



HROUR Khenchela

Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par

LAICHE AYET ALLAH

&

BOUTEBINA HICHAM

THEME

Commande Directe de Puissance Dédiée au Filtrage Actif

Soutenu le : xx juillet 2021 devant la commission d'examen composée de :

Chaiba Azeddine

Pr : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Président

Menadi abdel karim

MCB: à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Encadreur

Boutaba tarek

MCA : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Examineur

Promotion 2020/2021



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de Master
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par

LAICHE AYET ALLAH
&
BOUTEBINA HICHAM

THEME

**Commande Directe de Puissance
Dédiée au Filtrage Actif**

Soutenu le : xx juillet 2021 devant la commission d'examen composée de :

Chaiba Azeddine Pr : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela Président

Menadi abdel karim MCB : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela Encadreur

Boutaba tarek MCA : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela Examineur

Promotion 2020/2021



DEDICACE

A mes soeurs et mes frères.

A mes amis.

A mes collègues.

A toute ma famille.

*A toute personne qui a contribué à la réalisation de ce mémoire
de près ou de loin.*

Ayetallah & Hichem

Remerciements

*Je remercie toutes les personnes qui m'ont
aidé dans
la période de ma formation en m'ouvrant
les portes, en
répondant patiemment à mes questions et
qui ont contribué à
l'élaboration de ce mémoire.*

Je tiens à remercier sincèrement

Dr. Menadi Abdelkrim

*D'avoir accepté de m'encadrer et me diriger,
merci pour son suivi judicieux tout au long de
la réalisation de ce travail.*

Table des Matière

Liste des Figures
Liste des Tableaux
Introduction Générale

Chapitre I : Qualité d’Energie Electrique et Systèmes Photovoltaïques...	04
Introduction	05
I.1 Qualité d’énergie électrique	05
I.1.1 Problématique des harmoniques	06
I.1.2 Origine des harmoniques	07
a. Sources harmoniques identifiables	08
b. Sources harmoniques non identifiables.....	08
I.1.2.1 Types des harmoniques.....	09
I.1.3 Caractérisations des harmoniques.....	10
I.1.3.1. Taux de distorsion harmonique.....	10
I.1.3.2 Le facteur de distorsion.....	11
I.1.3.3 Facteur de crête	11
I.1.3.4 Facteur de puissance.....	11
I.1.3.5 Causes de la production des harmoniques.....	13
I.1.3.6 Effets indésirables de la pollution harmonique.....	13
I.1.4 Réduction de la pollution harmonique.....	13
I.1.4.1 Filtres passifs de puissance.....	14
I.1.4.2 Avantages des filtres passifs.....	15
I.1.4.3 Inconvénients des filtres passifs.....	15
I.1.5 Filtres actifs de puissance.....	16

I.1.5.1 Classification des filtres actifs de puissance.....	16
a. Filtre actif parallèle (Shunt)	16
b. Filtre actif série.....	17
c. Conditionneur de qualité de puissance unifiée (UPQC).....	18
I.1.5.2 Comparaison entre un filtre actif et passif.....	20
I.1.6 Filtre Actif parallèle.....	21
I.1.6.1 Conception d'un filtre Actif parallèle	21
I.1.6.2 Modélisation de l'onduleur de tension.....	23
I.1.6.3 Modélisation du filtre actif parallèle.....	26
Conclusion.....	29
Chapitre II : Modélisation et Performance de la Commande Directe de puissance DPC....	
30	

Introduction.....	31
II.1 Etat de l'art sur la commande DPC.....	32
II.2 Principe de la Commande directe de puissance.....	33
II.2.1 calcul des puissances instantanées	34
II.3 Régulation du bus continu.....	34
II.4 Boucle de verrouillage de phase PLL.....	36
II.4.1 PLL classique.....	37
II.4.2 PLL modifier.....	37
Conclusion.....	42

Chapitre III : Résultats de simulation sous Matlab....43

Introduction.....	44
III.1 L'outil Matlab / Simulink.....	45
III.1.1 matlab.....	45
III.1.2 simulink	
III.2 Résultats de simulation et expérimentaux.....	45
III.2.1 Résultats de simulation sous Matlab-Simulink.....	45
Conclusion.....	52
Conclusion Générale.....	53
Références bibliographiques	

Liste des Figures

Liste des figures

Chapitre I : Qualité d'Energie Electrique

Figure I.1 : Exemple d'un courant distordu et sa decomposition

Figure I.2 : Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques

Figure I.3 : forme d'onde du courant absorbé par un ordinateur et spectre associé.

