

**République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche  
Scientifique**



**Université LARBI BEN'HIDI-OEB-  
Faculté des Sciences et Sciences Appliquées  
Département de Génie Electrique**

**1<sup>ière</sup> année Master Académique en:  
Electrotechnique  
Spécialité :  
Réseaux Electriques**

**Polycopié de cours :**

---

# **Qualité de l'énergie électrique**

---



**Préparé par:**

**D<sup>r</sup> : LAIB Hichem**

**Maître de conférences B**

**2022-2023**

## Avant propos

La qualité de l'énergie électrique est devenue un sujet de plus en plus important dans le monde de l'énergie et de l'industrie. En effet, elle joue un rôle crucial dans la fiabilité et la durabilité des équipements électriques, ainsi que dans la performance des processus industriels. Les perturbations électriques, telles que les variations de tension, les coupures de courant, les harmoniques, les surtensions, les transitoires et les interférences électromagnétiques, peuvent causer des dommages importants aux équipements électriques et réduire leur durée de vie. Ils peuvent également entraîner des perturbations dans les processus de production, entraînant une mauvaise qualité et une augmentation des coûts.

Dans ce contexte, la maîtrise de la qualité de l'énergie électrique est devenue un enjeu majeur pour les gestionnaires de réseaux électriques, les producteurs et les consommateurs d'énergie électrique. Il est donc essentiel de comprendre les principes fondamentaux de la qualité de l'énergie électrique, ainsi que les différents outils et techniques de mesure et de contrôle de la qualité de l'énergie électrique.

Ce polycopié de cours est conçu pour fournir une introduction claire et concise à la qualité de l'énergie électrique. Il est destiné aux étudiants de première année Master académique en électrotechnique de la spécialité réseaux électriques du système LMD, ainsi qu'aux professionnels travaillant dans les domaines de l'énergie et de l'industrie électrique. Nous espérons que ce polycopié sera utile pour tous ceux qui cherchent à approfondir leur compréhension de la qualité de l'énergie électrique et à améliorer leurs compétences professionnelles dans ce domaine.

Selon le programme national 2016-2017 de l'offre de formation Master académique, en électrotechnique, ce fascicule est structuré autour de 4 chapitres:

**Chapitre 1.** Introduction aux notions de la qualité d'énergie : (2 semaine).

**Chapitre 2.** Dégradation de la qualité de l'énergie : (6 semaine).

**Chapitre 3.** Normes en vigueur : (2 semaines).

**Chapitre 4.** Solution pour l'amélioration de la qualité d'énergie : (5 semaines).

**Sommaire**

<b>Chapitre I. Introduction aux notions de la qualité de l'énergie</b>	<b>1</b>
I.1 Introduction.....	1
I.2 Comment mesurés les aspects de la qualité 'énergie.....	2
I.2.1 La Continuité d'Alimentation.....	2
I.2.2 La qualité d'onde.....	3
I.3 Comment métriser techniquement la qualité d'énergie.....	3
<b>Chapitre II. Dégradation de la Qualité de l'Energie Electrique</b>	<b>4</b>
II.1 Introduction.....	4
II.2 Perturbations Electriques.....	4
II.2.1 Amplitude.....	4
II.2.2 Fréquence.....	4
II.2.3 Forme d'onde.....	5
II.2.4 Symétrie.....	5
II.3 Classification des perturbations électriques.....	5
II.3.1 Les perturbations électriques transitoires.....	5
II.3.2 Les perturbations de courte durée.....	5
II.3.3 Les perturbations permanentes.....	5
II.4 Creux de tension et coupures brèves.....	7
II.4.1 Origine des creux et coupures de tension et leurs conséquences.....	8
II.4.2 Représentation dans le plan complexe.....	9
II.4.3 Propagation des creux de tension.....	9
II.4.3.1 Propagation locale.....	9
II.4.3.2 Propagation à travers les lignes de transmission.....	9
II.4.3.3 Propagation à travers les transformateurs.....	10
II.4.3.4 Propagation à travers les charges connectées.....	10
II.5 Les Surtensions.....	10
II.6 Variations et fluctuation de tension.....	11
II.7 Déséquilibre.....	11
II.7.1 Transformation de Fortescue.....	13
II.7.1.1 Exemple d'application N°1.....	13
II.7.1.2 Solution N°1.....	13
II.7.1.3 Exemple d'application N°2.....	14
II.7.1.4 Solution N°2.....	14
II.8 Perturbations harmoniques.....	15
II.8.1 Sources des harmoniques.....	16
II.8.2 Effets des harmoniques.....	17
II.8.2.a Effets instantanés.....	17
II.8.2.b Effets à terme.....	17
II.8.2.1 Effets des harmoniques sur l'appareillage.....	18
II.8.2.1.1 Exemple d'application N°3.....	18
II.8.2.1.2 Solution N°3.....	18
II.8.2.1.3 Exemple d'application N°4.....	19
II.8.2.1.4 Solution N°4.....	20
II.8.2.1.5 Exemple d'application N°5.....	21
II.8.2.1.6 Solution N°5.....	21
II.8.2.1.7 Exemple d'application N°6.....	22
II.8.2.1.8 Solution N°6.....	22
II.8.2.1.9 Exemple d'application N°7.....	23
II.8.2.1.10 Solution N°7.....	23
II.8.3 Analyse des harmoniques.....	23
II.8.3.1 Développement mathématique.....	24

**Chapitre III. Normes en Vigueurs 28**

III.1 Introduction.....	28
III.2 Les organismes Normalisateurs.....	28
III.3 Les Normes concernant les perturbations harmoniques.....	29
III.3.1 Compatibilité Electromagnétique.....	31
III.3.1.1 Norme Internationale CEI 61000.....	31
III.3.1.2 Niveau de Compatibilité.....	32
III.3.1.3 Niveau d'émissions.....	32
III.3.1.4 Niveau d'immunité.....	35
III.3.1.5 Normes EN 50160.....	35
III.3.1.6 Recommandation IEEE 519 .....	36
III.3.1.7 Exploitation de la norme.....	36
III.4 Le Contrat Émeraude.....	38
III.4.1 Les engagements respectifs du distributeur et du consommateur en matière de perturbations harmoniques.....	38
III.4.1.1 Exemple d'application N°1.....	39

**IV. Solutions pour l'amélioration de la qualité de l'énergie électriques 40**

IV.1 Introduction.....	40
IV.1.1 Les solutions préventives.....	40
IV.1.2 Les solutions correctives.....	40
IV.2 Solutions préventives.....	41
IV.2.1 Convertisseurs à prélèvement sinusoïdal.....	41
IV.2.1.1 Correction du facteur de puissance (PFC).....	41
IV.2.1.2 Redresseurs à injection de courant.....	42
IV.2.1.3 Redresseurs MLI.....	42
IV.2.1.3.a Redresseur MLI à structure courant.....	42
IV.2.1.3.b Redresseur MLI à structure tension.....	43
IV.3 Structure et principe de fonctionnement.....	43
IV.4 Etude et dimensionnement des éléments de filtrage.....	47
IV.4.1 Limite de la tension du bus continu Vdc.....	47
IV.4.2 Dimensionnement de l'inductance L.....	48
IV.4.3 Dimensionnement du condensateur C.....	49
IV.5 Modélisation du redresseur PWM.....	50
IV.5.1 Modélisation dans le repère triphasé (abc).....	50
IV.5.2 Modélisation dans le repère biphasé.....	52
IV.5.3 Modélisation dans le repère biphasé tournant.....	52
IV.6 Expressions des puissances instantanées.....	53
IV.7 Stratégies de commande des redresseurs PWM.....	54
IV.7.1 Commande des courants par hystérésis.....	54
IV.7.2 Régulation de tension du bus continu.....	55
IV.8 Solutions Correctives.....	59
IV.8.1 Filtre Passif.....	59
IV.8.1. a Filtre passif résonnant.....	59
IV.8.1. b Filtre passif amorti.....	60
IV.9 Résonance parallèle ou antirésonance.....	61
IV.9.a Exercice N°1.....	63
IV.9.b Solution de l'exercice N°1.....	64
IV.10 Filtre Actif.....	67
IV.11 Topologies des Filtres actifs.....	67
IV.11.1 Filtre actif parallèle FAP.....	67
IV.11.2 Filtre Actif Série.....	67
IV.11.3 Filtre actif hybride (UPQC).....	68

IV.11.4 Filtres Hybride (Combinaison Filtre Actif et Filtre Passif).....	69
IV.11.4.1 Association Filtre actif série en parallèle avec un Filtre passif.....	69
IV.11.4.2 Association filtre actif série en parallèle avec un filtre passif.....	70
IV.11.4.3 Filtre actif parallèle avec un Filtre passif en parallèle.....	70
IV.12 Structure Générale des Filtres Actifs Parallèles.....	71
IV.12.1 Dimensionnement des filtres actifs.....	71
IV.12.1.1 Calcul de la tension de référence du bus continu $V_{dc}^*$ .....	72
IV.12.1.2 Calcul de la capacité $C_{dc}$ .....	72
IV.12.1.3 Calcul du filtre de raccordement $L_f$ .....	73
IV.12.2 Modélisation d'un filtre actif parallèle.....	73
IV.12.2.1 Modèle mathématique dans un repère triphasé (a,b,c).....	73
IV.12.2.2 Modèle mathématique dans un repère fixe.....	74
IV.12.2.3 Modèle mathématique dans un repère tournant.....	74
IV.12.3 Commande d'un filtre actif parallèle.....	74
IV.12.3.1 Bloc d'identification des courants de référence.....	75
IV.12.3.1.1 Principe de la méthode des puissances instantanées.....	75
IV.12.3.1.2 Méthode basée sur le filtre Multi-variable (FMV).....	78
IV.12.3.1.2.1 Principe et analyse fréquentielle du FMV.....	78
IV.12.3.2 Boucle de régulation de la tension du bus continu.....	80
IV.12.3.3 Bloc de synchronisation PLL.....	82
IV.14.4 Stratégies de commande de l'onduleur.....	86
IV.14.4.1 Contrôle PWM.....	87
IV.15 Principe de commande des filtres actifs séries.....	89
IV.15.1 Méthodes d'identifications des tensions de référence.....	89
IV.15.1.1 Principe de la méthode des puissances.....	90
IV.15.1.2 Méthode basée sur le contrôle de la tension aux bornes de la charge.....	81
Bibliographie.....	94

# I. Introduction aux notions de la qualité de l'énergie électrique

## I.1 Introduction :

La qualité de l'énergie électrique se réfère à la conformité de la tension, du courant et de la fréquence d'une alimentation électrique avec des valeurs nominales normalisées en termes d'amplitude, de forme d'onde et de symétrie du système. Cette conformité est cruciale pour le bon fonctionnement et la fiabilité des appareils électroniques, et dépend à la fois du producteur ou du distributeur d'électricité, des fabricants d'équipements et des clients. La complexité de ce sujet est en partie due au grand nombre de partenaires impliqués. Pour faciliter les échanges entre spécialistes et non spécialistes, il est préférable d'utiliser une terminologie claire et précise pour les termes communs.

La Commission de Régulation de l'Energie (CRE) définit la qualité de l'électricité à partir de trois critères principaux : la continuité de l'alimentation (absence de coupures de courant), la qualité de l'onde de tension (perturbations affectant le fonctionnement des appareils électriques) et la qualité du service (relations avec les gestionnaires de réseaux).

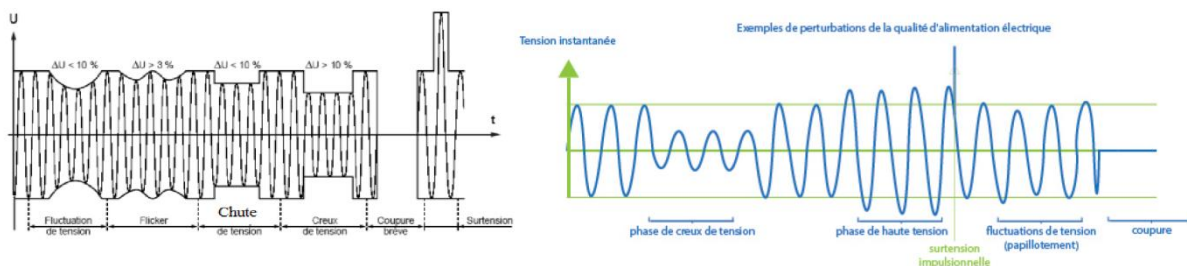
Continuité d'alimentation	Cette notion recouvre les coupures, ou interruptions, subies par les utilisateurs, elles sont classées selon différents critères. On distingue entre les coupures programmées et non programmées, et entre les coupures longues (plus de 3 minutes) et les coupures courtes (entre 1 seconde et 3 minutes). Les coupures inférieures à une seconde sont généralement désignées sous le terme de creux de tension, et cela relève davantage de la qualité de l'onde de tension que de la continuité de l'alimentation.
Qualité d'onde	En général, ce terme recouvre les perturbations de la forme d'onde de tension ou de courant fournie par le réseau, qui peuvent affecter le bon fonctionnement des appareils électriques reliés au même réseau et même les endommager. Différents termes sont utilisés pour décrire ces perturbations, tels que des creux de tension, des surtensions impulsionnelles, des tensions hautes ou basses, des variations de fréquence, des papillotements ou flicker, des harmoniques et inter-harmoniques, ou encore des déséquilibres entre phases. Les valeurs admissibles ou souhaitables de ces perturbations sont réglementées par des normes.
Qualité de Service	Caractérise la relation entre un utilisateur et son gestionnaire de réseau, ainsi qu'éventuellement son fournisseur (délai de remise en service, délai d'intervention d'urgence, délai de raccordement, notification de coupure programmée, tenue des horaires de rendez-vous, etc.).

Ces dernières années, la qualité de l'énergie électrique a suscité un intérêt croissant, en particulier pour les raisons suivantes :

- Dépendance croissante sur les équipements électroniques : avec l'augmentation de la technologie de l'utilisation des appareils électroniques, il est de plus en plus important de maintenir une qualité stable pour éviter les dommages ou les erreurs de fonctionnement.
- Exigences énergétiques plus strictes : les réglementations nationales et internationales sur la qualité d'énergie électrique se sont renforcées, ce qui exige une amélioration continue de cette dernière pour répondre aux normes énergétiques.
- Interruptions énergétiques coûteuses : les interruptions énergétiques peuvent entraîner des coûts importants pour les entreprises et les utilisateurs finaux, ce qui a conduit à une augmentation de l'attention sur la qualité de l'énergie pour minimiser ces coûts.
- Impact sur l'environnement : la qualité de l'énergie peut avoir un impact sur l'environnement, par exemple en raison de la production d'harmoniques nuisible, ce qui ajoute à l'importance de surveiller et de maintenir une bonne qualité de l'énergie.
- Avec la libéralisation du marché de l'électricité, la qualité de l'énergie électrique est devenue un critère déterminant pour les consommateurs dans le choix de leur fournisseur d'énergie. Par conséquent, les fournisseurs doivent s'assurer de fournir une énergie de haute qualité à leurs clients.

En résumé, l'importance de la qualité de l'énergie électrique a augmenté en raison de l'augmentation de la dépendance sur les équipements électroniques, des réglementations plus strictes, des coûts potentiels d'interruption énergétique, et de l'impact sur l'environnement.

La figure ci-dessous présente les exemples de perturbations de la qualité d'alimentation électrique.



## I.2 Comment mesurer les aspects de la qualité d'énergie

Il existe de nombreux indicateurs pour mesurer les aspects de la qualité de l'énergie. Ces indicateurs comprennent la durée de service, la fiabilité, la puissance et l'efficacité. Ces indicateurs peuvent être directement mesurés et calculés à l'aide de tests et de mesures en laboratoire et en ligne. Les indicateurs peuvent également être estimés à l'aide d'enquêtes auprès des consommateurs et d'autres méthodes d'enquête. Les indicateurs de qualité de l'énergie peuvent également être mesurés à l'aide de technologies plus avancées telles que l'analyse des données et l'intelligence artificielle.

**A. La Continuité d'Alimentation :** pour mesurer l'impact des interruptions d'alimentation, le nombre d'utilisateurs touchés et la durée de l'interruption subie doivent être déterminés à partir de l'enregistrement des incidents, leur durée et la reprise de service. Les indicateurs traditionnellement surveillés sont le nombre et la fréquence des coupures courtes et longues perçues par les clients ainsi que la durée cumulée des coupures longues. Ces indicateurs peuvent être suivis en enregistrant et en analysant les données relatives aux interruptions de service. Ils peuvent être suivis :

- a. en moyenne, surtout pour appréhender l'évolution en tendance de la continuité d'alimentation.
- b. en seuils acceptables, pour un suivi ciblé de la qualité des zones difficiles ou au contraire vis-à-vis d'utilisateurs ayant des exigences élevées de qualité.

Ces indicateurs sont très sensibles aux aléas météorologiques (orages, coup de vent, foudroiement, neige et givre...). C'est pourquoi ils font souvent l'objet d'analyses permettant de distinguer la partie exceptionnelle de la partie courante.

**B. La Qualité de l'onde :** ce point, est particulièrement complexe à suivre. Car les perturbations produites par les usages perturbateurs peuvent s'amplifier les unes les autres et ne pas uniquement s'additionner. En outre, le réseau peut avoir un effet d'atténuation des perturbations, ce qui rend encore plus difficile le diagnostic des situations de non qualité et la recherche de la solution optimale. Pour cette raison, l'approche la plus couramment utilisée pour gérer les perturbations consiste à fixer des normes d'émissions pour leurs usages perturbateurs et des normes d'immunité pour les usages sensibles, et à s'assurer que le réseau est en mesure de fournir l'atténuation nécessaire.

### I.3 Comment métriser techniquement la qualité d'énergie

Pour maîtriser techniquement la qualité de l'énergie, il est important d'utiliser des outils de mesure et de surveillance précis et fiables pour surveiller les niveaux d'énergie et détecter les problèmes de qualité. Il est également important de disposer de méthodes et de procédures pour documenter et enregistrer les résultats des tests et des mesures, ainsi que pour prendre des mesures correctives pour améliorer la qualité de l'énergie et éviter les problèmes. Il est également important de former le personnel chargé de la qualité de l'énergie et de mettre en œuvre des processus et des procédures de contrôle de la qualité.

La conception du réseau, son développement, sa maintenance, son exploitation et son renouvellement sont des facteurs clés qui contribuent à la qualité de service du réseau de distribution. Ces facteurs peuvent être utilisés pour optimiser la disponibilité et la stabilité du réseau, ainsi que pour répondre aux besoins des utilisateurs.

- ◆ La conception du réseau doit être soigneusement étudiée pour prendre en compte différents facteurs, tels que l'emplacement des équipements, la connectivité et la capacité.
- ◆ Le développement et la mise à niveau du réseau sont nécessaires pour garantir une disponibilité et une fiabilité optimales.
- ◆ La maintenance et l'exploitation sont également essentielles pour s'assurer que le réseau est fonctionnel et que les performances sont maintenues.
- ◆ Le renouvellement du réseau est essentiel pour garantir une performance optimale et pour répondre aux besoins actuels et futurs des utilisateurs.

C'est dernières années, l'automatisation des réseaux électriques est un moyen de réduire la durée des coupures de courant et d'améliorer la réactivité des systèmes. Elle permet également d'améliorer la fiabilité des réseaux en réduisant la fréquence des incidents. Elle se compose de plusieurs technologies telles que des systèmes intelligents de distribution et de gestion de l'énergie, des capteurs et des logiciels pour surveiller et contrôler le réseau, et des systèmes de communication et de télégestion pour faciliter le contrôle et la communication des données. Ces technologies permettent aux gestionnaires de réseau de surveiller en temps réel le réseau et de prendre des mesures pour le maintenir à un niveau optimal de fiabilité et de disponibilité.

# II. Dégradation de la Qualité de l'Énergie Électrique

## II.1 Introduction

La dégradation de la qualité de l'énergie est un problème sérieux qui affecte la fiabilité, la sécurité et l'efficacité des réseaux électriques. Elle peut entraîner des problèmes tels que des coupures de courant ou de tension, ainsi que des interférences électromagnétiques. Cette dégradation peut être causée par divers facteurs tels que les conditions atmosphériques, les charges non linéaires et les réseaux électriques mal conçus, qui sont souvent difficiles à détecter. Pour surveiller et améliorer la qualité de l'énergie, des outils de mesure et de diagnostic, tels que les analyseurs de qualité de l'énergie, les systèmes de contrôle et les systèmes d'information, peuvent être utilisés.

## II.2 Perturbations Électriques

Les incidents liés à la nature physique et à l'exploitation du réseau ainsi que les récepteurs électriques peuvent altérer la qualité du système d'alimentation dans un réseau électrique. Ces dommages peuvent affecter l'amplitude, la fréquence, la forme d'onde et la symétrie du système triphasé d'alimentation, et peuvent causer des perturbations qui altèrent la qualité du courant/tension. Les réseaux électriques utilisent divers outils et techniques tels que des analyseurs de réseau, des sondes de tension et des systèmes de mesure à distance pour mesurer ces paramètres et évaluer la qualité de la tension.

### II.2.1 Amplitude

La qualité de la tension est étroitement liée à son amplitude, qui doit être maintenue à un niveau précis pour assurer son bon fonctionnement. En général, le fournisseur d'énergie s'engage contractuellement à maintenir cette amplitude dans des limites spécifiques. Les variations rapides et les creux de tension sont particulièrement importants, car ils peuvent se produire de manière isolée ou répétitive sous forme de coups brusques. En général, la plage d'amplitude de la tension doit se situer entre  $\pm 10\%$  de la valeur nominale. Dans l'idéal, les trois tensions du réseau électrique devraient avoir la même amplitude constante, mais différents phénomènes perturbateurs peuvent affecter cette amplitude. En fonction de la variation de l'amplitude, on peut distinguer deux grandes catégories de perturbations :

- ❖ Les creux de tension, les coupures et les surtensions qui se manifestent par des variations importantes de l'amplitude et sont souvent causés par des courts-circuits. Ces perturbations peuvent avoir des conséquences graves sur les équipements électriques.
- ❖ Les variations de tension qui se caractérisent par des fluctuations d'amplitude inférieures à 10% de la valeur nominale de la tension. Elles sont généralement causées par des charges fluctuantes ou des modifications de la configuration du réseau.

### II.2.2 Fréquence

En situation normale, les trois tensions d'un réseau électrique sont des signaux alternatifs sinusoïdaux à une fréquence constante de 50 ou 60 Hz, selon le pays. Les variations de fréquence sont peu courantes et généralement de faible amplitude, représentant moins de 1% et n'impactant pas le bon

fonctionnement des équipements électriques. Elles peuvent survenir en cas de graves défauts dans le réseau de production ou de transport, de pertes importantes de production, ou lorsqu'un groupe électrogène est isolé de ses auxiliaires ou connecté à un réseau séparé. En Europe, la norme EN 50160 stipule que la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle de  $50 \text{ Hz} \pm 1\%$  pendant 99,5% de l'année et entre -6% et +4% en tout temps, pour les pays dont les réseaux sont interconnectés.

### II.2.3 Forme d'onde

En système triphasé, les tensions idéalement devraient avoir une forme d'onde sinusoïdale pour chacune des trois phases. Toutefois, en cas de perturbations, la forme d'onde de la tension peut ne plus être sinusoïdale et présenter une onde fondamentale à 50 Hz avec des harmoniques de fréquence multiple entiers de 50 Hz ou parfois même des ondes de fréquence quelconque. De plus, les tensions peuvent être altérées par des bruits qui sont des signaux permanents mais non périodiques.

### II.2.4 Symétrie

La symétrie est un élément important d'un système triphasé, qui implique l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs. Si cette égalité n'est pas respectée, cela peut entraîner un déséquilibre. En plus de cela, il existe des perturbations difficiles à catégoriser qui affectent à la fois l'amplitude et la forme d'onde, appelées variations transitoires d'amplitude, qui ont une durée inférieure à 10 ms.

## II.3 Classification des perturbations électriques

En se référant aux paramètres qui caractérisent la tension énumérés dans le paragraphe précédent, il est possible de classer les perturbations électriques en quatre catégories distinctes :

1. Les perturbations d'amplitude (creux de tension, coupures brèves et surtensions, flicker).
2. Les perturbations de fréquence autour de la fréquence fondamentale.
3. Les perturbations de la forme d'onde (harmoniques, inter-harmoniques, bruit).
4. La dissymétrie du système triphasé ou le déséquilibre.

Il est également possible de classer les perturbations électriques en fonction de leur durée.

**II.3.1 Les perturbations électriques transitoires :** qui se produisent lorsque la durée est inférieure à une demi-période fondamentale, sont principalement causées par les manœuvres d'ouverture et de fermeture sur le réseau de transport et de distribution, ainsi que par des phénomènes naturels tels que la foudre.

**II.3.2 Les perturbations de courte durée :** qui comprennent les creux de tension, les coupures brèves et les surtensions, sont généralement causées par des courts-circuits. Elles se caractérisent par des fluctuations importantes de l'amplitude de la tension et peuvent entraîner des conséquences néfastes et coûteuses pour les équipements électriques.

**II.3.3 Les perturbations permanentes :** regroupent les harmoniques, le bruit, le déséquilibre ainsi que les variations de tension et de fréquence. Elles sont généralement causées par la présence de charges non linéaires et fluctuantes dans le réseau électrique, et se caractérisent par des fluctuations de faible amplitude. Ces perturbations peuvent entraîner des problèmes tels que l'échauffement, des pertes supplémentaires, un vieillissement prématuré des équipements électriques, ainsi que des dysfonctionnements sur certains appareillages de contrôle-commande.

Il est également possible de classer les origines des perturbations électriques en deux grandes catégories:

- ❖ Les défauts présents dans les réseaux électriques.

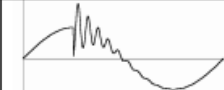
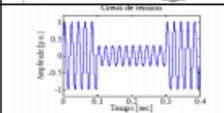
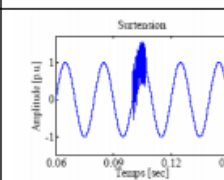
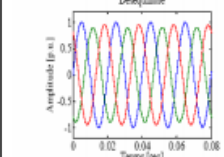
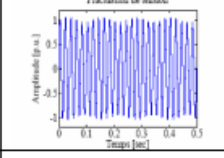
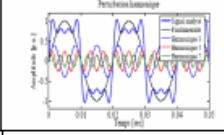
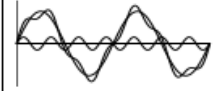
❖ La présence de charges non-linéaires ou fluctuantes.

Enfin, les effets des perturbations électriques peuvent être divisés en deux grandes familles :

- ✚ les effets à court terme tels que le déclenchement des appareils et les dommages matériels,...
- ✚ les effets à long terme tels que les pertes supplémentaires, les échauffements et le vieillissement prématuré des équipements.

Le tableau I.1 synthétise les informations précédentes en donnant un aperçu des principales perturbations, de leurs sources et de leurs effets.

**Tableau II.1 : Les Principales Perturbations dans les Réseaux Electriques.**

Types de Perturbations		Amplitude	Origine	Conséquence
Transitoires (impulsions et oscillations)		-	Déclenchement des appareils, enclenchement des condensateurs, commutations.	Dysfonctionnements gênants.
Creux de tension		0.1-0.9 pu	Courts-circuits, démarrage de gros moteurs, saturation des transformateurs.	Arrêts d'équipement, pertes de production.
Coupures brèves		<0.1 pu	Courts-circuits	Arrêts d'équipement, pertes de production.
Surintensions		1.1-1.8 pu	Courts-circuits, débranchement des charges importantes.	Déclenchements, dangers pour les personnes et pour les matériels.
Déséquilibre		-	Charges asymétriques ou monophasées.	Echauffements des machines tournantes, vibrations.
Fluctuation de tension		0.1-7%	Charges fluctuantes (fours à arc, moteur à démarrage fréquent, soudeuses, éoliennes)	Papillotements de l'éclairage
Harmoniques		0-20%	Charges non linéaires et fluctuantes (fours à arc, soudeuses, éoliennes)	Echauffements, vieillissements, pertes supplémentaires, troubles fonctionnels.
inetharmoniques		0-2%	Charges non linéaires et fluctuantes (fours à arc, soudeuses, éoliennes)	Papillotements de l'éclairage
Variations de la fréquence		-	Déséquilibres entre la production et la consommation	Dysfonctionnements des équipements électriques

### II.4 Creux de tension et coupures brèves

Un creux de tension se produit lorsqu'il y a une chute soudaine de la tension en un point donné d'un réseau électrique, atteignant une valeur qui se situe entre 1 % et 90 % de la tension de référence, selon les normes CEI 61000-2-1, CENELEC EN 50160, ou entre 10 % et 90 % selon la norme IEEE 1159. Cette chute est suivie d'un rétablissement de la tension après un bref intervalle de temps allant de la demi-période fondamentale du réseau (soit 10 ms à 50 Hz) jusqu'à une minute environ (voir figure II.1a).

En règle générale, les caractéristiques d'un creux de tension sont (figure II.1b):

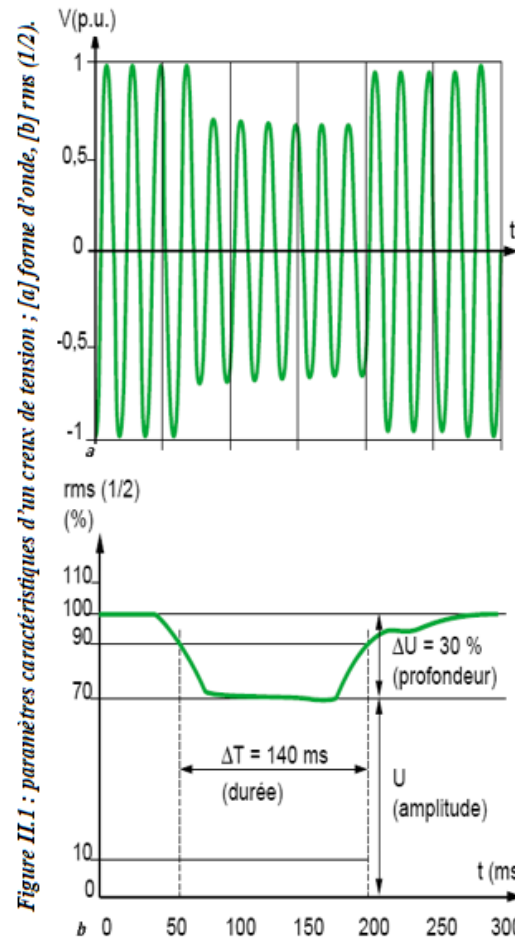
- La profondeur :  $\Delta U$  (ou son amplitude  $U$ ),
- La durée  $\Delta T$ , qui représente le laps de temps durant lequel la tension est inférieure à 90 % de sa valeur de référence.

La méthode habituellement utilisée pour détecter et caractériser un creux de tension est l'enregistrement des paramètres électriques tels que la tension, le courant et la puissance en utilisant un enregistreur de données ou un analyseur de réseau électrique. Ces instruments enregistrent les données en temps réel et permettent de mesurer l'amplitude, la durée et la fréquence des creux de tension. En outre, les méthodes de mesure de l'impédance peuvent également être utilisées pour caractériser les creux de tension.

Ces méthodes mesurent la réponse en fréquence du système électrique et peuvent détecter les anomalies dans le système, y compris les creux de tension.

Il est important de noter que la détection et la caractérisation précises des creux de tension nécessitent une analyse approfondie des données enregistrées et une compréhension des caractéristiques du système électrique concerné. Cela peut être accompli en utilisant des outils de simulation informatique et des techniques d'analyse de données avancées pour identifier les causes sous-jacentes des creux de tension et proposer des solutions de mitigation pour minimiser leurs effets négatifs.

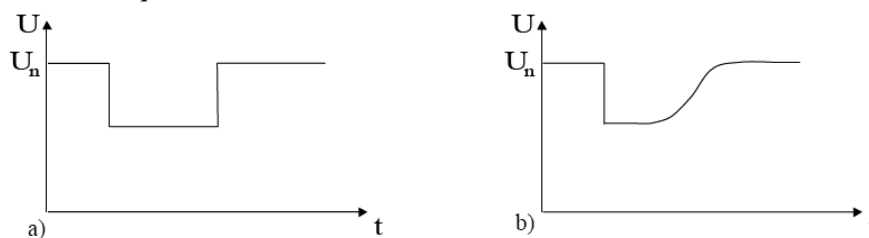
**Les coupures** électriques sont considérées comme un type de baisse de tension importante, dépassant les seuils de **90% (IEEE) ou 99% (CEI-CENELEC)**. Elles sont caractérisées uniquement par leur durée. **Les coupures courtes** ont une durée **inférieure à 3 minutes (CENELEC) ou 1 minute (CEI, IEEE)** et sont souvent causées par des reprises automatiques lentes qui visent à éviter des coupures prolongées. En revanche, **les coupures longues** ont une durée **supérieure à 3 minutes**. Les coupures courtes et longues sont différentes en termes de causes et de solutions à mettre en place pour les prévenir ou les réduire.



### II.4.1 Origine des creux et coupures de tension et leurs conséquences

Les creux de tension peuvent avoir différentes origines. Voici quelques exemples :

1. Courts-circuits : Un court-circuit sur le réseau électrique peut provoquer une chute de tension importante. Cela se produit lorsque le courant électrique se met à circuler à travers une voie alternative avec une résistance très faible, provoquant une diminution de la tension sur le réseau (figure II.2.b).
2. Démarrage de moteurs électriques : Lorsque de gros moteurs électriques démarrent, ils peuvent entraîner une chute de tension temporaire. Cela est dû à la demande soudaine en énergie électrique pour mettre en mouvement le moteur (figure II.2.b).
3. Variation de la charge : Lorsque la charge électrique sur un réseau varie brusquement, cela peut entraîner une chute de tension. Cela peut se produire lorsque des équipements électriques sont mis en marche ou arrêtés, ou lorsqu'il y a des fluctuations de la production d'énergie renouvelable sur le réseau.
4. Vieillesse des équipements : Les équipements électriques vieillissants peuvent avoir une capacité limitée à fournir une tension stable, ce qui peut entraîner des chutes de tension.
5. Phénomènes atmosphériques : Les phénomènes atmosphériques tels que les orages, la foudre, les tempêtes de vent ou la neige peuvent endommager les lignes de transmission et de distribution électrique, entraînant des chutes de tension



**Figure II.2 Amplitude d'un creux de tension provoqué par :**  
*a) un court-circuit. b) le démarrage d'un moteur de forte puissance*

Les creux et les coupures de tension peuvent avoir plusieurs conséquences, notamment :

1. Perturbation de l'alimentation électrique : Les creux et coupures de tension peuvent perturber l'alimentation électrique, ce qui peut causer des interruptions dans le fonctionnement des équipements électriques et électroniques, tels que les ordinateurs, les appareils ménagers, les équipements industriels, les serveurs informatiques, etc.
2. Pertes financières : Les creux et coupures de tension peuvent causer des pertes financières importantes pour les entreprises, en raison de la perte de production, de la baisse de la qualité des produits, de la nécessité de remplacer les équipements endommagés, etc.
3. Risques pour la sécurité : Les creux et coupures de tension peuvent également poser des risques pour la sécurité, par exemple, en cas de pannes de courant dans les hôpitaux, les centres de données, les centrales électriques, etc.
4. Problèmes de santé : Les coupures de tension prolongées peuvent également causer des problèmes de santé, tels que des problèmes respiratoires liés à l'utilisation de générateurs de secours dans des espaces fermés.
5. Détérioration de l'équipement : Les creux et coupures de tension peuvent causer des dommages à l'équipement électrique et électronique, ce qui peut entraîner des coûts élevés de réparation ou de remplacement.

En somme, les creux et coupures de tension peuvent avoir de graves conséquences sur les équipements, la sécurité et les finances, il est donc important de mettre en place des mesures de protection et de prévention pour minimiser leur impact.

### II.4.2 Représentation dans le plan complexe.

La représentation complexe est une méthode couramment utilisée pour analyser les creux de tension dans les systèmes électriques. Cette méthode implique de représenter la tension du réseau comme une grandeur complexe composée d'une partie réelle et d'une partie imaginaire.

Dans cette représentation complexe, la partie réelle de la tension représente la tension effective (ou tension RMS), tandis que la partie imaginaire représente la composante de phase de la tension. Les creux de tension peuvent donc être représentés dans cette méthode par une diminution d'amplitude de la partie réelle de la tension et/ou une rotation de la partie imaginaire de la tension.

Par exemple, le creux de tension présenté dans la figure II.3a peut être identifié par le schéma présenté dans la figure II.3b.

Les creux de tension monophasés sont représentés par une diminution de la partie réelle de la tension d'une phase donnée par rapport aux autres phases. En revanche, les creux de tension triphasés sont représentés par une diminution de la partie réelle de toutes les phases, ainsi qu'une rotation de la partie imaginaire de la tension de chaque phase.

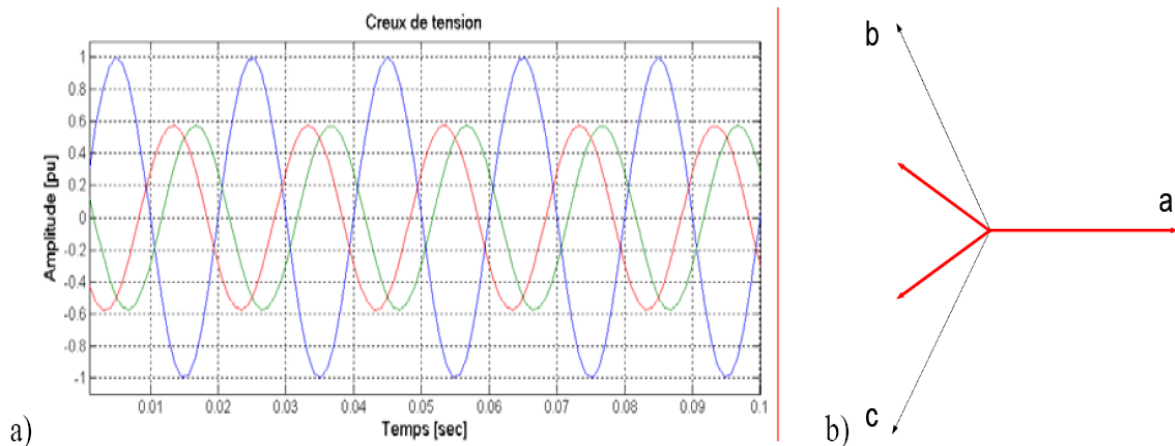


Figure II.3 a) Creux de tension, b) signature dans le plan complexe

En utilisant la représentation complexe, les ingénieurs et les chercheurs peuvent analyser les effets des creux de tension sur différents équipements électriques et déterminer les mesures d'atténuation appropriées pour minimiser ces effets.

### II.4.3 Propagation des creux de tension

La propagation de ces perturbations dans un réseau électrique dépend de la configuration et de la topologie du réseau. Les creux de tension peuvent se propager de différentes manières, en voici quelques exemples :

**II.4.3.1 Propagation locale :** Les creux de tension peuvent se propager localement dans un système électrique en se propageant à partir du point d'origine de la perturbation. Par exemple, si une surtension est générée par un équipement électronique à un point d'alimentation, elle peut se propager localement à travers les circuits connectés à ce point.

**II.4.3.2 Propagation à travers les lignes de transmission :** Les creux de tension peuvent également se propager à travers les lignes de transmission électrique en se propageant le long des circuits connectés à la ligne perturbée. Les lignes de transmission sont souvent connectées à plusieurs points

d'alimentation, de sorte que les creux de tension peuvent se propager rapidement à travers de vastes portions du réseau.

**II.4.3.3 Propagation à travers les transformateurs :** Les creux de tension peuvent également se propager à travers les transformateurs qui sont connectés au réseau électrique. Les transformateurs sont souvent utilisés pour convertir la tension à différents niveaux de tension, et si un transformateur est perturbé par un creux de tension, cela peut affecter la qualité de l'alimentation électrique dans tout le système.

**II.4.3.4 Propagation à travers les charges connectées :** Les creux de tension peuvent également se propager à travers les charges connectées au réseau électrique. Les charges connectées, telles que les moteurs et les équipements électroniques, peuvent réagir aux creux de tension en consommant plus de courant, ce qui peut entraîner une chute supplémentaire de la tension dans le système électrique.

En général, la propagation des creux de tension dépend de nombreux facteurs tels que la configuration du réseau électrique, les charges connectées et la nature de la perturbation qui a causé le creux de tension. Il est donc important d'analyser la propagation des creux de tension dans un système électrique spécifique pour comprendre comment ils peuvent affecter la qualité de l'alimentation électrique et prendre des mesures pour minimiser leurs effets.

## II.5 Les Surtensions

Les surtensions électriques sont des fluctuations soudaines de la tension qui dépassent la valeur nominale du réseau électrique (**1,1 pu à 1,8 pu**). Bien qu'elles soient moins courantes que les baisses de tension, les surtensions peuvent causer des dommages aux équipements électriques et électroniques connectés, tels que les ordinateurs, les téléviseurs, les équipements de bureau, les systèmes de communication, etc.

La norme **EN 50160** établit des seuils de surtension en fonction de la méthode de mise à la terre utilisée dans l'installation :

- ❖ Pour les réseaux avec neutre relié à la terre (soit directement, soit avec une impédance), la norme EN 50160 impose que les surtensions ne dépassent pas **1,7** fois la tension nominale.
- ❖ Pour les réseaux avec neutre isolé ou impédant, la norme EN 50160 stipule que les surtensions ne doivent pas dépasser **2** fois la tension nominale.

