidjani MAHNI. “Etude et Conception d’un Filtre Actif Parallèle Triphasé à Quatre Fils en vue de sa Commande par des Méthodes d’Intelligence Artificielle”. Thèse de doct. Université Mohamed Khider-Biskra, 2017.
- [54] Tidjani MAHNI. “Stratégies de commande d’un filtre actif parallèle à quatre fils”. In : *Institut des Sciences et de Technologie : Centre Universitaire d’El Oued*, Mém. de magister (2012).
- [55] Nassar MENDALEK. “Qualité de l’onde électrique et moyens de mitigation”. Thèse de doct. École de technologie supérieure, 2003.
- [56] Jaume MIRET et al. “Design of an analog quasi-steady-state nonlinear current-mode controller for single-phase active power filter”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56.12 (2009), p. 4872-4881.
- [57] Sèminvo Arnaud MONTCHO et al. “Optimisation de la fiabilité, de la disponibilité et de la maintenabilité des réseaux de distribution Haute Tension”. In : (2020).
- [58] Hyung-Tae MOON, Hyun-Soo KIM et Myung-Joong YOUN. “A discrete-time predictive current control for PMSM”. In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 18.1 (2003), p. 464-472.
- [59] Luis A MORAN, Juan W DIXON et Rogel R WALLACE. “A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 42.4 (1995), p. 402-408.
- [60] Manfred MORARI et Evangelos ZAFIRIOU. *Robust process control*. Morari, 1989.
- [61] S Perabi NGOFFE et al. “Harmonic Investigation of Compact Fluorescent Lamps Low Energy Consumption Lamps of Cameroonian Market”. In : *Open Access Library Journal* 6.05 (2019), p. 1.
- [62] Mika PAASISALO. “Kiinteistön kulutusten mittarointi”. (2014) .

- [63] Yash PAL, A SWARUP et Bhim SINGH. “A review of compensating type custom power devices for power quality improvement”. In : *2008 Joint International Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference*. IEEE. 2008, p. 1-8.
- [64] Nikolaos G PATERAKIS et al. “Multi-objective reconfiguration of radial distribution systems using reliability indices”. In : *IEEE Transactions on Power Systems* 31.2 (2015), p. 1048-1062.
- [65] Marina RASHEVSKAYA et al. “Assessing non-stationary power quality phenomena of induction motors”. In : *2017 18th International Conference on Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*. IEEE. 2017, p. 1-4.
- [66] A RENNANE et D SAHEB-KOUSSA. “Evaluation des performances de la boucle à verrouillage de phase (PLL) pour l’interconnexion d’une source d’énergie renouvelable au réseau électrique”. In : *Journal of Renewable Energies* 17.2 (2014), p. 227-243.
- [67] Miloud REZKALLAH. “Amélioration de la qualité d’énergie fournie au réseau autonome hybride éolien-diesel”. Thèse de doct. École de technologie supérieure ; UNIVERSITÉ DU QUÉBEC-Montréal, 2010.
- [68] CHIHEB RIANE et Nassim ZEMIRLINE. “Contribution à l’étude d’un filtre actif parallèle”. Mém. de mast. École Supérieur Science Applique de Tlemcen, 2019.
- [69] Mikko ROUTIMO, Mika SALO et Heikki TUUSA. “Comparison of voltage-source and current-source shunt active power filters”. In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 22.2 (2007), p. 636-643.
- [70] Attia SAHARA. “Étude et amélioration d’un filtre actif triphasé pour des charges non linéaires”. Thèse de doct. Université sétif, 2019.
- [71] Zainal SALAM, Perng Cheng TAN et Awang JUSOH. “Harmonics mitigation using active power filter : A technological review”. In : *Elektrika Journal of Electrical Engineering* 8.2 (2006), p. 17-26.
- [72] Mr HADDAD SALIM. “Gestion de la qualité d’énergie électrique dans un réseau de transmission”. Thèse de doct. Faculté des Sciences de l’ingénieur- Annaba, 2010.
- [73] H SASAKI et T MACHIDA. “A new method to eliminate AC harmonic currents by magnetic flux compensation-considerations on basic design”. In : *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* 5 (1971), p. 2009-2019.
- [74] Bhim SINGH, Kamal AL-HADDAD et Ambrish CHANDRA. “A review of active filters for power quality improvement”. In : *IEEE transactions on industrial electronics* 46.5 (1999), p. 960-971.
- [75] Bhim SINGH et al. “A review of single-phase improved power quality AC-DC converters”. In : *IEEE Transactions on industrial electronics* 50.5 (2003), p. 962-981.
- [76] Bhim SINGH et al. “Hybrid filters for power quality improvement”. In : *IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution* 152.3 (2005), p. 365-378.
- [77] J Charles SMITH, G HENSLEY et L RAY. “IEEE recommended practice for monitoring electric power quality”. In : *IEEE std* (1995), p. 1159-1995.
- [78] ES SREERAJ et al. “An active harmonic filter based on one-cycle control”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61.8 (2013), p. 3799-3809.
- [79] Romaric TOGNIGBAN et al. “Contribution à l’amélioration de la fiabilité d’un système de puissance par le positionnement des disjoncteurs reclosers”. In : (2020).
- [80] René WIERDA. “Flicker ou scintillement des sources lumineuses”. In : *Cah. Tech. Merlin Gerin CT176* (1995).

- [81] Sasan ZABIHI et Firuz ZARE. “Active power filters with unipolar pulse width modulation to reduce switching losses”. In : *2006 International Conference on Power System Technology*. IEEE. 2006, p. 1-5.
- [82] Laid ZELLOUMA. “Filtrage actif parallele des harmoniques du courant genere par un pont redresseur triphase non commande.” Thèse de doct. Université de Annaba-Badji Mokhtar, 2006.
- [83] CHELLI ZOUBIR. “Amélioration de la qualité de l’énergie électrique par un filtre actif d’harmonique”. Thèse de doct. Université Badji Mokhtar, 2015.