Figure I.4 : Arrangement d'inter-harmoniques et d'infra-harmoniques

Figure I.5 : Diagramme de Fresnel des puissances

Figure I.6 : pération de base d'un filtre

Figure I.7 : Classification des filtres

Figure I.8 : Filtre passe bande (a), passe haut 1er ordre (b), passe haut 2eme ordre

Figure I.9 : Filtre actif parallèle.

Figure I.10 : Topologie d'un filtre actif série

Figure I.11 : Topologie d'un filtre actif UPQC

Figure I.12 : Topologie d'un filtre actif parallèle Filtre avec Filtre passif parallèle

FigureI.13 : Topologie d'un filtre actif série avec filtre passif parallèle

FigureI.14 : Topologie d'un filtre actif série en série avec filtre passif parallèle

FigureI.15 : Diagramme d'un filtre de puissance actif parallèle

Figure I.16 : Structure générale du filtre actif parallèle

Figure I.17 : Structure d'un onduleur de tension à deux niveau

Figure I.18 : Les huit configurations des commutations de l'onduleur de tension

Figure I.19 : Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux fonctionnant en FAP

Chapitre II : Modélisation et Performance de la Commande Directe de puissance DPC

Figure II.1 : Contrôle du FAP par la commande DPC

Figure II.2 : Schemas de regulation de la tension du bus continu par un IP (a) schema simplifie, (b) schema du IP avec un retour d'anti-emballement

Figure II.3 : Structure de base de la PLL

Figure II.4 : Structure du diagramme du of the PLL avec filtre MVF

Figure II.5 : Circuit du filtre FMV

Figure II.6 : Résultats de simulation de la tension de source à l'entrée (a) et à la sortie (b) de la

Chapitre III : Résultats de simulation sous Matlab

Figure III.1 : Le modèle de la DPC sur l'environnement Matlab/Simulink

Figure III.2 : Résultats de simulation de la tension de source (a), courant de charge (b), courant de source (c) et courant de filtre avant et après la mise en service du FAP à $t=0.1s$

Figure III.3 : Résultats de simulation de tension du bus continu (a) la puissance active (b), réactive (c) et leurs références avant et après la mise en service du FAP à $t=0.1s$

Figure III.4 : Analyse spectrale du courant de source avant (a) et après (b) la mise en service du FAP

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Tableau.I.1: Comparaison entre filtrage actif et passif

Tableau.I.2: Tensions générées par l'onduleur

Tableau III.1 : Tableau des paramètres.

*Liste des Symboles
et des Acronymes*

Liste des Symboles

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courants de source

e_{sa}, e_{sb}, e_{sc} : Tensions de source

v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} : Tensions au point de connexion commun (PCC)

$i_{cha}, i_{chb}, i_{chc}$: Courants de charge

i_{fa}, i_{fb}, i_{fc} : Courants à la sortie du filtre

S_a, S_b, S_c : Signaux de commande des interrupteurs

i_α, i_β : Composantes des courants de source dans le repère stationnaire $\alpha\beta$

i_d, i_q : Composantes des courants dans le repère tournant dq

L_s, R_s : Inductance et résistance de la source

V_{dc} : Tension du bus continu

$V_{dc_réf}$: Tension de référence du bus continu

P^*, q^* : Référence de la puissance active et réactive

$\Delta P, \Delta q$: Variation de la puissance active et réactive

PP : Puissance active instantanée

H_p, H_q : Largeurs de la bande d'hystérésis

qq : Puissance réactive instantanée

ΔV : Perturbation de tension

ΔP : Perturbation de puissance

I_W : Conductance statique

$\Delta I/\Delta V$:Incrément de conductance

IPVs : Courant à la sortie du hacheur parallèle

i_L : Courant de l'inductance à l'entrée du hacheur parallèle

γ : Coefficient de température du photo-courant (mA/°C)