Les surtensions peuvent avoir différentes origines, notamment :

1. Foudre : Les surtensions peuvent être causées par la foudre qui frappe les lignes électriques ou les bâtiments.
2. Événements de commutation : Les surtensions peuvent être causées par des événements de commutation, tels que l'allumage ou l'extinction d'équipements électriques tels que les moteurs, les compresseurs, les systèmes de chauffage et de climatisation, etc.
3. Perturbations électromagnétiques : Les surtensions peuvent être causées par des perturbations électromagnétiques provenant de sources externes, telles que les stations de radio, les antennes de télévision, les émetteurs de radiofréquences, etc.
4. Problèmes de réseau électrique : Les surtensions peuvent être causées par des problèmes sur le réseau électrique, tels que des pannes, des fluctuations de tension, des perturbations de la fréquence, etc.

Il est important de protéger les équipements électriques et électroniques contre les surtensions en utilisant des dispositifs de protection tels que des parasurtenseurs, des régulateurs de tension, des filtres antiparasites, etc. Les surtensions peuvent causer des dommages coûteux aux équipements électriques et électroniques, ce qui peut entraîner des pertes financières importantes pour les entreprises et les particuliers.

Les variations de tension font référence à des fluctuations de la tension électrique qui restent en dessous de 10 % de la valeur nominale, que ce soit en termes de valeur efficace ou de valeur de crête. En revanche, les fluctuations de tension se caractérisent par des variations cycliques ou aléatoires de la tension qui modifient l'enveloppe de la tension. Elles sont mesurées par leur amplitude et leur fréquence.

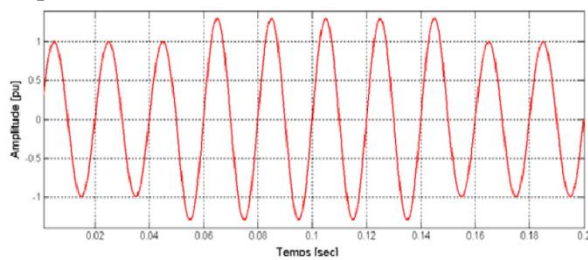


Figure II.5 : Exemple de surtension.

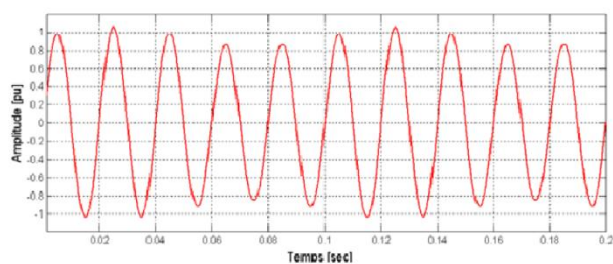


Figure II.6 : Exemple de variation de tension

## II.6 Variations et fluctuation de tension

Lors de la mise en service ou de l'arrêt d'appareils électriques, ainsi que lors de l'utilisation de charges à puissance variable, des fluctuations de tension peuvent se produire. Ces variations peuvent se présentant sous deux formes principales :

- **Des variations lentes de tension** : Les variations lentes de tension ont lieu à des intervalles de temps supérieurs à quelques secondes. Elles résultent principalement du branchement et du débranchement des charges et, en général, ne dépassent pas les  $\pm 10\%$  de la tension nominale. Elles ne sont pas dommageables pour la plupart des équipements électriques.

- **Des fluctuations de tension** : Les fluctuations de tension sont caractérisées par une composition spectrale de fréquence comprise entre 0,5 Hz et 25 Hz. Elles sont généralement causées par la propagation sur les lignes du réseau d'appels de courant importants résultant de la mise en service ou de la mise hors service rapide d'appareils dont la puissance absorbée varie rapidement, comme les fours à arc, les machines à souder, les moteurs à couples pulsatoires ou à démarrages fréquents. Ces fluctuations rapides sont particulièrement perceptibles dans le flux lumineux des lampes, car elles provoquent un effet de scintillement désagréable connu sous le nom de Flicker. Le Flicker est évalué à partir d'un calcul statique issu de la mesure des variations de tension et est défini par la norme IEC 61000-4-15.

## II.7 Déséquilibre

Lorsque trois grandeurs de même nature et de même fréquence ont la même amplitude et sont déphasées de  $\pm 120^\circ$  les unes par rapport aux autres, le système triphasé est considéré comme équilibré. Toutefois, si les conditions de phase et d'amplitude ne sont pas respectées, le système triphasé est considéré comme déséquilibré, comme cela est illustré dans la figure II.7. Les déséquilibres d'un système triphasé peuvent être dus à plusieurs facteurs, tels que des charges non équilibrées, des défauts sur le réseau électrique, des pertes de ligne déséquilibrées, des problèmes avec des transformateurs de distribution ou des défauts sur les équipements électriques.

Les charges non équilibrées peuvent être causées par une distribution inégale de la charge sur les trois phases ou par des charges non linéaires, telles que des moteurs à induction. Les défauts sur le réseau électrique, tels que des courts-circuits ou des défauts d'isolement, peuvent également causer des déséquilibres dans le système triphasé.

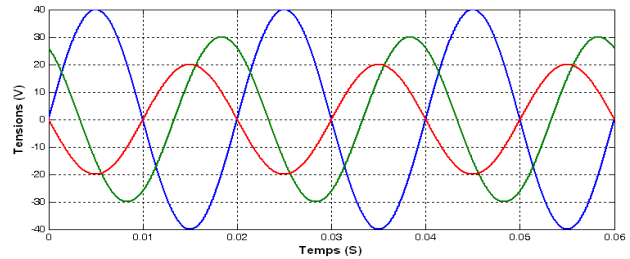


Figure II.7 : Exemple de déséquilibre des amplitudes et des phases

Les pertes de ligne déséquilibrées peuvent être dues à une section de ligne ayant une résistance plus élevée ou une impédance différente par rapport aux autres sections de ligne. Enfin, des problèmes avec des transformateurs de distribution, tels qu'une défaillance ou une surcharge, peuvent également causer des déséquilibres dans le système triphasé.

Le déséquilibre dans un système triphasé peut produire trois types de composantes de séquence de phase : directe, inverse et homopolaire.

**La composante directe** est due à un déséquilibre d'amplitude entre les phases et crée un champ magnétique tournant qui tourne dans la même direction que le champ magnétique produit par les trois phases équilibrées.

**La composante inverse** est due à un déséquilibre de phase entre les phases et crée un champ magnétique tournant qui tourne dans la direction opposée au champ magnétique produit par les trois phases équilibrées.

**La composante homopolaire** est due à un déséquilibre des charges et crée un champ magnétique statique qui ne tourne pas. Cette composante n'a pas d'effet sur les moteurs triphasés, mais elle peut provoquer des perturbations dans les équipements électroniques sensibles.

La norme EN 50160 fixe le taux de déséquilibre inverse admissible à 2% sur les valeurs efficaces calculées sur dix minutes pour 95% du temps d'une semaine. Il est généralement convenu qu'un déséquilibre inférieur à 2% ne cause pas le problème. La quantification du phénomène fait appel à une méthode dite des composantes symétriques directe, inverse ou homopolaire.

Le degré de déséquilibre est défini en utilisant la méthode des composantes de Fortescue par le rapport de la composante inverse ( $U_{1i}$ ) (ou homopolaire ( $U_{1o}$ )) du fondamental à celui de la composante directe ( $U_{1d}$ ) du fondamental.

$$\Delta U_i = \frac{|U_{1i}|}{|U_{1d}|} \quad \text{et} \quad \Delta U_o = \frac{|U_{1o}|}{|U_{1d}|}$$

La formule approchée suivante peut aussi être utilisée :

$$\Delta U_i = \max_i \frac{V_i - V_{moy}}{V_{moy}}$$

Avec  $V_i$  est la tension de la phase  $i$ .

$$V_{moy} = \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3}$$

La méthode de calcul des composantes asymétriques utilise la matrice de Fortescue pour transformer les grandeurs triphasées en grandeurs symétriques et asymétriques.

### II.7.1 Transformation de Fortescue

La transformation de Fortescue, qui est également appelée la transformation de vecteur d'espace, est une dérivation de la transformation en composantes symétriques. Ces dernières ont été introduites par Fortescue en 1918 pour étudier les systèmes triphasés asymétriques en présence de signaux sinusoïdaux. Fortescue a utilisé cette transformation pour les phaseurs de fonctions sinusoïdales. Par la suite, Lyon a modifié la transformation de Fortescue pour qu'elle puisse être appliquée à des grandeurs temporelles, quels que soient les types de signaux (sinusoïdaux ou non).

$$\begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_i(t) \\ x_o(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} \quad \text{où } a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

Le coefficient  $1/3$  est introduit afin de conserver les amplitudes entre les systèmes triphasés avant et après transformation.

#### II.7.1.1 Exemple d'application N°1:

Calculer le facteur de déséquilibre  $D$  d'une installation électrique comportant trois charges monophasées connectées sur les trois phases d'un réseau électrique équilibré avec une tension nominale de 400V. Les charges sur les phases A, B et C consomment respectivement les puissances suivantes :

$$P_a = 8KW, P_b = 3KW \text{ et } P_c = 10KW$$

On suppose que le facteur de puissance des trois charges est de  $\cos(\varphi) = 0.8$ .

$$D = \frac{I_{max} - I_{min}}{I_{max} + I_{min}}$$

#### II.7.1.2 Solution N°1 :

Pour calculer les effets de déséquilibre dans un réseau électrique, il suffit de calculer le facteur de déséquilibre  $D$  ou le degré de déséquilibre en utilisant les formules suivantes respectivement :

$$D = \frac{I_{max} - I_{min}}{I_{max} + I_{min}}$$

$$\Delta U_i = \frac{|U_{1i}|}{|U_{1d}|} \quad \text{et} \quad \Delta U_o = \frac{|U_{1o}|}{|U_{1d}|}$$

Dans notre exercice, nous utilisons la première formule pour calculer le facteur de déséquilibre  $D$ . de ce fait, nous calculons tout d'abord les courants des trois phases :

On à :

$$I_a = \frac{P_a}{V * \cos(\varphi)} = \frac{8000}{\frac{400}{\sqrt{3}} * 0.8} \Rightarrow I_a = 43.3A$$

$$I_b = \frac{P_b}{V * \cos(\varphi)} = \frac{3000}{\frac{400}{\sqrt{3}} * 400 * 0.8} \Rightarrow I_b = 16.23A$$

$$I_c = \frac{P_c}{V * \cos(\varphi)} = \frac{10000}{\frac{400}{\sqrt{3}} * 400 * 0.8} \Rightarrow I_c = 54.12A$$

On aura donc :

$$I_{max} = 54.12A \text{ et } I_{min} = 16.23A$$

$$D = \frac{I_{max} - I_{min}}{I_{max} + I_{min}} = \frac{54.12 - 16.23}{154.12 + 16.23} \Rightarrow D = 0.53$$

Selon la norme européenne EN 50160, le facteur de déséquilibre maximal toléré dans un réseau basse tension triphasé est de 0,1 (ou 10%).

Si le facteur de déséquilibre dépasse cette limite, cela peut causer des problèmes dans le réseau électrique, tels que des pertes de puissance accrues, une surchauffe des équipements électriques, une diminution de l'efficacité énergétique et une réduction de la durée de vie des équipements. Donc il est important de surveiller et de maintenir les niveaux de déséquilibre dans les réseaux électriques pour garantir un fonctionnement optimal.

### II.7.1.3 Exemple d'application N°2:

Un système de tension triphasé déséquilibré avec les tensions phase-neutre suivantes :

$$V_a = 230 \angle 20^\circ V, \quad V_b = 200 \angle -120^\circ V \quad \text{et} \quad V_c = 250 \angle 60^\circ V$$

1. en se basant sur la méthode de Fortescue, calculer les tensions symétriques positive ( $V_+$ ), la tension symétrique négative ( $V_-$ ) et la tension zéro ( $V_z$ ) du système.
2. calculer alors le taux de déséquilibre  $\Delta U_i = \frac{|U_{1i}|}{|U_{1d}|}$ .

#### II.7.1.4 Solution N°2

1. Calcul des tensions symétriques : positive ( $V_+$ ), négative ( $V_-$ ) et zéro ( $V_z$ ) du système par la méthode de Fortescue :

$$V_+ = \frac{1}{3} [V_a + a * V_b + a^2 * V_c]$$

$$V_- = \frac{1}{3} [V_a + a^2 * V_b + a * V_c]$$

$$V_z = \frac{1}{3} [V_a + V_b + V_c]$$

Avec :  $a = e^{(j2\pi/3)}$  est la constante de rotation de Fortescue.

En substituant les valeurs de tension données, nous avons :

- pour la composante positive  $V_+$  :

$$V_+ = \frac{1}{3} [V_a + a * V_b + a^2 * V_c] \Rightarrow$$

$$V_+ = \frac{1}{3} [230 \angle (20\pi/180) + e^{(j2\pi/3)} * 200 \angle (-2\pi/3) + e^{(j2\pi/3)^2} * 250 \angle (60\pi/180)] \Rightarrow$$

$$\boxed{V_+ = 180.38 - 4.59i \Rightarrow V_+ = 186.13 \angle -0.24 \text{ rd}}$$

$$\boxed{V_+ = 186.13 \angle -14.29^\circ}$$

- Pour la composante négative  $V_-$  :

$$V_- = \frac{1}{3} [V_a + a^2 * V_b + a * V_c] \Rightarrow$$

$$V_- = \frac{1}{3} [230 \angle (20\pi/180) + e^{(j2\pi/3)^2} * 200 \angle (-2\pi/3) + e^{(j2\pi/3)} * 250 \angle (60\pi/180)] \Rightarrow$$

$$\boxed{V_- = -44.62 + 83.95i \Rightarrow V_- = 95.07 \angle 2.05 \text{ rd}}$$

$$\boxed{V_- = 95.07 \angle 117.99^\circ}$$

- Pour la composante zéro  $V_z$  :

$$V_z = \frac{1}{3} [V_a + V_b + V_c]$$

$$V_z = \frac{1}{3} [230 \angle (20\pi/180) + 200 \angle (-2\pi/3) + 250 \angle (60\pi/180)] \Rightarrow$$

$$\boxed{V_z = 80.37 + 40.65i \Rightarrow V_z = 90.07 \angle 0,46 \text{ rd}}$$

$$\boxed{V_z = 90.07 \angle 26.83^\circ}$$

2. calcul de taux de déséquilibre du système avec le rapport de la tension inverse divisé par la tension directe du système :  $\Delta U_i = \frac{|U_{1i}|}{|U_{1d}|}$

On à :

$$\Delta U_i = \frac{|U_{1i}|}{|U_{1d}|} = \frac{95.07}{186.13} = 51.07\%$$

Cette valeur est plus supérieure à la valeur imposée par les normes et peut avoir des conséquences négatives sur l'efficacité, la fiabilité et la durée de vie des appareils électriques.

Cette valeur est plus supérieure à la valeur imposée par les normes et peut avoir des conséquences négatives sur l'efficacité, la fiabilité et la durée de vie des appareils électriques.

### II.8 Pollution harmonique

Les pollutions harmoniques sont des fluctuations de la tension et du courant qui apparaissent à des fréquences multiples de la fréquence fondamentale du réseau électrique. Elles sont généralement dues à des équipements électriques non linéaires tels que les variateurs de vitesse, les onduleurs, les alimentations à découpage, etc. Ces équipements dont la caractéristique est d'absorber un courant qui n'a pas la même forme que la tension qui les alimente, Ces courants harmoniques circulant à travers les impédances du réseau créent des tensions harmoniques (voir figure II.8).

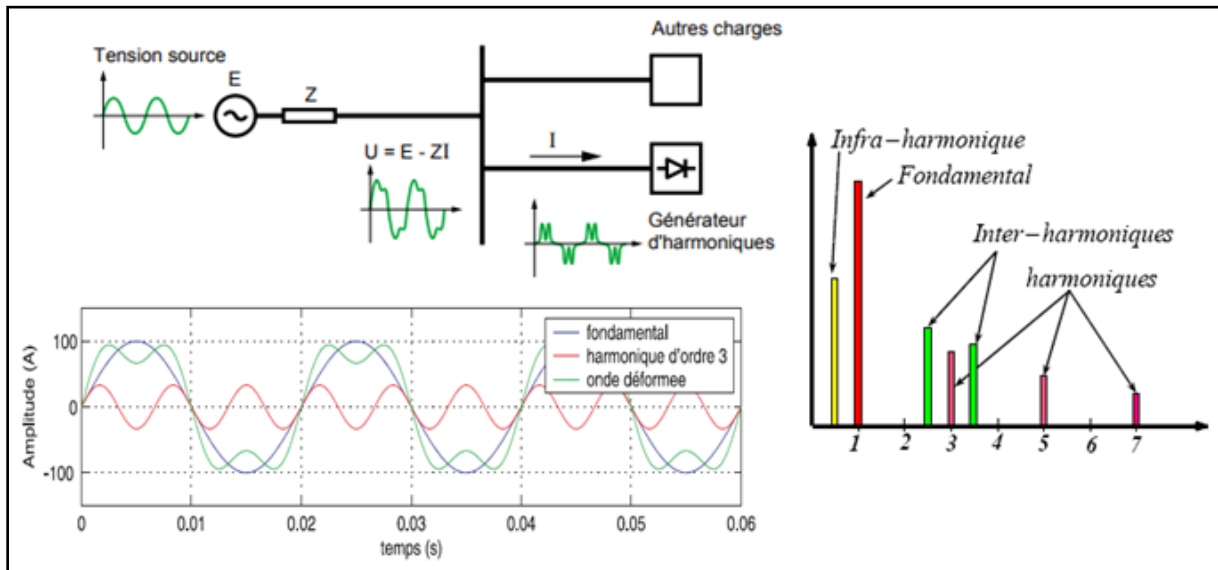


Figure II.8 : Exemple d'une onde déformée (superposition d'une fondamentale et l'harmonique d'ordre 3.

Figure II.9 : Spectre d'un signal

Il convient de souligner que les perturbations peuvent également affecter les harmoniques qui ne sont pas des multiples entiers du signal fondamental. On les appelle les inter-harmoniques ou les infra-harmoniques. Les inter-harmoniques sont des signaux sinusoïdaux dont les fréquences ne correspondent pas à des multiples entiers de la fréquence fondamentale. Les infra-harmoniques, quant à eux, sont des signaux dont les fréquences sont inférieures à celle du signal fondamental.

Ces derniers peuvent causer plusieurs problèmes tels que l'échauffement des câbles et des transformateurs, la réduction de la durée de vie des équipements, le déclenchement intempestif des protections, la perturbation des réseaux de communication, etc. Les normes électriques fixent des limites aux niveaux de perturbations harmoniques admissibles afin de garantir le bon fonctionnement des équipements électriques et la qualité de l'énergie électrique distribuée.

Les convertisseurs de fréquence, les variateurs de vitesse, les fluctuations périodiques et aléatoires de la consommation d'énergie de certains équipements (tels que les commandes à modulation de largeur d'impulsion) sont les principales sources de ces deux types de perturbations harmoniques. La figure II.9 représente le spectre d'un signal affecté par ces harmoniques.

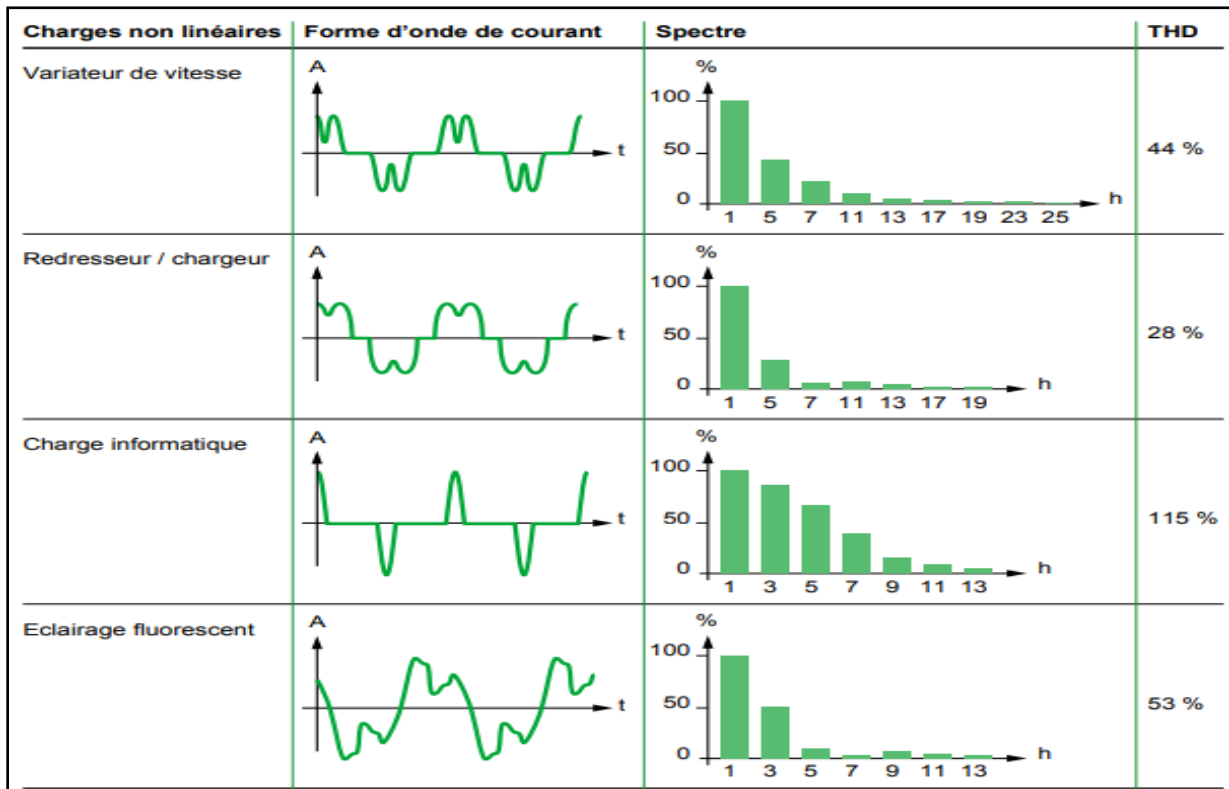


Figure 10: caractéristiques de quelques générateurs d'harmoniques

### II.8.1 Sources des harmoniques

Les harmoniques sont des composantes de fréquence non fondamentales qui se superposent au signal électrique sinusoïdal à la fréquence fondamentale dans un réseau électrique. Les sources d'harmoniques dans un réseau électrique peuvent être classées en deux catégories principales :

1. Les sources d'harmoniques internes : ces harmoniques sont générées à l'intérieur du réseau électrique et sont souvent dues à des équipements non linéaires tels que les variateurs de vitesse, les onduleurs, les alimentations à découpage, les machines électriques et les charges non linéaires telles que les ordinateurs, les lampes fluorescentes et les éclairages LED.
2. Les sources d'harmoniques externes : ces harmoniques sont générées par des perturbations extérieures au réseau électrique, telles que les éclairs, les équipements radioélectriques, les transformateurs en court-circuit et les variations de la fréquence de la tension électrique du réseau.

Il est important de noter que les harmoniques peuvent causer des problèmes dans le réseau électrique, tels que la surchauffe des équipements, la diminution de la qualité de l'alimentation

électrique, des pertes d'énergie et des interférences électromagnétiques. Par conséquent, il est essentiel de surveiller les harmoniques dans un réseau électrique et de prendre des mesures pour les réduire si nécessaire

La présence d'harmoniques de courant ou de tension a des effets nuisibles sur le réseau de distribution, ce qui signifie que cela peut causer des problèmes.

### II.8.2 Effets des harmoniques

Les courants harmoniques se propagent à travers le réseau électrique, altèrent la forme d'onde du courant de la source et affectent les consommateurs alimentés par le même réseau, ce qui peut entraîner des dysfonctionnements au niveau de l'équipement du client et des coûts de production d'énergie élevés. Les effets des harmoniques peuvent être classés en deux catégories : les effets instantanés et les effets à long terme.

#### II.8.2.1 Effets instantanés

Les harmoniques peuvent avoir des effets instantanés, qui se produisent à court terme, tels que :

1. **Augmentation de la tension** : Les harmoniques peuvent entraîner une augmentation de la tension électrique, ce qui peut endommager les équipements électriques connectés au réseau.
2. **Augmentation du courant** : Les harmoniques peuvent également entraîner une augmentation du courant électrique, ce qui peut causer des surcharges et des courts-circuits dans le réseau électrique.
3. **Distorsion du signal électrique** : Les harmoniques peuvent causer une distorsion du signal électrique sinusoïdal à la fréquence fondamentale, ce qui peut affecter la qualité de l'alimentation électrique et endommager les équipements électriques connectés au réseau.
4. **Bruit électrique** : Les harmoniques peuvent provoquer des fluctuations rapides de la tension électrique, qui se traduisent par un bruit électrique dans les équipements électriques connectés au réseau.
5. **Échauffement des conducteurs** : Les harmoniques peuvent provoquer un échauffement des conducteurs électriques, ce qui peut réduire leur durée de vie et augmenter les risques d'incendie.

#### II.8.2.2 Effets à terme

Les harmoniques peuvent également avoir des effets à long terme, qui se produisent au fil du temps, tels que :

1. **Viellissement prématuré des équipements électriques** : Les harmoniques peuvent provoquer une surchauffe des équipements électriques, ce qui peut réduire leur durée de vie et augmenter les coûts de maintenance.
2. **Augmentation des pertes d'énergie** : Les harmoniques peuvent causer des pertes d'énergie dans le réseau électrique, ce qui peut augmenter les coûts d'exploitation et réduire l'efficacité énergétique.
3. **Diminution de la qualité de l'alimentation électrique** : Les harmoniques peuvent entraîner une diminution de la qualité de l'alimentation électrique, ce qui peut affecter les performances des équipements électriques connectés au réseau. Cela peut se traduire par des coupures de courant, des pannes de machines et des arrêts de production.
4. **Augmentation des coûts d'entretien et de réparation** : Les effets à long terme des harmoniques peuvent entraîner une augmentation des coûts d'entretien et de réparation des équipements électriques connectés au réseau.

### II.8.2.1 Effets des harmoniques sur l'appareillage

L'effet des harmoniques sur l'appareillage électrique peut être un dysfonctionnement, un échauffement excessif ou des vibrations mécaniques pouvant entraîner sa destruction.

#### ❖ Les condensateurs

La norme *CEI 871-1 en HTA* et à la norme *CEI 831-1 en BT*, imposent aux condensateurs :

- D'admettre en permanence **1,3**.  $I_n$ , ce qui correspond à un taux de distorsion en courant :
  - $THD_I = 83\%$ . En effet :

$$THD_I^2 = \frac{\sum_{p=2}^{\infty} I_p^2}{I_1^2} = \frac{-I_1^2 + \sum_{p=1}^{\infty} I_p^2}{I_1^2} = -1 + \frac{I_{eff}^2}{I_1^2}$$

avec  $I_1$  : Le courant nominal de la batterie.

D'où alors :  $THD_I = \sqrt{(1.3)^2 - 1} \Rightarrow THD_I = 83\%$ .

- D'admettre **1,1**.  $V_n$  12 h / jour en HTA et 8 h / jour en BT, ce qui autorise une tension d'utilisation 10 % supérieure à la tension nominale.

#### Règle d'utilisation

Si ces deux contraintes ne sont pas cumulables, il faut donc respecter la condition suivante :

$$3 \cdot V_{eff} \cdot I_{eff} \leq 1.3 Q_n$$

Avec  $Q_n$  est la puissance réactive nominale de la batterie.

*Si cette condition n'est pas satisfaisante, il est possible de prendre d'autres mesures pour réduire les effets des harmoniques telles que l'installation des condensateurs isolés (Classe H). Ce types de condensateurs sont capables de supporter en permanence 1.5 fois le courant nominal, ce qui permet d'atteindre un taux de distorsion en courant harmonique de  $THD_I = 112\%$ .*

#### II.8.2.1.1 Exemple d'application N°3 :

Une batterie de condensateurs de gamme standard 200 k var, 400V est alimentée par un jeu de barres dont les caractéristiques de tension sont les suivantes :

- La tension en période de jour est :  $V_{1j} = \frac{400V}{\sqrt{3}}$ .
- La tension en période de nuit est :  $V_{1t} = \frac{420V}{\sqrt{3}}$ .
- Les tensions harmoniques mesurées le jour et la nuit sont identiques

$$\frac{V_5}{V_1} = 3\% ; \frac{V_7}{V_1} = 5\% ; \frac{V_{11}}{V_1} = 7\% \text{ et } \frac{V_{13}}{V_1} = 4\%$$

1. Calculer la valeur efficace du courant dans les deux périodes.
2. Vérifier la conformité de cette batterie à la norme *CEI 831-1*.

#### II.8.2.1.2 Solution N°3

1. Calcul de la valeur efficace du courant dans les condensateurs :

##### 1.1 en période de jour :

- on a pour la composante fondamentale (à 50 Hz) :

$$I_1 = C \omega_0 V_{1j}$$

Avec :

$V_{1j} = V_n$  : Tension nominal de la batterie de condensateurs.

$I_1 = I_n$  : Courant nominal de la batterie de condensateurs.

$\omega_0 = 2\pi * 50$  : Pulsation de la fréquence du réseau.

- Pour les harmoniques :

$$I_p = pC\omega_0 V_p$$

D'où :

$$\frac{I_p}{I_1} = p \cdot \frac{V_p}{V_{1j}} \Rightarrow I_p^2 = I_1^2 \cdot P^2 \cdot \left(\frac{V_p}{V_{1j}}\right)^2$$

$$I_{eff}^2 = I_1^2 + \sum_{p=2}^{\infty} I_1^2 \cdot P^2 \cdot \left(\frac{V_p}{V_{1j}}\right)^2 = I_1^2 (1 + (0.03)^2 * 5^2 + (0.05)^2 * 7^2 + (0.07)^2 * 11^2) + (0.04)^2 * 13^2$$

On obtient donc:

$$I_{eff} = 1.42 \cdot I_n$$

La valeur efficace du courant trouvée ( $1.42I_n$ ) est totalement supérieure à celle imposée par la norme ( $1.3I_n$ ), donc les condensateurs vont chauffer excessivement et être détériorés prématurément.

### 1.2 en période de nuit :

- Pour la composante fondamentale (à 50 Hz) :

$$I_1 = C\omega_0 V_{1t} = C\omega_0 V_n \left(\frac{V_{1t}}{V_n}\right) = C\omega_0 V_n \left(\frac{420}{400}\right)$$

Donc :

$$I_1 = 1.05 \cdot I_n$$

- Pour les harmoniques :

$$I_p = pC\omega_0 V_p \Rightarrow \frac{I_p}{I_1} = p \left(\frac{V_p}{V_{1t}}\right) \Rightarrow I_p^2 = I_1^2 \cdot p^2 \cdot \left(\frac{V_p}{V_{1t}}\right)^2$$

$$I_{eff}^2 = I_1^2 + \sum_{p=2}^{\infty} I_1^2 \cdot P^2 \cdot \left(\frac{V_p}{V_{1t}}\right)^2$$

$$I_{eff} = 1.42 \cdot I_1 = 1.42 * 105 * I_n$$

$$I_{eff} = 1.49 \cdot I_n$$

Alors, la valeur efficace du courant est plus élevée la nuit car la tension est plus forte, les condensateurs chaufferont d'autant plus.

### ❖ Les transformateurs

En présence de courants harmoniques, le transformateur subit des pertes supplémentaires et son circuit magnétique peut être perturbé. De plus, il a tendance à faire du bruit en raison des vibrations générées par les harmoniques.

#### ➤ Pertes Joule

Elles sont proportionnelles au carré de la valeur efficace du courant : **pertes** =  $R \cdot I_{eff}^2$ . Les courants harmoniques augmentent donc les pertes Joule augmentent.

#### II.8.2.1.3 Exemple d'application N°4

Un transformateur triphasé de 100 kVA et un  $\cos \varphi = 0.8$  est alimenté par une source d'alimentation sinusoïdale de 400 V et une fréquence de 50 Hz. Le tau de distorsion harmonique en courant est de THD=35%. La résistance de l'enroulement est de  $R = 0.2\Omega$  et la réactance de fuite est de  $X = 0.5\Omega$ . La constante de temps thermique du transformateur  $\tau = 5$  heures, la capacité thermique du transformateur  $C = 1.5KJ/C^\circ$  et la masse du transformateur  $M = 400Kg$ .

1. Calculer la valeur efficace du fondamental  $I_1$ .

- Calculer la valeur efficace du courant total  $I_T$ .
- Calculer les pertes supplémentaires dans l'enroulement dues aux harmoniques.
- Calculer la température supplémentaire résultante due aux pertes supplémentaires générées par les courants harmoniques par l'expression suivante :

$$\Delta T = \frac{P_{Jsup} * \tau}{C * M}$$

#### II.8.2.1.4 Solution N°4 :

- La valeur efficace du courant fondamental  $I_1$  peut être calculée en utilisant la formule suivante :

$$S = \sqrt{3}UI_{Teff} = \sqrt{3}UI_1\sqrt{1 + THD_i^2} \Rightarrow I_1 = \frac{S}{\sqrt{3}U_1\sqrt{1 + THD_i^2}} = \frac{100000}{\sqrt{3} * 400\sqrt{1 + 0.35^2}}$$

D'où alors :

$$I_1 = 136.23A$$

- La valeur efficace du courant total  $I_T$  peut être calculée en utilisant la formule suivante :

$$I_T = \frac{S}{V\sqrt{3}} = \frac{100000}{400 * \sqrt{3}} \Rightarrow I_T = 144.33A$$

- Les pertes supplémentaires dans l'enroulement dues aux harmoniques sont calculées en utilisant la formule suivante :

$$P_{Jsup} = R * \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2$$

Donc, il faut d'abord calculer la somme des courants harmoniques, et cela se fait comme suit :

$$I_{Teff}^2 = I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \Rightarrow \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 = \sqrt{I_{Teff}^2 - I_1^2} = \sqrt{144.33^2 - 136.23^2} \Rightarrow \sum_{n=2}^{\infty} I_n = 47.67A$$

$$P_{Jsup} = R * \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 = 0.2 * 47.67^2 \Rightarrow P_{Jsup} = 454,48 Watt$$

Alors, cette perte supplémentaire peut causer une élévation considérable de température dans le transformateur.

- La formule pour calculer l'élévation de la température dans le transformateur est la suivante :

$$\Delta T = \frac{P_{Jsup} * \tau}{C * M} = \frac{0.45448 * 5 * 3600}{1.5 * 400} \Rightarrow \Delta T = 13.63C^\circ$$

Cette élévation de température peut causer des dommages au transformateur.

#### ➤ Pertes fer

Elles sont constituées des pertes par courant de Foucault et des pertes par hystérésis de l'induction magnétique.

Les pertes par courant de Foucault sont proportionnelles au **carré de la fréquence** tandis que les pertes par hystérésis sont proportionnelles à **la fréquence**. Les harmoniques de courant de fréquence élevée vont donc provoquer des pertes fer importantes.

#### ➤ Perturbation du circuit magnétique

Les courants harmoniques provoquent des flux supplémentaires proportionnels à l'impédance amont qui se superpose au flux fondamental.

Ces flux augmentent la valeur crête du flux. Le coude de saturation peut alors être atteint et ainsi provoquer une augmentation des pertes fer et du courant magnétisant. De plus, le transformateur peut devenir générateur d'harmoniques.

- **Formule de déclassement des transformateurs et règles d'utilisation**

Afin de prendre en considération les échauffements supplémentaires dus aux harmoniques, il est nécessaire de réduire la capacité de charge nominale du transformateur, ce qu'on appelle *"le déclassement"*. La formule courante pour calculer le déclassement du transformateur est la suivante :

$$k = \frac{1}{\sqrt{1 + 0,1 \sum_{p=2}^{\infty} \left(\frac{I_p}{I_1}\right)^2 p^{1,6}}}$$

Où :

$p$  : Rang de l'harmonique.

$I_1$  : Courant nominal du transformateur.

Un transformateur de puissance nominal  $S_n$  ne pourra alors alimenter qu'une charge de puissance  $k.S_n$ .

Une autre solution consiste, après accord avec le constructeur, à construire un transformateur spécialement adapté à l'alimentation d'un générateur d'harmoniques.

#### II.8.2.1.5 Exemple d'application N°5 :

Déterminez le facteur de déclassement  $k$  et estimez la puissance nécessaire du transformateur pour alimenter un pont redresseur de **800 KVA**. Les pourcentages des courants harmoniques par rapport au courant fondamental sont présentés dans le tableau ci-dessous.

$I_1$	$I_5$	$I_7$	$I_{11}$	$I_{13}$	$I_{17}$	$I_{19}$	$I_{23}$	$I_{25}$	$I_{29}$	$I_{31}$
100%	18.9%	11%	5.9%	4.8%	3.4%	3%	2.3%	2.1%	1.8%	1.6%

#### II.8.2.1.6 solution N°5

D'après ce tableau, le facteur de déclassement est :

$$\frac{1}{k^2} = 1 + 0.1 * [(0.189)^2 * 5^{1,6} + (0.11)^2 * 7^{1,6} + (0.059)^2 * 11^{1,6} + (0.048)^2 * 13^{1,6} + (0.034)^2 * 17^{1,6} + (0.03)^2 * 19^{1,6} + (0.023)^2 * 23^{1,6} + (0.021)^2 * 25^{1,6} + (0.018)^2 * 29^{1,6} + (0.016)^2 * 31^{1,6}]$$

D'où alors :

$$k = 0.931$$

Ce pont redresseur devra donc être alimenté par un transformateur de puissance au moins égale à :

$$\frac{S_n}{k} = \frac{800}{0.931} = 859KVA$$

#### ❖ Les moteurs et les alternateurs

Les moteurs électriques subissent les mêmes pertes supplémentaires que les transformateurs, à savoir les pertes Joule et les pertes fer, lorsqu'ils sont exposés à des tensions harmoniques. En outre, les moteurs peuvent également subir des couples pulsatoires qui peuvent entraîner des vibrations et une usure prématurée des composants mécaniques.

En présence de tensions harmoniques, les moteurs subissent les mêmes pertes supplémentaires (pertes Joule et pertes fer) que les transformateurs, de plus ils subissent des couples pulsatoires.

### ➤ Couples pulsatoires moteurs ou résistants

La présence des tensions harmoniques entraîne la génération de courants harmoniques qui produisent des champs tournants à des vitesses différentes de la fréquence de 50 Hz. Ces champs tournants peuvent générer des couples moteurs ou résistants à des fréquences différentes, ce qui peut entraîner des vibrations, des bruits anormaux et des problèmes mécaniques. En conséquence, le rotor du moteur subit des pertes Joule supplémentaires et le rendement mécanique du moteur diminue.

#### Règle d'utilisation

1. Pour s'assurer que les moteurs à courant alternatif fonctionnent correctement en présence de tensions d'alimentation comportant des harmoniques, la norme CEI 34-1 exige que le facteur harmonique de tension (HVF) de la tension d'alimentation vérifie la relation suivante :

$$HVF \leq 2\% \text{ avec } HVF = \sqrt{\sum_{p=2}^{\infty} \left(\frac{V_p}{V_1}\right)^2 \frac{1}{p}}$$

La norme précise qu'en général, il suffit de considérer les harmoniques de  $rang \leq 13$ .

2. Lorsque la charge non linéaire alimentée par l'alternateur est inférieure à **20 %**, il est généralement peu probable de rencontrer des problèmes. Toutefois, lorsque cette charge est comprise entre **20 % et 30 %**, certains fabricants peuvent signaler une baisse de performance pouvant atteindre **10 %**. Au-delà de ce seuil, il est conseillé de contacter le constructeur en lui fournissant les caractéristiques des courants harmoniques afin d'obtenir un coefficient de déclassement. Par exemple, pour alimenter des alimentations sans interruption (ASI), les fabricants recommandent de choisir un alternateur dont la puissance est comprise entre 1,5 et 1,9 fois celle des ASI.

#### ❖ Échauffement du conducteur de neutre

Lorsque le conducteur de neutre est utilisé et que le transformateur est couplé de manière appropriée, tels que dans le cas du transformateur triangle-étoile couramment utilisé, les courants harmoniques qui sont multiples de 3 sont synchronisés et circulent dans le conducteur de neutre. La valeur efficace de ce courant sera calculée par l'expression suivante :

La valeur efficace du courant qui circule dans le conducteur de neutre est :

$$I_{neutre} = 3 \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_{3k}^2}$$

Il est envisageable que cette valeur excède celle du courant dans les phases, ce qui implique une surdimension du conducteur neutre.

#### II.8.2.1.7 Exemple d'application N°6

Déterminer l'intensité efficace du courant circulant dans le conducteur neutre d'un système électrique comprenant une charge d'éclairage dont le spectre de courant est décrit dans le tableau ci-dessous :

$I_1$	$I_3$	$I_5$	$I_7$	$I_9$	$I_{11}$	$I_{13}$	$I_{15}$
100%	35%	27%	10%	2.5%	3.5%	1.5%	1.5%

Tableau : Spectre de courants d'une charge d'éclairage.