β : Coefficient de température de la tension du circuit ouvert (mV/°C)

e : Signale d'erreur

Liste des Acronymes

- DPC : Direct power control
- DTC : Direct Torque Control
- SVM : Space Vector Modulation
- THD : Total Harmonic Distortion
- UPQC : Unified Power QualityConditioner
- VSI : Voltage-Source Inverter
- FAP : Filtre Actif Parallèle
- FAS : Filtre Actif Série
- FAH : Filtre Actif Hybride
- FPB : Filtre Passe Bas
- FBH : Filtre Passe haut
- FPP : Filtre Passif Parallèle
- IGBT : Insulated-Gate Bipolar Transistor
- PI : Proportional-Integral
- PLL : Phase-Locked Loop
- PWM : Pulse-Width Modulation
- AC : Alternating Current
- DC : Direct Current
- STC : Standard Test Conditions
- PCC : Point of common coupling

Introduction Générale

Introduction Générale

L'essor et le développement des semi-conducteurs a permis la prolifération des systèmes à base d'électronique de puissance, qui ont donné une nouvelle perspective pour un contrôle plus souple, efficace et économe de l'énergie électrique.

Ces systèmes sont des convertisseurs statiques qui permettent d'adapter de manière réversible ou non la forme alternative ou continue de l'énergie électrique suivant le besoin et le contexte d'utilisation entre le réseau et la charge alimentée. D'autre part, l'utilisation intensive des charges non linéaires a entraîné de graves perturbations, comme les harmoniques, les courants déséquilibrés, etc...., injectés dans le réseau électrique. [1]

Les harmoniques réduisent l'efficacité et le facteur de puissance, augmentant les pertes et entraînant des interférences électromagnétiques avec les lignes de communication voisines et d'autres conséquences néfastes[2].

Pour diminuer l'impact de ces harmoniques sur le système d'alimentation, les filtres actifs de puissance (FAP) sont installés au point de raccordement commun PCC. Le FAP injecte le courant de compensation au PCC pour annuler les harmoniques et pour rendre le courant de source sinusoïdale. Par l'installation du FAP, la pollution harmonique ainsi que le faible facteur de puissance dans le système d'alimentation peuvent être améliorés.

Différentes solutions peuvent être utilisées pour remédier à ces problèmes, on peut citer les filtres passifs, les filtres actifs et les dispositifs à absorption sinusoïdale de courant dont fait partie le redresseur à MLI [3]. Ce dernier s'est imposé, ces dernières années, comme l'une des meilleures solutions de dépollution ce qui a suscité l'intérêt grandissant des chercheurs. Les recherches effectuées dans ce domaine ont englobé plusieurs aspects, leurs topologies, les interrupteurs de puissance utilisés dans les différentes structures et les techniques de commande de ces convertisseurs.[3]

Plusieurs stratégies de contrôle du redresseur MLI ont été proposées dans la littérature. Elles sont toutes basées sur le contrôle des puissances échangées entre les deux côtés du convertisseur. On peut les classer en deux familles :

Méthodes à contrôle direct : Ce sont les DPC (Direct Power Control) et les VF-DPC (Virtual flux based direct power control) .

Méthodes utilisant des boucles internes de courant pour un contrôle indirect de ces puissances : Ce sont les VOC (Voltage Oriented Control) et le VFOC (Virtual Flux Oriented Control).

Ces stratégies de contrôle visent à atteindre le même but global à savoir un facteur de puissance unitaire et un courant de forme pratiquement sinusoïdale, mais leurs principes diffèrent.[4]

Au fil des années, les chercheurs montrent un intérêt grandissant pour la commande directe en puissance. Cette technique qui est basée sur le contrôle des puissances instantanées actives et réactives garantit d'excellentes performances statiques et dynamiques.

Dans le premier chapitre, on débute avec la problématique des harmoniques, leurs origines, leurs Caractérisations et la Réduction de la pollution harmonique. Ensuite, les différentes solutions traditionnelles et modernes de filtrage possibles sont présentées : filtrage actif, et hybride, on se focalisera ensuite sur le filtrage actif parallèle.

Dans deuxième chapitre, nous allons étudier en détail le contrôle DPC basé sur la table de commutation prédéfinie appliquée au filtre actif parallèle (FAP). À cet effet, partant de la synthèse des technologies existantes des différents types de contrôle de convertisseurs PWM proposés dans la littérature, puis, les principes et étapes de modélisation du contrôle DPC sont développés.

Dans la troisième chapitre nous présenterons les résultats de simulation et expérimentaux obtenus accompagnés par des interprétations bien détaillées.

Chapitre I :

Qualité d'Energie Electrique

Introduction

Dans le même temps, la demande d'énergie électrique augmente de façon exponentielle. La qualité de l'énergie temporelle est devenue le problème le plus important de l'industrie Électricité. Ces dernières années, la diffusion de charges non linéaires. Le système électrique se développe à un rythme sans précédent. Charge non linéaire Typiquement, comme les poissons fluorescents, les convertisseurs électroniques de puissance, Les moteurs électriques, divers appareils ménagers, etc., consomment beaucoup Le courant harmonique de l'alimentation réduit le rendement et le facteur de puissance. En plus, Alors que les gens accordent de plus en plus d'attention aux combustibles fossiles et à leur impact sur les combustibles fossiles Dans l'environnement, les gens sont préoccupés par les énergies renouvelables. Parmi différents types de ces énergies, et parce qu'elles sont faciles à mettre en œuvre, elles ont de faibles coûts de maintenance alors que le prix des modules photovoltaïques continue de baisser, la production d'énergie solaire photovoltaïque est considérée comme c'est un substitut approprié à l'énergie conventionnelle.

La première partie de ce chapitre traite des problèmes de qualité énergétique et différentes topologies de filtre pour améliorer cette qualité. Il expliqua chaque configuration du filtre et ses avantages et inconvénients sont décrits en détail. filtre célèbre positif; puis détaillé le contenu utilisé dans cet article, nous discuterons de ses principes ici Et sa conception, puis modélisez et redimensionnez chaque élément du DPF. La deuxième partie se concentre sur les systèmes photovoltaïques, qui présente brièvement les différents configurations et topologie de la connexion réseau et technologie de contrôle MPPT les documents qui existent dans la littérature seront discutés explicitement.

I.1 Qualité d'énergie électrique :

La qualité de l'énergie est une notion assez large qui recouvre à la fois la qualité de la fourniture électrique, la qualité de l'onde de tension et la qualité des courants. Lorsque la tension est présente, les principaux phénomènes pouvant l'affecter sont d'une part les variations lentes : creux de tension, sursensions, coupures, déséquilibres et d'autre part des variations rapides : sursensions transitoires, flicker ainsi que les harmoniques. La qualité des courants reflète par contre la possibilité des charges à fonctionner sans perturber ni réduire

l'efficacité du système de puissance. C'est pourquoi certains considèrent que la qualité de l'électricité se réduit à la qualité de la tension [5].

La qualité de l'alimentation électrique ou qualité de l'onde fait référence à la mesure du degré de conformité d'une source d'alimentation électrique par rapport à un certain nombre de critères ou de normes à caractère quantitatif et absolu. L'énergie électrique est délivrée sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants :

- la fréquence
- l'amplitude
- la forme d'onde qui doit être sinusoïdale
- la symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs

Tout phénomène physique affectant une ou plusieurs de ces caractéristiques peut être considéré comme perturbation. En pratique, ces perturbations sont classées selon la durée du phénomène. Ainsi, il est possible de distinguer :

- les altérations de l'onde de tension (harmonique, déséquilibre, flicker). Ces phénomènes sont permanents ou durent au minimum plusieurs minutes.
- les creux de tension, surtension et coupures brèves d'une durée de l'ordre d'une à quelques secondes .
- les surtensions transitoires, de durée inférieure à une période. [6].

I.1.1 Problématique des harmoniques

La problématique des harmoniques, également appelée pollution harmonique, n'est pas un phénomène nouveau. Néanmoins, du fait que de plus en plus de charges non-linéaires se connectent au réseau, la problématique des harmoniques est devenue très répandue. Les charges non-linéaires provoquent une distorsion dans le courant, et donc dans la tension, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. D'où, L'intérêt d'éliminer ou repousser ces harmoniques vers les fréquences les plus élevées [7].