#### II.8.2.1.8 Solution N°6

On à :

$$I_{eff} = \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_9^2 + I_{11}^2 + I_{13}^2 + I_{15}^2}$$

$$I_{eff} = I_1 \sqrt{1 + (0.35)^2 + (0.27)^2 + (0.10)^2 + (0.025)^2 + (0.035)^2 + (0.015)^2 + (0.015)^2}$$

$$I_{eff} = 1.1 * I_1$$

$$I_{neutre} = 3 * I_1 \sqrt{(0,35)^2 + (0,025)^2 + (0.015)^2} = 1,05 * I_1$$

Il est observé que la valeur du courant dans le conducteur de neutre est approximativement égale à celle du courant dans l'une des phases. Par conséquent, des sections de câble de neutre équivalentes peuvent être utilisées.

#### II.8.2.1.9 Exemple d'application N°7

Considérons des charges de type informatique dont le spectre est celui du tableau suivant :

$I_1$	$I_3$	$I_5$	$I_7$	$I_9$	$I_{11}$
100%	65%	35%	25%	15%	5%

Tableau : Spectre de courants d'une charge de type informatique

Déterminer l'intensité efficace du courant qui parcourt le conducteur neutre de l'installation.

#### II.8.2.1.10 Solution N°7

On à :

$$I_{eff} = \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_9^2 + I_{11}^2}$$

$$I_{eff} = I_1 \sqrt{1 + (0.65)^2 + (0.35)^2 + (0.25)^2 + (0.15)^2 + (0.05)^2}$$

$$I_{eff} = 1.28 * I_1$$

$$I_{neutre} = 3 * I_1 \sqrt{(0,65)^2 + (0,15)^2} = 2 * I_1$$

De plus :

$$\frac{I_{neutre}}{I_{eff}} = \frac{2 * I_1}{1.28 * I_1} \Rightarrow \frac{I_{neutre}}{I_{eff}} = 1.56$$

Il est observé que la valeur du courant traversant le conducteur de neutre est considérablement plus élevée que celle du courant traversant une phase. Par conséquent, il sera nécessaire de sélectionner une protection appropriée (disjoncteur avec protection sur les 4 pôles) et de dimensionner la section du conducteur de neutre en conséquence.

#### ❖ Perturbations électromagnétiques en schéma TNC

Les courants harmoniques 3 et leurs multiples circulent à travers le conducteur de neutre dans un schéma de type TNC où il est confondu avec le conducteur de protection. Cependant, le conducteur de protection est connecté à toutes les masses, y compris les structures du bâtiment, ce qui signifie que les courants harmoniques 3 et leurs multiples circuleront également à travers ces circuits, provoquant des fluctuations de tension potentielles. Cette situation peut entraîner divers problèmes tels que :

- Corrosion de pièces métalliques.
- Surintensité dans une liaison de télécommunication reliant les masses de deux récepteurs (par exemple, imprimante et micro-ordinateur).
- Rayonnement électromagnétique perturbant les écrans des micro-ordinateurs.

**En présence d'harmoniques 3 ou multiples de 3, il faut donc éviter le schéma TNC.**

### II.8.3 Analyse des signaux non sinusoïdaux :

L'étude des signaux non sinusoïdaux implique la décomposition en série de Fourier, une notion mathématique qui permet de décomposer les signaux électriques perturbés (non sinusoïdaux) en composantes fondamentales et en perturbations harmoniques.

### II.8.3.1 Développement Mathématique

Une fonction périodique  $f$  de période  $T$ , telle que :  $x(t) = x(t + T)$  est développable en une série de Fourier comprenant :

- Un terme constant.
- Un terme sinusoïdal de fréquence  $f$  (le fondamental).
- Une suite, limitée ou non, de termes sinusoïdaux de fréquence multiple entier de  $f$  (les harmoniques) :

$$x = X_0 + X_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1) + X_{2m} \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots + X_{nm} \sin(n\omega t + \varphi_n)$$

$n$  Désignant le range de l'harmonique.

$X_{nm}$  Son amplitude.

$\varphi_n$  Son déphasage lu à l'échelle de sa pulsation propre  $n\omega$

Pour faciliter les calculs, on écrit souvent :

$$x = X_0 + A_1 \cos(\omega t) + B_1 \sin(\omega t) + A_2 \cos(2\omega t) + B_2 \sin(2\omega t) \dots + A_n \cos(n\omega t) + B_n \sin(n\omega t)$$

Où :

$$\sqrt{A_n^2 + B_n^2} = X_{nm}; \frac{B_n}{A_n} = \tan \varphi_n$$

Donc, d'une façon générale on peut écrire :

$$F(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)$$

$$F(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t + \varphi_n) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega t}$$

On peut donner une deuxième forme à la deuxième écriture en remplaçant le cosinus par un sinus.

$$F(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t + \varphi_n) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega t + \varphi_n)$$

#### A. Calcul des coefficients

On calcule le terme constant, égale à la valeur moyenne et les composantes des termes sinusoïdaux par :

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(\omega t) d(\omega t) \\ a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \\ b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \end{cases}$$

Les équations suivantes permettent de calculer respectivement l'amplitude et le déphasage de l'harmonique d'ordre  $n$  :

$$\begin{cases} I_{nm} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \\ \varphi_n = \arctan \left[ \frac{b_n}{a_n} \right] \end{cases}$$

#### B. Propriétés - Simplification des calculs

Soit une fonction périodique  $f$ , de période  $T$ , développable en série de Fourier.

- **Choix de l'intervalle de temps :** Le calcul des coefficients est indépendant de l'intervalle de temps  $[t_1, t_1+T]$  choisi. En conséquence, un choix judicieux de  $t_1$  permet souvent de simplifier les calculs.

- **Fonction périodique paire - Fonction périodique impaire :** Voir figure 8

Fonction paire :  $\forall t, f(t) = f(-t)$       Fonction impaire :  $\forall t, f(t) = -f(-t)$

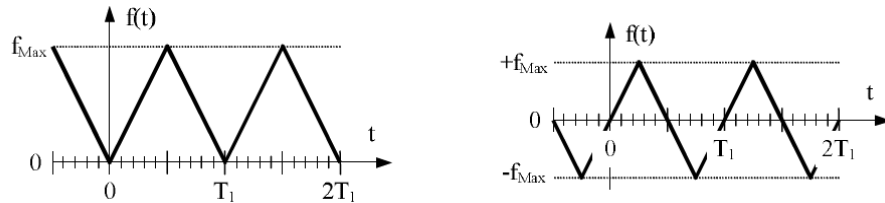


Figure 8 : Exemple d'une fonction périodique paire, et d'une impaire

- ✓ Si  $f$  est paire alors  $f$  est développable en série de cosinus.

$$f(t) = f(-t) \Rightarrow b_n = 0 \Rightarrow f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t)$$

En tout point  $t$  où  $f$  est continue, avec :

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T/2} f(t) \cos(n\omega t) dt$$

- ✓ Si  $f$  est impaire alors  $f$  est développable en série de sinus.

$$f(t) = -f(-t) \Rightarrow a_0 = 0 \text{ et } a_n = 0 \Rightarrow f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t)$$

- **Symétrie de « Glissement ».** Si  $f$  possède une symétrie de glissement, alors le terme constant et les termes de rang pair sont nuls.

$$\forall t, f\left(t + \frac{T}{2}\right) = -f(t) \Rightarrow$$

$$\begin{cases} a_0 = 0 \\ a_{2(p+1)} = 0 \\ b_{2(p+1)} = 0 \end{cases} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} a_{2p+1} = \frac{4}{T} \int_{t_1}^{t_1+T/2} f(t) \cos[(2p+1)\omega t] dt \\ b_{2p+1} = \frac{4}{T} \int_{t_1}^{t_1+T/2} f(t) \sin[(2p+1)\omega t] dt \end{cases}$$

Graphiquement, en faisant « glisser » (Fig. 9) d'une demi-période la partie de la fonction comprise entre  $t_1$  et  $t_1 + T/2$ , on observe une symétrie par rapport à l'axe des temps.

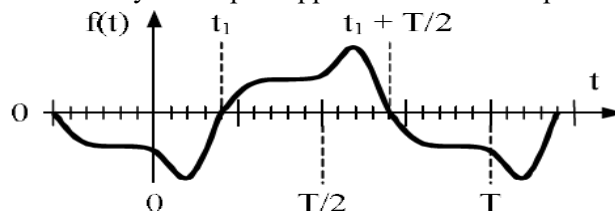


Figure 9 : Exemple d'une symétrie de « glissement »

### C. Relation entre valeur efficace, puissance et développement en Séries de Fourier

- **La valeur efficace** d'une grandeur est la racine carrée de la somme des carrés des termes constant et des valeurs efficaces des divers termes sinusoïdaux du développement en série :

$$X = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2 dt} = \sqrt{X_0^2 + X_1^2 + X_2^2 + \dots + X_n^2}$$

Pour les grandeurs alternatives ( $X_0 = 0$ ).

➤ **La valeur moyenne** d'une grandeur périodique:

$$X_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T x dt$$

➤ **Taux de Distorsion Harmonique** THD est définie par le quotient de la somme quadratique des harmoniques par le fondamental :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} X_n^2}}{X_1} \%$$

Or d'après la relation précédente où ( $X_0 = 0$ ) :

$$\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} X_n^2} = \sqrt{X^2 - X_1^2}$$

Donc le THD aura pour expression :

$$THD = \frac{\sqrt{X^2 - X_1^2}}{X_1} \%$$

➤ **Le taux individuel d'harmonique** est défini comme le rapport (en %) de l'amplitude de l'harmonique au rang h ramenée à celle du fondamental :

$$THD_n = \frac{X_{eff,n}}{X_{eff,1}} (\%)$$

Dans la plupart des applications, il suffit de considérer les harmoniques entre le rang 2 et 25, même si pour la norme EN 50160 l'analyse des données doit s'effectuer jusqu'au rang 50.

➤ **La puissance** est la somme des puissances mises en jeu par le terme constant et par chacun des harmoniques.

Si la tension  $u$  aux bornes d'un circuit et le courant  $i$  dans celui-ci ont pour développement en série :

$$u(t) = U_0 + U_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1) + \dots + U_{nm} \sin(n\omega t + \varphi_n)$$

$$i(t) = I_0 + I_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1 - \Psi_1) + \dots + I_{nm} \sin(n\omega t + \varphi_n - \Psi_n)$$

La puissance  $P$  a pour valeur :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t) dt = U_0 I_0 + U_1 I_1 \cos(\varphi_1) + \dots + U_n I_n \cos(\varphi_n)$$

Si  $u(t)$  et  $i(t)$  sont des grandeurs alternatives ( $U_0 = 0$  et  $I_0 = 0$ ) est si l'une d'elles, la tension  $u(t)$  par exemple, est sinusoïdale :

$$U = U_1, I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2}, P = U_1 I_1 \cos(\varphi_1)$$

➤ **La puissance apparente**  $S = UI$ , peut s'écrire :

$$S = U_1 \left( I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \right)^{1/2} = U_1 I_1 \sqrt{1 + THD_i^2}$$

En désignant par le taux d'harmonique du courant  $THD_i$ .

➤ **Le facteur de puissance F**: le facteur de puissance est donné par :

$$F = \frac{P}{S} = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} \cos(\varphi_1)$$

Le facteur de puissance F est un paramètre important pour dimensionner un système électrique, car il représente la puissance réellement utilisée par rapport à la puissance apparente fournie par la source.

➤ **La puissance déformante D**: la contribution des produits des rangs harmoniques engendre une puissance déformante 'D', exprimée en Volt Ampère Déformant (VAD) et peut s'écrire sous la forme :

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}$$

## III. Normes en Vigueurs

### III.1 Introduction

En règle générale, les systèmes électriques et leurs composants sont régis par des réglementations et des normes qui définissent leur conception et leur domaine d'application, afin de garantir la sécurité des personnes et la fiabilité de leur fonctionnement.

Une norme est un outil de travail qui sert à :

- ❖ Définir un vocabulaire afin qu'un terme ait la même signification dans toutes les publications.
- ❖ Définir des caractéristiques.
- ❖ Définir les conditions des essais des caractéristiques.
- ❖ Définir les règles de l'art d'une installation ou une construction.

Les normes les plus courantes dans les réseaux électriques sont :

1. **Les normes de sécurité électrique** : Elles fixent les exigences de sécurité pour les personnes et les biens, ainsi que les méthodes de mesure et d'essai pour garantir leur conformité.
2. **Les normes de qualité de l'énergie** : Elles définissent les paramètres de qualité de l'énergie électrique tels que la tension, la fréquence, les harmoniques, les perturbations, etc. Elles définissent également les mesures à prendre en cas de dépassement de ces limites.
3. **Normes environnementales** : Ces normes visent à réduire l'impact environnemental des réseaux électriques, notamment en ce qui concerne les émissions de gaz à effet de serre, les déchets et la gestion des matières dangereuses. Elles comprennent également les normes pour les sources d'énergie renouvelable.
4. **Normes de compatibilité électromagnétique** : Ces normes définissent les limites de compatibilité électromagnétique pour les équipements électriques et électroniques, notamment en termes d'émissions électromagnétiques et de sensibilité aux perturbations électromagnétiques.
5. **Les normes de protection des équipements électriques** : Elles spécifient les exigences de protection contre les surtensions, les courts-circuits, les surintensités, etc.
6. **Les normes d'installation électrique** : Elles précisent les exigences de conception, d'installation et de maintenance des équipements électriques, ainsi que les mesures de protection contre les risques d'incendie et d'explosion.
7. **Les normes de mesure et de contrôle** : Elles définissent les méthodes et les instruments de mesure, ainsi que les procédures de contrôle pour assurer la conformité des équipements électriques aux normes en vigueur.

Les normes en vigueur dans les réseaux électriques sont élaborées par des organisations nationales et internationales telles que l'IEC (International Electrotechnical Commission) et le CENELEC (Comité Européen de Normalisation Electrotechnique). Elles sont souvent intégrées dans la législation nationale et sont obligatoires pour les fabricants, les installateurs et les utilisateurs d'équipement.

### III.2 Les organismes Normalisateurs

Il existe plusieurs organismes qui se chargent d'élaborer les normes applicables aux fabricants et aux installateurs de matériels électriques. Ces normes établissent les spécifications, les exigences de

performances et les méthodes d'essais pour garantir la sécurité, la performance et la compatibilité des produits et des installations électriques. Parmi ces organismes, on peut citer :

- **La CEI** (Commission Electrotechnique Internationale, 1906 siège à Genève en Suisse) : ces normes sont identifiables par la désignation CEI. La CEI (Commission électrotechnique internationale) est une organisation mondiale de normalisation dans le domaine de l'électricité, de l'électronique et des technologies. Les normes de la CEI sont utilisées pour garantir la sécurité, la performance et la compatibilité des équipements électriques et électroniques, ainsi que pour faciliter le commerce international en établissant des normes communes. Les normes de la CEI couvrent un large éventail de domaines, tels que les équipements de communication, les équipements médicaux, les installations électriques, les composants électroniques, les énergies renouvelables, etc.
- **Le CISPR** (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques) : Ces normes sont utilisées pour déterminer les niveaux d'émissions électromagnétiques de différents types d'appareils, y compris les ordinateurs, les télévisions, les équipements médicaux, les appareils électroménagers, les outils électriques, les équipements de communication, etc. La norme CISPR fixe les limites maximales d'émissions électromagnétiques admises pour ces équipements, afin de garantir que les perturbations qu'ils émettent n'affectent pas les communications radioélectriques et les autres équipements électroniques. Les équipements doivent être testés et certifiés conformes aux normes CISPR pour être commercialisés sur les marchés internationaux.
- **Le CENELEC** (Comité Européen de Normalisation Electrotechnique, siège à Bruxelles) : Ces normes sont repérables par la désignation EN et sont obligatoires dans l'Union européenne pour certains produits, tels que les équipements électriques à usage domestique, les équipements de mesure, les équipements médicaux, etc. Les normes CENELEC sont utilisées pour garantir la sécurité, la performance et la compatibilité des équipements électriques et électroniques dans l'Union européenne. Les normes CENELEC sont régulièrement révisées pour prendre en compte les évolutions technologiques et les changements réglementaires.
- **Le NFC** (Norme Française du domaine électricité, siège à Paris) : Ces normes sont repérables par la désignation NFC. Les normes NFC (Normes Françaises de Câblage) sont un ensemble de normes établies en France pour la conception, l'installation et la maintenance des réseaux de câblage informatique et de télécommunication. Ces normes ont été développées par l'AFNOR (Association Française de Normalisation) en collaboration avec des experts de l'industrie des télécommunications.
- **L'UTE** (Union Technique de l'Electricité en France) : Sont des normes techniques établies en France pour les équipements électriques et électroniques. Les normes UTE couvrent un large éventail de domaines, tels que les installations électriques, les équipements de protection, les équipements de mesure, les équipements de communication, les énergies renouvelables, etc. Elles établissent des exigences techniques pour les équipements et les installations électriques et électroniques, en termes de sécurité, de performance et de compatibilité.

### III.3 Les Normes concernant les perturbations harmoniques

Les perturbations harmoniques sont une source de problèmes électriques qui peuvent entraîner des dommages aux équipements, des pertes de production, des coûts supplémentaires et des risques pour la

sécurité. Pour limiter ces perturbations, il existe des normes spécifiques qui définissent les limites admissibles et les méthodes de mesure et de contrôle. Les normes les plus courantes en matière de perturbations harmoniques sont la série de normes **CEI 61000** et **la recommandation IEEE 519-1992**.



**La série CEI 61000** établit des normes de compatibilité électromagnétique pour les équipements électriques et électroniques et fournit des directives pour évaluer et limiter les perturbations harmoniques.

**La recommandation IEEE 519-1992** fournit des critères de limitation des perturbations harmoniques pour les systèmes électriques de puissance et les équipements qui y sont connectés

**Le tableau 1, résume seulement les principales séries de normes CEI 61000.**

Partie	Références et thèmes abordés
<b>Généralités</b>	<b>CEI 61000 1-1</b> : définitions des termes fondamentaux.
<b>Environnement : traite de la compatibilité et de la définition du produit électrique. Nous ne donnerons ici seulement les thèmes relatifs aux harmoniques</b>	<b>CEI 61000 2-1</b> : environnement électromagnétique concernant les perturbations conduites basse fréquence et la transmission de signaux sur les réseaux publics d'alimentation. <b>CEI 61000 2-2</b> : niveau de compatibilité concernant les perturbations conduites basse fréquence et la transmission de signaux sur les réseaux publics d'alimentation. <b>CEI 61000 2-4</b> : niveau de compatibilité sur les réseaux industriels pour les perturbations conduites basse fréquence. <b>CEI 61000 2-5</b> : classification des environnements électromagnétiques. <b>EN 50160</b> : caractéristiques de la tension fournie par les réseaux publics de distribution.
<b>Limites pour les émissions</b>	<b>CEI 61000 3-2</b> : limites pour les émissions de courants harmoniques dans les réseaux publics à basse tension pour les appareils de moins de 16A par phase. <b>CEI 61000 3-4</b> : limites pour les émissions de courants harmoniques dans les réseaux publics à basse tension pour les appareils de >16A par phase. <b>CEI 61000 3-6</b> : évaluation des limites d'émissions pour les charges déformantes raccordées aux réseaux moyenne tension et haute tension.
<b>Immunité et technique d'essais</b>	<b>CEI 61000 4-1</b> : vue d'ensemble sur les essais d'immunité. Publication fondamentale en CEM. <b>CEI 61000 4-7</b> : guide générale pour la mesure des harmoniques ainsi qu'à l'appareillage de mesure, applicable aux réseaux d'alimentations et aux appareils qui y sont raccordés. Guide de mesure associée à l' <b>EN 50160</b> . <b>CEI 61000 4-13</b> : essais d'immunité aux harmoniques. <b>CEI 61000 4-15</b> : phénomène de Filcker. <b>EN 50082 1</b> : norme générique immunité-résidentiel, commercial, industrie légère.
<b>Normes Génériques</b>	<b>CEI 61000 6-1</b> : normes générique sur l'immunité pour les environnements résidentiels, commerciaux et de l'industrie légère. <b>CEI 61000 6-3</b> : normes génériques sur l'émission. Partie 1 : résidentiel, commercial et industrie légère. <b>CEI 61000 6-4</b> : normes génériques sur l'émission. Partie 2 : environnement industrie. <b>EN 50081 1</b> : normes générique émission-résidentiel, commercial, industrie légère. <b>EN 50081 2</b> : normes générique émission-environnement industriel. <b>EN 50082 2</b> : immunité, environnement industriel.

**Remarque :** Il est nécessaire de préciser la signification des termes utilisés suivants :

-  **Émission.** On dit que le niveau d'émission propre à un appareil doit être suffisamment faible pour qu'il n'entraîne pas de perturbation envers les autres appareils de son proche environnement.
-  **Immunité.** On dit qu'un appareil possède un degré d'immunité tel qu'il ne doit pas être perturbé par son environnement électromagnétique.

Plusieurs organismes nationaux et internationaux ont établi des limites pour l'injection de courants harmoniques afin de maintenir la qualité du réseau de distribution. Certaines normes précisent

simplement les niveaux de courant des harmoniques en pourcentage du fondamental à ne pas dépasser. Il est important que les équipements électriques fonctionnent sans dégradation face aux phénomènes perturbateurs, notamment les harmoniques de tension du réseau de basse fréquence. Le taux de distorsion en tension THDv causé par l'émission de courants harmoniques dépend de l'impédance de court-circuit du réseau d'alimentation d'énergie au point de raccordement. Les fournisseurs d'énergie sont responsables des dommages éventuels causés par un excès d'harmoniques, car l'électricité est un produit. Afin d'assurer une qualité d'énergie adéquate et une coexistence pacifique entre les sources de pollution et les charges polluées, les distributeurs et les utilisateurs doivent suivre plusieurs normes et recommandations qui établissent les règles de la Compatibilité Électromagnétique (CEM).

### III.3.1 Compatibilité Electromagnétique

La compatibilité électromagnétique (CEM) est la capacité d'un équipement électronique à fonctionner sans causer de perturbations électromagnétiques excessives ni être affecté par les perturbations électromagnétiques présentes dans son environnement. En d'autres termes, la CEM concerne la capacité d'un équipement électronique à coexister de manière harmonieuse avec d'autres équipements dans un environnement électromagnétique donné.

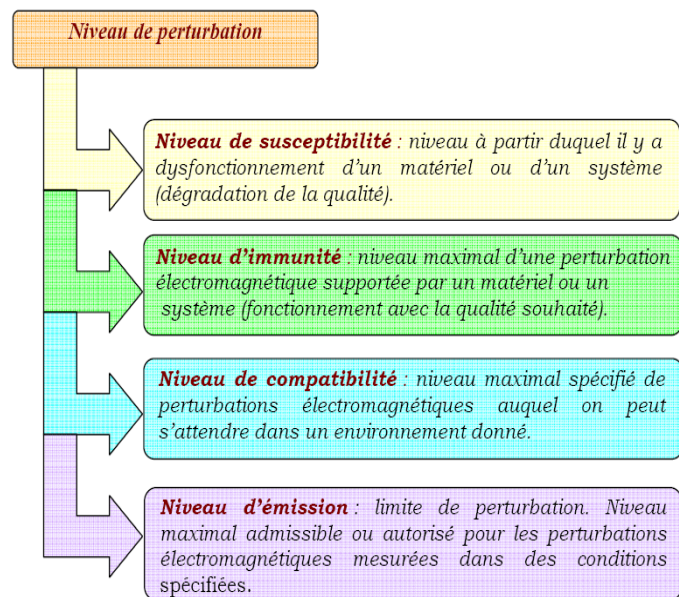


Figure III.1 Les différents niveaux de perturbations.

Les normes de CEM spécifient les limites des émissions électromagnétiques et la sensibilité des équipements aux perturbations électromagnétiques, afin de garantir un fonctionnement fiable et sûr des équipements électroniques dans diverses situations et environnements électromagnétiques.

Un positionnement des différentes définitions en fonction du niveau de perturbation est illustré sur le graphique de la figure III.1.

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

#### III.3.1.1 Norme Internationale CEI 61000.

La norme internationale CEI 61000, également connue sous le nom de série de normes CEI 61000, est une série de normes émises par la Commission électrotechnique internationale (CEI) qui couvre les perturbations électromagnétiques (CEM) et la compatibilité électromagnétique (CEM). La série de normes CEI 61000 comprend les parties principales ci-dessous et dans celle-ci il est possible d'extraire les chapitres concernant les niveaux de compatibilité, d'émission et d'immunité.

- ❖ Partie 1 : Généralités
- ❖ Partie 2 : Environnement
- ❖ Partie 3 : Limites
- ❖ Partie 4 : Techniques d'essai et de mesure

- ❖ Partie 5 : Guide d'installation et d'atténuation
- ❖ Partie 6 : Normes génériques

### III.3.1.2 Niveau de Compatibilité

#### a. Pour les réseaux publics

Le niveau de compatibilité électromagnétique (CEM) pour les réseaux publics, tels que les réseaux électriques, dépend des réglementations et normes en vigueur dans chaque pays ou région.

- **CEI 61000-2-2** : La norme en question fixe les limites de compatibilité électromagnétique pour les perturbations conduites à basse fréquence ainsi que la transmission de signaux sur les réseaux d'alimentation publics à basse tension. Les phénomènes perturbateurs couverts par cette norme comprennent les harmoniques (tableau III.2), les interharmoniques, les variations, les creux et les déséquilibres de tension transitoires, etc.
- **CEI 61000-2-4** : cette norme établit les limites de compatibilité électromagnétique pour les réseaux industriels et non publics à basse et moyenne tension, à l'exception des réseaux de navires, des avions, des plates-formes offshore et des installations ferroviaires. Les limites de cette norme sont données par le tableau III.3.

#### Définitions des classes :

1. **Classe 1** : matériels et systèmes sensibles, elle s'applique seulement aux réseaux basses tensions protégées avec des niveaux de compatibilités plus bas que ceux des réseaux publics.
2. **Classe 2** : réseaux industriels, elle s'applique au réseau interne et au point de livraison du distributeur. Les niveaux sont les mêmes que ceux des réseaux publics.
3. **Classe 3** : réseaux industriels perturbés, elle s'applique seulement au réseau interne et les niveaux sont supérieurs à ceux de la classe 2.

### III.3.1.3 Niveau d'émissions

Les sources courantes de perturbations de CEM comprennent les équipements électriques de grande puissance tels que les moteurs, les générateurs, les transformateurs et les installations de transmission d'énergie, ainsi que les équipements électroniques tels que les ordinateurs, les téléphones portables et les radios.

Pour limiter les perturbations de CEM, les réglementations imposent des limites sur les **niveaux d'émissions électromagnétiques** autorisés pour les équipements électroniques et électriques. Les fabricants doivent donc tester leurs produits pour s'assurer qu'ils respectent les limites réglementaires et sont compatibles avec d'autres équipements.

#### a. Courant appelé par les appareils inférieur 16 A par phase

- **CEI 61000-3-2** : Cette norme établit des limites pour les émissions de courants harmoniques des équipements individuels connectés aux réseaux électriques publics, pour les appareils ayant une consommation électrique inférieure à 16 A par phase. Le tableau III.4 de cette norme spécifie les limites d'émission pour les appareils de la classe A, qui excluent les outils portatifs, les appareils d'éclairage et les appareils ayant une forme d'onde spéciale et une puissance active inférieure à 600W.

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

Harmoniques impairs non multiples de 3		Harmoniques impairs multiples de 3		Harmoniques pairs	
Rang Harmonique $h$	Tension harmonique %	Rang Harmonique $h$	Tension harmonique %	Rang Harmonique $h$	Tension harmonique %
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5			12	0.2
23	1.5			>12	0.2
25	1.5				
>25	$0.2+12.5/h$				

Tableau III.3 : Taux (en % de VI) des tensions harmoniques acceptables (CEI 61000-2-4).

Rang Harmonique $h$	Classe 1 : Matériels et systèmes sensibles	Classe 2 : Réseaux Industriels	Classe 3 : Réseaux Industriels Perturbés
2	2	2	3
3	3	5	6
4	1	1	1.5
5	3	6	8
6	0.5	0.5	1
7	3	5	7
8	0.5	0.5	1
9	1.5	1.5	2.5
10	0.5	0.5	1
11	3	3.5	5
Pairs >10	0.2	0.2	1
13	3	3	4.5
15	0.3	0.3	2
17	2	2	4
19	1.5	1.5	4
21	0.2	0.2	1.75
Impairs >21 et $\neq 3h$	0.2	0.2	1
23	1.5	1.5	3.5
25	1.5	1.5	3.5
Impairs >21 et $\neq 3h$	$0.2+12.5/h$	$0.2+12.5/h$	$5*(11/h)^{1/2}$
THD	5%	8%	10%

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

Rang Harmonique	Courant Harmonique Maximal autorisé (A)
2	1.08
3	2.3
4	0.43
5	1.14
6	0.3
7	0.77
$8 \leq h \leq 40$	$0.23 \cdot 8/h$
9	0.4
11	0.33
13	0.21
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 \cdot 15/h$

#### b. Courant assigné supérieur à 16 A

- **CEI 61000-3-4** : La norme en question fixe des limites pour les émissions de courants harmoniques des équipements individuels ayant une intensité assignée supérieure à 16 A et jusqu'à 75 A (tableau III.5). Ces limites sont applicables aux réseaux publics ayant des tensions nominales comprises entre 230V (monophasé) et 600V (triphasé).

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

Rang Harmonique	Courant Harmonique en % Du fondamental
3	21.6
5	10.7
7	7.2
9	3.8
11	3.1
13	2
15	0.7
17	1.2
19	1.1
21	$\leq 0.6$
23	0.9
25	0.8
27	$\leq 0.6$
29	0.7
31	0.7
$\geq 33$	$\leq 0.6$
Pairs	$\leq 0.6$ ou $\leq 8/h$

### III.3.1.4 Niveau d'immunité :

Le niveau d'immunité des perturbations de compatibilité électromagnétique (CEM) dans les réseaux électriques fait référence à la capacité des équipements électroniques et électriques à fonctionner correctement malgré les perturbations électromagnétiques présentes dans l'environnement. De ce fait, les équipements destinés à être utilisés dans les réseaux électriques doivent donc être conçus pour être immunisés contre les perturbations de CEM.

- **CEI 61000-4-13** : Cette norme décrit les procédures d'essai pour mesurer les niveaux d'immunité de perturbation basse fréquence aux harmoniques et inter-harmoniques incluant les signaux transmis sur le réseau électrique alternatif sur les équipements électroniques et électriques, ainsi que les méthodes de mesure des niveaux de champ électromagnétique à proximité de ces équipements. Elle fournit également des critères d'acceptation pour évaluer la performance des équipements soumis à des perturbations. Le tableau III.6 donne les taux des harmoniques en tension à utiliser pour vérifier l'immunité des appareils pour les matériels et systèmes sensibles (classe 1) et les réseaux industriels (classe 2).

**Tableau III.6 : Taux des harmoniques en tension à utilisé pour vérifier l'immunité Des appareils (CEI 61000-4-13)**

<i>Rang Harmonique</i>	<i>Classe 1 : Matériels et systèmes sensibles</i>	<i>Classe 2 : Réseaux industriels</i>
3	8	8
5	8	12
7	6.5	10
9	2.5	4
11	5	7
13	4.5	6
15	-	3
17	3	5
19	2	5
21	-	2
23	2	4
25	2	4
27	-	2
29	1.5	4
31	1.5	3

### III.3.1.5 Normes EN 50160

La norme EN 50160 est une norme européenne qui spécifie les niveaux de qualité de tension requis pour les réseaux électriques basse et moyenne tension. Cette norme fixe des limites pour les variations, les interruptions, les harmoniques de tension. Elle établit également des critères pour la qualité d'onde électrique, la stabilité de la tension et la résistance aux surtensions. Le tableau III.7 suivant précise les valeurs adoptées.

Tableau III.7 : Limites de perturbations définies par EN 50160

<i>Amplitude de la tension</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✚ Pour chaque période d'une semaine 95% des valeurs efficaces moyennes sur 10 minutes doivent être dans la plage <math>V_n \pm 10\%</math></li> </ul>
<i>Variation rapide de la tension</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✚ Ces variations doivent être dans la plage de 5% à 10% de <math>V_n</math>.</li> <li>✚ en moyenne tension, ces variations doivent être dans la plage de 4% à 6% de <math>V_n</math>.</li> </ul>
<i>Creux de tension</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✚ Profondeur : entre 10% à 99% <math>V_n</math>.</li> <li>✚ Durée : entre 10ms et 1 minute.</li> <li>✚ Nombre : quelques dizaines à 1 millier par an.</li> </ul>
<i>Coupures Brèves</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✚ Durée : jusqu'à 3 minutes.</li> <li>✚ Nombre : quelques dizaines à plusieurs centaines par an.</li> </ul>
<i>Coupure longues</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✚ Durée : Supérieure à 3 minutes.</li> <li>✚ Nombre : entre 10 et 50 par an.</li> </ul>
<i>Variation de fréquence</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✚ 50 Hz <math>\pm 1\%</math> : pendant 95% d'une semaine.</li> <li>✚ 50 Hz + 4%, 6% : pendant 100% d'une semaine.</li> </ul>

### III.3.1.6 Recommendation IEEE 519 (Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems – USA)

La norme IEEE 519 est une norme américaine qui spécifie les limites des harmoniques et des distorsions de tension pour les équipements électriques connectés aux réseaux électriques de basse tension et de moyenne tension. Cette norme est utilisée pour limiter les perturbations électriques générées par les équipements électriques, notamment les convertisseurs de puissance et les variateurs de fréquence. Les limites des harmoniques sont définies en fonction du rapport entre les courants de court-circuit au point de raccordement du réseau et le courant de charge fondamental.

Par exemple, la norme recommande une distorsion harmonique totale de tension inférieure à 5% pour les systèmes de *moins de 69KV*, ainsi qu'une distorsion harmonique individuelle de tension inférieure à 3%, comme indiqué dans *le tableau III.8*. Pour les systèmes où le rapport entre les courants de court-circuit au point de raccordement du réseau et le courant de charge fondamental est inférieur à 20, la norme définit une distorsion globale des courants harmoniques *inférieure à 5%*, comme indiqué dans le tableau III.9.

### III.3.1.7 Exploitation de la norme :

Pour l'activité quotidienne des techniciens et des installateurs d'équipement électrique sur les réseaux basse tension, on s'attachera plus particulièrement, aux deux normes suivantes :

- ✚ **CEI 61000-3-2** : limites en courants harmoniques pour les appareils de moins de 16 A par phase.
- ✚ **CEI 61000-3-4** : limites d'émissions en courants harmoniques pour les appareils de plus de 16 A par phase.

Ces normes établissent les niveaux d'émission harmonique en courant pour les appareils électroménagers et industriels, ce qui permet de comparer les valeurs efficaces mesurées sur une installation électrique aux valeurs spécifiées par la norme. En conséquence, elles constituent une référence importante pour les techniciens et les installateurs dans leur travail quotidien sur les réseaux basse tension.

Tableau III.8: Limites de distorsion de tension pour les fournisseurs

Niveau de Tension	Taux de distorsion individuel de tension (%)	Taux de distorsion global de tension (%)
$U \leq 69 \text{ KV}$	6	5
$69.001 \text{ KV} \leq U \leq 161 \text{ KV}$	1.5	2.5
$U \geq 161 \text{ KV}$	1	1.5

Tableau III.9: Limites de distorsion de courant pour les systèmes généraux de distribution (120 V à 69 KV).

Distorsion maximale du courant harmonique en pourcentage de $I_L$						
Ordre harmonique individuel (harmoniques impairs)						
$\frac{I_{sc}}{I_L}$	11	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n$	TDD
< 20	4	2	1.5	0.6	0.3	5
$20 < 50$	7	3.5	2.5	1	0.5	8
$50 < 100$	10	4.5	4	1.5	0.7	12
$100 < 1000$	12	5.5	5	2	1	15
> 100	15	7	6	2.5	1.4	20

Les harmoniques pairs sont limités à 25% des limites des harmoniques impairs définis ci-dessus.  
 $I_L$  : Demande maximale du courant de charge.  
 $I_{sc}$  : Courant de court-circuit maximal.  
 TDD : Taux de distorsion global du courant.

III.3.1.7.1 Exemple concernant l'utilisation de la CEI 61000-3-2 (appareils inférieurs à 16 A par phase) :

Le tableau III.10 donne les courants absorbés par une alimentation électrique des unités centrales d'un serveur informatique.

Tableau III.10 : Consommation d'un matériel informatique.

Rang harmonique	Courant absorbé en (A)
Fondamental (1)	11.5
3	3.1
5	1.6
7	0.8

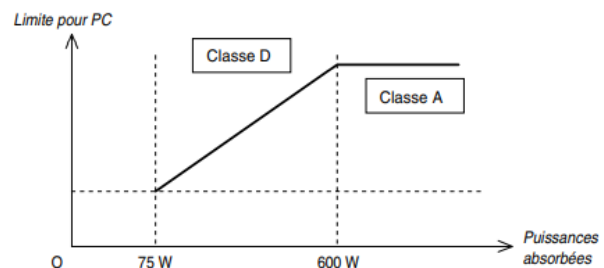


Figure III.2 : Limites en courants harmonique pour les PC

Les limites en courants harmoniques des matériels informatiques sont fixées au travers des classes A et D et en fonction de la puissance absorbée par ces matériels, comme le montre la figure ci-dessus (Figure III.2):

Conformément à l'extrait de la norme fournie dans le **tableau III.4** donné précédemment, l'alimentation de ce matériel informatique ne répond plus aux exigences de la réglementation et doit être retiré du marché européen. En effet, les taux individuels d'harmoniques en courant relevés sont supérieurs à ceux indiqués par la norme (les mesures ont été réalisées jusqu'au rang 7 uniquement sur ce matériel informatique).

### III.4 Le Contrat Émeraude

Les perturbations harmoniques affectent la qualité de l'électricité fournie par les distributeurs d'énergie électrique basse tension en raison de la prolifération des équipements électriques polluants. Pour résoudre ce problème, EDF a créé en 1996 un contrat d'abonnement appelé *Contrat Émeraude*, en partenariat avec les représentants des consommateurs industriels d'énergie électrique. Ce contrat vise à améliorer la qualité de l'énergie électrique en établissant les règles de fourniture et d'exploitation entre le distributeur et l'utilisateur. Il s'agit d'un compromis entre les deux parties pour obtenir un meilleur réseau de distribution électrique avec des objectifs assignés à chaque partenaire :

- ✚ Améliorer la qualité de l'énergie électrique distribuée.
- ✚ Abaisser la distorsion en courant des récepteurs.

Dans le cadre du contrat Émeraude, EDF s'engage à fournir de l'énergie électrique à ses clients en échange de l'acceptation des conditions du contrat. Le contrat comprend plusieurs articles et deux annexes, dont l'annexe numéro 2 énumère les perturbations susceptibles d'affecter la qualité de la fourniture d'énergie, telles que les interruptions, les fluctuations de tension, les déséquilibres de tension, les harmoniques et les surtensions. Les engagements d'EDF et les niveaux d'émission que le client doit respecter en matière de perturbations générées par ses installations sont également précisés dans le contrat.

#### III.4.1 Les engagements respectifs du distributeur et du consommateur en matière de perturbations harmoniques :

C'est le contrat Émeraude qui définit les engagements respectifs entre le fournisseur d'énergie électrique et l'utilisateur. Au sein de ce contrat sont précisés :

- Les taux de tension harmonique que le distributeur s'engage à ne pas dépasser pendant 100 % du temps les valeurs admissibles.
- Les niveaux d'émission harmonique que les utilisateurs s'engagent à ne pas dépasser les valeurs limités.

Le contrat Émeraude, chapitre *Performances standard du réseau*, sous chapitre 2.7 Électricité de France, précise les valeurs des taux de tensions harmoniques qui ne devraient pas dépasser les seuils donnés dans le tableau III.11 suivants.

**Tableau III.11 – Taux de tensions harmoniques donnés à titre indicatif par le contrat émeraude.**

Harmoniques Impaires				Harmoniques paires	
Non multiples de 3		multiples de 3			
Rang	Seuils (%)	Rang	Seuils (%)	Rang	Seuils (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15 et 21	0.5	6 à 24	0.5
13	3				
17	2				
19,23 et 25	1.5				

Les taux de tensions harmoniques sont exprimés en pour cent de la tension de fourniture U. Le taux global  $\tau_g$  ne dépassant pas 8 % avec :

$$\tau_g = \sqrt{\sum_{h=2}^{40} \tau_h^2}$$

De manière générale, pour toutes les perturbations répertoriées dans le chapitre 2 du Contrat Émeraude, le respect par EDF de ses engagements nécessite que chaque utilisateur limite ses propres perturbations à un niveau raisonnable. En conséquence, les abonnés doivent se conformer aux tolérances sur les niveaux harmoniques correspondant aux engagements d'EDF. La limitation des courants harmoniques injectés sur le réseau EDF est précisée dans l'annexe numéro 2 du Contrat Émeraude, dans le chapitre Conditions de raccordement et d'alimentation des clients, sous le sous-chapitre 4.3 Électricité de France.