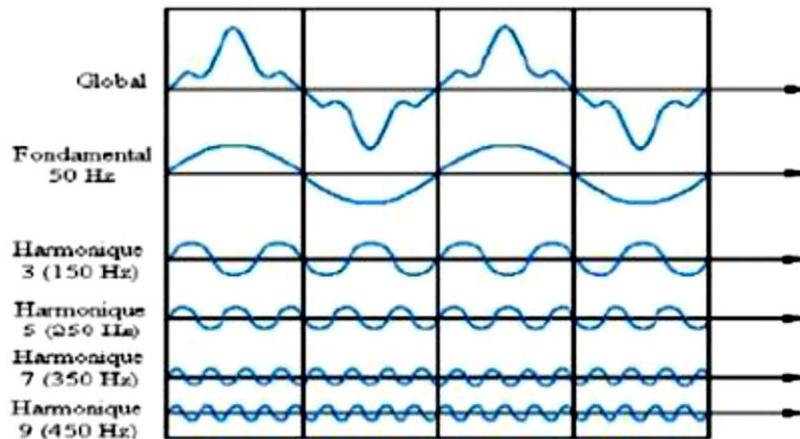


Figure I.1 : Exemple d'un courant distordu et sa décomposition

Un récepteur d'énergie est considéré par le réseau électrique comme une charge perturbatrice s'il absorbe des courants non sinusoïdaux ou des courants déséquilibrés ou s'il consomme de la puissance réactive. Les deux premiers types de perturbations peuvent déformer ou déséquilibrer les tensions du réseau lorsque l'impédance de celui-ci n'est pas négligeable. Le troisième réduit la capacité de production ou de transmission de la puissance Active des générateurs, des transformateurs et des lignes électriques [8].

Un signal déformé est la résultante de la superposition des différents rangs d'harmoniques (Figure 1.1). En composantes harmoniques de rang 1 (fondamental), 3, 5, 7 et 9.

I.1.2 Origine des harmoniques

Les harmoniques sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations résultent de la superposition, sur l'onde fondamentale, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamental [6]. En général, les harmoniques pairs sont négligeables et seuls les harmoniques impairs existent [5]. Nous pouvons également observer des

sous-harmoniques ou des inter-harmoniques à des fréquences non multiples de la fréquence fondamentale. La figure 1.1 illustre un exemple de forme d'onde d'une tension distordue contenant, en plus du terme fondamental de fréquence 50Hz, trois harmoniques de rang impair 5, 7 et 11.

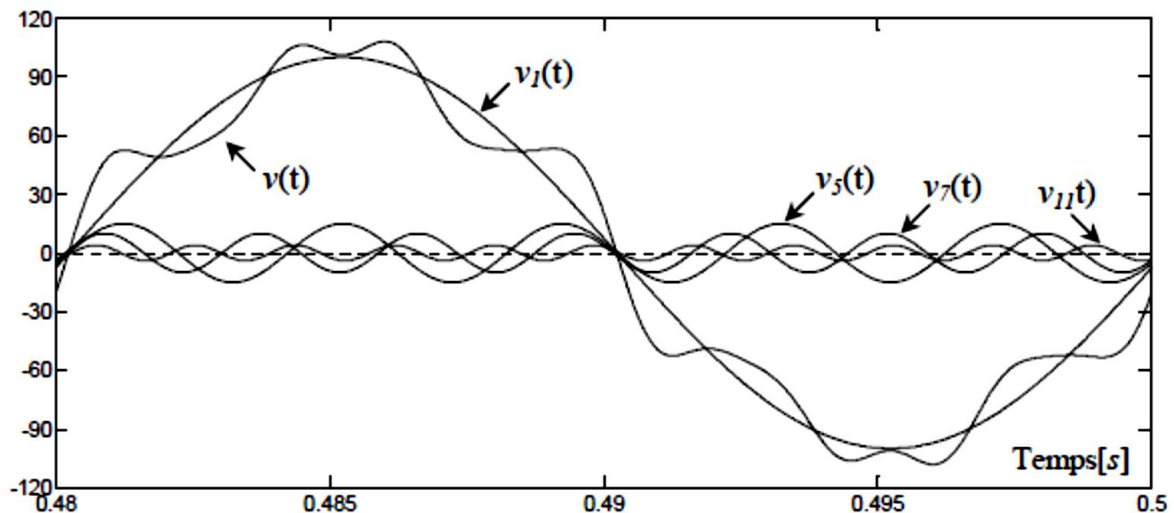


Figure I.2 Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques.

La cause principale de l'existence des harmoniques de tension, comme on le montrera ultérieurement, est l'injection dans le réseau des courants non sinusoïdaux par des charges non linéaires. Il s'agit alors de sources génératrices de courants harmoniques qui peuvent être classées en deux types :

c. Sources harmoniques identifiables :

Les équipements dotés de dispositifs à base d'électronique de puissance, notamment les redresseurs et les cyclo convertisseurs de puissances importantes, installés sur les réseaux haute et moyenne tension sont typiquement des sources harmoniques identifiables. Avec ce type de charge non linéaire, le distributeur d'énergie est capable d'identifier le point d'injection des harmoniques et de quantifier la perturbation provoquée. Dans ce cas, c'est l'utilisateur qui doit se procurer les moyens nécessaires afin de réduire cette perturbation au dessous du seuil exigé par le distributeur de l'énergie sous peine d'être pénalisé [6].

d. Sources harmoniques non identifiables

Ce type de générateur de courants harmoniques est principalement représenté par les appareils utilisés dans les domaines électrodomestiques ou tertiaires tels que les téléviseurs et les micro-ordinateurs. Vue leur très large diffusion, ces équipements comportant souvent un redresseur monophasé à diodes avec un condensateur de lissage, prélèvent des courants harmoniques non négligeables. Dans ce cas, il est de la responsabilité du distributeur de l'énergie électrique d'empêcher la propagation de la perturbation harmonique sur le réseau puisque individuellement chaque utilisateur génère un faible taux d'harmonique [6].

A titre d'exemple, la figure I.3 ci-dessous montre l'allure du courant absorbé par un ordinateur. Il est de forme impulsionnelle et riche en harmoniques et possède un taux de distorsion inadmissible.

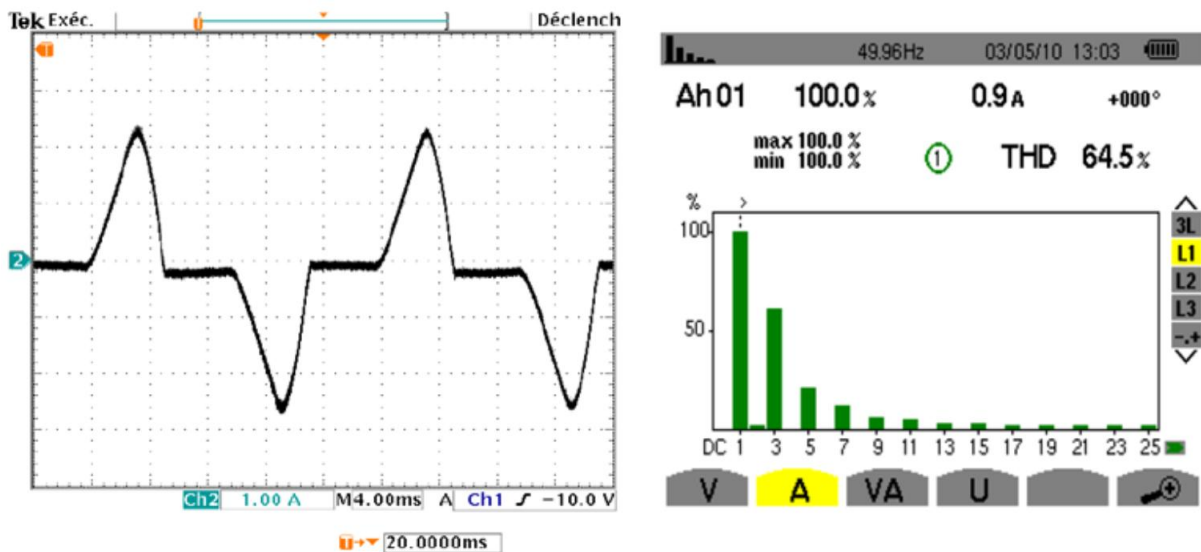


Figure I.3 forme d'onde du courant absorbé par un ordinateur et spectre associé.

I.1.2.1 Types des harmoniques

Les harmoniques sont spécialement conçues en fonction de leur ordre. Il y a des harmoniques paires ou impaires. Même les harmoniques d'ordre (2, 4, 6, ...) qui sont généralement négligeables dans un environnement industriel s'annulent en raison de la symétrie du signal. Ils n'existent qu'en présence d'un composant DC. En revanche, des harmoniques impaires (3, 5, 7 ...) sont souvent rencontrées sur le réseau électrique. Dans le cas de changements périodiques ou aléatoires de la puissance absorbée par certains récepteurs, nous avons remarqué qu'il existe d'autres types de composantes harmoniques:

- **Infra-harmoniques** : Ce sont des composantes sinusoïdales dont la fréquence est inférieure à la fréquence fondamentale: 10 Hz, 20 Hz.
- **Inter-harmoniques** : Ce sont des composantes sinusoïdales dont les fréquences ne sont pas des multiples de la fréquence fondamentale: 130 Hz, 170 Hz, 220 Hz [9].