Les tolérances énoncées sont simplement des conseils et les limites établies sont proportionnelles à la puissance souscrite par l'utilisateur. Chaque coefficient de limitation  $k_n$  est associé à une harmonique de rang  $n$ , ce qui permet de calculer la limite en ampères de la manière suivante :

$$I_{hn} = k_n * \frac{S_{souscrite}}{\sqrt{3} * U_c}$$

Où :

$U_c$  : Est la valeur de la tension contractuelle.

$S_{souscrite}$  : Est la puissance souscrite par l'utilisateur.

$k_n$  : Est le coefficient de limitation.

$I_{hn}$  : Est le courant harmonique de rang  $h$  maximal en Ampère.

Le tableau III.12 précise la valeur de  $k_n$  en fonction du rang  $n$  de l'harmonique.

Ces limites ne s'appliquent pas si la puissance souscrite est inférieure à 100 kVA.

**Tableau III.12 – Valeurs du coefficient  $k$  en fonction des rangs d'harmonique ou taux d'émission harmonique limite des utilisateurs (en % du courant souscrit).**

Rangs Impairs	$k_n$ (%)	Rangs Pairs	$k_n$ (%)
3	4	2	2
5 et 7	5	4	1
9	2	>4	0.5
11 et 13	3		
>13	2		

#### III.4.1.1 Exemple d'application N°1 :

Un industriel ayant une puissance souscrite de 250 kVA sous 20 kV, doit limiter l'amplitude des rangs harmoniques aux valeurs calculées correspondantes.

Le courant efficace appelé sur la ligne est :

$$I_n = \frac{S_{souscrite}}{\sqrt{3} * U_c} = \frac{250}{\sqrt{3} * 20} \Rightarrow I_n = 7.22 \text{ A}$$

❖ Pour l'harmonique 3 :

$$I_3 = k_3 \frac{S_{souscrite}}{\sqrt{3} * U_c} \% = \frac{4 * 7.22}{100} \Rightarrow I_3 = 0.288 \text{ A}$$

Donc, la valeur efficace de l'harmonique 3 ne doit pas dépasser 288 mA.

❖ Pour les harmoniques 5 et 7 :

$$I_{5,7} = k_{5,7} \frac{S_{souscrite}}{\sqrt{3} * U_c} \% = \frac{5 * 7.22}{100} \Rightarrow I_{5,7} = 0.361 \text{ A}$$

Alors, Les valeurs efficaces des harmoniques 5 et 7 ne doivent pas dépasser 361 mA.

# IV. Solutions pour l'amélioration de la qualité de l'énergie électriques

## IV.1 Introduction

L'objectif de l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique consiste à limiter ou éliminer les fluctuations de tension et/ou de courant dans les réseaux électriques. Cela peut être nécessaire lorsque le niveau de qualité existant est insuffisant pour répondre aux besoins de la charge en question ou lorsque les conséquences d'un dysfonctionnement sont inacceptables. Les améliorations peuvent porter sur différents aspects tels que la structure du réseau, les systèmes de rétablissement automatique, la fiabilité des équipements, leur protection et leur maintenance. En général, deux stratégies ou solutions sont couramment utilisées pour avoir une énergie de haute qualité.

### IV.1.1 Les solutions préventives :

Il existe de nombreuses solutions préventives pour améliorer la qualité de l'énergie électrique dans les réseaux électriques. En voici quelques exemples :

1. **Maintenance préventive** : La maintenance préventive des équipements électriques tels que les transformateurs, les disjoncteurs, les interrupteurs, etc. peut aider à identifier et à prévenir les défaillances avant qu'elles ne se produisent, réduisant ainsi le risque de perturbations dans le réseau.
2. **Conception du réseau** : La conception du réseau électrique peut également avoir un impact significatif sur la qualité de l'énergie électrique. Une conception adéquate incluant des schémas de mise à la terre appropriés, des sections de câbles dimensionnées correctement, des protections appropriées, etc. peut aider à prévenir les perturbations.
3. **Formation des opérateurs** : La formation des opérateurs sur les procédures d'exploitation et de maintenance peut aider à prévenir les erreurs humaines qui peuvent causer des perturbations dans le réseau électrique.
4. **Surveillance en temps réel** : La surveillance en temps réel des paramètres du réseau électrique tels que la tension, le courant, la fréquence, etc. peut aider à détecter les problèmes potentiels avant qu'ils ne se transforment en problèmes réels.
5. **Planification de la charge** : La planification de la charge électrique peut aider à réduire les fluctuations de la demande d'énergie et à maintenir la stabilité du réseau électrique.
6. **Une solution consiste à modifier les caractéristiques des charges perturbatrices** en remplaçant les sources de pollution classiques par des topologies à prélèvement sinusoïdal. Cette approche vise à prévenir l'apparition de perturbations électriques.

### IV.1.2 Les solutions correctives :

Malgré les solutions préventives mises en place, des perturbations surviennent dans le réseau électrique, des solutions correctives peuvent être mises en œuvre pour améliorer la qualité de l'énergie. La solution corrective est basée sur la compensation des perturbations déjà générées par les charges polluantes.

1. **Compensateurs d'énergie réactive** : L'utilisation de compensateurs d'énergie réactive tels que les condensateurs peut aider à améliorer la qualité de l'énergie en réduisant les perturbations de tension.
2. **Filtres actifs et passifs**: Les filtres actifs et passifs sont des dispositifs qui peuvent réduire les perturbations de tension et de courant en éliminant les harmoniques indésirables.
3. **Régulateurs de tension** : Les régulateurs de tension peuvent aider à maintenir la tension dans des limites acceptables, réduisant ainsi les perturbations.
4. **Dispositifs de protection** : Les dispositifs de protection tels que les relais de protection, les fusibles, les disjoncteurs, etc. peuvent être utilisés pour isoler les parties défectueuses du réseau électrique et minimiser les perturbations.
5. **Maintenance corrective** : Si une défaillance survient malgré les mesures préventives, une maintenance corrective rapide peut aider à réduire les temps d'arrêt et minimiser les perturbations dans le réseau électrique.

*Dans ces cours, nous nous intéressons uniquement à l'étude du redresseur PWM pour les méthodes de correction préventives. En revanche, pour les méthodes correctives, nous aborderons plusieurs solutions telles que les filtres actifs et passifs*

## IV.2 Solutions préventives :

Diverses méthodes sont employées afin de réduire la pollution harmonique sur les réseaux de distribution. Parmi ces méthodes, Convertisseur à prélèvement sinusoïdal.

### IV.2.1 Convertisseurs à prélèvement sinusoïdal

L'usage accru de la technologie de l'électronique de puissance dans les réseaux électriques, tels que les convertisseurs statiques, a connu une croissance significative tant dans le domaine industriel que domestique. Cependant, cela a entraîné des perturbations importantes dans le réseau de distribution basse tension, que les fournisseurs d'électricité ont du mal à résoudre. Ces convertisseurs peuvent être polluants et générer des courants harmoniques, qui ont un impact sur la qualité de l'onde de tension produite. Par conséquent, il est important de développer des dispositifs de filtrage pour réduire ces perturbations, ainsi qu'une approche préventive pour concevoir des sources d'alimentation non polluantes. Cela nécessite une structure et un dispositif de commande permettant de minimiser les courants harmoniques et de produire des signaux électriques les plus sinusoïdaux possibles.

Le prélèvement d'un courant sinusoïdal engendre une nouvelle structure de conversion AC/DC. Dans ce contexte, trois structures ont été développées et présentées dans la littérature :

- La première utilise un hacheur élévateur de type *BOOST* en cascade avec un redresseur monophasé à diodes, reconnue par l'acronyme *PFC (Power Factor Correction)*.
- La deuxième structure est basée sur l'injection de courant dans le réseau. Elle est constituée d'un redresseur triphasé à diodes et de deux circuits auxiliaires, de modulation et de distribution.
- La troisième structure fait appel à un onduleur à *MLI* fonctionnant en redresseur, désigné sous le nom redresseur à modulation de largeur d'impulsion (*MLI*).

#### IV.2.1.1 Correction du facteur de puissance (PFC)

Ce convertisseur est une technologie permettant de corriger le facteur de puissance (PFC) en produisant une onde sinusoïdale et en corrigeant les distorsions harmoniques, comme illustré sur la figure IV.1. Ce convertisseur est composé d'un redresseur en pont à diodes relié au réseau et d'un étage

de correction du facteur de puissance situé entre la sortie du pont et la charge. Son principe de fonctionnement est de redresser le courant alternatif en courant continu via le pont à diodes, mais la tension continue qui en résulte est soumise à des variations en fonction de la charge. Pour remédier à cela, l'étage de correction du facteur de puissance utilise une structure d'hacheur élévateur pour garder la tension  $V_{dc}$  constante durant le fonctionnement, corriger les distorsions harmoniques et produire une onde sinusoïdale. Cette technologie permet de réduire les perturbations électromagnétiques et les pertes dans les câbles et les transformateurs, et est couramment utilisée dans les applications de conversion d'énergie électrique telles que les alimentations de PC, les éclairages à LED, les climatiseurs, etc.

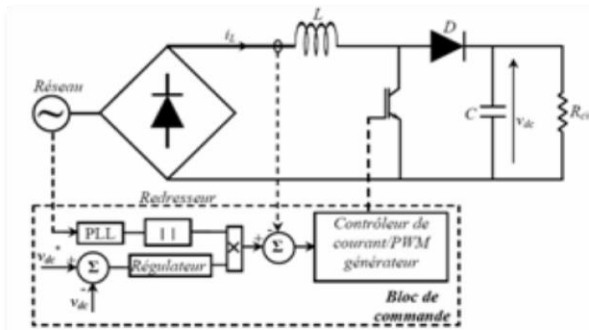


Figure IV.1 : principe de commande d'un convertisseur AC/DC avec PFC

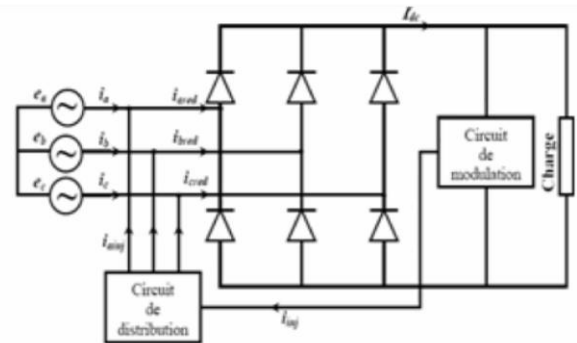


Figure IV.2 : Redresseur à injection de courant

### IV.2.1.2 Redresseurs à injection de courant

Au début des années 1990, les redresseurs triphasés à injection de courant ont été développés pour améliorer les performances des convertisseurs AC/DC existants. Le schéma synoptique de cette technologie est présenté sur la figure IV.2. Un circuit de modulation est utilisé pour corriger les courants à la sortie du pont à diodes, créant ainsi un courant qui est injecté dans le réseau d'alimentation via un circuit de distribution. L'injection de ce courant permet de compenser les paliers à zéro des courants de ligne, qui sont une caractéristique du fonctionnement normal des ponts à diodes. Il existe actuellement plusieurs variantes de cette technologie de conversion, qui se différencient par la nature des circuits de modulation et de distribution utilisés, pouvant être passifs ou actifs.

### IV.2.1.3 Redresseurs MLI

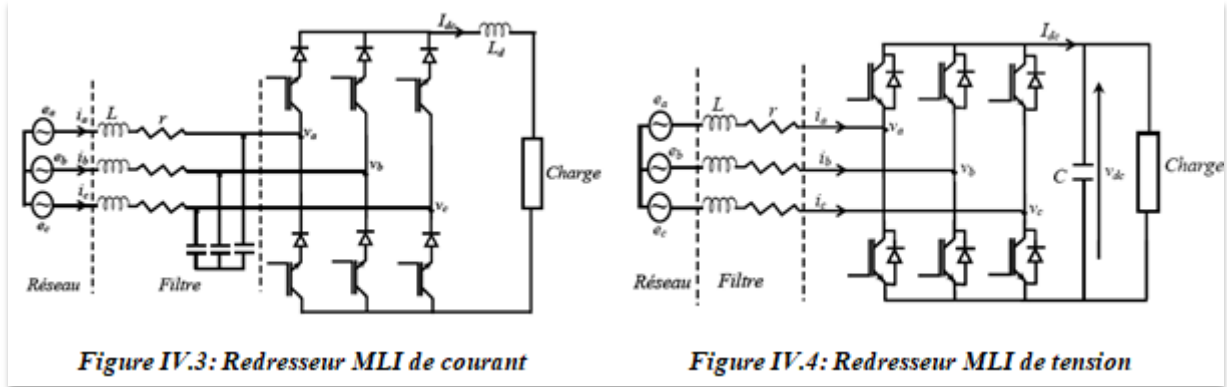
La structure présentée utilise un onduleur à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) fonctionnant comme un redresseur. Les convertisseurs de ce type peuvent extraire des courants sinusoïdaux du réseau alternatif et garantir un facteur de puissance unitaire. En fonction du type d'onduleur utilisé, il est possible de distinguer deux configurations de redresseurs MLI :

- ❖ Redresseur MLI à structure courant.
- ❖ Redresseur MLI à structure tension.

#### IV.2.1.3.A Redresseur MLI à structure courant

La figure IV.3 montre la configuration du redresseur de courant à modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui permet de convertir l'énergie d'une source de tension alternative en un courant continu pour alimenter une charge. Les interrupteurs utilisés dans cette structure sont unidirectionnels pour le courant mais bidirectionnels pour la tension.

L'utilisation de la modulation de largeur d'impulsion permet de contrôler les harmoniques présents dans le courant alternatif. En général, un filtre LC de deuxième ordre est installé côté alternatif pour améliorer la qualité de l'onde électrique.



#### IV.2.1.3.B Redresseur MLI à structure tension

Le redresseur PWM de tension est une structure d'onduleur de tension représentée sur la figure IV.4. Il est composé d'interrupteurs unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant, chacun formé d'un IGBT et d'une diode en antiparallèle. Cette topologie est réversible en courant et peut donc instantanément contrôler la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau. Il alimente une charge en continu à partir d'un réseau alternatif, avec un courant sinusoïdal et en phase avec la tension réseau. Ce redresseur à MLI permet d'atteindre un facteur de puissance très proche de l'unité et de le régler par la commande.

Le redresseur PWM fournit donc :

- ✚ Un flux de puissance bidirectionnel.
- ✚ Un courant de source proche d'une sinusoïde.
- ✚ Réglage du facteur de puissance à l'unité.
- ✚ Un faible THD < 5%.
- ✚ Un ajustement et une stabilité de la tension et courant).

C'est pour ces raisons, l'utilisation des redresseurs PWM dans les installations électriques industrielles est une solution intéressante pour la dépollution des réseaux électriques basse tension.

***Dans la suite de ce cours, nous nous intéressons plus particulièrement au redresseur PWM à structure de tension donnée par la figure IV.4.***

### IV.3 Structure et principe de fonctionnement

La structure générale d'un redresseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) est illustrée dans la figure suivante IV.5.a. Afin de respecter les règles d'interconnexion des sources, une inductance est nécessaire du côté alternatif pour connecter l'alimentation à l'entrée du redresseur MLI comme le montre la figure IV.5.b. Cette inductance agit comme un filtre passe-bas pour compenser les harmoniques de haute fréquence et permet de contrôler les courants absorbés par le redresseur quelle que soit la technique de commande utilisée, en contrôlant les tensions d'entrée de ce dispositif.

Du côté continu du circuit, la sortie du redresseur MLI et la charge se comportent comme des sources de courant. En revanche, conformément aux lois de Kirchhoff, la connexion directe de deux sources de courant est interdite. Par conséquent, l'insertion d'une capacité entre la sortie du redresseur et la charge est indispensable pour assurer la connexion entre ces deux éléments, comme illustré dans la figure IV.5.c.

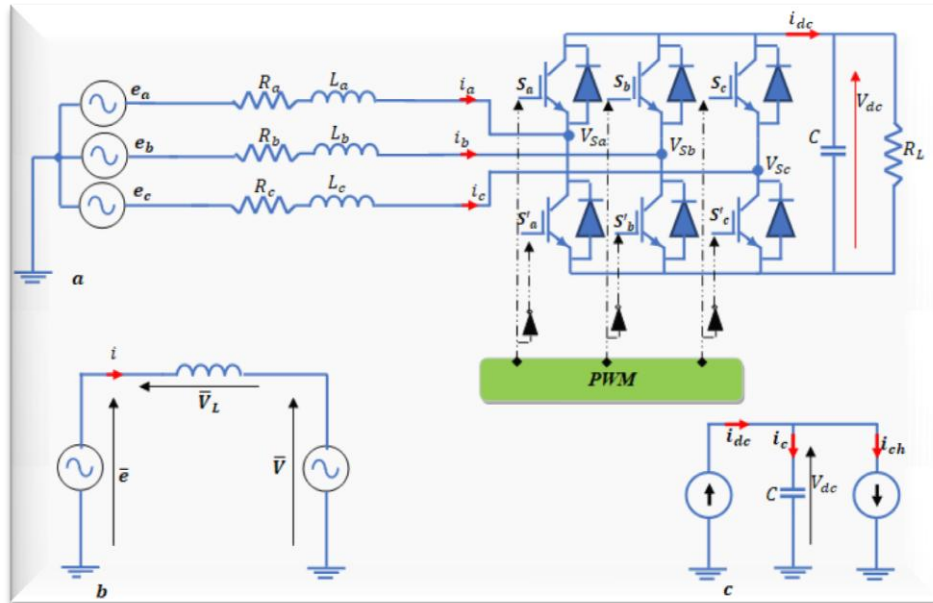


Figure IV.5 a. Redresseur MLI à structure tension,  
 b. Circuit équivalent pour le contrôle des courants absorbés d'une phase.  
 c. connexion des deux sources de courant

De la figure IV.5.b, les tensions  $\bar{e}(t)$  et  $\bar{V}(t)$  sont données par :

$$\bar{e}(t) = \frac{2}{3} (e_a(t) + ae_b(t) + a^2e_c(t))$$

$$\bar{V}(t) = \frac{2}{3} (V_a(t) + aV_b(t) + a^2V_c(t))$$

$$\bar{V}_L(t) = \frac{2}{3} (V_{La}(t) + aV_{Lb}(t) + a^2V_{Lc}(t))$$

$$a = e^{j2\pi/3}$$

L'exploitation de ce circuit, permet d'écrire l'équation suivante :

$$\bar{i}(t) = \frac{\bar{e}(t) - \bar{V}(t)}{j\omega L}$$

De la figure IV.5.c, en mode redresseur, la tension continue  $V_{dc}$  n'est plus régulée par une source de tension constante. Toutefois, il n'est pas possible d'ajuster l'amplitude des courants du réseau de manière indépendante de la charge connectée au bus continu, car la puissance active échangée avec le réseau dépend directement de l'amplitude de ces courants. Si la composante active du courant absorbé est trop élevée, la tension du bus continu augmente jusqu'à atteindre un point d'équilibre où les puissances côté alternatif et côté continu sont égales. Cela peut exposer les semi-conducteurs à une tension de bus continu qui dépasse leur seuil de tolérance si cette dernière atteint une valeur critique.

D'autre part, si la composante active est trop faible, le condensateur se décharge et la tension du bus continu diminue jusqu'à atteindre la valeur de crête de la tension entre les phases du réseau. Dans ce cas, les diodes en antiparallèle de l'onduleur fonctionnent comme dans un redresseur classique, empêchant ainsi la régulation des courants absorbés et ne garantissant pas un prélèvement sinusoïdal. Pour résoudre ce problème, il est donc indispensable de contrôler la tension du bus continu.

En fonction des courants prélevés sur le réseau, le courant  $I_{dc}$  à la sortie du redresseur est donné par :

$$I_{dc} = S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c$$

La présence du condensateur du côté continu permet au courant délivré par le redresseur de contrôler à la fois le courant de la charge et la tension du bus continu.

De la figure IV.5.c, on peut écrire :

$$\frac{dV_{dc}(t)}{dt} = \frac{I_{dc}(t) - I_{ch}(t)}{C}$$

La dernière équation montre que :

- si le courant  $I_{dc}(t)$  est égal au courant demandé par la charge  $I_{ch}(t)$ , la tension du bus continu  $V_{dc}(t)$  reste constante.
- $I_{dc}(t) < I_{ch}(t) \Rightarrow \frac{dV_{dc}(t)}{dt} < 0$ , la tension du bus continu diminue (phase de décharge).
- $I_{dc}(t) > I_{ch}(t) \Rightarrow \frac{dV_{dc}(t)}{dt} > 0$ , la tension du bus continu augmente (phase de charge).

De cette étude, On constate qu'il possible de contrôler la tension du bus continu  $V_{dc}$  de manière indépendante par rapport à la tension du réseau source ( $e_a$ ),

le redresseur MLI à structure tension est un onduleur de tension, on se basant sur la modélisation d'un onduleur de tension à trois bras, les tensions phase-neutre produites sont données par le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

Le vecteur  $S_a, S_b$  et  $S_c$  présente les états de commande des interrupteurs, représentés par des valeurs comprises entre 0 et 1. Si l'interrupteur  $S_i$  du haut est activé, celui du bas sera fermé automatiquement pour éviter le court-circuit dans le bras du redresseur.

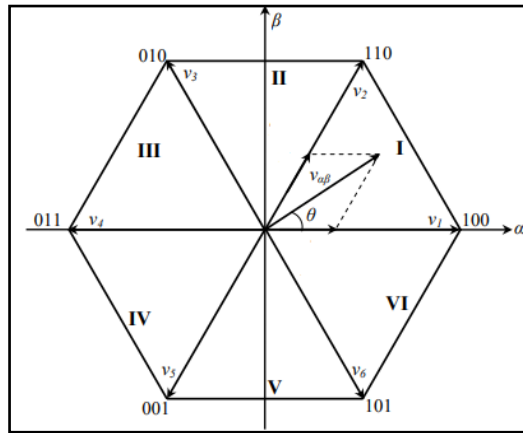


Figure IV.6 : Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur dans le plan  $(\alpha\beta)$

En utilisant la relation matriciel de l'onduleur, le tableau IV.1 présente les expressions des tensions triphasées simples et les tensions dans le repère  $(\alpha\beta)$  à l'entrée du pont en fonction de la tension du bus continu ( $V_{dc}$ ) et des ordres de commande ( $S_a, S_b$  et  $S_c$ ). En conséquence, le redresseur PWM peut être représenté par huit états de commande possible dont six sont actifs et deux sont nuls.

La figure IV.6, illustre une représentation vectorielle du vecteur de commande dans le référentiel biphasé  $(\alpha\beta)$ .

Tableau IV.1 Tensions simples en fonction des différents ordres de commande.

$S_a$	$S_b$	$S_c$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_k$	$V_\alpha$	$V_\beta$
0	0	0	0	0	0	$V_0$	0	0
0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$2\frac{V_{dc}}{3}$	$V_5$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$
0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$2\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$V_3$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$
0	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$V_4$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$	0
1	0	0	$2\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$V_1$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$	0
1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$V_6$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$
1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$V_2$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$
1	1	1	0	0	0	$V_7$	0	0

Les huit vecteurs de tension possibles sont exprimés par l'équation suivante :

$$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}e^{jK\frac{\pi}{3}} \quad \text{avec } K = 1,2, \dots,6. \quad \text{et } V_0 = V_7 = 0$$

De la figure IV.5, la variation des courants absorbés dans le cas d'un réseau triphasé équilibré est donnée par :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a(t) - V_a(t) \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b(t) - V_b(t) \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c(t) - V_c(t) \end{cases}$$

En remplaçant les expressions des tensions  $V_a, V_b, V_c$  données par le système matriciel de l'onduleur dans le système des courants donné par l'équation précédente, on obtient :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a(t) - \frac{V_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b(t) - \frac{V_{dc}}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c(t) - \frac{V_{dc}}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases}$$

Finalement, on peut constater de cette étude que :

- La relation des courants confirme que en agissant sur les ordres de commutations des interrupteurs pour contrôler l'évolution des courants prélevés sur le réseau.
- le fonctionnement à facteur de puissance unitaire est obtenu en synchronisant les courants absorbés par rapport aux tensions simples du réseau, pour ce faire, l'utilisation d'une PLL est indispensable.
- La valeur moyenne et le signe du courant redressé  $I_{dc}$  (la sortie du redresseur MLI) sont proportionnels à la puissance active conduite par le convertisseur. Ainsi, le redresseur MLI à

structure de tension présente l'avantage de pouvoir fonctionner en deux modes différents : le mode de génération et le mode de régénération.

- La puissance réactive peut être contrôlée indépendamment par le décalage du fondamental du courant  $i_a$ , par rapport à la tension de ligne  $e_a$ .

*Cette étude montre qu'avec une commande adéquate du redresseur MLI, il est possible d'assurer un contrôle de l'écoulement de puissance ainsi qu'une absorption sinusoïdal du courant avec un facteur de puissance unitaire.*

#### IV.4 Etude et dimensionnement des éléments de filtrage.

Plusieurs paramètres influencent l'efficacité et les performances du redresseur à MLI, notamment la limite minimale de la tension du bus continu  $V_{dc}$  et le choix des éléments passifs de filtrage qui lui sont associés, à savoir l'inductance de couplage (L) et le condensateur du bus continu (C). Ces deux derniers éléments jouent un rôle crucial, tant en régime permanent qu'en transitoire, pour obtenir un bon amortissement des oscillations des courants prélevés sur le réseau et une tension du bus continu présentant une ondulation résiduelle limitée.

##### IV.4.1 Limite de la tension du bus continu $V_{dc}$

Pour que le redresseur fonctionne correctement, la tension du bus continu doit garder un certain niveau minimal pour obtenir des formes d'onde de courant non altérées. Pour avoir un contrôle complet du redresseur, ses six diodes doivent être polarisées négativement à toutes les valeurs de tension d'alimentation AC. Pour maintenir les diodes bloquées, nous devons nous assurer que la tension de bus continu DC est supérieure à la crête de tension continue générée par les diodes seules (voir figure IV.7). Théoriquement, pour un redresseur à diodes, cette tension maximale est la valeur crête de la tension efficace composée des phases. Donc la tension minimale du bus continu doit être vérifiée la condition suivante :

$$V_{dc\_Min} > \sqrt{2}V_{LL} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_{Ln}$$

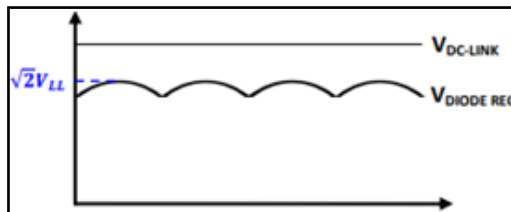


Figure IV.7: Limite de la tension minimale du bus continu d'un redresseur MLI

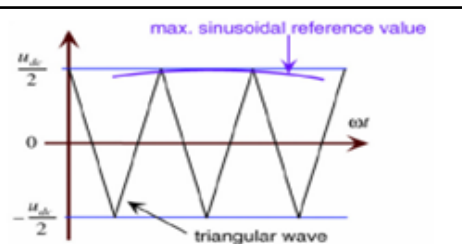


Figure IV.8 la tension maximale de référence et la porteuse triangulaire pour la commande MLI

Donc, il serait préférable de choisir une tension minimale du bus continu environ de 15% à 20% supérieur à la tension  $\sqrt{2}V_{LL}$ .

La tension précédente  $\sqrt{2}V_{LL}$  correspond à la tension du convertisseur ( $U_s$ ). Il n'y a pas d'impédance de ligne prise en compte ici.

Cependant, s'il n'y a pas d'impédance de ligne ( $R = 0\Omega$ ,  $L=0H$ ), nous pouvons continuer à écrire l'équation suivante en fonction de l'amplitude maximale de la tension d'alimentation  $E_m$  :

$$V_{dc\_Min} > \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_{Ln} = \sqrt{3} \cdot E_m$$

La tension du redresseur MLI dépend fortement de la méthode PWM utilisée. Par exemple, nous utiliserons une PWM sinusoïdale. Dans ce cas, la tension de référence maximale est  $\frac{V_{dc}}{2}$  comme le montre la figure IV.8.

Finalement, la tension minimale du bus continu sera égale à :

$$V_{dc\_Min} > 2V_{Ln(peak)} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_{LL(rms)} = 1.663V_{LL(rms)}$$

#### IV.4.2 Dimensionnement de l'inductance L.

Comme mentionné précédemment, la présence d'inductances de couplage est essentielle pour assurer la contrôlabilité des courants absorbés par le redresseur, donc il faut que la valeur de cette inductance L doit être choisie avec soin, car elle affecte non seulement l'amortissement des oscillations de courant, mais aussi la stabilité du système. Une inductance trop faible peut entraîner une ondulation importante du courant et une détérioration de la qualité de l'alimentation, tandis qu'une inductance trop élevée peut entraîner une augmentation des pertes et une augmentation de la taille et du coût du système.

Plusieurs méthodes de dimensionnement de ces composants passif ont été développées dans la littérature. Parmi celles-ci, nous avons choisi la méthode présentée ci-dessous :

Pour effectuer le calcul de l'inductance, il est essentiel de disposer des informations sur la fréquence de commutation des interrupteurs, l'ondulation maximale tolérée du courant et la tension appliquée aux bornes de celle-ci. Ainsi, la figure IV.9 présente la forme d'onde de la tension ainsi que du courant d'une phase traversant l'inductance en question :

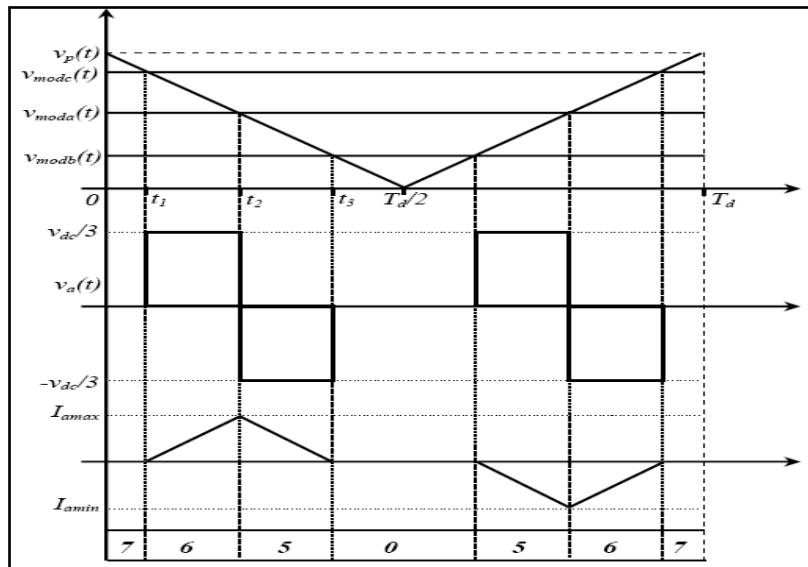


Figure IV.9 Formes de la tension et du courant pour la phase a.

Généralement, l'ondulation du courant  $\Delta I_a = I_{amax} - I_{amin}$  est calculée par l'expression suivante :

$$\Delta I_a = 2 \cdot \Delta V_L \cdot \Delta t \cdot \frac{1}{L}$$

Avec :

$$\Delta t = t_2 - t_1 = T_p \cdot \frac{\sqrt{3}}{8} r$$

$T_p = \frac{1}{f_p}$  : Est la période de la porteuse.

$(0 < r = \frac{A_{mod}}{A_{Por}} < 1)$ : Est le coefficient de réglage ou profondeur de modulation.

Pour cette variation du temps  $\Delta t$ , la tension aux bornes de l'inductance vaut :  $\Delta V_L = \frac{V_{dc}}{3}$ .

Donc :

$$\Delta I_a = 2 \cdot \Delta V_L \cdot \Delta t \cdot \frac{1}{L} = 2 \cdot \frac{V_{dc}}{3} \cdot T_p \cdot \frac{\sqrt{3}}{8} r \cdot \frac{1}{L} \Rightarrow \Delta I_{amax} = \frac{V_{dc}}{4\sqrt{3} \cdot L \cdot f_p}$$

$$L = \frac{V_{dc}}{4\sqrt{3} \cdot f_p \cdot \Delta I_{amax}} = L_{min}$$

Et finalement :

$$L > L_{min} \Rightarrow L > \frac{V_{dc}}{4\sqrt{3} \cdot f_p \cdot \Delta I_{amax}}$$

#### IV.4.3 Dimensionnement du condensateur C.

Le dimensionnement de la capacité du bus continu (C) d'un redresseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) est crucial pour assurer le bon fonctionnement du système. La capacité doit être suffisamment grande pour limiter l'ondulation de la tension continue tout en restant économique et compacte.

En négligeant les pertes actives dans le pont redresseur, le bilan d'énergie permet d'écrire la relation suivante :

$$dw_{R\acute{e}s} = dw_{induc} + dw_{Cond} + dw_{Char}$$

Nous pouvons en première approximation négliger les échanges d'énergie avec les inductances :

$$dw_{R\acute{e}s} = dw_{induc} + dw_{Cond} + dw_{Char}$$

Alors :

$$3 \cdot e(t) \cdot i(t) dt = V_{dc}(t) \cdot I_{dc}(t) dt$$

Avec :

$$e(t) = e_{max} \sin(\omega t)$$

$$i(t) = I_{max} \sin(\omega t - \varphi)$$

$$I_{dc} = I_c + I_{ch}$$

On aura donc :

$$V_{dc} \cdot I_{dc} = 3 \cdot e_{max} \cdot I_{max} \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t - \varphi)$$

$$V_{dc} \cdot I_{dc} = V_{dc} \cdot (I_c + I_{ch}) = 3 \cdot e_{max} \cdot I_{max} \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t - \varphi)$$

Et comme :

$$\sin(x) \cdot \sin(y) = \frac{1}{2} [\cos(x - y) - \cos(x + y)]$$

On obtient :

$$V_{dc} \cdot I_{dc} = V_{dc} \cdot (I_c + I_{ch}) = \frac{3}{2} \cdot e_{max} \cdot I_{max} \cdot \cos(\varphi) - \frac{3}{2} \cdot e_{max} \cdot I_{max} \cdot \cos(2 \cdot \omega t - \varphi)$$

.D'autre part, la tension aux bornes du condensateur peut se décomposer en deux termes :

$$V_{dc} = V_{dc\_moy} + V_{dc\_ond}$$

Avec :

$V_{dc\_moy}$  : est la tension continue (moyenne).

$V_{dc\_ond}$  : est la tension variable (ondulation de la tension).

Et bien sûr :  $V_{dc\_ond\ max} \ll V_{dc\_moy}$ .

A l'hypothèse d'un courant au niveau de la charge est parfaitement constant, les expressions approximatives du courant de la charge et celle du condensateur sont données par :

$$\begin{cases} I_{ch} = \frac{3 \cdot e_{max} \cdot I_{max}}{2V_{dc\_moy}} \cdot \cos(\varphi) \\ I_c = -\frac{3 \cdot e_{max} \cdot I_{max}}{2V_{dc\_moy}} \cdot \cos(2\omega t - \varphi) \end{cases}$$

D'autre part, le condensateur doit pouvoir échanger l'énergie fluctuante avec le réseau sans entraîner d'ondulation trop importante à ses bornes. Ceci permet d'écrire :

$$I_c = C \frac{dV_{dc}}{dt} = C \frac{dV_{dc\_ond}}{dt}$$

D'où :

$$V_{dc\_ond} = \frac{1}{C} \int I_c dt = \frac{1}{C} \int -\frac{3 \cdot e_{max} \cdot I_{max}}{2V_{dc\_moy}} \cdot \cos(2\omega t - \varphi) dt = -\frac{3 \cdot e_{max} \cdot I_{max}}{4V_{dc\_moy} C \omega} \cdot \sin(2\omega t - \varphi)$$

Alors, l'ondulation crête à crête de cette tension  $\Delta V_{dc} = 2 \cdot V_{dc\_ond\ max}$  permet de définir la valeur du condensateur comme suit :

$$\Delta V_{dc} = 2 \cdot V_{dc\_ond\ max} = \frac{3 \cdot e_{max} \cdot I_{max}}{2V_{dc\_moy} C \omega} \Rightarrow C = \frac{3 \cdot e_{max} \cdot I_{max}}{2V_{dc\_moy} \Delta V_{dc} \omega}$$

Si l'on suppose que les pertes du convertisseur sont négligeables, alors à son point de fonctionnement nominal, l'égalité entre la puissance côté alternatif et celle côté continu peut être exprimée comme suit :

$$\frac{3}{2} e_{max} \cdot I_{max} = V_{dc} \cdot I_{dc}$$

#### IV.5 Modélisation du redresseur PWM.

La modélisation du redresseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) présente plusieurs avantages. Tout d'abord, elle permet de simuler le comportement du redresseur MLI dans différentes conditions de fonctionnement, ce qui peut aider à identifier les éventuels problèmes ou limitations de l'appareil. De plus, la modélisation du redresseur MLI peut permettre d'optimiser sa conception et son fonctionnement, en ajustant les paramètres de commande tels que la fréquence de commutation ou le rapport cyclique. Enfin, la modélisation du redresseur MLI peut être utilisée pour étudier les interactions entre ce dispositif et d'autres composants du système, tels que les filtres, les convertisseurs DC/DC ou les charges, ce qui peut aider à optimiser le système dans son ensemble.

##### IV.5.1 Modélisation dans le repère triphasé (abc).

Dans notre cas, du côté alternatif, on considère que les tensions et les courants du réseau sont symétriques, c'est-à-dire que les trois tensions d'alimentation et les trois courants ont la même amplitude et sont déphasés de  $120^\circ$  les uns par rapport aux autres. Cette configuration est définie de la manière suivante:

$$\begin{cases} e_a(t) = E_m \sin(\omega t) \\ e_b(t) = E_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c(t) = E_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \text{ et } \begin{cases} i_a(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi) \\ i_b(t) = I_m \sin\left(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c(t) = I_m \sin\left(\omega t + \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Où  $E_m$ ,  $I_m$ ,  $\omega$  et  $\varphi$  sont, respectivement, l'amplitude de la tension simple, amplitude du courant de ligne, la pulsation du réseau et le déphasage initial du courant. De plus, l'hypothèse d'un système équilibré sans neutre raccordé implique :

$$\begin{cases} e_a(t) + e_b(t) + e_c(t) = 0 \\ i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \end{cases}$$

Selon la figure IV.5, du côté alternatif, les équations tensions sont représentées par le système d'équation suit :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a(t) - \frac{V_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b(t) - \frac{V_{dc}}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c(t) - \frac{V_{dc}}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases}$$

D'autre part, du côté continu, le courant traversant le condensateur (C) sera égal à :

$$i_c = C \frac{dV_{dc}}{dt} \quad \text{et} \quad i_c = i_{dc} - i_{Ch}$$

De plus, le courant fourni par le redresseur peut être exprimé comme suit :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c - i_{Ch}$$

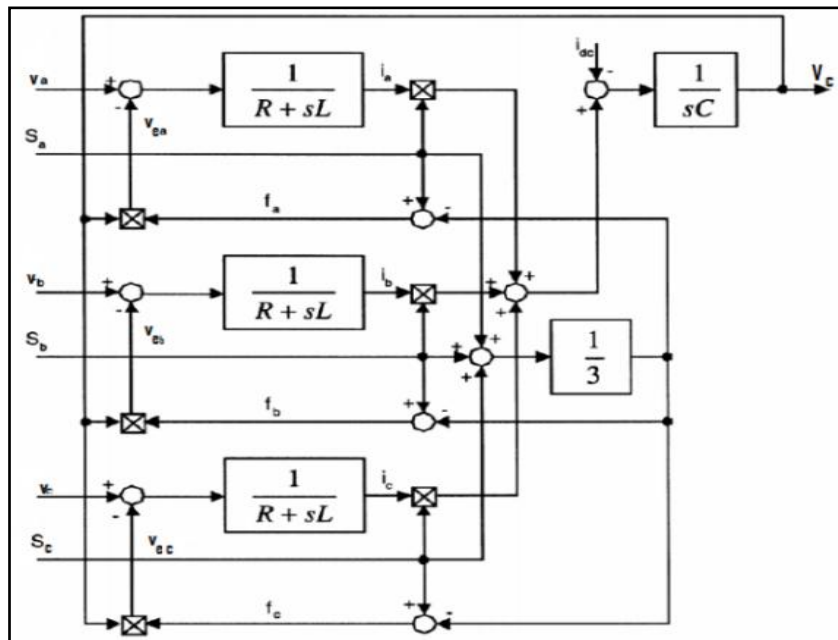


Figure IV.10 : Schéma fonctionnel du redresseur à MLI dans le référentiel triphasé abc.

D'une façon générale, le modèle mathématique d'un redresseur PWM peut être exprimé par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \left( L \frac{d}{dt} + R \right) i_n = e_n - V_{dc} \left( S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = \sum_{n=a}^c i_n S_n - i_{ch} \end{cases}$$

La combinaison de ces équations permet de représenter le schéma fonctionnel triphasé de la figure IV.10.

### IV.5.2 Modélisation dans le repère biphasé(αβ).

Pour réécrire le modèle du redresseur MLI dans le système biphasé (αβ), on utilise la théorie de la transformation triphasé / biphasé virtuel de Concordia. Ce qui donne :

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha}{dt} = e_\alpha - Ri_\alpha - V_\alpha \\ L \frac{di_\beta}{dt} = e_\beta - Ri_\beta - V_\beta \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = (S_\alpha i_\alpha + S_\beta i_\beta) - i_{ch} \end{cases} \quad \text{avec: } \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

Avec :

$$V_\alpha = S_\alpha V_{dc} \quad \text{et} \quad V_\beta = S_\beta V_{dc} \quad \text{avec: } S_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}}(2S_a - S_b - S_c) \quad \text{et} \quad S_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}(S_b - S_c)$$

De ces équations, la figure IV.11 présente le schéma fonctionnel dans le repère fixe α-β du redresseur MLI.

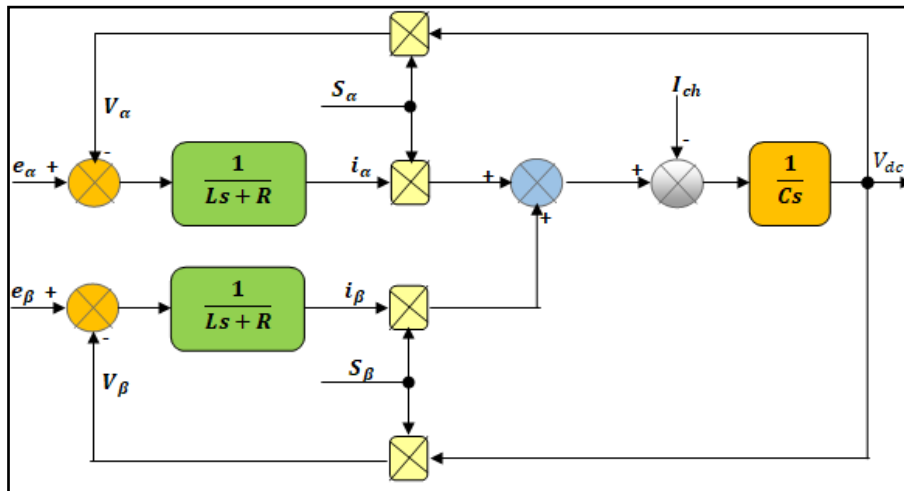


Figure IV.11: Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le système de coordonnées fixes α-β.

### IV.5.3 Modélisation dans le repère biphasé tournant(dq).

Pour effectuer la modélisation du redresseur MLI dans le repère tournant dq (repère tournant synchronisé avec la fréquence du réseau), on utilise le passage diphasé dans le référentiel fixe (αβ) au système diphasé exprimé dans le référentiel synchrone (dq). Ce passage fait appel à la matrice de rotation de Park suivante :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$$

Le modèle mathématique du redresseur MLI dans le repère synchrone (dq) devient :

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = e_d - Ri_d - V_d + L\omega i_q \\ L \frac{di_q}{dt} = e_q - Ri_q - V_q - L\omega i_d \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = (S_d i_d + S_q i_q) - i_{ch} \end{cases}$$

De ces équations, la figure IV.12 présente le schéma fonctionnel dans le repère tournant (dq) du redresseur MLI.

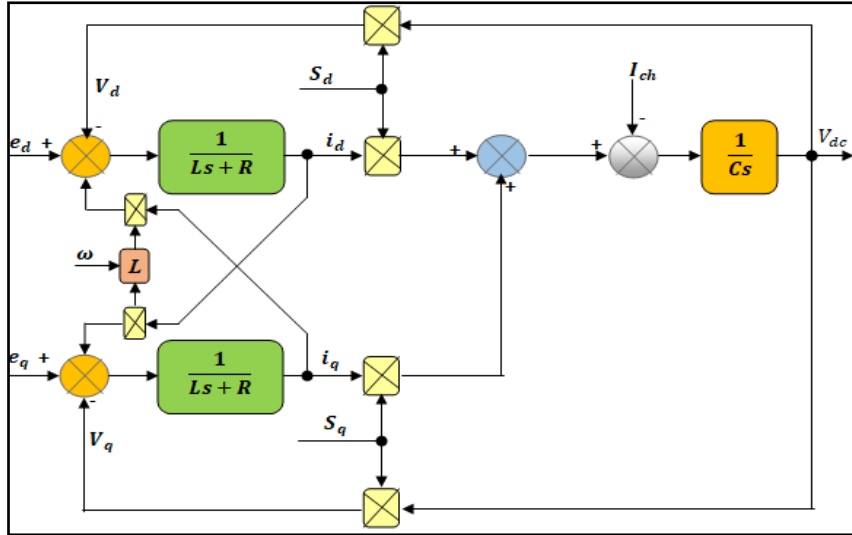


Figure IV.12: Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le système de coordonnées dq

#### IV.6 Expressions des puissances instantanées

En ce qui concerne un système triphasé équilibré, la puissance active instantanée est calculée en multipliant les tensions de ligne par les courants de ligne et en prenant le produit scalaire de ces deux vecteurs. La puissance réactive est déterminée en calculant le module du produit vectoriel de ces mêmes vecteurs. Les expressions mathématiques qui décrivent ces puissances sont les suivantes :

$$P = i^t \cdot e = [i_a \quad i_b \quad i_c] \cdot \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = i_a \cdot e_a + i_b \cdot e_b + i_c \cdot e_c$$

$$q = \|i \times e\| = \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ i_a & i_b & i_c \\ e_a & e_b & e_c \end{bmatrix} = (i_b \cdot e_c - i_c \cdot e_b)\vec{i} - (i_a \cdot e_c - i_c \cdot e_a)\vec{j} - (i_a \cdot e_b - i_b \cdot e_a)\vec{k}$$

Tenant compte des relations suivantes :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \text{ et } e_a = \frac{1}{3}(e_{ab} - e_{ca}), e_b = \frac{1}{3}(e_{bc} - e_{ab}) \text{ et } e_c = \frac{1}{3}(e_{ca} - e_{bc})$$

Le produit vectoriel devient donc :

$$i \times e = \frac{1}{3}[(e_b - e_c)i_a + (e_c - e_a)i_b + (e_a - e_b)i_c](\vec{i} + \vec{j} + \vec{k})$$

Ainsi, la puissance réactive peut être exprimée par la formule suivante :

$$q = \|i \times e\| = \frac{1}{\sqrt{3}}[(e_b - e_c)i_a + (e_c - e_a)i_b + (e_a - e_b)i_c]$$

En outre, les puissances active et réactive dans les repères (αβ) et (dq) sont respectivement données par les expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\alpha \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d & e_q \\ e_q & -e_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

#### IV.7 Stratégies de commande des redresseurs PWM

Au fil des années, l'objectif principal de la commande du redresseur à modulation de largeur d'impulsion (PWM) a été d'atteindre :

- ◆ Une forme d'onde quasi-sinusoïdale des courants absorbés.
- ◆ Un facteur de puissance proche de l'unité.
- ◆ Un taux total de distorsion harmonique en courant conforme aux normes en vigueur ( $THD \leq 5\%$ ).

Pour atteindre ces objectifs, diverses approches et stratégies de commande ont été proposées dans la littérature. Les stratégies de contrôle les plus connues sont les suivantes :

1. Stratégie de commande des courants par hystérésis : La commande décrite consiste à générer les signaux de commande en contrôlant uniquement les courants à l'aide d'un régulateur à hystérésis. Cette technique est simple à mettre en place, garantit un temps de réponse rapide en régime dynamique, ainsi qu'une stabilité et une précision satisfaisantes. Cependant, malgré ses avantages, cette technique présente un inconvénient majeur lié à la variance de la fréquence de commutation.
2. La commande par orientation du vecteur tension (VOC) et la commande par orientation du flux virtuel (VFOC) : ces techniques garantissent une dynamique élevée, performances statiques intéressantes. Les performances de ces commandes dépendent largement de la qualité de la stratégie de contrôle des boucles internes des courants.
3. Les stratégies de commande directe des puissances DPC et VF-DPC reposent sur le contrôle direct des puissances instantanées, sans avoir recours à une boucle de contrôle des courants ou à un bloc de modulation. Cela signifie que les états des interrupteurs du redresseur sont déterminés à partir d'une table de commutation qui prend en compte les erreurs instantanées entre les puissances active et réactive estimées et leurs valeurs de référence.

##### IV.7.1 Commande des courants par hystérésis

Cette stratégie a pour objectif de maintenir le courant à une valeur de référence déterminée par le contrôle de la tension continue  $V_{dc}$ . Chaque fois que le courant sort de la plage de tolérance autour de cette référence, un ordre de commutation est envoyé aux interrupteurs. La figure IV.13 illustre le principe du contrôle par hystérésis à bande fixe à deux niveaux.

La structure globale du contrôle par hystérésis des courants prélevés sur le réseau par un redresseur MLI est présentée sur la figure IV.14.

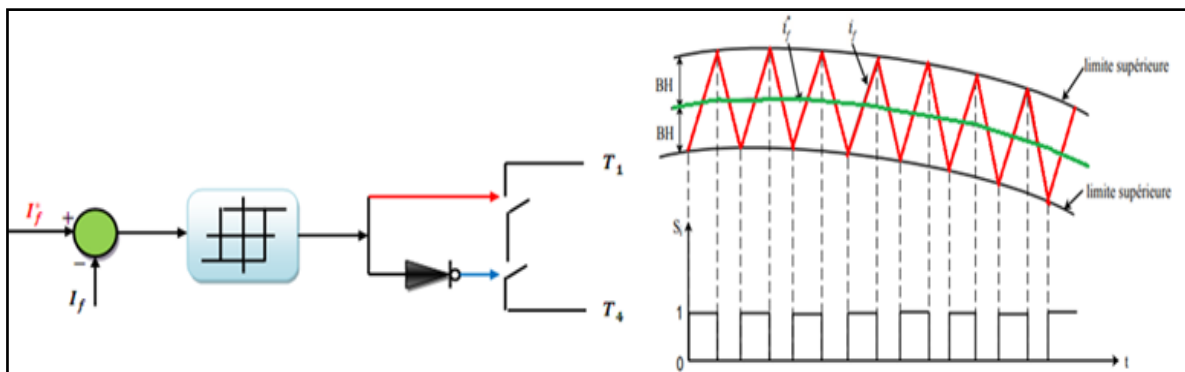


Figure IV.13 Principe de contrôle du courant et de génération des ordres de commutation par l'hystérésis

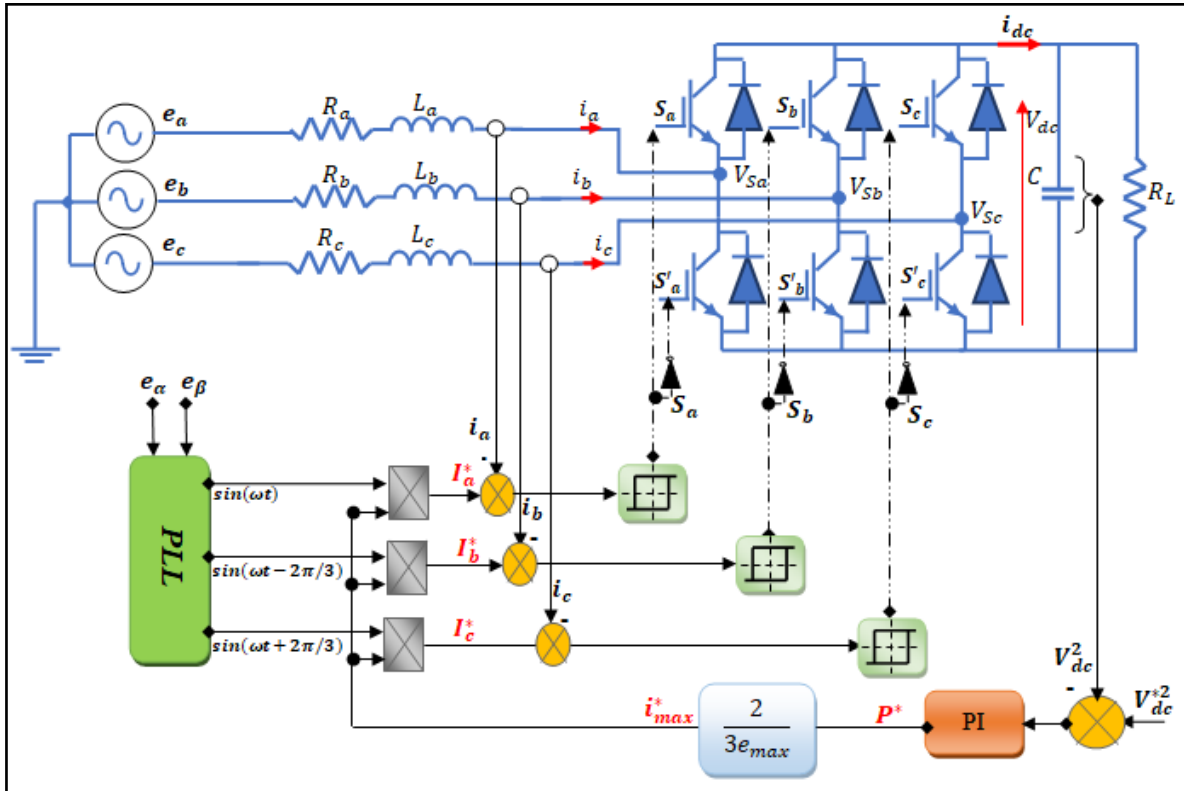


Figure IV.14 Structure du contrôle par hystérésis des courants absorbés par redresseur à MLI.

### IV.7.2 Régulation de tension du bus continu

La boucle de régulation de tension du bus continu a pour but d'assurer la stabilité de la tension à une valeur de référence prédéfinie en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. Les raisons principales de la fluctuation de cette tension peuvent être attribuées aux :

- ❖ Pertes dans les interrupteurs du convertisseur (en conduction et en commutation) et dans les inductances de couplage.
- ❖ Variation de la charge connectée au bus continu.

Dans ce cours un régulateur de type PI est utilisé pour asservir et contrôler cette tension.

En négligeant les pertes actives dans le convertisseur et les inductances de couplage, l'application du principe de conservation de la puissance donne la relation entre la puissance active débitée par le réseau et celle reçue en sortie du pont. Cette expression peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P = V_{dc} \cdot I_{dc} = \frac{3}{2} e_{max} \cdot I_{max}$$

D'autre part :

$$P = V_{dc} \cdot I_{dc} = \frac{1}{2} C \cdot \frac{dV_{dc}^2}{dt} + \frac{V_{dc}^2}{R}$$

En appliquant la transformation de la Place ( $\frac{d}{dt} = s$ ), on obtient :

$$P(s) = V_{dc} \cdot I_{dc} = \left( \frac{1}{2} C \cdot s + \frac{1}{R} \right) V_{dc}^2(s)$$

Après quelques développements, on obtiendra la fonction de transfert suivante :

$$\frac{V_{dc}^2(s)}{P(s)} = \frac{2/C}{s + \frac{2}{RC}} = \frac{A}{s + B}$$

Avec :

$$A = \frac{2}{C} \text{ et } B = \frac{2}{RC}$$

Le schéma fonctionnel de cette boucle de régulation est présenté par la figure IV. 15

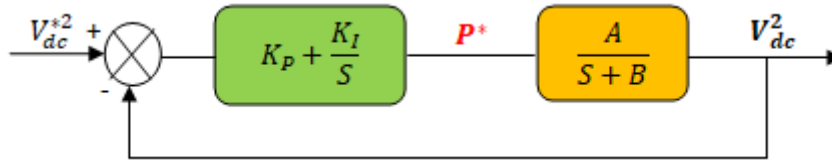


Figure IV.15 schéma fonctionnel pour contrôler la tension du bus continu

La boucle de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$FTBF(s) = \frac{\left(K_p + \frac{K_I}{S}\right) \left(\frac{A}{S+B}\right)}{1 + \left(K_p + \frac{K_I}{S}\right) \left(\frac{A}{S+B}\right)}$$

Après quelques développements, on obtient :

$$FTBF(s) = \frac{AK_p S + AK_i}{S^2 + (B + AK_p)S + AK_i}$$

Nous allons déterminer les paramètres du régulateur PI en identifiant le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF(s)), obtenue précédemment, avec celui de la fonction de transfert du deuxième ordre suivante :

$$S^2 + 2\zeta\omega_n S + \omega_n^2 = S^2 + (B + AK_p)S + AK_i$$

Alors :

$$\begin{cases} K_p = \frac{2\zeta\omega_n - B}{A} \\ K_i = \frac{\omega_n^2}{A} \end{cases}$$

$\zeta$	$\omega_n t_{rep} (5\%)$
0.4	7.7
0.5	5.3
0.6	5.2
0.7	3
1	4.75

En choisissant un coefficient d'amortissement selon le tableau ci-dessus et le temps de réponse  $t_{rep}$  désiré, on aura les valeurs de  $K_p$  et  $K_i$ .

Afin de vérifier l'efficacité de la stratégie de commande étudiée et présentée dans ces cours (la commande à hystérésis), ainsi que le rôle du redresseur PWM dans l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique, nous allons effectuer une simulation à l'aide du logiciel MATLAB. Les résultats de cette simulation sont présentés par les figures suivantes :

La figure IV.16 illustre le courant de la première phase ainsi leur spectre harmonique avant la compensation (le redresseur MLI se comporte comme un pont à diode).

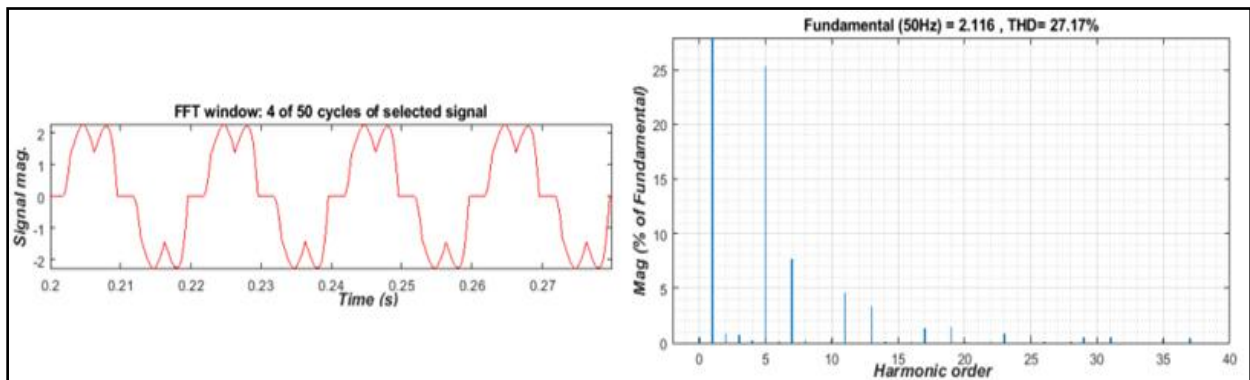


Figure IV.16. Le courant  $I_{sa}$  de la première phase et son spectre harmonique.

Le taux de distorsion harmonique en courant (THD) pour cette charge est de  $THD=27,17\%$ . Toutefois, les normes internationales en vigueur, telles que IEEE 519 exigent que ce taux soit ramené à une valeur inférieure à  $5\%$ , d'où l'objectif de la compensation.

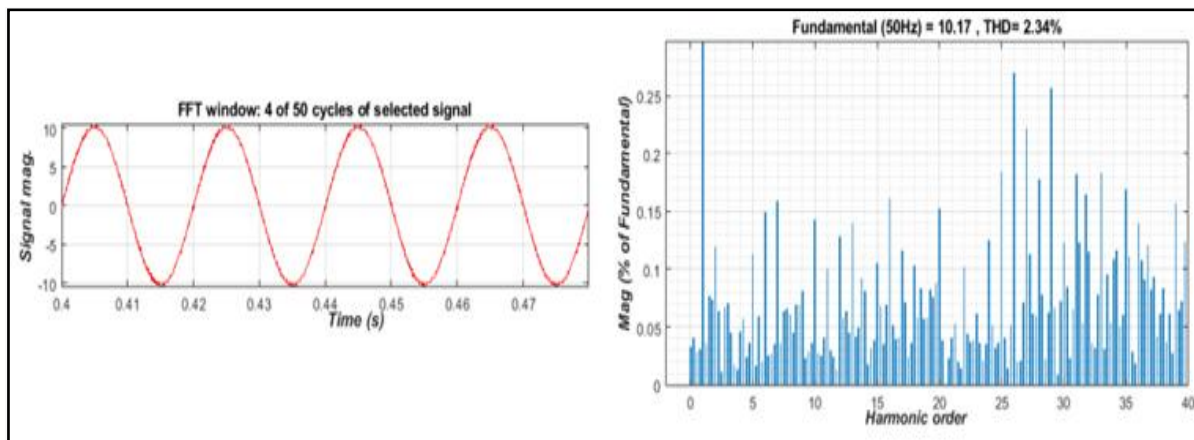


Figure IV.17 courant et son spectre harmonique après compensation

La figure IV.17 illustre l'allure du courant de la première phase et son spectre harmonique après cette compensation. Nous avons réussi à réduire le THD en courant de manière significative, à un niveau de  $THD=2,34\%$ , ce qui respecte les normes internationales.

Les figures : IV.18, IV.19 et IV.20 présentent les résultats de simulation obtenue après compensation.

L'analyse des résultats de simulations obtenues, nous permet de constater que :

- ✚ Les courants du réseau  $I_s$  suivent correctement leurs références avec une forme sinusoïdale comme le montre la figure IV.18.
- ✚ des courants du réseau en phase avec la tension d'alimentation, ce qui prouve une compensation totale de la puissance réactive et un fonctionnement à un facteur de puissance unitaire (figure IV.19).
- ✚ Même en présence d'une variation de la charge, la tension du bus continu  $V_{dc}$  suit sa référence de manière précise avec une faible ondulation, comme l'indiqué la Figure IV.20.

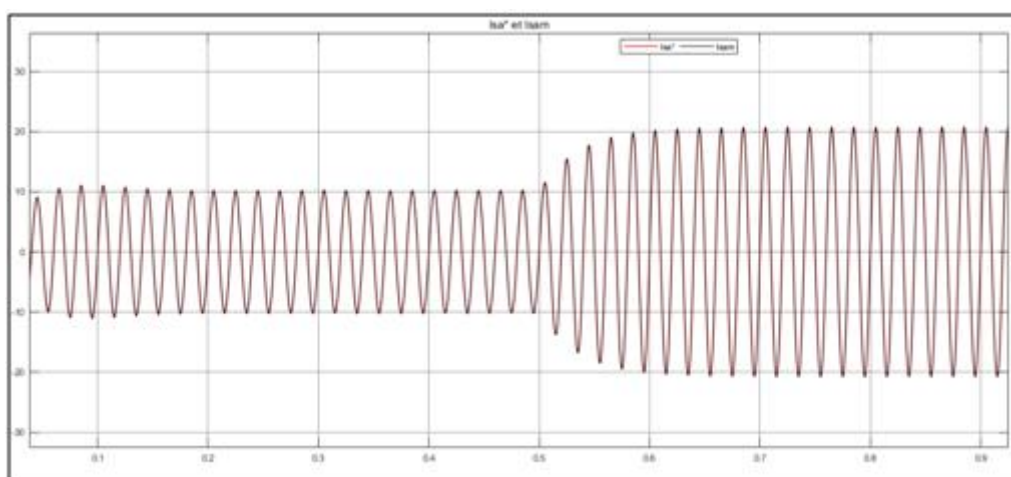


Figure IV.18 le courant de la première phase et leur référence

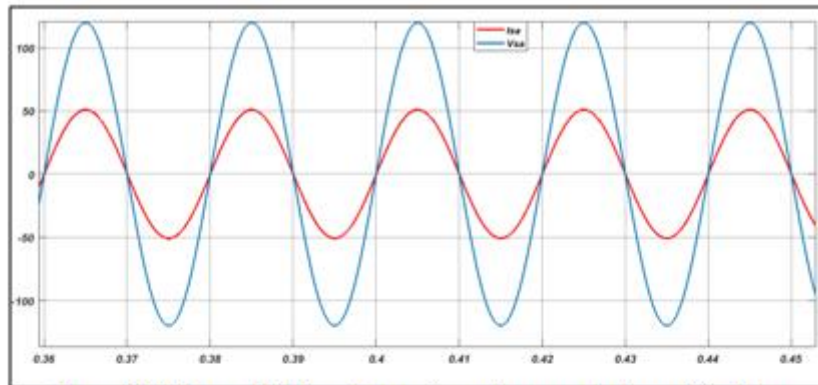


Figure IV.19 Zoom de l'allure de la tension et le courant de la première phase

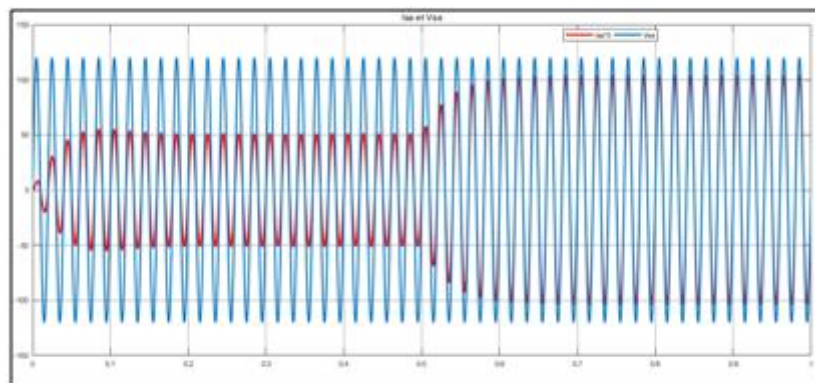


Figure IV.19 la tension et le courant de la première phase

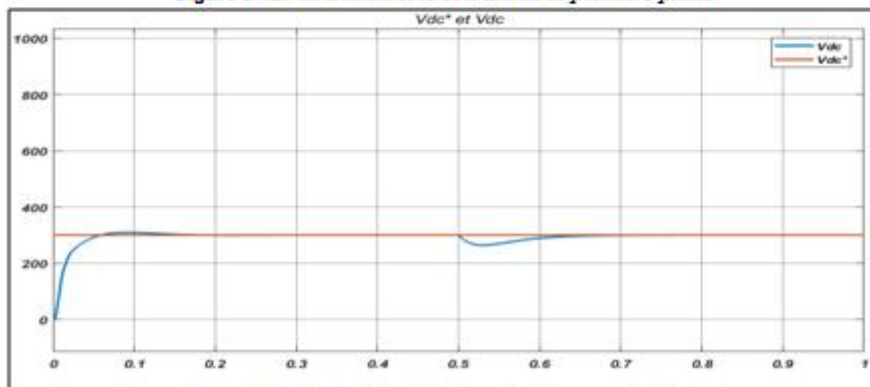


Figure IV.20 la tension du bus continu  $V_{dc}$  et sa référence

## IV.8 Solutions Correctives :

Comme mentionné précédemment, les solutions correctives consistent à supprimer les harmoniques créés par les charges non-linéaire. Dans ce contexte, on distingue deux types de filtres, classés selon leur construction : les filtres passifs, qui reposent sur des composants passifs tels que des inductances et des condensateurs, et les filtres actifs, qui sont basés sur des convertisseurs statiques, généralement des onduleurs de tension ou de courant.

### IV.8.1 Filtre Passif :

Les filtres passif sont les premiers dispositifs employés pour supprimer les harmoniques, et sont constitués d'éléments passifs. En général, ils sont reliés en parallèle avec les charges non-linéaires (telles que les redresseurs à diodes ou à thyristors, les fours à arcs électriques, etc.) afin d'améliorer la qualité de l'énergie électrique. Leur fonctionnement consiste à capturer les courants harmoniques pour empêcher leur propagation dans le reste du réseau.

Un filtre passif se caractérise par son rang d'accord, sa puissance réactive ainsi que son facteur de qualité.

- **Rang d'accord:** Le rang d'accord  $h_a$  se réfère au multiple, qu'il soit entier ou non, de la fréquence nominale du réseau pour lequel l'impédance du filtre LC est la plus faible.
- **Puissance réactive renvoyée au réseau:** La puissance réactive du filtre passif est définie par l'expression ci-dessous:

$$Q_{LC} = -\text{Imag} \left( \frac{U_{\omega_f}^2}{Z_{\omega_f\_LC}} \right)$$

Où  $U_{\omega_f}$  et  $Z_{\omega_f\_LC}$  sont la tension composée du réseau et l'impédance du filtre à la fréquence fondamentale.

- **Facteur de qualité:** Le facteur de qualité ( $F_Q$ ) est inversement proportionnel au facteur d'amortissement ( $\xi$ ) du système du deuxième ordre constitué par le filtre. Il correspond à la surtension obtenue pour la réponse à un échelon:

$$F_Q = \frac{1}{2\xi}$$

Plusieurs configurations de filtres passifs ont été développés, les plus couramment rencontrées sont : le filtre passif résonant et le filtre passif amortie. Ces filtres sont illustrés par la figure IV.21.

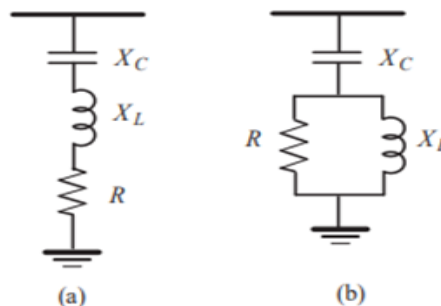


Figure IV.21. a Filtre passif résonnant, b Filtre passif amortie.

**A. Filtre passif résonnant :** Ce type de filtre est illustré par figure 21 (a), généralement il présente une impédance très faible à la fréquence d'accord. Ce filtre est très sélectif et sert à atténuer fortement les harmoniques de rang déterminé, généralement le 5 et le 7.

L'impédance d'un filtre passif résonnant est donnée par l'expression suivante en négligeant la résistance interne de l'inductance R:

$$Z(\omega) = \frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2 + j\left(\frac{L\omega_a}{R}\right)\frac{\omega}{\omega_a}}{jC\omega} \quad \text{avec } \omega_a = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad \text{est la pulsation de résonance}$$

Le facteur de qualité dans ce cas devient :

$$F_Q = \frac{1}{2\xi} = \frac{L\omega_1 h_a}{R}$$

La valeur typique de facteur de qualité est choisie dans la plage [30 - 60]. En négligeant la résistance du filtre.

La puissance réactive renvoyée au réseau est définie par la relation suivante :

$$Q = \frac{C\omega_1 U^2}{1 - \left(\frac{1}{h_a}\right)^2} \quad \text{avec } U \text{ est la tension composée}$$

Le module d'impédance d'un filtre résonnant accordé sur le rang 5 est donné à la figure. IV.22. Le facteur de qualité considéré est 50.

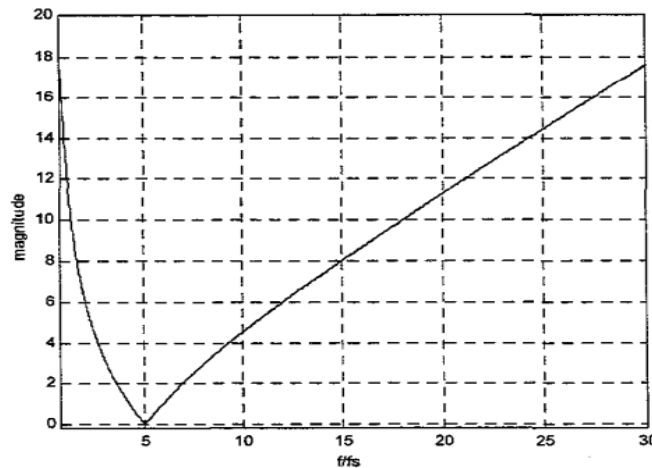


Figure IV.22 Module de l'impédance d'un filtre résonnant raccordé au rang 5 en fonction de  $f/f_a$

Cette réponse montre que l'impédance du filtre est pratiquement nulle à la fréquence de résonance  $h = 5$  (en fait, elle est exactement égale à  $R$ ), ce qui crée un filtre pour l'harmonique d'ordre 5. Pour les harmoniques d'ordre inférieur à 5, le filtre est capacitif, compensant ainsi la puissance réactive, tandis que pour les harmoniques d'ordre supérieur à 5, il devient inductif et absorbe la puissance réactive. À la fréquence fondamentale, l'impédance du filtre correspond à la capacité  $Var$  du filtre.

**B. Filtre passif amorti :** Ce filtre est présenté par la Figure IV.23. (b) (filtre passe-haut du second ordre) possède une impédance faible pour les harmoniques aux fréquences supérieures ou égales à sa fréquence d'accord. le filtre passif amorti est généralement utilisé pour l'atténuation de l'ensemble des harmoniques de rang élevé ( $>11$ ).

L'impédance d'un filtre passif amorti est donnée par la relation suivante :

$$Z(\omega) = \frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2 + j\left(\frac{L\omega_a}{R}\right)\frac{\omega}{\omega_a}}{jRC\omega - \left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2} . R$$

Le facteur de qualité du filtre devient :

$$F_Q = \frac{R}{L\omega_1 h_a}$$

La valeur du facteur de qualité dans ce cas est typiquement choisie dans la fourchette [0.5-5]. En négligeant les effets résistifs sur le fondamental, la puissance réactive renvoyée au réseau est donc :

$$Q = \frac{C\omega_1 U^2}{1 - \left(\frac{1}{h_a}\right)^2} \quad \text{avec } U \text{ est la tension composée}$$

L'impédance d'un filtre amorti, de facteur de qualité 2, en fonction de la pulsation est donnée à la figure IV.27.

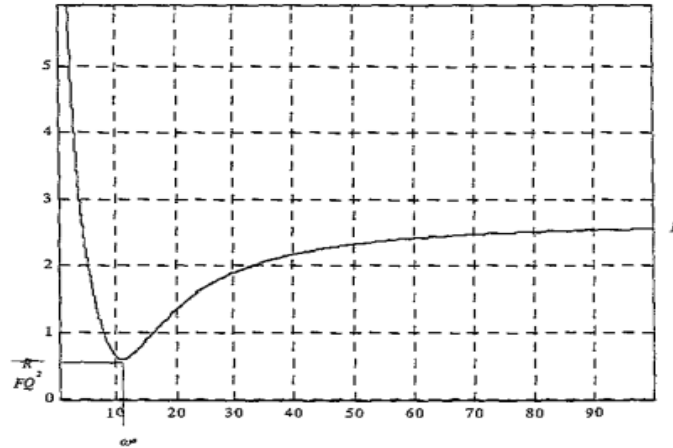


Figure. IV.23 Module de l'impédance d'un filtre passif amorti en fonction de  $f/f_a$

Lorsque le facteur de qualité est supérieur à 2, l'impédance du filtre à la fréquence de résonance peut être estimée à  $R/FQ^2$ . Bien que l'efficacité d'un filtre amorti soit inférieure à celle d'un filtre résonant à la fréquence de résonance, le filtre amorti reste efficace pour les fréquences supérieures à la fréquence de résonance.

### VI.9 Résonance parallèle ou antirésonance

La présence d'un ensemble de condensateurs et d'inductances à un point de réseau détermine l'impédance vue par ce point. Celle-ci s'exprime par le rapport de deux polynômes de fréquence, dont les zéros représentent les fréquences de résonance (minimum du module de l'impédance) et les pôles représentent les fréquences d'antirésonance (maximum du module de l'impédance). La Figure IV.24 montre qu'une fréquence d'antirésonance existe au point de raccordement, grâce au filtre résonnant qui y est raccordé.

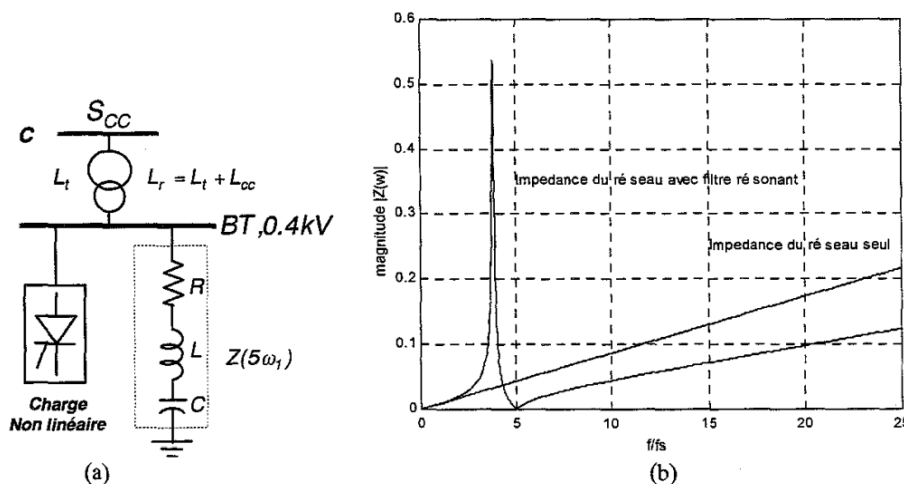


Figure IV.24. a) Connexion d'un filtre résonnant sur le réseau. b) Allure de l'impédance du réseau au point de raccordement du filtre en fonction de  $f/f_a$

L'impédance du filtre associé au réseau est donnée par la relation suivante:

$$Z(\omega) = \frac{jL_r\omega(1 - LC\omega^2)}{1 - (L_r + L)C\omega^2}$$

Le module de cette impédance est représenté à la Figure IV.24.b. Deux pulsations peuvent être remarquées sur cette courbe :

❖ Résonance du filtre à la pulsation :

$$|Z(\omega_a)| = 0 \Rightarrow \omega_a = 2\pi f_a = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

❖ Antirésonance du filtre à la pulsation :

$$|Z(\omega_{ar})| = \infty \Rightarrow \omega_{ar} = 2\pi f_{ar} = \frac{1}{\sqrt{(L_r + L)C}}$$

Lorsque le courant harmonique à la pulsation  $\omega_{ar}$  est faible, la surtension harmonique est très élevée. On peut pratiquement obtenir le rang de l'antirésonance par l'équation suivante:

$$h_{ar} = \frac{h_a}{\sqrt{1 + \frac{Q(h_a^2 - 1)}{S_{cc}}}}$$

Où :  $h_{ar}$  et  $S_{cc}$  sont respectivement : le rang de l'antirésonance et la puissance de court-circuit du réseau. La précédente montre que la fréquence d'antirésonance avec le réseau est toujours inférieure à la fréquence d'accord du filtre.

La figure IV.25 illustre l'impédance globale au point de raccordement d'un filtre amorti raccordé au réseau.

La présence de la résistance d'amortissement a les effets suivants:

- ✚ Atténuation de l'amplitude de l'impédance à la pulsation d'antirésonance.
- ✚ L'impédance du filtre au rang d'accord n'est pas nulle et donc le filtrage est moins efficace.
- ✚ La courbe de réponse du filtre est plus étalée et les harmoniques aux rangs élevés sont aussi filtrés.
- ✚ Les pertes du filtre sont augmentées.

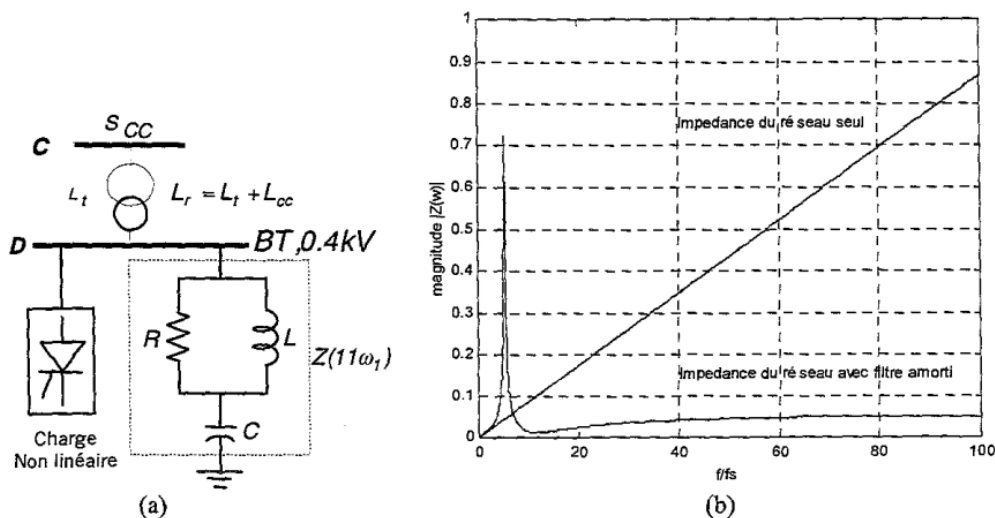


Figure IV.25 a) Raccordement d'un filtre amorti au réseau, Allure de l'impédance du réseau au point de raccordement du filtre en fonction de  $f/f_a$

Bien que ces filtres soient largement utilisés dans l'industrie, ils ont quelques inconvénients notables qui peuvent être énumérés comme suit :

- ❖ Atténuation des signaux : Les filtres passifs peuvent atténuer les signaux dans la bande passante souhaitée, ce qui peut entraîner une perte d'informations utiles.
- ❖ Résonance : Les filtres passifs peuvent créer des résonances non désirées dans le circuit, ce qui peut entraîner des pics de tension ou de courant.
- ❖ Sensibilité à la charge : Les caractéristiques du filtre passif peuvent varier en fonction de la charge du circuit. Cela peut rendre difficile la conception d'un filtre passif qui fonctionne de manière fiable sur une plage de charges différente.
- ❖ Composants physiques : Les filtres passifs sont généralement composés de résistances, de condensateurs et d'inductances. Ces composants ont une tolérance limitée, ce qui peut entraîner des variations de performance du filtre passif.
- ❖ Taille et encombrement : Les filtres passifs peuvent être relativement volumineux et encombrants, en particulier pour des applications qui nécessitent des filtres de grande taille.

**IV.9.a Exercice N°1:**

Considérons le montage redresseur alimenté par un réseau de 230V-50Hz de la figure IV.26, où les thyristors sont commandés avec un retard à l'amorçage noté  $\alpha$ . Dans ce montage, le courant dans la charge est supposé parfaitement lissé  $i_C = I_{C0}$ . La valeur de R est ajustée, afin de maintenir une valeur moyenne de courant de  $I_{C0} = 5A$  dans la charge. La valeur de l'inductance est  $L=0.3H$ .

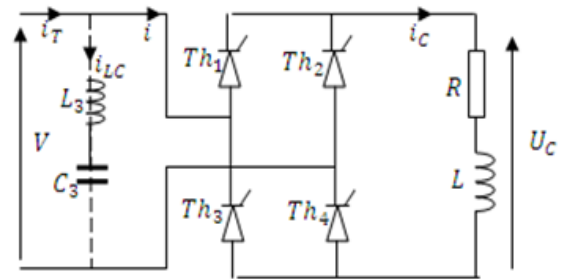


Figure IV.26 Redresseur à thyristors

**A. Etude Sans Filtre d'harmoniques**

1. Représenter les formes d'onde de  $U_C(t), i_C(t)$  pour  $\alpha = 60^\circ$ .
2. Exprimer la valeur moyenne  $U_{C0}$  de la tension redressée  $U_C(t)$  en fonction de la valeur efficace V d'une tension simple du réseau. Calculer  $U_{C0}$  pour  $\alpha = 60^\circ$ .
3. Dimensionner la résistance R pour que  $I_{C0} = 5A$ .
4. On donne la valeur efficace du courant  $i(t)$  appelé au réseau  $I = I_{C0}$ . Calculer : le facteur de puissance du montage pour  $\alpha = 60^\circ$ .
5. Calculer le développement en série de fourrier du courant  $i(t)$  appelé au réseau et remplir le tableau qui suit en fonction des valeurs de k.

k	0	1	2	3
n (R.H)	1	3	5	7
Fréquence				
$B_n$ ou $b_{2k+1}$				
$B_n/\sqrt{2}$				

6. Ecrire le courant  $i(t)$  sous la forme d'une suite en série de Fourier.

7. Déduire les expressions des puissances active P, réactive Q et déformante D fournées par le réseau. Calculer P, Q et D pour  $\alpha = 60^\circ$ .

**B. Etude Avec Filtre d'harmoniques :**

Pour  $\alpha = 60^\circ$ , on ajoute le filtre d'harmoniques dont le double rôle est de compenser la puissance réactive et de supprimer l'harmonique d'ordre 3.

1. Ecrire la relation entre  $L_3, C_3, \omega, V$  et  $Q$  pour que le filtre  $L_3, C_3$  compense exactement la puissance réactive absorbée par le montage.
2. Ecrire une deuxième relation entre  $L_3, C_3$  et  $3\omega$  pour que le filtre soit accordé sur l'harmonique 3.
3. Calculer les valeurs numériques de  $L_3, C_3$ .

**IV.9.b Solution de l'exercice N°1:**

**A. Etude Sans Filtre d'harmoniques**

1. les formes d'onde de  $U_C(t), i_C(t)$  pour  $\alpha = 60^\circ$  sont représentées par la figure IV.27 en utilisant l'analyse de circuit comme suit :

Le montage présent deux phases du fonctionnement : Th1-Th4 passants et Th2-Th3 passant.

- ◆ dans la phase de fonctionnement Th1-Th4 passants on aura:

$$U_c = V, \quad i = i_c, \quad V_{Th2} = -V$$

- ◆ dans la phase de fonctionnement Th2-Th3 passants on aura:

$$U_c = -V, \quad i = -i_c, \quad V_{Th2} = 0$$

D'où alors les forme d'ondes allures de la tension  $U_C(t)$  et celle du courant  $i_C(t)$

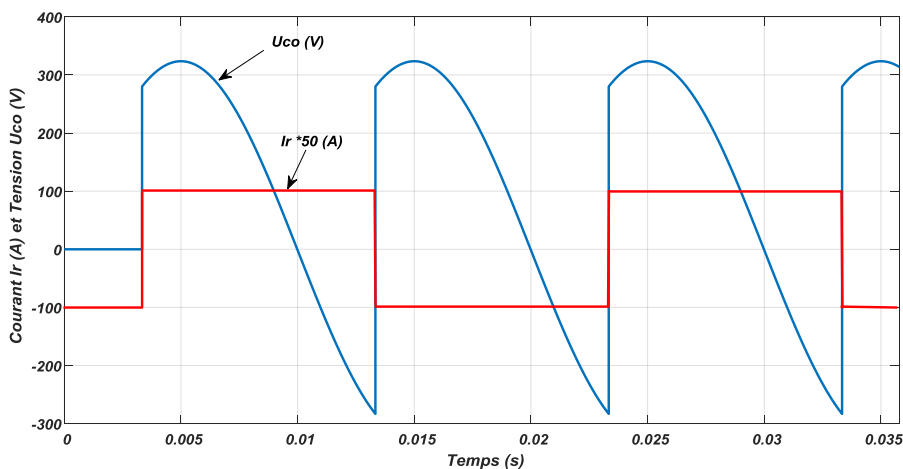


Figure IV. 27 Allures de la tension  $U_{co}$  et le courant  $I_r$

2. La valeur moyenne  $U_{C0}$  de la tension redressée  $U_C(t)$  en fonction de la valeur efficace V d'une tension simple du réseau est donnée par l'expression suivante :

$$U_{co} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_c(\theta) d\theta = \frac{2}{2\pi} \int_\alpha^{\pi+\alpha} V_{Max} \sin(\theta) d\theta = \frac{2V_{Max}}{\pi} \cos(\alpha) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \cos(\alpha)$$

Pour  $\alpha = 60^\circ$ , la tension moyenne  $U_{co} = 103.53V$

3. la valeur de la résistance R pour que  $I_{C0} = 5A$  est calculée comme suit :

Comme la valeur moyenne du courant aux bornes de l'inductance est égale à zéro ( $L \frac{di}{dt} = 0$ ), on aura donc :

$$R = \frac{U_{co}}{I_{C0}} = \frac{103.53}{5} \Rightarrow R = 20.7\Omega$$

4. calcul du facteur de puissance  $f_p$  :

$$f_p = \frac{P}{S} = \frac{U_{co} * I_{co}}{V * I_r} = \frac{2\sqrt{2}VI_{co}}{\pi * V * I_r} \cos(\alpha) \Rightarrow f_p = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos(\alpha) \Rightarrow f_p = 0.45$$

5. Le développement en série de fourrier du courant  $i(t)$  appelé au réseau est obtenu comme suit :

L'analyse de la fonction du courant présentée par la figure IV.27, montre que : la fonction  $i(t)$  est impaire ( $i(-t) = -i(t)$ ) et admet une symétrie de glissement, le développement en série de Fourier ne présente alors que les termes impaire de  $b_{(2k+1)}$ .

$$b_{(2k+1)} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} I_{co} \sin((2k+1)t) dt$$

Après développement :

$$b_{(2k+1)} = \frac{4I_{co}}{\pi(2k+1)}$$

Le tableau suivant donne les valeurs numériques de chaque harmonique, en remplaçant les valeurs de  $k$  et celle du courant  $I_{co}$  :

Le courant  $i(t)$  peut s'écrire donc comme suit :

$$i(t) = 4.5\sqrt{2} \sin(\omega t) + 1.5\sqrt{2} \sin(3\omega t) + 0.9\sqrt{2} \sin(5\omega t) + 0.64\sqrt{2} \sin(7\omega t) + \dots$$

k	0	1	2	3
n (R.H)	1	3	5	7
Fréquence (Hz)	50	150	250	350
$B_n$ ou $b_{2k+1}$	6.37	2.12	1.27	0.91
$B_n/\sqrt{2}$	<b>4.5</b>	<b>1.5</b>	<b>0.9</b>	<b>0.64</b>

6. Calcul des puissances active (P), réactive (Q) et déformante (D) :

$$P = VI_1 \cos(\alpha) = V \cdot \frac{4I_{co}}{\pi\sqrt{2}} \cos(\alpha) = U_{co} I_{co} \cos(\alpha) \Rightarrow P = 518 \text{ W}$$

$$Q = VI_1 \sin(\alpha) = V \cdot \frac{4I_{co}}{\pi\sqrt{2}} \sin(\alpha) = U_{co} I_{co} \sin(\alpha) \Rightarrow Q = 896 \text{ Var}$$

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} = \sqrt{(VI)^2 - (U_{co} I_{co})^2} = VI \sqrt{1 - \frac{8}{\pi^2}} \Rightarrow D = 501 \text{ VAD}$$

**B. Etude Avec Filtre d'harmoniques :**

1. La relation entre  $L_3, C_3, \omega, V$  et  $Q$  pour que le filtre  $L_3, C_3$  compense exactement la puissance réactive absorbée par le montage est donnée comme suit :

Dans ce, le filtre passif doit avoir un comportement capacitif, donc :

$$Q = \frac{V^2}{\left(\frac{1}{C_3\omega} - L_3\omega\right)}$$

2. la deuxième relation entre  $L_3, C_3$  et  $3\omega$  pour que le filtre soit accordé sur l'harmonique 3 :

A la résonance à la pulsation  $3\omega$ , on a :

$$3L_3\omega = \frac{1}{3C_3\omega}$$

3. Calcul des valeurs numériques de  $L_3, C_3$ .

On a :

$$\begin{cases} Q = \frac{V^2}{\left(\frac{1}{C_3\omega} - L_3\omega\right)} \\ L_3 \cdot 3\omega = \frac{1}{C_3\omega} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} L_3\omega = \frac{1}{C_3\omega} - \frac{V^2}{Q} \\ 9L_3C_3\omega^2 = 9C_3\omega\left(\frac{1}{C_3\omega} - \frac{V^2}{Q}\right) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} C_3 = \frac{8}{9\omega\frac{V^2}{Q}} \Rightarrow C_3 = 47.6\mu F \\ L_3 = 23.5mH \end{cases}$$

Les figures IV.28 et IV.29 illustrent l'allure du courant côté source et son spectre harmonique avant et après compensation. Lorsqu'un filtre est ajouté en parallèle, comme indiqué dans la figure IV.32, l'harmonique d'ordre 3 est éliminée et la puissance réactive consommée est compensée, entraînant une modification de l'allure du courant côté source, comme indiqué dans la figure IV.26.

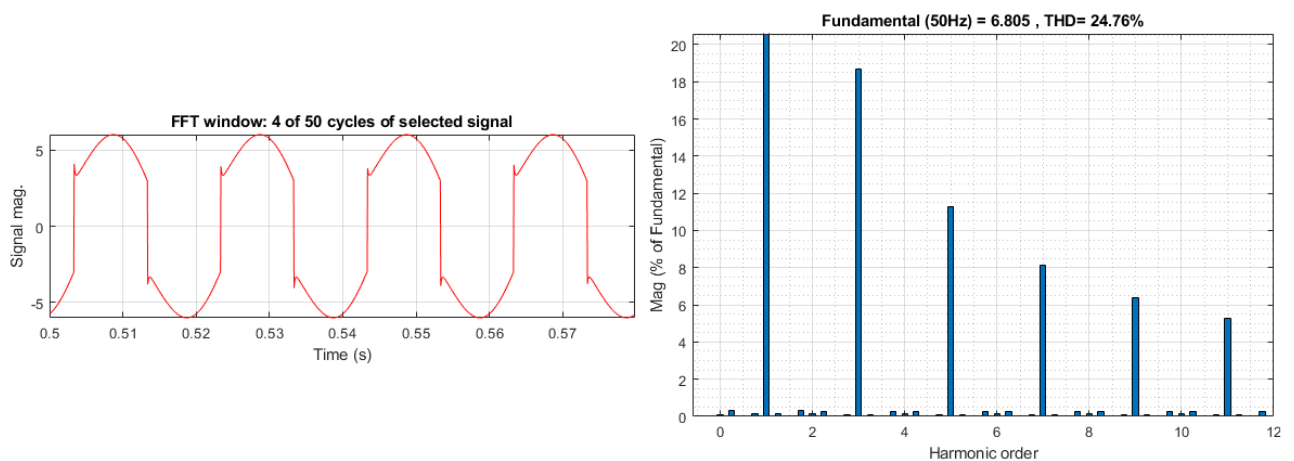


Figure IV.28 Courant de la source et son spectre harmonique avant compensation

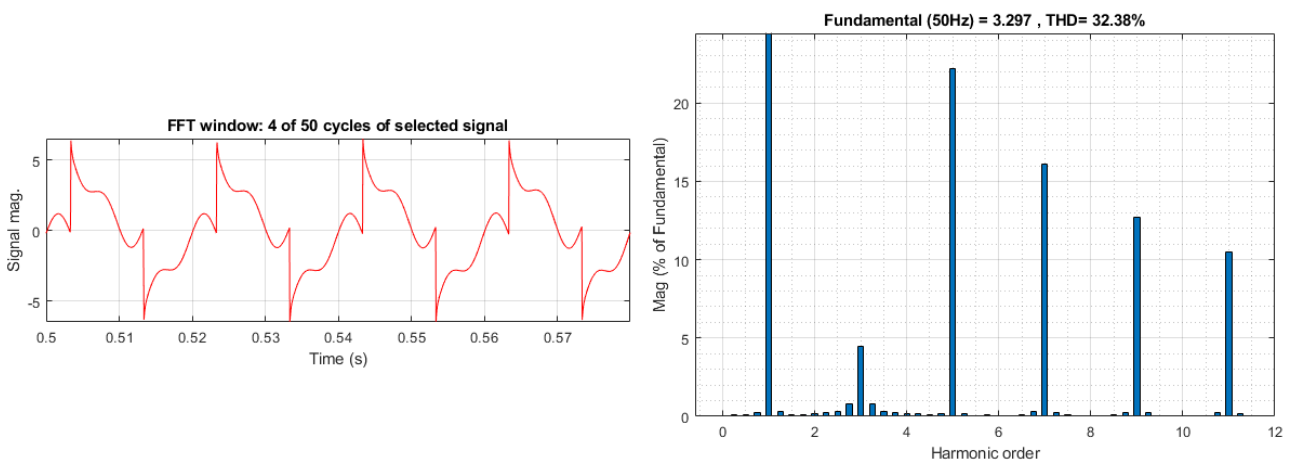


Figure IV.29 Courant de la source et son spectre harmonique après compensation

### IV.10 Filtre Actif :

L'apparition et le développement de nouveaux composants semi-conducteurs tels que les thyristors GTO et les transistors IGBT ont ouvert la voie à de nouvelles solutions adaptatives pour faire face aux variations et aux perturbations des réseaux électriques. Les filtres actifs, qui reposent sur ces technologies, ont pour objectif de compenser en temps réel les perturbations présentes dans les réseaux électriques, en complément des méthodes traditionnelles.

Dans cette section du cours, nous allons examiner les principales structures et topologies des filtres actifs qui ont été proposées dans la littérature. Ces structures comprennent les filtres actifs parallèles, série, combinés parallèle-série, ainsi que les structures hybrides actif-passif. Il convient également de mentionner l'existence d'une autre topologie de filtres actifs, conçue pour compenser les courants harmoniques dans les applications de grande puissance où le réseau est confronté à des courants harmoniques trop puissants. Cette dernière est basée sur le concept de multi-convertisseurs, généralement appelé Filtre actif modulaire.

Les filtres actifs présentent plusieurs avantages par rapport aux filtres passifs, notamment :

- ◆ Une taille physique plus réduite.
- ◆ Une capacité de filtrage supérieure.
- ◆ Une flexibilité et adaptabilité accrues.

Cependant, ces filtres ont également quelques inconvénients, tels que leur coût élevé, ce qui a limité leur utilisation dans l'industrie, ainsi que des pertes plus élevées.

### IV.11. Topologies des Filtres actifs

Les filtres actifs sont présentés comme des solutions efficaces pour dépolluer les réseaux électriques et garantir aux consommateurs une alimentation électrique de bonne qualité, même dans des conditions de fonctionnement perturbées. Les plus couramment utilisés sont :

- ✚ Le filtre actif parallèle (FAP).
- ✚ Le filtre actif série (FAS).
- ✚ Le filtre actif hybride (UPQC).
- ✚ Le filtre hybride (association des filtres actifs que se soit parallèle ou série et des filtres passifs).
- ✚ Le filtre actif modulaire.

#### IV.11.1 Filtre actif parallèle

Le Filtre Actif de Puissance parallèle, est un onduleur connecté en parallèle avec le réseau via un filtre de découplage (résistance et inductance). Son rôle est de générer des courants harmoniques en temps réel, égaux en amplitude mais en opposition de phase à ceux générés par les charges non linéaires. De plus, le FAP est capable de compenser la puissance réactive consommée. La Figure IV.30 présente le schéma de principe du FAP.

#### IV.11.2 Filtre Actif Série

Contrairement au filtre actif parallèle, le filtre actif série est un dispositif connecté en série via un transformateur entre la source d'énergie et les charges électriques, comme indiqué sur la Figure IV.31. Le rôle du FAS est de créer une impédance en série avec le réseau qui est nulle pour le signal fondamental mais de valeur élevée pour les harmoniques. Ainsi, les courants harmoniques sont isolés et ne peuvent pas se propager vers la source ou la charge. Le FAS agit comme une source de tension contrôlable en temps réel qui neutralise les perturbations telles que les surtensions, les harmoniques en tension, les déséquilibres et les creux de tension etc.

Cependant, le FAS ne permet pas d'éliminer les courants harmoniques absorbés par la charge. De plus, cette topologie nécessite une protection complexe contre les courts-circuits du réseau, car en cas de court-circuit côté réseau, celui-ci peut être soumis à un courant de court-circuit élevé. Enfin, la capacité du filtre actif doit être dimensionnée en fonction de la puissance totale de la charge à laquelle il est connecté.

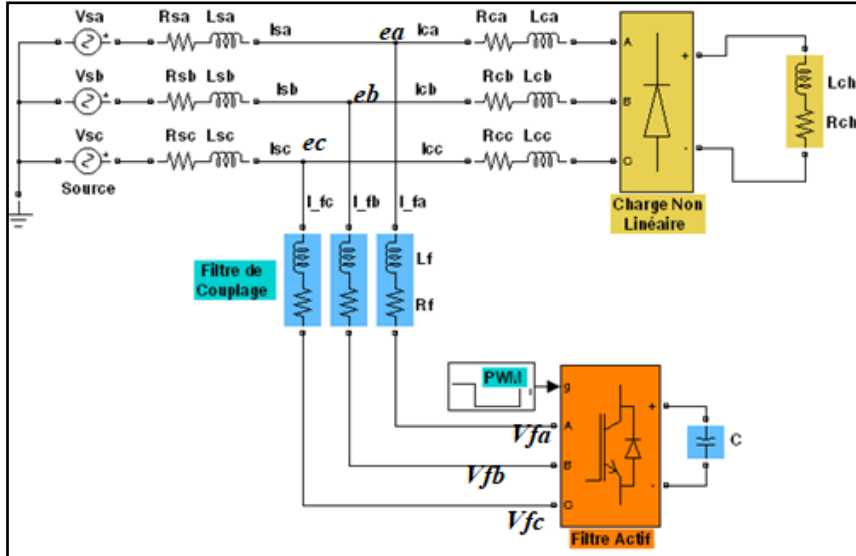


Figure IV. 30 Filtre Actif Parallèle

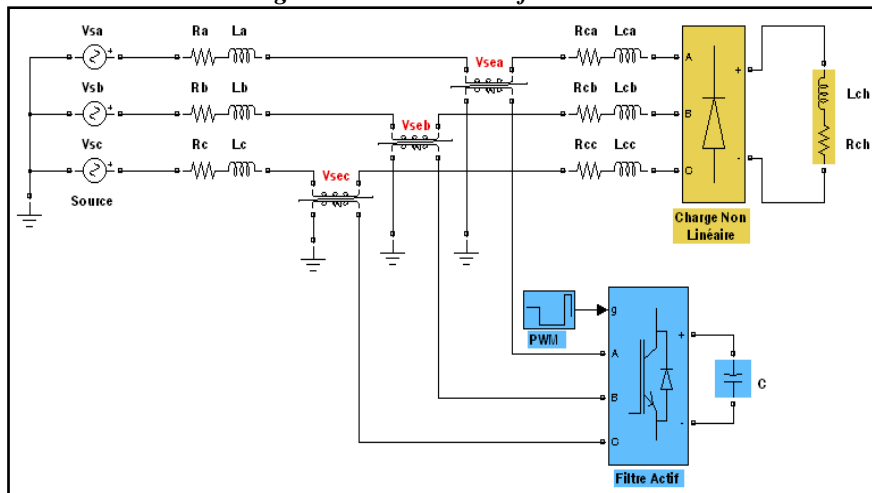


Figure IV.31 Filtre Actif Série

### IV.11.3 Filtre actif hybride (UPQC)

En se basant sur les informations précédentes, il est clair que ni le FAP ni le FAS ne peuvent fournir un filtrage complet capable de produire une tension sinusoïdale et un courant sans harmoniques du côté du réseau. Pour atteindre cet objectif, une combinaison des deux filtres est nécessaire, c'est-à-dire le FAP et le FAS, comme illustré sur la Figure IV.32. Cette nouvelle solution est connue sous le nom d'UPQC (Unified Power Quality Conditioner) ou combinaison parallèle-série.

L'UPQC offre les avantages combinés des filtres actifs série et parallèle, permettant ainsi de réaliser simultanément l'isolation harmonique (tension ou courant) entre la source et la charge, ainsi que la compensation des différents types de perturbations, notamment les harmoniques de courant et de tension, les creux de tension, les surtensions, les déséquilibres de tension et la puissance réactive.

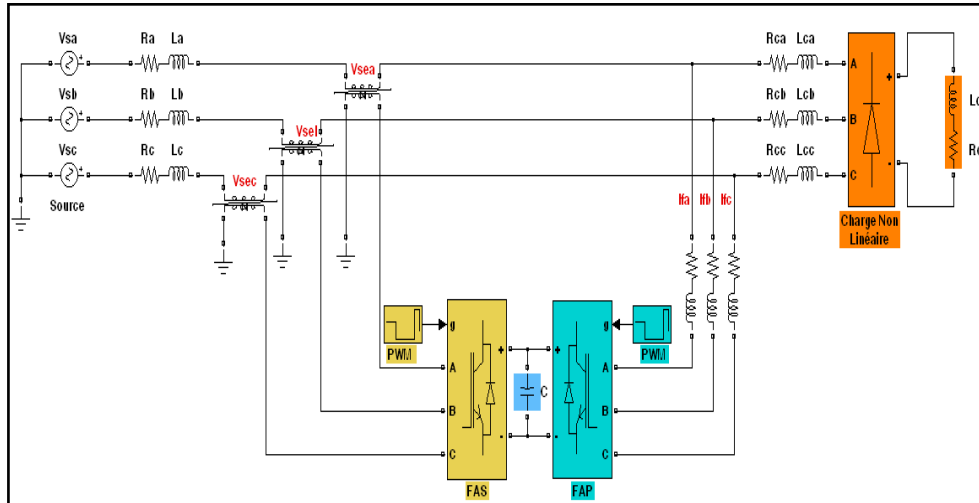


Figure IV.32: Combinaison Parallèle-Série Actifs (UPQC)

#### IV.11.4 Filtres Hybride (Combinaison Filtre Actif et Filtre Passif)

Les filtres actifs ont attiré une grande attention en raison de leurs performances de filtrage, cependant leur utilisation industrielle est limitée en raison de leur coût élevé par rapport aux filtres passifs. Afin de réduire le coût des filtres actifs, une nouvelle structure de filtres, appelée filtre hybride, a été développée. Cette structure combine un filtre actif de faible puissance à des filtres passifs pour optimiser les performances de filtrage et réduire les coûts. Dans un filtre hybride, le filtre actif maintient et améliore les performances de filtrage en fonction des variations de la charge et du réseau, tandis que le filtre passif compense une grande partie des harmoniques.

Bien qu'il existe plusieurs configurations de filtres hybrides, seulement trois d'entre elles sont présentées ici. Le but de ces configurations est d'offrir une solution économique pour améliorer la qualité de l'énergie électrique.

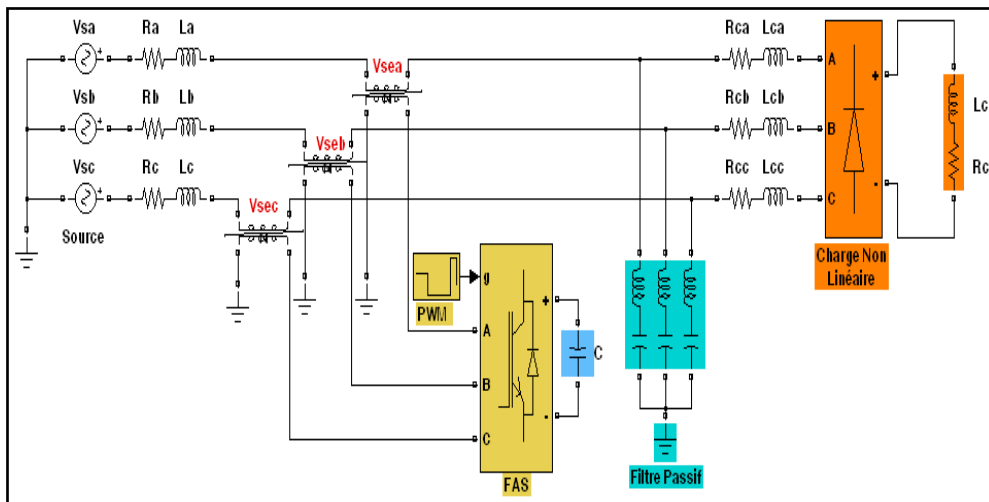


Figure IV.33: Filtre actif série en parallèle avec un filtre passif parallèle

##### IV.11.4.1 Association Filtre actif série en parallèle avec un Filtre passif

La figure IV.33 présente une configuration qui combine un filtre actif série et un filtre passif parallèle. En général, l'utilisation d'un FAS dans cette configuration permet de résoudre les problèmes de résonance et d'améliorer les performances de compensation en contrebalançant l'impédance de la source générée par le filtre passif. Le filtre passif, quant à lui, piège les courants harmoniques en

modifiant l'impédance du réseau localement. Cette configuration offre une solution économique pour réduire les harmoniques de tension et de courant.

**IV.11.4.2 Association filtre actif série en parallèle avec un filtre passif**

La configuration présentée dans la Figure IV.34 est similaire à la précédente, mais elle offre l'avantage d'avoir un filtre actif série de plus petite taille car il traverse un courant moins important. En outre, cette topologie permet de protéger le filtre actif série contre les courts-circuits de la charge.

**IV.11.4.3 Filtre actif parallèle avec un Filtre passif en parallèle**

La configuration présentée dans la Figure IV.35 utilise le filtre actif parallèle pour compenser les courants harmoniques de basse fréquence émis par la charge perturbatrice. De son côté, le filtre passif est réglé sur une fréquence élevée et permet d'éliminer les harmoniques de haute fréquence, y compris ceux générés par le filtre actif parallèle.

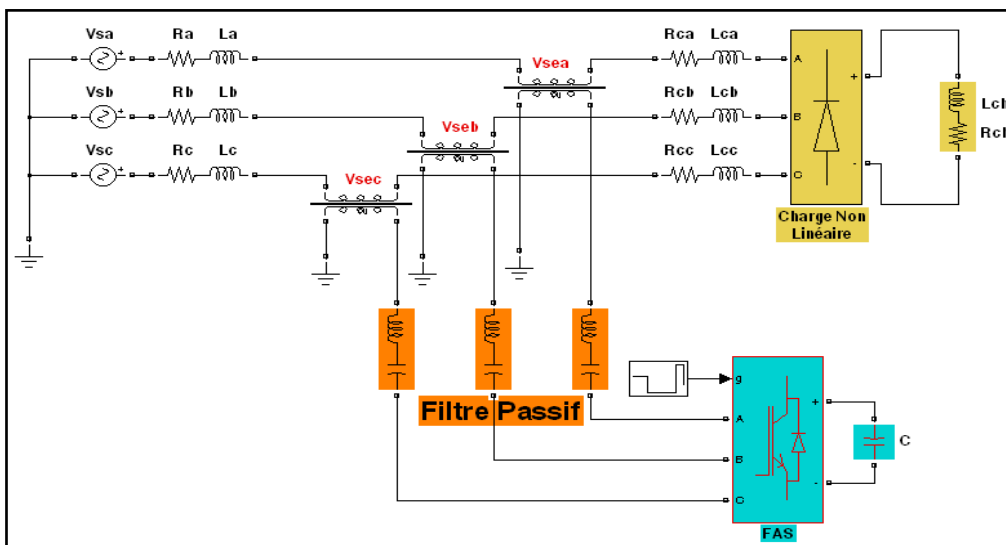


Figure. IV.34 Filtre actif série en série avec un filtre passif parallèle

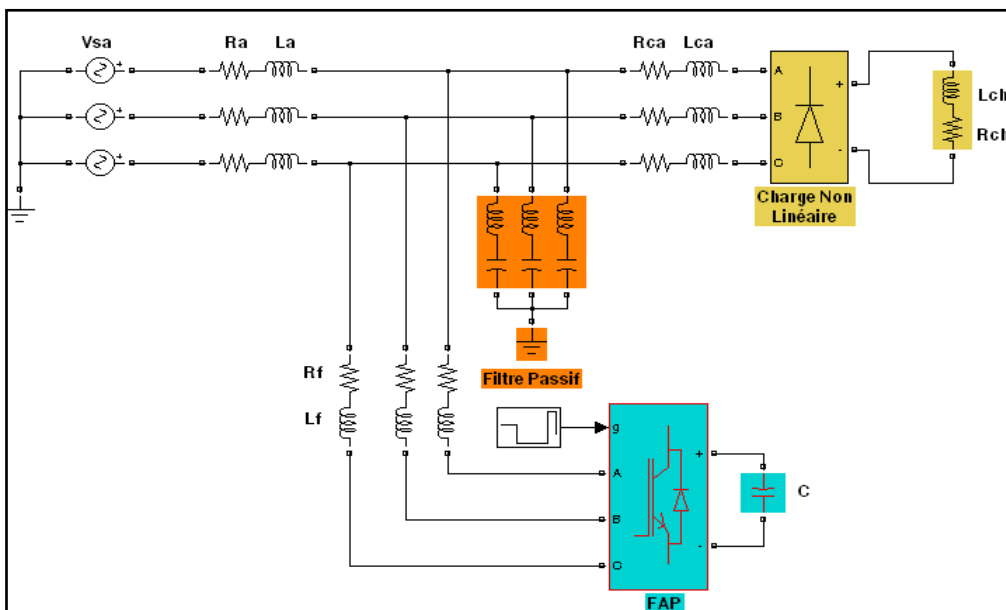


Figure. IV.35 Filtre actif parallèle avec un filtre passif en parallèle

## IV.12 Structure Générale des Filtres Actifs Parallèles

Selon le système de stockage d'énergie utilisé, le filtre actif peut être à source de tension ou à source de courant. Lorsque le stockage est un condensateur, la structure est appelée filtre actif à source de tension, tandis qu'une inductance est utilisée pour les filtres actifs à source de courant. Cependant, la structure à source de tension est privilégiée dans les applications industrielles en raison de sa facilité de commande, de son coût abordable et de sa taille compacte. Ainsi, nous avons choisi d'étudier cette structure dans ces cours. Le filtre actif à source de tension est principalement composé d'un ou de plusieurs convertisseurs statiques à semi-conducteurs de puissance, qui sont régis par un système de commande approprié. Le schéma de principe d'un tel filtre est présenté dans la Figure IV-36, qui comprend une partie de puissance et une partie de commande.

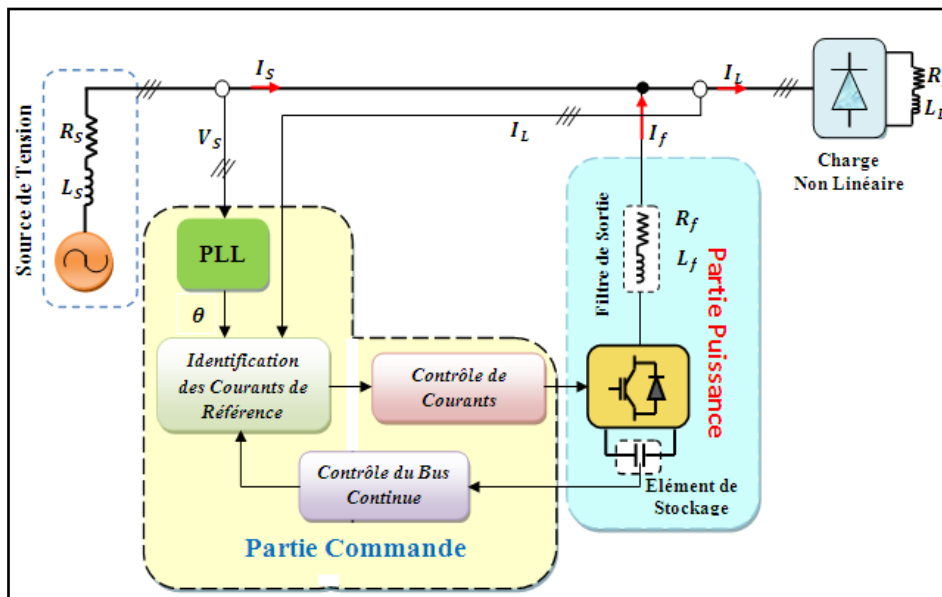


Figure IV.36 Structure générale d'un FAP à structure tension.

La première partie est principalement constituée de :

- Un convertisseur DC/AC.
- Un filtre de sortie.
- Un condensateur (système de stockage).

La deuxième partie est composée de:

- ✚ Un bloc d'identification des références.
- ✚ Une boucle de régulation de la tension aux bornes du condensateur.
- ✚ Un système de verrouillage de phase PLL.
- ✚ Une stratégie de commande de l'onduleur.

### IV 12.1 Dimensionnement des filtres actifs

Il est crucial de choisir les paramètres appropriés lors de la conception du FAP afin d'obtenir une excellente performance de filtrage, d'éviter les problèmes de commande et de minimiser les coûts. Cependant, la sélection des valeurs de l'inductance de couplage ( $L_f$ ) et de la capacité ( $C_{dc}$ ) est soumise à plusieurs contraintes, telles que :

- ❖ La distorsion totale du courant généré par le filtre actif impose une contrainte de commandabilité sur la valeur de l'inductance de sortie ( $L_f$ ).

- ❖ Le choix de la valeur de la capacité ( $C_{dc}$ ) et de sa tension de référence ( $V_{d_{ref}}$ ) dépend non seulement de la quantité d'énergie réactive requise, mais aussi des fluctuations dues aux changements de charge et aux déséquilibres de celle-ci.

Plusieurs méthodes de dimensionnement des paramètres du filtre actif parallèle ont été proposées, parmi lesquelles nous pouvons citer :

#### IV.12.1.1 Calcul des limites de la tension continu $V_{dc}^*$ .

Dans le cas des faibles et moyennes puissances, la capacité est l'élément de stockage d'énergie le plus approprié dans le filtre actif. Cette capacité est placée du côté continu de l'onduleur et a deux fonctions essentielles :

- En régime permanent, la capacité maintient une tension constante du bus continu ( $V_{dc}$ ) avec de légères oscillations.
- Pendant les périodes transitoires, la capacité agit comme un élément de stockage d'énergie pour compenser la différence de puissance réelle entre la charge et la source.

Plusieurs approches d'estimations ont été développées pour déterminer la valeur de la tension de référence du bus continu  $V_{dc}^*$ . Ces méthodes sont généralement basées sur la simulation et la connaissance des autres paramètres tels que : l'inductance de découplage ( $L_f$ ) et la tension en sortie de l'onduleur ( $V_f$ ).

Dans ce cours, nous avons opté pour l'approche qui suit :

Cette méthode repose sur l'hypothèse selon laquelle la valeur pratique de l'inductance ( $L_f$ ) est faible en raison de l'utilisation d'une fréquence de commutation élevée dans le filtre actif parallèle. Cela implique que la tension  $V_f$  est presque égale à la tension au point où il est raccordé ( $V_s$ ). Ainsi, pour un indice de modulation maximal ( $m=1$ ), l'équation pour  $V_{dc}^*$  est :

$$V_{dc}^* = 2\sqrt{2}V_s$$

En outre, en supposant que la tension de référence  $V_{dc}^*$  doit être ajustée pour être 10% supérieure à la tension d'entrée maximale de l'onduleur, on peut donc conclure que :

$$V_{dc}^* = 1.1 * 2\sqrt{2}V_s$$

Si la référence sinusoïdale de la MLI est modulée avec le troisième et le neuvième harmonique, la tension  $V_{dc}^*$  peut être réduite. Dans cette situation, *la valeur minimale de la tension  $V_{dc}^*$*  peut être exprimée en fonction de la tension de la source comme suit :

$$V_{dc}^* = \frac{2\sqrt{2}}{1.155} V_s$$

#### IV.12.1.2 Calcul de la capacité $C_{dc}$ .

Une méthode de calcul basée sur la mesure du courant harmonique  $I_h$  du plus faible rang harmonique a été développée par ALALI. Cette méthode permet de déterminer la valeur de la capacité  $C_{dc}$  en utilisant la formule suivante :

$$C_{dc} = \frac{I_h}{\omega_h \Delta V_{dc} V_{dc}}$$

Avec :

$\omega_h$  : Correspondant à la pulsation du rang harmonique le plus faible à compenser.

$\Delta V_{dc}$  : L'ondulation maximale autorisée de la tension du bus continu, cette valeur est généralement choisit inférieur ou égal à 5% de sa valeur de référence.

#### IV.12.1.3 Calcul du filtre de raccordement $L_f$ .

Le filtre de raccordement joue un rôle crucial dans le transfert d'énergie entre l'onduleur et le point de raccordement. Pour estimer la valeur de l'inductance  $L_f$  du filtre de sortie, trois exigences doivent être respectées :

- Garantir une dynamique optimale pour tous les courants harmoniques générés par l'onduleur et issus de la commande.
- fournir un filtrage efficace des harmoniques de courant causés par la commutation, afin d'atteindre un certain niveau de qualité.
- limiter la chute de tension au courant maximal à une valeur inférieure à 20% de la tension côté source, c'est-à-dire au niveau de potentiel au point PCC.

La méthode de dimensionnement de l'inductance se base sur les ondulations crêtes du courant. Pour ce faire, il est supposé qu'il n'y a pas de charge et que l'effet de la résistance de l'inductance est négligeable. Dans ces conditions, la tension de référence de l'onduleur est égale à la tension de source. La valeur crête-crête des oscillations du courant de filtre peut être calculée comme suit :

$$\Delta I_{f(p-p)max} = \frac{m_a V_{dc}}{8\sqrt{3}f_s \cdot L_f} \quad \text{avec } m_a = \frac{2\sqrt{2}}{V_{dc}} V_s$$

On obtient donc :

$$L_f = \frac{V_s}{2\sqrt{6}f_s \cdot \Delta I_{f(p-p)max}} \quad \text{avec } \Delta I_{f(p-p)max} = 15\% \hat{I}_f$$

#### IV.12.2 Modélisation d'un filtre actif parallèle

La modélisation est basée sur le schéma de base présenté dans la figure IV.30, qui utilise la capacité ( $C_{dc}$ ) comme élément principal de stockage d'énergie, tandis que l'inductance ( $L_f$ ) est utilisée pour coupler les deux sources de tension et filtrer le courant généré par l'onduleur. Cette modélisation repose sur les hypothèses suivantes :

- Les tensions d'alimentation forment un système triphasé équilibrées.
- Tous les éléments sont linéaires et ne varient pas dans le temps.
- Les interrupteurs et les sources de tension sont considérés comme étant idéaux.

##### IV.12.2.1 Modèle mathématique dans un repère triphasé (a,b,c)

En appliquant la loi des mailles, le modèle mathématique d'un filtre actif parallèle dans le repère triphasé est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fa}}{dt} = V_{sa} - R_f i_{fa} - \frac{V_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ L_f \frac{di_{fb}}{dt} = V_{sb} - R_f i_{fb} - \frac{V_{dc}}{3} (2S_b - S_a - S_c) \\ L_f \frac{di_{fc}}{dt} = V_{sc} - R_f i_{fc} - \frac{V_{dc}}{3} (2S_c - S_a - S_b) \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc} \end{cases}$$

#### IV.12.2.2 Modèle mathématique dans un repère fixe ( $\alpha\beta$ )

Le modèle mathématique d'un filtre actif parallèle dans le repère fixe ( $\alpha\beta$ ) est obtenu en utilisant la transformation de Concordia. Le modèle triphasé de ce dispositif définie précédemment peut être réécrit dans une représentation biphasée ( $\alpha\beta$ ) comme suit :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_\alpha}{dt} = V_{s\alpha} - R_f i_{f\alpha} - V_{f\alpha} \\ L_f \frac{di_\beta}{dt} = V_{s\beta} - R_f i_{f\beta} - V_{f\beta} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = (S_\alpha i_\alpha + S_\beta i_\beta) \end{cases}$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

$$V_{f\alpha} = S_\alpha V_{dc} \quad \text{et} \quad V_{f\beta} = S_\beta V_{dc} \quad \text{avec:} \quad S_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}}(2S_a - S_b - S_c) \quad \text{et} \quad S_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}(S_b - S_c)$$

#### IV.12.2.3 Modèle mathématique dans un repère tournant ( $dq$ )

Le repère ( $\alpha, \beta$ ) est principalement utilisé pour simplifier la complexité du système. Toutefois, il existe un autre repère mentionné dans la littérature qui sert également à cet objectif, appelé repère tournant ( $d, q$ ). Ce repère est obtenu en appliquant une rotation sur le repère stationnaire ( $\alpha, \beta$ ) d'un angle  $\omega t$ . Ce passage fait appel à la matrice de rotation de Park suivante :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$$

Le modèle mathématique du filtre actif parallèle dans le repère synchrone ( $dq$ ) devient :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_d}{dt} = V_{sd} - R_f i_{fd} - V_{fd} + L\omega i_{fq} \\ L_f \frac{di_q}{dt} = V_{sq} - R_f i_{fq} - V_{fq} - L\omega i_{fd} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = (S_d i_d + S_q i_q) \end{cases}$$

#### IV.12.3 Commande d'un filtre actif parallèle

Lorsque des charges non-linéaires sont présentes dans un système électrique, cela peut entraîner la production de courants harmoniques qui ont un impact négatif sur la qualité de l'énergie électrique. Ces courants harmoniques se composent d'une composante fondamentale ainsi que de multiples composantes harmoniques. Afin de compenser les courants harmoniques générés par les charges non-linéaires, il est nécessaire d'injecter des courants harmoniques identiques mais en opposition de phase. Pour que cette compensation fonctionne de manière efficace, il est crucial d'utiliser une méthode d'identification de courants de référence précise et fiable. La qualité de la compensation des harmoniques est donc fortement liée à la méthode d'identification choisie. Plusieurs approches ont été étudiées dans la littérature, telles que l'identification dans le domaine fréquentiel qui se base sur la TFD, ainsi que l'approche dans le domaine temporel qui utilise des calculs dans ce domaine.

En règle générale, pour mettre en œuvre la fonction de filtrage actif, il est nécessaire d'utiliser quatre blocs de commande :

- ✚ Un bloc d'identification des courants de référence.
- ✚ Un bloc de régulation de la tension du bus continu.
- ✚ Une boucle de synchronisation avec le réseau PLL.
- ✚ Une boucle de poursuite des courants de référence.

#### IV.12.3.1 Bloc d'identification des courants de référence.

En règle générale, les méthodes temporelles sont plus rapides et efficaces que les méthodes fréquentielles. Les deux approches les plus populaires sont la méthode des puissances actives et réactives instantanées p-q, ainsi que la méthode synchrone du courant instantané d-q. Toutefois, le principal défi à relever dans cette approche est la suppression de la composante fondamentale afin de produire des signaux de référence harmoniques.

*Dans la suite de ce cours, nous nous intéresserons plus particulièrement à la méthode des puissances active et réactive instantanées (pq) ainsi qu'à celle basée sur le filtre multi-variable.*

##### IV.12.3.1.1 Principe de la méthode des puissances instantanées

AKAGI a développé la méthode des puissances actives et réactives instantanées, qui utilise la transformation de Concordia pour convertir les mesures de tension et de courant triphasés en un système biphasé équivalent (équations 1 et 2). Les puissances active et réactive sont ensuite calculées dans le repère diphasé (équations 3 et 4), qui sont composées d'une composante continue (correspondant à la composante fondamentale du courant) et d'une composante fluctuante (correspondant aux courants harmoniques). Pour séparer les composantes continues et alternatives, un filtre passe-bas ou passe-haut est souvent utilisé (Figure IV.38). Ensuite, les courants de référence sont transformés en repère triphasé pour la compensation harmonique (équations 11). Un schéma global de la commande par la méthode des puissances actives et réactives instantanées d'un filtre actif parallèle est présenté dans la Figure IV.37.

La transformation de Concordia permet de ramener un système triphasé de tension ( $V_{ea}, V_{eb}, V_{ec}$ ) ou de courant ( $I_{La}, I_{Lb}, I_{Lc}$ ) de somme nulle à un système diphasé dont les axes sont en quadrature.

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{\text{Matrice de Concordia}} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_{e\alpha} \\ V_{e\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ea} \\ V_{eb} \\ V_{ec} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Dans le repère biphasé  $\alpha\beta$ , les puissances active et réactive sont exprimées respectivement comme suit :

$$P_L = V_{e\alpha} I_{L\alpha} + V_{e\beta} I_{L\beta} \quad (3)$$

$$q_L = -V_{e\beta} I_{L\alpha} + V_{e\alpha} I_{L\beta} \quad (4)$$

Les relations (3) et (4) deviennent sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} P_L \\ q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{e\alpha} & V_{e\beta} \\ -V_{e\beta} & V_{e\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L\alpha} \\ I_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

On peut décomposer chacune de ces puissances en deux termes, à savoir une composante continue et une composante fluctuante :

$$P_L = \bar{P}_L + \tilde{P}_L \quad (6)$$

$$q_L = \bar{q}_L + \tilde{q}_L \quad (7)$$

Avec :

$\bar{P}_L$  et  $\bar{q}_L$  : Parties continues des puissances dues aux courants fondamentaux.

$\tilde{P}_L$  et  $\tilde{q}_L$  : Parties fluctuantes des puissances dues aux courants harmoniques.

En partant de l'équation (5), nous pouvons obtenir les formules des composantes du courant selon les axes  $\alpha\beta$ :

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{e\alpha} & V_{e\beta} \\ -V_{e\beta} & V_{e\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{e\alpha}^2 + V_{e\beta}^2} \begin{bmatrix} V_{e\alpha} & -V_{e\beta} \\ V_{e\beta} & V_{e\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} \quad (8)$$

En remplaçant (6) et (7) dans (8), ces courants s'expriment selon les axes  $\alpha\beta$  par :

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{e\alpha}^2 + V_{e\beta}^2} \begin{bmatrix} V_{e\alpha} & -V_{e\beta} \\ V_{e\beta} & V_{e\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{P} \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{V_{e\alpha}^2 + V_{e\beta}^2} \begin{bmatrix} V_{e\alpha} & -V_{e\beta} \\ V_{e\beta} & V_{e\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Les courants de référence, notés  $I_{f\alpha}^*$  et  $I_{f\beta}^*$  s'expriment selon les axes  $\alpha\beta$  par :

$$\begin{bmatrix} I_{f\alpha}^* \\ I_{f\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{e\alpha}^2 + V_{e\beta}^2} \begin{bmatrix} V_{e\alpha} & -V_{e\beta} \\ V_{e\beta} & V_{e\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{P} + p_{dc} \\ q \end{bmatrix} \quad (10)$$

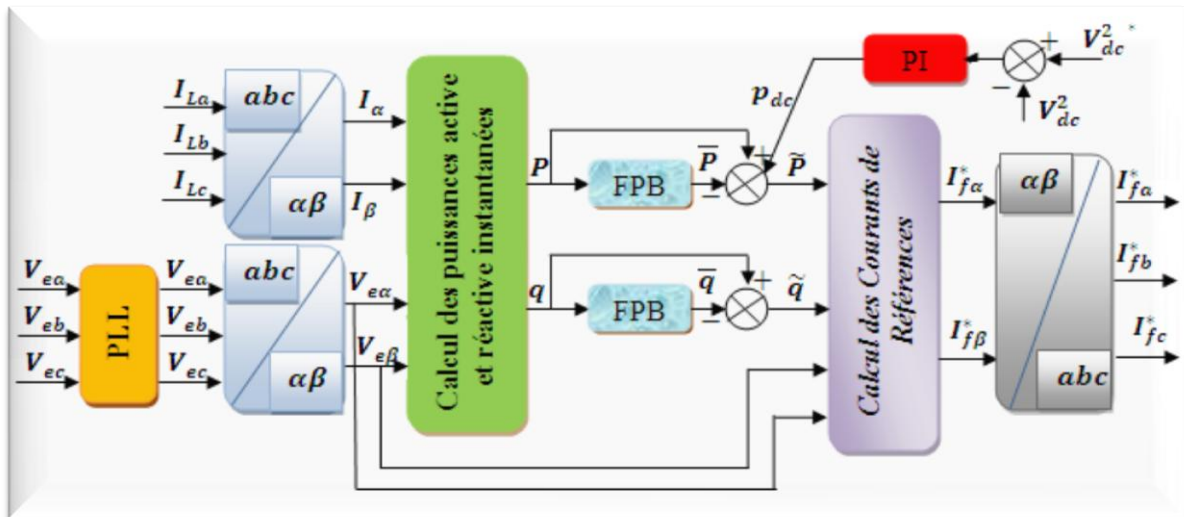


Figure IV.37. Principe de la méthode des puissances pq.

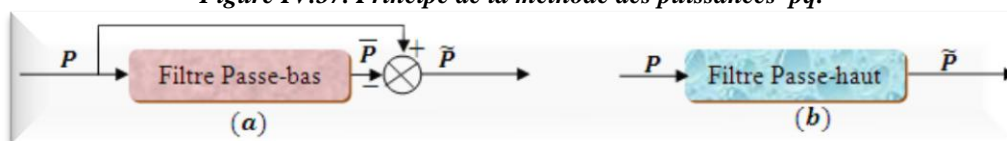


Figure IV.38. (a) Filtre Passe-bas, (b) Filtre Passe-haut.

Finalement, les courants de référence ( $I_{fa}^*, I_{fb}^*, I_{fc}^*$ ) selon les axes abc peuvent être obtenus facilement en appliquant la transformation inverse de Concordia comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_{fa}^* \\ I_{fb}^* \\ I_{fc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{f\alpha}^* \\ I_{f\beta}^* \end{bmatrix} \quad (11)$$

Ces courants sont utilisés afin d'élaborer les signaux de commande des interrupteurs.

Pour séparer la composante continue et alternative du signal dans la méthode pq, un filtre passe-bas est souvent utilisé, comme présenté dans la figure IV.38 a. Cependant, ces filtres doivent respecter certaines caractéristiques importantes telles que :

- ❖ Les amplitudes des signaux doivent être préservées pour garantir la précision des références.
- ❖ La phase des courants doit être conservée en raison de la méthode d'injection de courant en opposition avec les courants de charge.
- ❖ Le temps de réponse du filtre doit être bien maîtrisé pour pouvoir répondre efficacement aux variations soudaines de charge.

En outre, l'ordre du filtre passe-bas joue un rôle important dans la dynamique et l'efficacité de la méthode d'identification. Bien qu'il existe des filtres d'ordre quatre ou cinq, notre étude a choisi un filtre passe-bas d'ordre deux. Sa fonction de transfert est la suivante :

$$\frac{\omega_0^2}{S^2 + 2\zeta\omega_0 S + \omega_0^2}$$

La fréquence de coupure  $f_0 = \omega_0/2\pi$  est sélectionnée de sorte que le filtre de puissance puisse filtrer toute composante perturbatrice des puissances instantanées ( $\tilde{X}$ ). En outre, elle doit également permettre le passage des composantes continues représentant les puissances actives et réactives à la fréquence fondamentale ( $\bar{X}$ ). Le choix de cette fréquence dépend donc du type de la charge, à savoir :

- **50 Hz pour un courant de charge équilibré avec un temps de réponse du filtre de 20 ms.**
- **20 Hz pour un courant de charge déséquilibré avec un temps de réponse du filtre de 60 ms.**

Toutefois, comme indiqué dans les écrits existants, la méthode des puissances instantanées présente certaines caractéristiques, notamment :

- ✚ Cette méthode est propre au système triphasé.
- ✚ La méthode des puissances instantanées est adaptable à tous les types de systèmes triphasés, qu'ils soient équilibrés ou déséquilibrés, avec ou sans harmoniques.
- ✚ Elle repose sur des valeurs instantanées, ce qui lui confère une réponse dynamique rapide et précise.
- ✚ Méthode de calcul simple.

Cette méthode utilise un filtre passe-bas ou passe-haut pour séparer les composantes continues et fluctuantes des puissances. Cependant, des études ont montré que ces filtres d'extraction ne parviennent pas toujours à éliminer complètement la composante continue, car :

- Pour obtenir une extraction satisfaisante, le régime dynamique doit être lent, ce qui implique souvent une fréquence de coupure assez basse, entre 5Hz et 35Hz. Cela peut rendre le filtre actif instable en cas de variations rapides de la charge.
- Dans le cas contraire, si l'on choisit une fréquence de coupure plus élevée, la précision de la détermination de la composante alternative est altérée et peut s'avérer insuffisante.

IV.12.3.1.2 Méthode basée sur le filtre Multi-variable (FMV)

La Figure IV.39 présente le principe de la méthode basé sur le filtre FMV directe pour identifier les courants harmoniques de référence.

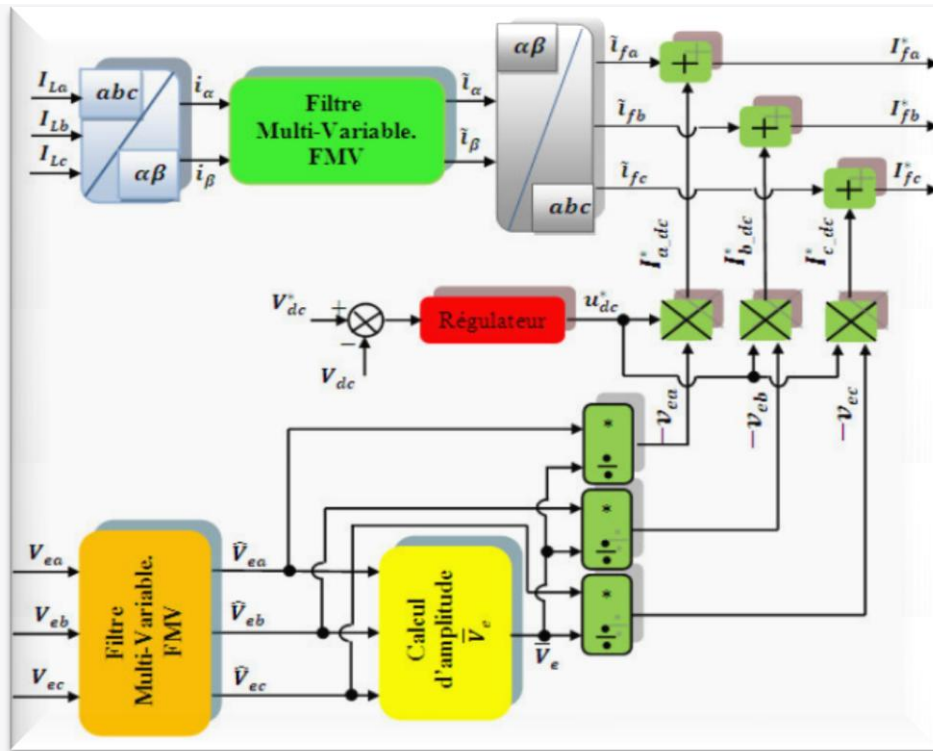


Figure IV.39. Schéma global de commande par le filtre FMV

IV.12.3.1. b.1 Principe et analyse fréquentielle du FMV

La fonction du filtre multi-variable (FMV) a pour objectif d'extraire directement la composante fondamentale des signaux électriques en utilisant les axes  $\alpha\beta$ . Sa fonction de transfert peut être exprimée de la manière suivante :

$$H(s) = \frac{\hat{x}_{\alpha\beta}(s)}{x_{\alpha\beta}(s)} = K \frac{(s + K) + j\omega_c}{(s + K)^2 + j\omega_c^2}$$

Avec :  $\omega_c$  représente la pulsation fondamentale,  $K$  : étant une constante positive,  $x$  étant le signal électrique composé des partie alternatives et continues (courant ou tension) et  $\hat{x}$  étant le signal de sortie du filtre FMV.

La figure IV.40 illustre le diagramme de Bode du FMV pour deux valeurs différentes de la constante  $K$ . À la fréquence fondamentale, le FMV ne génère aucun déphasage et le gain est égal à 1 (ou 0 dB), ce qui signifie que le signal de sortie est identique au signal électrique d'entrée. En outre, ce filtre assure une forte atténuation pour toutes les autres fréquences, y compris pour la partie continue du signal, ce qui permet d'extraire directement la composante fondamentale des signaux électriques (tension ou courant) selon les axes  $\alpha\beta$ , sans altération de l'amplitude ni déphasage.

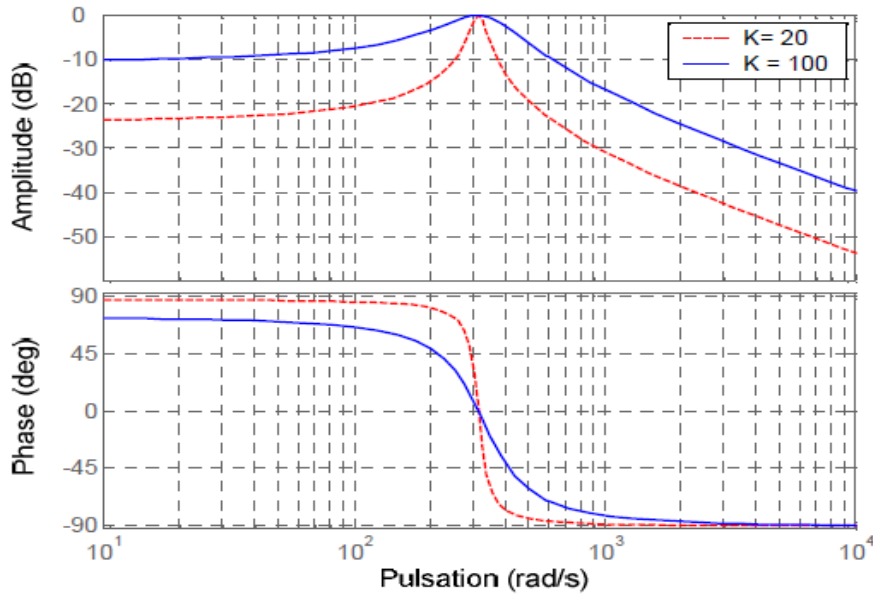


Figure IV.40 Diagramme de Bode du filtre multi-variable 'FMV'.

En effectuant un bref développement à partir de l'équation précédente, nous parvenons aux deux expressions suivantes :

$$\hat{x}_\alpha(s) = \frac{K(s + K) + j\omega_c}{(s + K)^2 + j\omega_c^2} x_\alpha(s) - \frac{K\omega_c}{(s + K)^2 + \omega_c^2} x_\beta(s)$$

$$\hat{x}_\beta(s) = \frac{K(s + K) + j\omega_c}{(s + K)^2 + j\omega_c^2} x_\beta(s) - \frac{K\omega_c}{(s + K)^2 + \omega_c^2} x_\alpha(s)$$

Ces équations peuvent également être exprimées sous la forme :

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

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

Nous obtenons alors le schéma fonctionnel d'un filtre Multi-Variable (FMV) donné par la figure IV.41.

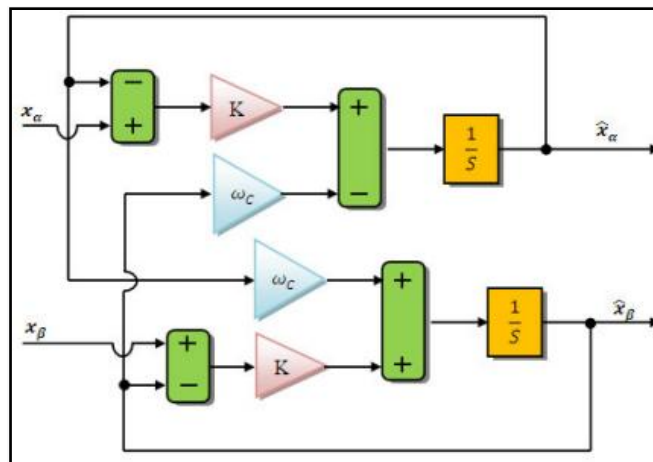


Figure IV. 41. Schéma fonctionnel du FMV

### IV.12.3.2 Boucle de régulation de la tension du bus continu.

En raison des limites technologiques imposées par le fabricant des dispositifs d'électronique de puissance, il est important de contrôler la tension du bus continu à une valeur constante bien déterminée pour garantir un bon fonctionnement et une grande amélioration des performances du système de filtrage.

En observant les variations de la tension continue  $V_{dc}$ , on peut avoir des indications sur la façon dont l'énergie est échangée entre ce condensateur et le réseau. Si l'on suppose que le convertisseur ne présente pas de pertes, la puissance active nécessaire à la charge est fournie par le réseau, de sorte que la capacité de l'étage continu peut être considérée comme un réservoir pour la circulation des harmoniques. Ainsi, la capacité  $C_{dc}$  ne fournit aucune puissance active. Les variations de tension du bus continu sont principalement causées par :

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

Afin de maintenir la tension  $V_{dc}$  à un niveau constant, il est nécessaire d'ajouter une consigne de puissance active  $P_c$  à la puissance réelle instantanée, comme illustré dans la Figure IV.42, ou nous additionnons aux courants du réseau des courants de référence issus de la commande comme indiqué dans la figure IV.39.

Nous avons opté pour un régulateur PI afin de maintenir sous contrôle la tension  $V_{dc}$ .

L'expression reliant la puissance et la tension aux bornes du condensateur est la suivante :

$$P_{dc} = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C * V_{dc}^2 \right)$$

Soit après la transformation de Laplace :

$$P_{dc}(s) = \frac{1}{2} C * s * V_{dc}^2(s) \Rightarrow \frac{V_{dc}^2(s)}{P_{dc}(s)} = \frac{2}{C * s}$$

En boucle fermée, la fonction de transfert du système est donnée par :

$$F(s) = \frac{\frac{2}{C} (K_P s + K_I)}{s^2 + 2 \frac{K_P}{C} s + 2 \frac{K_I}{C}} = \frac{w_c^2}{s^2 + 2 \xi_c w_c s + w_c^2}$$

En considérant que la fonction de transfert décrit un système de deuxième ordre, on peut égaliser les deux équations caractéristiques pour obtenir :

$$\begin{cases} K_P = \xi_c w_c C \\ K_I = \frac{C w_c^2}{2} \end{cases} \quad \text{avec } w_c = 2\pi f_c$$

Pour parvenir à un compromis satisfaisant entre les performances dynamiques et statiques, nous sélectionnons une valeur du coefficient d'amortissement  $\xi_c$  comprise entre 0,4 et 0,707.

La figure IV.42 présente le schéma fonctionnel de contrôle de la tension du bus continu.

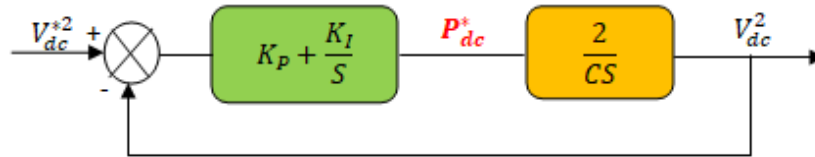


Figure. 42 Schéma fonctionnel de la régulation de Vdc.

Une autre configuration de régulation de tension, elle est basée sur la mesure des courants fluctuants. Le régulateur fournit alors un courant de référence en sortie, ce qui diffère de la méthode précédente où une puissance de référence fluctuante était fournie.

En appliquant le principe de la conservation de l'énergie, l'énergie stockée dans le condensateur notée ( $E_{dc}^*$ ) à la valeur de la tension de référence notée ( $V_{dc}^*$ ) peut s'exprimer comme suit :

$$E_{dc}^* = \frac{1}{2} C V_{dc}^{*2}$$

En revanche, l'énergie instantanée stockée dans le condensateur notée  $e_{dc}(t)$  peut être exprimée en fonction de la tension  $V_{dc}(t)$  de la manière suivante :

$$e_{dc}(t) = \frac{1}{2} C V_{dc}^2(t)$$

Ainsi, la différence entre la quantité instantanée et sa valeur de référence notée  $\Delta E_{dc}(t)$  peut être calculée comme suit :

$$\Delta E_{dc}(t) = E_{dc}^* - e_{dc}(t) = \frac{C}{2} (V_{dc}^{*2} - V_{dc}^2(t)) = \frac{C}{2} (V_{dc}^* - V_{dc}(t))(V_{dc}^* + V_{dc}(t))$$

Si l'on considère que la tension  $dV_{dc}$  varie faiblement autour de sa valeur de référence  $V_{dc}^*$ , il est possible d'écrire l'équation correspondante pour cette variation d'énergie de la manière suivante :

$$V_{dc}^* + V_{dc} \approx 2V_{dc}^* \text{ et } V_{dc}^* - V_{dc} = dV_{dc} \Rightarrow dE_{dc} = CV_{dc}^* dV_{dc}$$

Par conséquent, si une l'énergie est perdue, par exemple lors d'un saut de charge, elle doit être compensée par la source. C'est pourquoi, l'équation d'équilibre d'énergie peut être formulée comme suit :

$$dE_{dc} = CV_{dc}^* dV_{dc} = \left( \frac{3}{\sqrt{2}} V_S \tilde{I}_S \right) dt$$

Avec :  $V_S, \tilde{I}_S$ , représentent respectivement la tension et le courant de la courant fondamental requis pour assurer l'équilibre des puissances actives.

Par conséquent, la fonction de transfert entre  $\tilde{I}_S$  et  $V_{dc}$  suivante peut être obtenue à partir de la dernière équation :

$$\frac{V_{dc}(s)}{\tilde{I}_S(s)} = \frac{3V_S}{\sqrt{2}CV_{dc}^* \cdot s}$$

La figure IV.43, présente le schéma fonctionnel de contrôle, en définissant :

$$K = \frac{\sqrt{2}CV_{dc}^*}{3V_S}$$

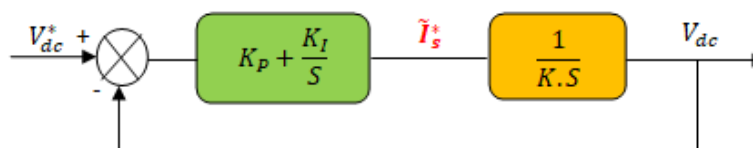


Figure IV. 43 Schéma fonctionnel de la régulation de Vdc.

La fonction de transfert du système en boucle fermé est alors donnée par :

$$FTBF(S) = \frac{K_p S + K_I}{K S^2 + K_p S + K_I} = \frac{K_p/K(S + K_I/K_p)}{S^2 + K_p/K S + K_I/K}$$

Puisque cette fonction de transfert représente un système de deuxième ordre, nous pouvons évaluer les deux équations caractéristiques de ce système en utilisant les relations appropriées

$$S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2 = S^2 + K_p/K S + K_I/K$$

$$\Rightarrow \begin{cases} K_I = K\omega_n^2 \\ K_p = 2\xi\omega_n K \end{cases}$$

Un bon choix de  $\xi$  et  $\omega_n$  nous permet d'obtenir des bons résultats.

#### IV.12.3.3 Bloc de synchronisation PLL.

Afin que l'onduleur puisse transférer une puissance contrôlée, il est impératif qu'il soit en permanence synchronisé avec le réseau. C'est pourquoi la boucle de verrouillage de phase (PLL) (Phase Locked Loop) est utilisée pour récupérer la phase et la fréquence de la tension d'alimentation. Bien que le principe de cette technique soit théoriquement simple, sa mise en œuvre dans un environnement perturbé peut être délicate, car certains de ses composants nécessitent des réglages fins qui prennent en compte de nombreux paramètres. La figure IV.44 illustre le principe de base de la PLL classique.

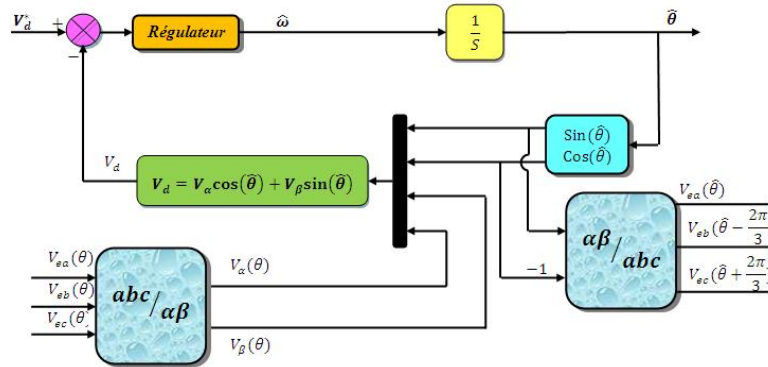


Figure IV.44 Schéma de principe d'une PLL classique

Les trois tensions au point de raccordement sont données par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} V_{ea}(\theta) = \sqrt{2}V\sin(\theta) \\ V_{eb}(\theta) = \sqrt{2}V\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ec}(\theta) = \sqrt{2}V\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1)$$

Dans un premier temps, les tensions sont converties de triphasé en biphasé grâce à la transformation de Concordia ( $\alpha\beta$ ) :

$$\begin{bmatrix} V_{e\alpha} \\ V_{e\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ea} \\ V_{eb} \\ V_{ec} \end{bmatrix} \quad (2)$$

En procédant à un calcul simple, nous pouvons obtenir les expressions de  $V_{e\alpha}(\theta)$  et  $V_{e\beta}(\theta)$  de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{e\alpha} = \sqrt{3}V\sin(\theta) \\ V_{e\beta} = -\sqrt{3}V\cos(\theta) \end{cases} \quad (3)$$

Ensuite, les tensions obtenues  $V_{e\alpha}(\theta)$  et  $V_{e\beta}(\theta)$  sont exprimées dans le repère de Park ( $dq$ ) par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ed} \\ V_{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{e\alpha} \\ V_{e\beta} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Avec :

$\theta$  : présente la phase instantanée de la tension et  $\hat{\theta}$  son estimation obtenue en intégrant la sortie du régulateur PI.

En partant du système (4), la composante directe de la tension  $V_{ed}$  vaut:

$$V_{ed} = \sqrt{3}V \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (5)$$

On observe donc, que la phase de la composante  $V_{ed}$  est égale à  $(\theta - \hat{\theta})$ . Ainsi, pour que  $\theta = \hat{\theta}$ , la composante de référence directe de la tension  $V_{ed}$  doit être imposée comme étant nulle ( $V_{ed}^* = 0$ ). Une fois que cette condition est satisfaite, la PLL est donc verrouillée.

Si l'on considère que  $(\theta - \hat{\theta})$  soit petit, alors il est possible de réécrire l'expression (5) de la manière suivante :

$$V_{ed} = \sqrt{3}V(\theta - \hat{\theta}) \quad (6)$$

La pulsation angulaire estimée  $\hat{\omega}$  est obtenue à la sortie du régulateur PI, donc, on peut écrire :

$$\hat{\omega} = F_{PI}(s) * \sqrt{3}V(\theta - \hat{\theta}) \quad (7)$$

$F_{PI}(s)$  est la fonction de transfert du régulateur PI, donnée par l'expression suivante :

$$F_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{S} = K_P \left( \frac{1 + \tau_i S}{\tau_i S} \right)$$

D'où alors :

$$\hat{\theta} = \frac{1}{S} \hat{\omega}$$

La figure IV.45 présente le schéma fonctionnel de la PLL.

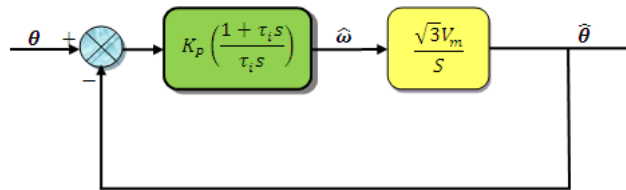


Figure IV.45 Schéma fonctionnel de la PLL

Les paramètres du régulateur PI sont obtenus en déterminant la fonction de transfert en boucle fermée. Pour cela, on égale la fonction caractéristique obtenue avec celle du système général du deuxième ordre, qui est décrit par la fonction de transfert suivante :

$$F(S) = \frac{2\zeta w_n S + w_n^2}{S^2 + 2\zeta w_n S + w_n^2}$$

La fonction de transfert en boucle fermée du système est donnée comme suit :

$$\frac{\hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{\sqrt{3}V_m K_P \left( \frac{1 + \tau_i S}{\tau_i S} \right) \cdot \frac{1}{S}}{1 + \sqrt{3}V_m K_P \left( \frac{1 + \tau_i S}{\tau_i S} \right) \cdot \frac{1}{S}} \quad (8)$$

Ce qui nous permet d'en déterminer :

$$K_P = \frac{2\zeta\omega_n}{\sqrt{3}V_m} \quad \text{et} \quad \tau_i = \frac{2\zeta}{\omega_n}$$

Afin d'améliorer l'efficacité et la robustesse de la technique PLL, ainsi que pour permettre son utilisation dans toutes les conditions du réseau, une méthode consiste à utiliser une variante de la PLL classique qui est associée à un filtre multi-variable. L'approche présente l'avantage notable de permettre d'obtenir de bons résultats en utilisant un régulateur de type PI simple. La figure IV.44 illustre le schéma de principe de cette méthode.

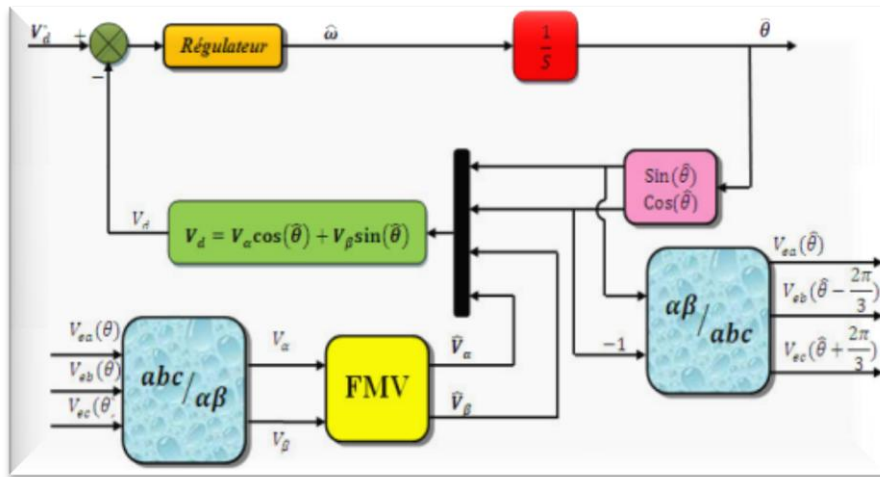


Figure IV.44 Schéma de principe d'une PLL améliorée

Pour évaluer l'efficacité de cette méthode, nous avons procédé à des tests sur deux PLL distinctes : la PLL classique et la PLL utilisant un FMV. Ces tests ont été réalisés dans un scénario difficile où une phase (par exemple, la phase c) était manquante, provoquant ainsi un déséquilibre des tensions. Les résultats obtenus dans cette situation sont présentés respectivement par les figures IV.45 et IV.46.

Nous partons du principe que les tensions sont déséquilibrées et qu'elles ne contiennent pas d'harmoniques. Le système triphasé correspondant à cette situation est présenté ci-dessous :

$$\begin{cases} V_{ea}(\theta) = \sqrt{2}V\sin(\theta) \\ V_{eb}(\theta) = \sqrt{2}V(1 + \gamma)\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ec}(\theta) = \sqrt{2}V(1 + \delta)\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1)$$

Les constantes ( $\gamma$  et  $\delta$ ) sont utilisées pour génèrent le déséquilibre des tensions.

En utilisant tout d'abord la transformation de Concordia, nous pouvons obtenir :

$$\begin{cases} V_{e\alpha}(t) = \sqrt{3}V \sin(\omega t) + \frac{V}{2\sqrt{3}}(\gamma + \delta) \sin(\omega t) + \frac{V}{2}(\gamma - \delta) \cos(\omega t) \\ V_{e\beta}(t) = -\sqrt{3}V \cos(\omega t) + \frac{V}{2}(\gamma - \delta) \sin(\omega t) - \frac{\sqrt{3}V}{2}(\gamma + \delta) \cos(\omega t) \end{cases}$$

Ensuite, il est possible d'exprimer la tension dans le référentiel synchrone comme suit :

$$V_{e\alpha}(t) = -\sqrt{3}V \sin(\theta - \hat{\theta}) + \frac{V}{2}(\gamma - \delta) \cos(\theta + \hat{\theta}) - \frac{\sqrt{3}V}{2}(\gamma + \delta) \sin(\theta) \cos(\hat{\theta}) * [\sin(\theta) \cos(\hat{\theta}) - 3\sin\theta\sin\hat{\theta}]$$

La dernière équation met en évidence que lorsque le terme  $(\theta - \hat{\theta})$  est négligeable, alors  $\cos(\theta + \hat{\theta}) \approx \cos(2\theta)$ , donc, la position angulaire est influencée par le terme en  $(2\theta)$ .

La Figure IV.45 montre que lorsque  $\delta = -1$  et  $\gamma = 0$ , la position angulaire subit des oscillations à une fréquence de  $(2\theta)$  par rapport à sa référence. Ces oscillations entraînent une distorsion des signaux unitaires à la sortie de la PLL, ce qui est considéré comme inacceptable.

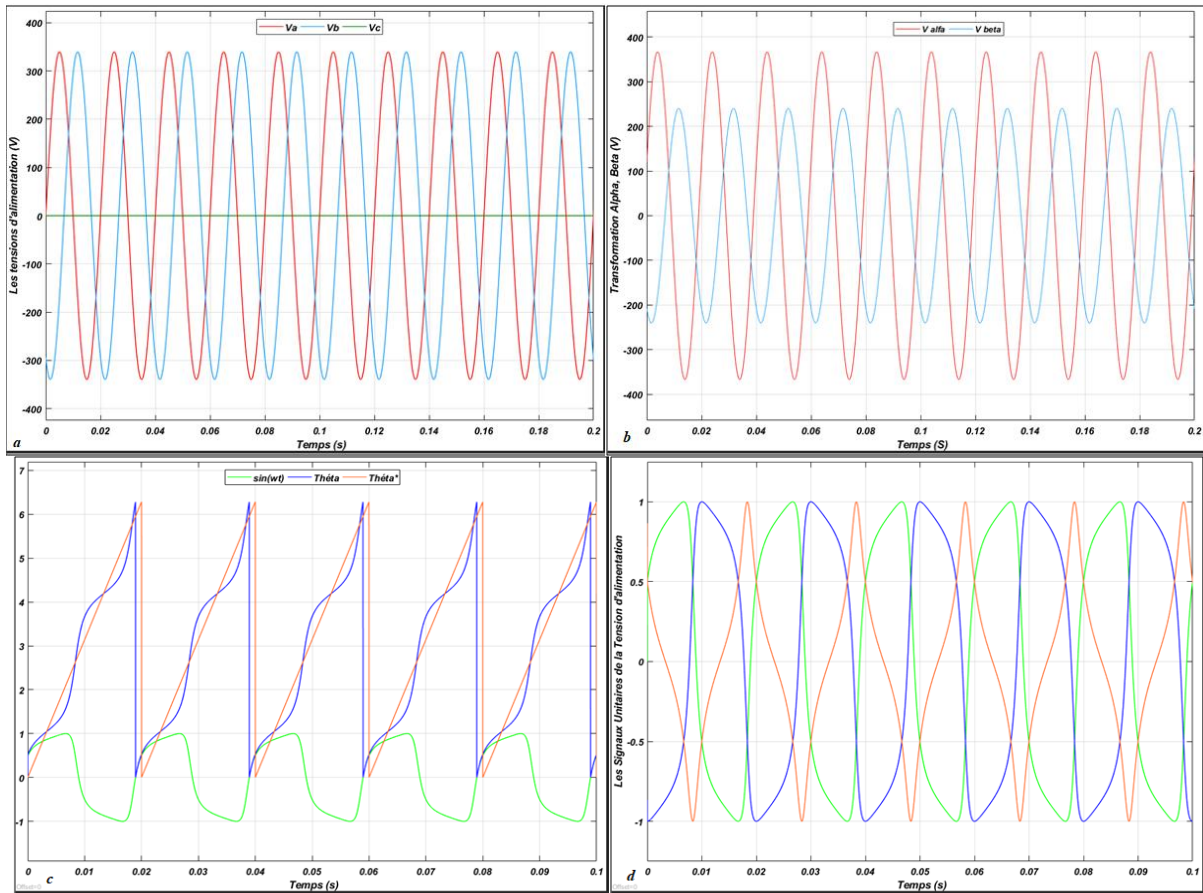
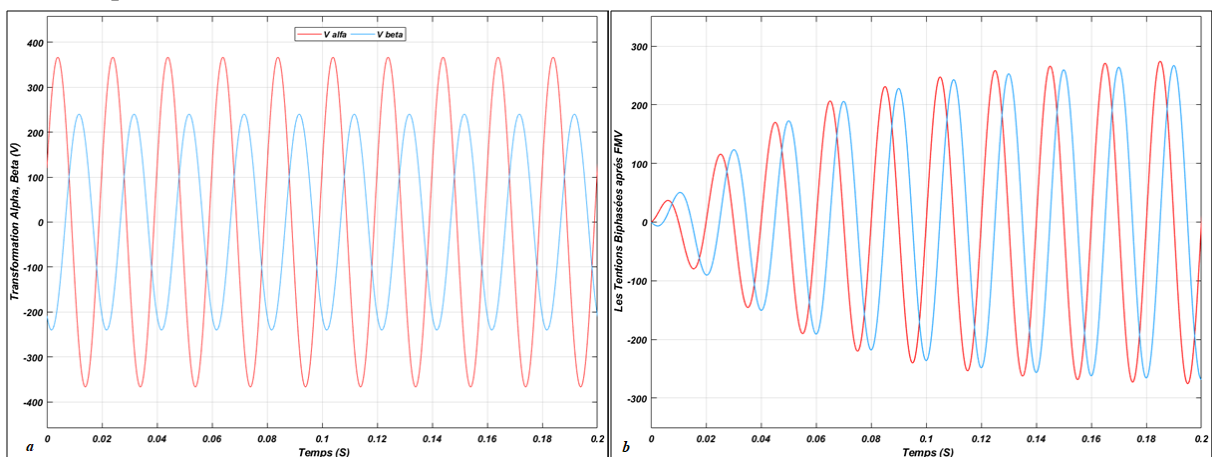


Figure. IV.45 Résultats de simulation de la P.L.L classique pour une source de tension triphasée déséquilibrée

La figure IV.46 exhibe les résultats d'une PLL associée à un filtre multi-variable, incluant les figures IV.46a et IV.46b montrant respectivement les tensions d'alimentation dans le repère  $(\alpha\beta)$  avant et après le filtre FMV.



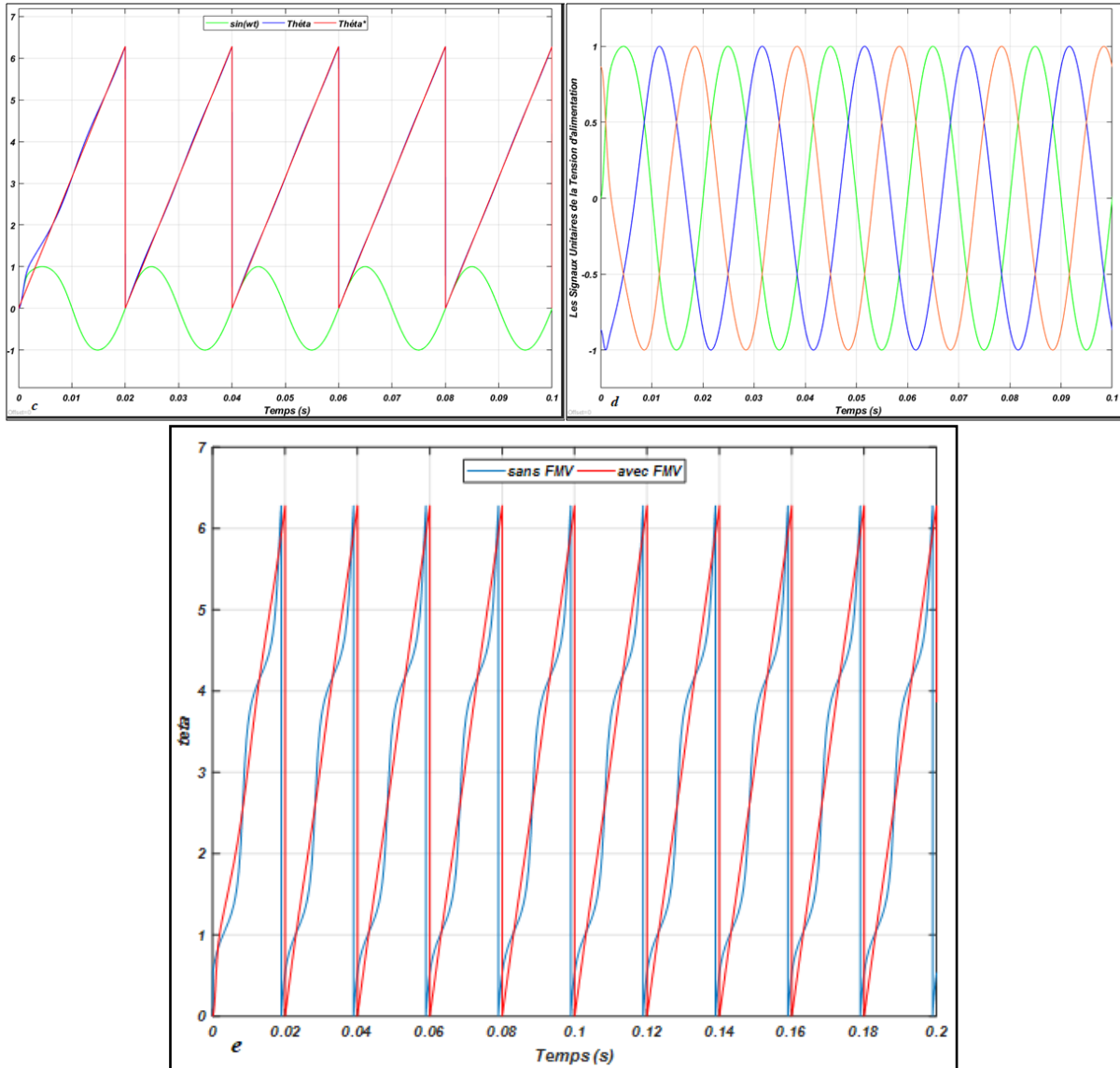


Figure. IV.46 Résultats de simulation de la P.L.L améliorée

La figure IV.46c montre l'angle ( $\theta$ ) du système, sa référence et le signal unitaire généré pour cette correction de phase. La figure IV.46d présente les trois signaux unitaires de la tension d'alimentation. Enfin, la figure IV.46e compare l'angle ( $\theta$ ) pour les deux PLL, l'une avec et l'autre sans le filtre FMV

L'analyse de ces figures montre que la seconde structure de PLL (Figure IV.46) est capable de produire un angle de phase régulièrement linéaire et stable, contrairement à la première structure de PLL (PLL classique). En outre, la présence d'un filtre multi-variable améliore la qualité des signaux de tension dans le repère  $\alpha\beta$ , ce qui permet à la sortie de la PLL de fournir des sinusoïdes unitaires triphasées équilibrées de haute qualité, même en cas de déséquilibre des signaux de tension à l'entrée de la source triphasée (dû à l'absence d'une phase).

#### IV.14.4 Stratégies de commande de l'onduleur.

Afin d'augmenter les performances de filtrage, il est essentiel de mettre en place une méthode d'identification précise et robuste des courants harmoniques. Ainsi que de veiller à ce que ces courants soient réinjectés avec une grande précision dans le réseau. L'objectif ici est de générer des signaux de commande pour les interrupteurs, en contrôlant les courants injectés au réseau via le FAP.

Plusieurs techniques de commande sont couramment utilisées, mais dans ce cours, nous nous concentrerons sur les deux techniques les plus simples : la commande à hystérésis et la commande PWM. La première technique a déjà été présentée dans les parties précédentes :

#### IV.4.4.1 Commande PWM

La technique de commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) a pour but de déterminer les moments de commutation des interrupteurs électroniques pour obtenir une séquence de commutation présentant le même spectre basse fréquence que le signal d'entrée. Cette modulation de largeur d'impulsion exige une fréquence de commutation suffisamment élevée par rapport à la fréquence maximale du signal de sortie souhaité.

La figure IV.48 illustre le principe de cette technique, qui consiste à comparer directement un signal triangulaire (appelé porteuse) à un signal de modulation sinusoïdal (le signal de référence) pour déterminer les instants de commutation et donc les durées d'impulsion résultantes. Il est important de noter que l'état logique et la largeur de la bande de commutation sont déterminés par l'intersection instantanée entre ces deux signaux.

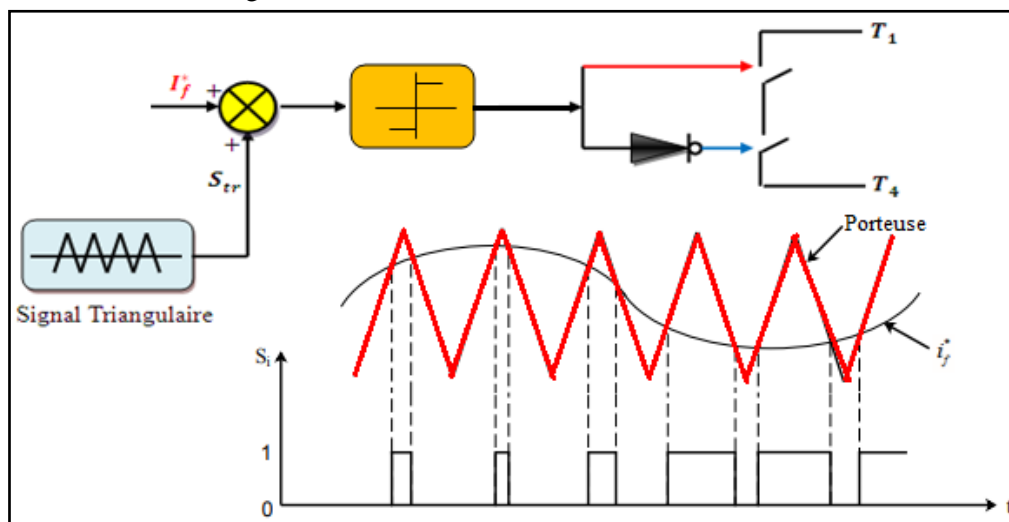


Figure. IV.48. Principe de la commande PWM

Afin de confirmer l'efficacité de la stratégie de commande étudiée dans ce cours et le rôle du filtre actif parallèle dans l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique, une simulation a été effectuée à l'aide du logiciel MATLAB. Les figures ci-dessous présentent les résultats de cette simulation :

La figure IV.49a présente le courant de la première phase du réseau et son spectre harmonique, dont le taux de distorsion harmonique (THD) est de **27,51 %** pour les 40 premiers harmoniques, conformément à la norme CEI. L'objectif du filtrage actif est de réduire ce taux à moins de **5 %**, afin de respecter les exigences de la norme CEI.

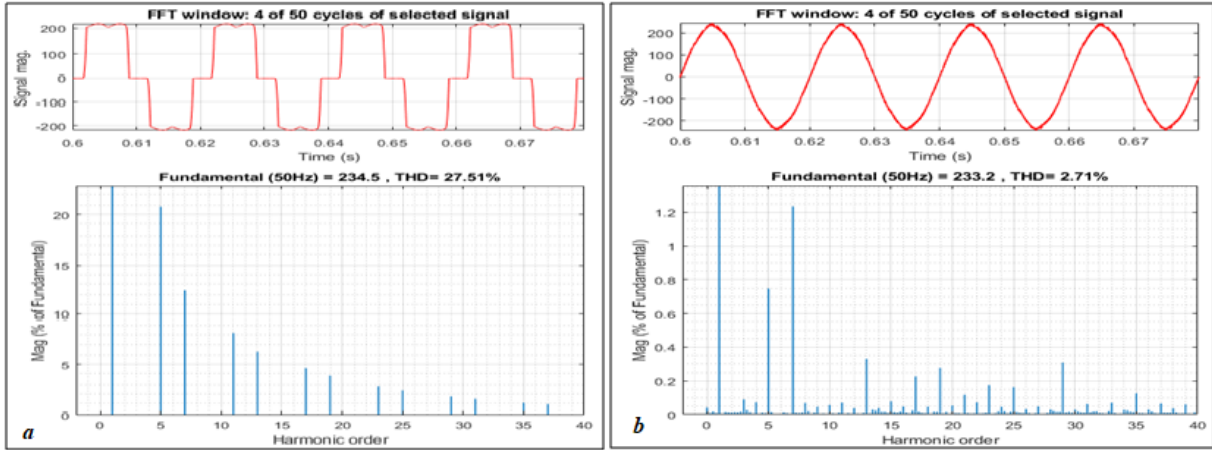


Figure IV.49. Courant de la phase et son spectre harmonique. a) avant compensation et b) après compensation.

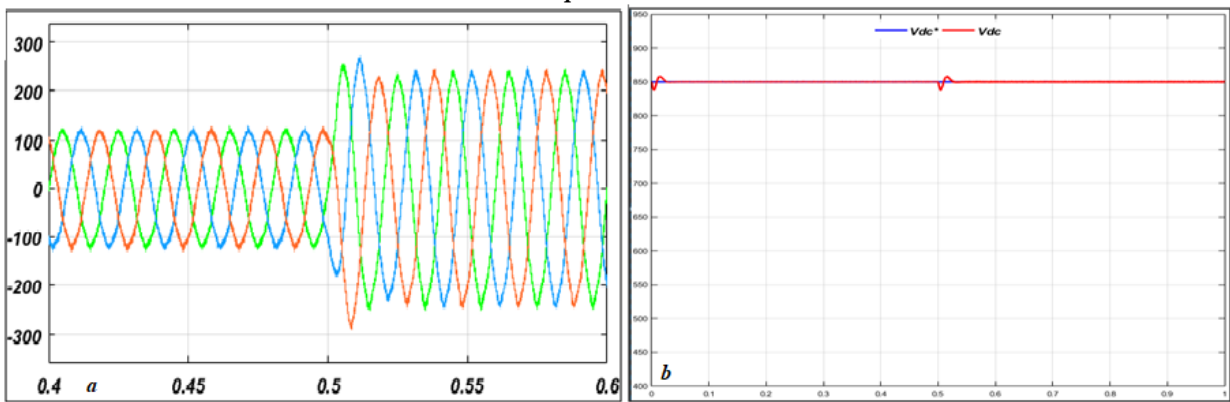


Figure IV.50. a) Courants des phases de la source. b) Tension  $V_{dc}$  et sa référence  $V_{dc}^*$

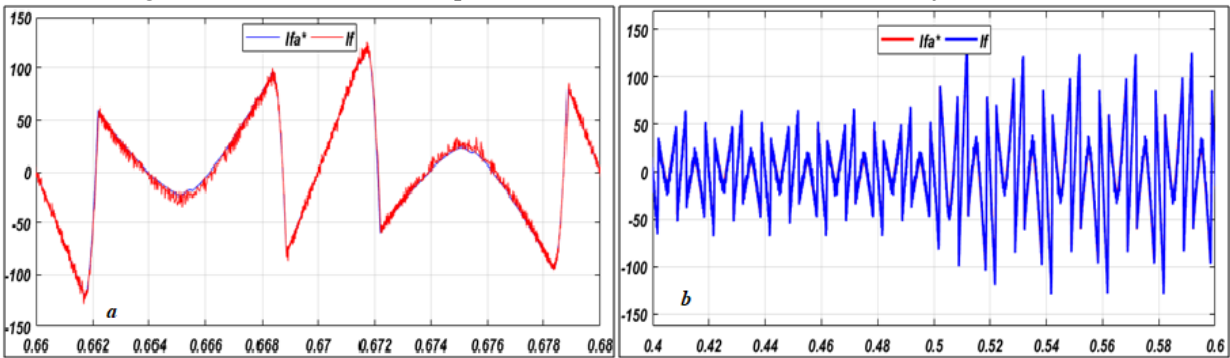


Figure IV.51. a) Zoom du courant  $I_f^*$  et le courant injecté  $I_f$  par le filtre. b) Courant  $I_f^*$  et courant injecté  $I_f$  par le filtre

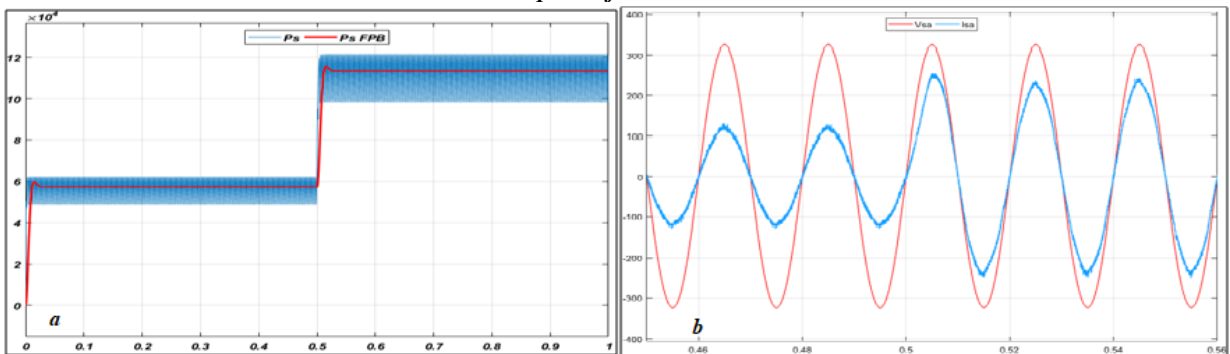


Figure IV.52. a) Puissance active avant et après le FPB. b) Courant et tension de la source.

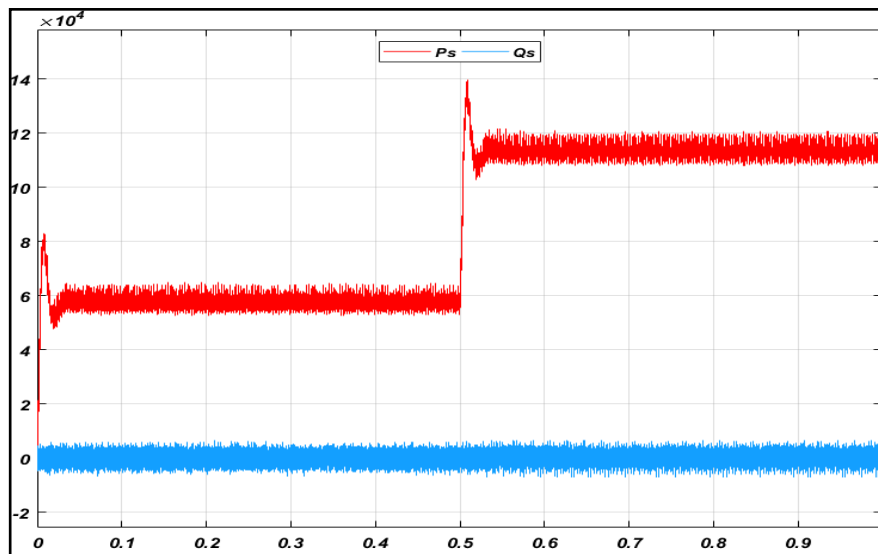


Figure IV.53 Puissances active et réactive de la source.

En observant la figure IV.49b, il est possible de constater que la méthode des puissances active et réactive permet de rétablir la forme sinusoïdale du courant fondamental de la source, ce qui conduit à une réduction importante du taux de distorsion harmonique. En effet, le taux de distorsion harmonique du côté source est abaissé de **27,51 % à 2,71 %**.

En observant les figures **IV.50a à IV.53**, nous avons pu remarquer les caractéristiques suivantes :

- ✚ La tension du bus continu  $V_{dc}$  suit correctement sa référence, avec un faible dépassement.
- ✚ Les courants injectés au réseau suivent parfaitement leurs références.
- ✚ Le filtre passe-bas remplit pleinement sa fonction en séparant efficacement les composantes continue et fluctuante de la puissance.
- ✚ La forme des courants de la source est sinusoïdale et en phase avec les tensions d'alimentation, ce qui démontre l'efficacité de la commande utilisée (méthode des puissances active et réactive instantanées). Cela se traduit par une compensation totale de la puissance réactive et une puissance active exempte des composantes harmoniques.

#### IV.15 Principe de commande des filtres actifs séries

Le filtre actif série (FAS) joue un rôle essentiel dans la dépollution des réseaux électriques. Ce dispositif modifie l'impédance du réseau de manière localisée, ce qui lui permet d'agir comme une source de tension harmonique et de supprimer les perturbations de tension telles que les creux, les déséquilibres et les harmoniques. Ces perturbations peuvent provenir de la source elle-même ou des courants perturbateurs circulant dans l'impédance du réseau. Grâce à l'action du FAS, la tension aux bornes de la charge est parfaitement contrôlée en termes d'amplitude et de fréquence, et présente une forme parfaitement sinusoïdale.

##### IV.15.1 Méthodes d'identifications des tensions de référence

Le filtre actif série (FAS) est considéré comme la solution la plus efficace pour résoudre les problèmes liés à la tension. Cependant, pour que le FAS fonctionne correctement, il est crucial de choisir une technique d'identification des tensions harmoniques de référence ainsi qu'une stratégie de commande appropriée. La littérature présente diverses techniques pour identifier les perturbations de référence et mettre en place des stratégies de commande, telles que la méthode basée sur le principe de la grandeur active, la méthode tri-monophasée, la méthode basée sur le contrôle de la tension et la

méthode des puissances instantanées. Toutes ces techniques permettent d'identifier les tensions de référence nécessaires pour le fonctionnement optimal du FAS.

*Dans la suite de ce cours, nous nous concentrerons sur la théorie de la méthode des puissances instantanées, ainsi que sur une étude avec simulation de la méthode basée sur le contrôle de la tension par l'hystérésis.*

#### IV.15.1.1 Principe de la méthode des puissances

L'approche consiste à calculer les puissances instantanées dans le domaine temporel pour séparer la partie active du fondamental et évaluer les puissances harmoniques. Bien que cette technique soit rapide, précise et facile à implémenter, elle ne convient pas aux systèmes déséquilibrés. Dans ces cas, il est nécessaire de recourir à la méthode de décomposition en composantes symétriques.

Le schéma de la figure IV.57 présente le schéma global de la commande d'un filtre actif série par cette approche (méthode des puissances).

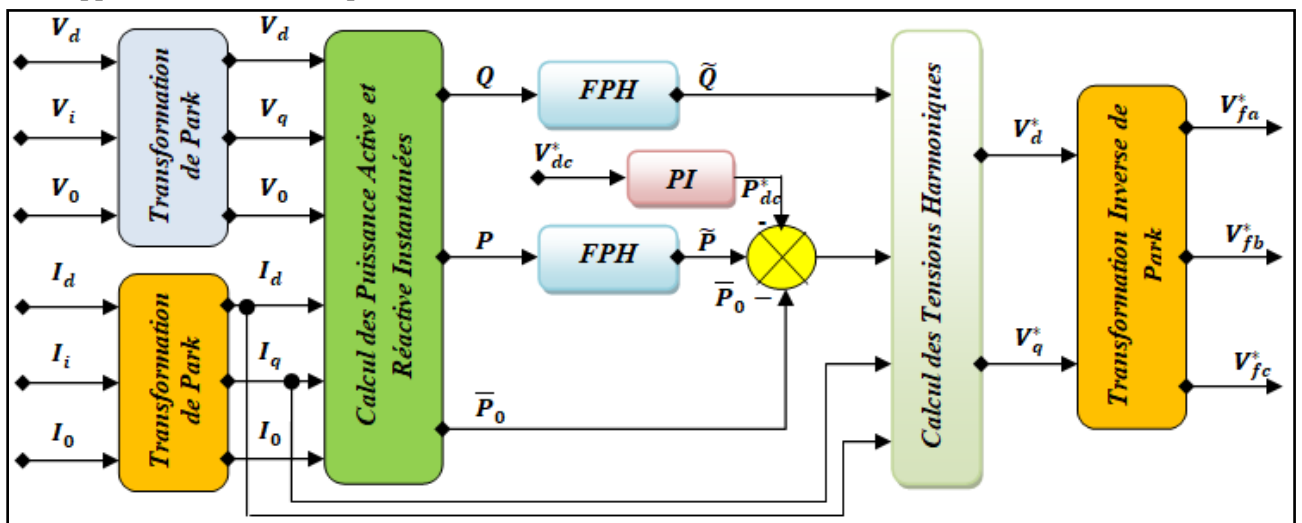


Figure IV.57 schéma global de la commande d'un FAS par la méthode PQ

On peut décomposer les tensions ( $V_d, V_q$ ) et les courants ( $I_d, I_q$ ) en deux termes : les composantes fondamentales et les harmoniques. Les harmoniques se comportent comme une composante alternative, tandis que les termes fondamentaux se comportent comme une composante continue. Ainsi, on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{V}_d + \bar{V}_d \\ \tilde{V}_q + \bar{V}_q \\ \tilde{V}_o + \bar{V}_o \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{I}_d + \bar{I}_d \\ \tilde{I}_q + \bar{I}_q \\ \tilde{I}_o + \bar{I}_o \end{bmatrix}$$

Les composantes ayant l'indice (o) représentent les composantes homopolaires du système.

Les puissances instantanées dans le repère tournant (dq) sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \\ P_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d & V_q & V_o \\ -V_q & V_d & 0 \\ 0 & 0 & V_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix}$$

Donc, on peut écrire :

$$P = \underbrace{V_d I_d + V_q I_q}_{P_a} + \underbrace{V_o I_o}_{P_o}$$

$$Q = V_d I_q - V_q I_d$$

Une fois que les puissances instantanées ont été identifiées, l'approche utilise soit un filtre passe-bas, soit un filtre passe-haut, afin de séparer les composantes continues et fluctuantes.

Donc on peut décomposer les puissances instantanées  $p$  et  $q$  en deux composantes, les composantes continues liées au fondamental  $(\bar{P}, \bar{Q})$  et les composantes alternatives liées aux harmoniques  $(\tilde{P}, \tilde{Q})$  comme suit :

$$P = \bar{P} + \tilde{P}, Q = \bar{Q} + \tilde{Q} \text{ et } P_0 = \bar{P}_0$$

Enfin, les tensions harmoniques de référence sont calculées à l'aide de la formule suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{hd} \\ V_{hq} \end{bmatrix} = \frac{1}{I_d^2 + I_q^2} \begin{bmatrix} I_d & I_q \\ I_d & -I_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P} - \bar{P}_0 \\ \tilde{Q} \end{bmatrix}$$

Avec :

$V_{hd}, V_{hq}$  : Les tensions harmoniques dans le repère

La transformation inverse de Park permet le calcul des tensions de références

$$\begin{bmatrix} V_{fa}^* \\ V_{fb}^* \\ V_{fc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{hd} \\ V_{hq} \\ V_o \end{bmatrix}$$

Où :  $V_{fa}^*, V_{fb}^*$  et  $V_{fc}^*$  sont les tensions harmoniques de référence.

#### IV.15.1.2 Méthode basée sur le contrôle de la tension aux bornes de la charge

L'objectif de cette commande est de maintenir la tension aux bornes des clients (charges) à une valeur de référence bien déterminée. Lorsque la tension sort de la bande d'hystérésis autour de sa référence, un ordre de commutation est transmis aux interrupteurs. Le principe du contrôle par hystérésis des tensions est représenté par la figure IV.58.

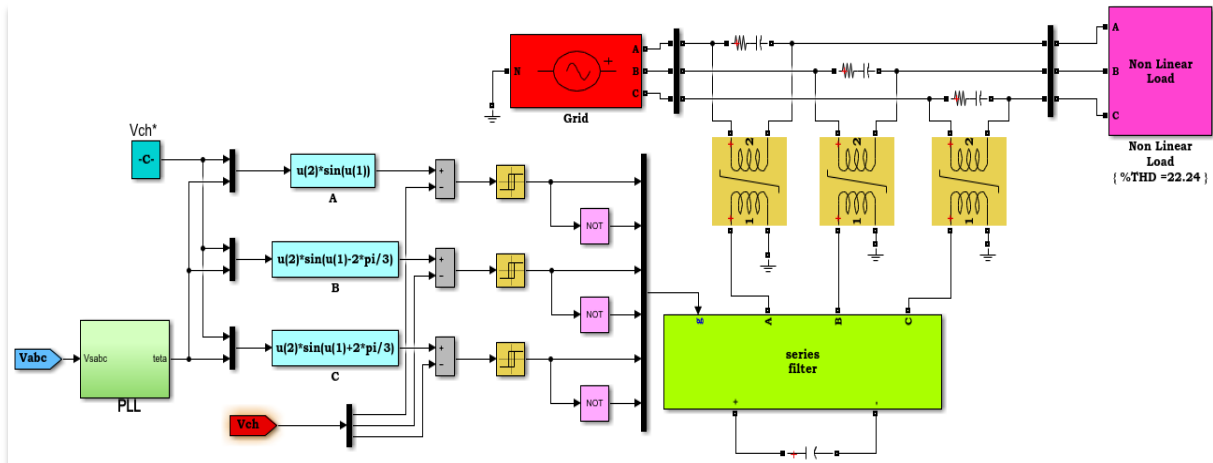


Figure IV.58 Schéma bloc de contrôle d'un filtre série basé sur la commande à hystérésis des tensions

Afin de vérifier l'efficacité de la méthode de régulation de la tension au niveau du jeu de barres auquel les charges sont connectées, nous avons choisi le profil de tension d'alimentation présenté dans la figure IV.59. Ce profil de tension est caractérisé par diverses perturbations, telles que des creux de tension, des harmoniques de tension et des surtensions.

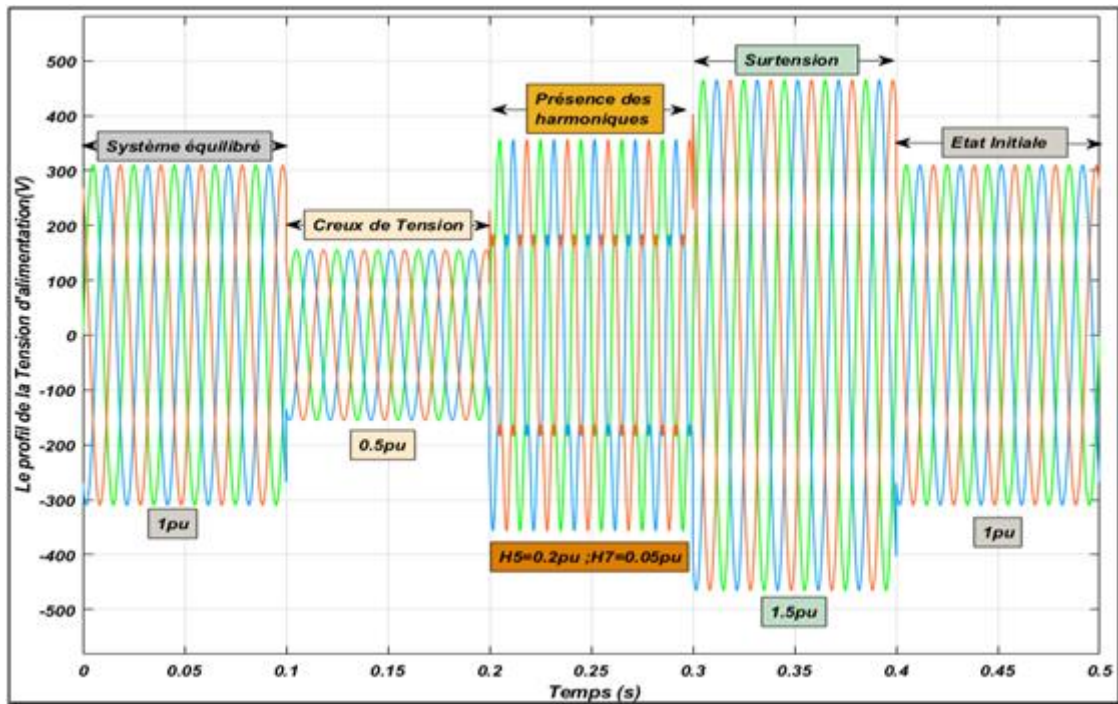


Figure IV.59 Profil de la tension d'alimentation

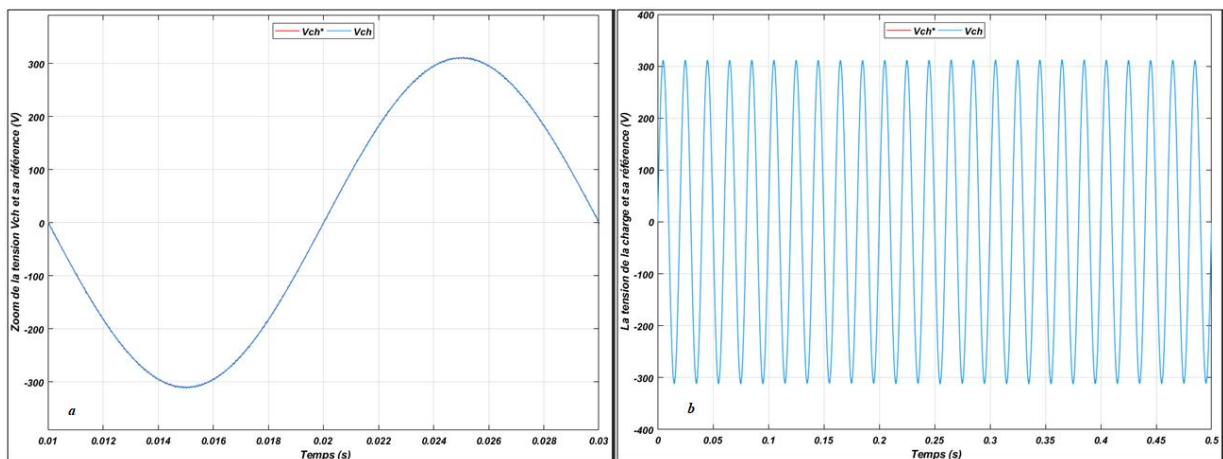


Figure IV.60 : a) Zoom de la tension au niveau de la charge et sa référence, b) La tension au niveau de la charge et sa référence

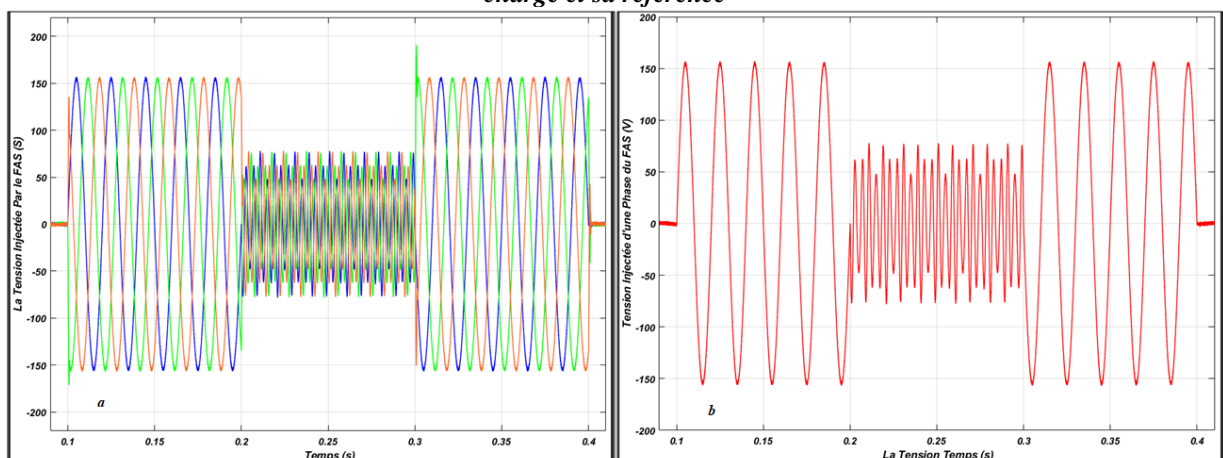


Figure IV.61 : a) La tension injectée par FAS, b) Zoom de la tension injectée

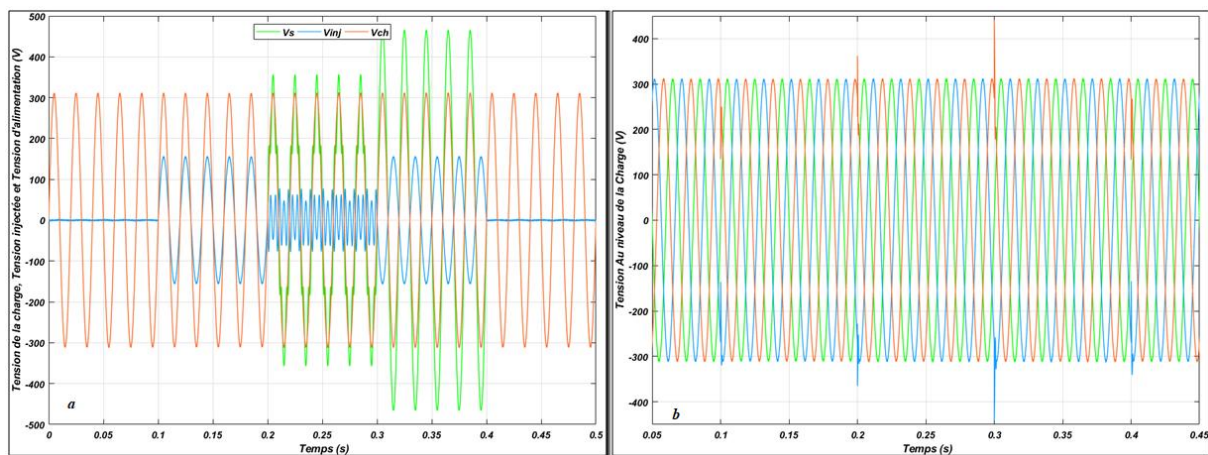


Figure IV.62 : a) Les tensions de la première phase de : tension d'alimentation, Tension injectée par le filtre série et la tension au bornes de la charge. b) La tension contrôlée au niveau de la charge  
Fundamental (50Hz) = 310.2 , THD= 0.20%

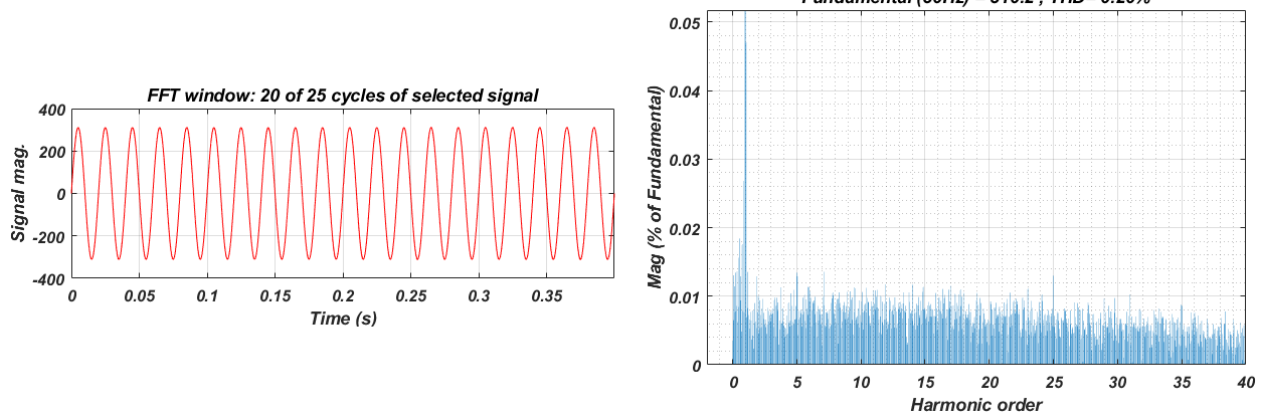


Figure IV.63 La tension au niveau de la charge et son spectre harmonique.

Les figures IV.60 à IV.63 présentent respectivement : la tension de la première phase de la charge et sa référence, les tensions injectées par FAS afin d'annuler et supprimer les perturbations provenant de l'alimentation ou les charges connectées, un zoom de la tension d'une phase injectée par le FAS, la tension au niveau de la charge, et enfin les tensions d'une même phase pour la tension d'alimentation, la tension injectée et la tension aux bornes de la charge.

De ces figures, on peut tirer les remarques suivant:

- ✚ La tension suit sa référence de manière précise grâce au régulateur à hystérésis.
- ✚ Le filtre actif série injecte des tensions en série avec la tension d'alimentation pour compenser les perturbations présentes. Par exemple, en cas de surtension, le FAS injecte une tension en opposition de phase de la tension d'alimentation afin de réduire le niveau de la tension de la charge à la valeur de référence, comme illustré par la figure IV.62.a.
- ✚ L'utilisation d'un filtre actif série permet de réduire le taux de distorsion harmonique de la tension aux bornes de la charge à une valeur très acceptable, conforme aux normes internationales (THD<sub>v</sub>=0,2 %).

En résumé, alors que le filtre actif parallèle permet de compenser les courants harmoniques, le filtre actif série (FAS) est capable de compenser toutes les perturbations au niveau de la tension, y compris les creux de tension, les chutes de tension, les déséquilibres, les harmoniques, les surtensions, et bien d'autres encore.

## Bibliographies

1. G. J. WAKILEH, 'Power system harmonics-Fundamental Analysis and Filter Design', Springer-Verlag, 2001.
2. Roger C. Dugan, Mark F. Granaghan, 'Electrical Power system Quality', McGraw Hill, 2001.
3. Qualité de l'énergie – Cours de Delphine RIU – INP Grenoble.
4. Cahiers techniques Schneider N° CT199, CT152, CT159, CT160 et CT1.
5. LAIB HICHEM, 'Contribution par une nouvelle approche modulaire au filtrage actif des harmoniques dans les réseaux électriques de distribution, Thèse de doctorat, université de Batna, Algérie. Soutenu le : 25/05/ 2017.
6. BOUAFIA ABDELOUAHAB, 'Technique de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance : Application aux redresseurs MLI', Thèse de doctorat, université Farhat Abbas- Stif, Algérie. Soutenu le : 06/10/2010.
7. ABDELMADJID CHAOUI, 'Filtrage actif triphasé pour une charge non linéaire', Thèse de doctorat, université Farhat Abbas- Stif, Algérie. Soutenu le : 05/10/2010.
8. ERIC FELICE, PHILIPPE REVILLA, 'Qualité des réseaux électriques et efficacité énergétique' Livre, Parution : Novembre 2009, Collection : Technique et ingénierie, Marque : Dunod.