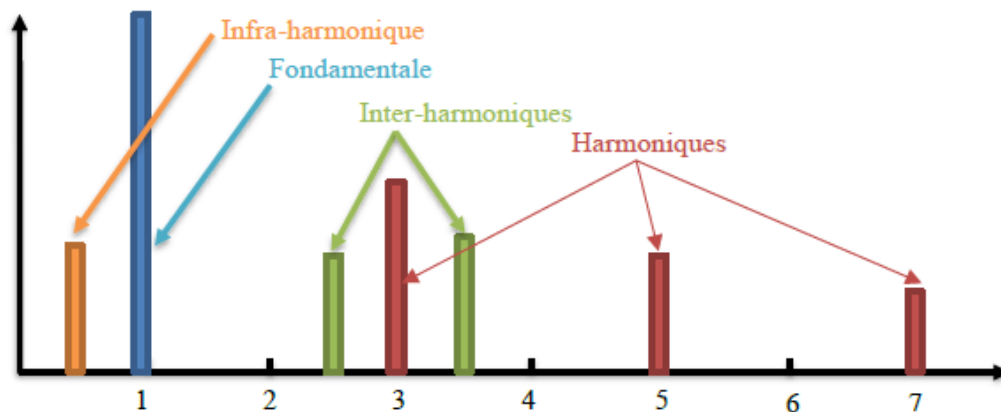


Figure I.4 Arrangement d'inter-harmoniques et d'infra-harmoniques

I.1.3. Caractérisation des perturbations harmoniques

Plusieurs critères sont définis pour caractériser les perturbations. Le taux de distorsion harmonique et le facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive. [10]

I.1.3.1. Taux de distorsion harmonique

On utilisera le terme THD (Total Harmonic Distortion) pour désigner le taux de distorsion harmonique. Le THD s'exprime par rapport à la fréquence fondamentale et caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde de signal déformée.

Deux taux de distorsion harmonique sont distingués [11] :

- le taux de distorsion harmonique en courant, noté THD_i
- le taux de distorsion harmonique en tension, noté THD_v

Le premier s'exprime sous la forme :

$$THD_i = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_n^2}{I_1^2}} \quad I.1$$

Avec : I_1 la valeur efficace du courant fondamental et I_n les valeurs efficaces des différentes harmoniques du courant.

Le THD_i ne dépend que des valeurs efficaces du courant de charge. En revanche, le THD_v est fonction des courants harmoniques, caractérisant la charge, et de l'impédance de court-circuit imposée par le réseau :

$$THD_v = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_h}{V_a}\right)^2} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{|Z_{cc}^h| I_n}{V_1}\right)^2} \quad I.2$$

V_1 : désigne la valeur efficace de v_1 .

Ainsi, plus les impédances Z_{cc}^h ($h > 1$) sont faibles, plus la distorsion en tension est faible

I.1.3.2 Le facteur de distorsion

Le facteur de distorsion F_d est défini comme étant le rapport entre la fondamentale et le signal en valeurs efficaces. Il est donné par l'expression suivante :

$$F_d = \frac{I_1}{I_{eff}} \quad I.3$$

Il est alors égal à l'unité lorsque le courant est purement sinusoïdal et diminue lorsque la distorsion apparaît.

I.1.3.3 Facteur de crête :

Le facteur de crête F_c d'un signal est défini par ainsi :

$$F_c = \frac{\text{valeur crête}}{\text{valeur efficace}} \quad I.4$$

Pour les ondes sinusoïdales, le facteur de crête est 1,41. Il peut atteindre la valeur de 5 dans le cas d'ondes fortement déformées.

I.1.3.4 Facteur de puissance

Pour un signal sinusoïdal, le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S . Les équipements électriques sont dimensionnés généralement pour la tension et le courant nominaux. Un faible facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements [12].

$$Fp = \frac{P}{S} \quad Fp = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad \text{I.5}$$

Où Q représente la puissance réactive.

Dans le cas où il y a des harmoniques, une puissance supplémentaire appelée la puissance Déformante D donnée par la relation (I.6) apparaît comme le montre le diagramme de Fresnel de la figure (I.5).

$$D = V_{eff} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{ln}^2} \quad \text{I.6}$$

La puissance apparente S peut alors s'exprimer comme suit :

$$s = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad \text{I.7}$$

Donc, Le facteur de puissance Fp est exprimé par l'expression suivante :

$$Fp = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad \text{I.8}$$

D'après l'équation. I.11, on constate que le facteur de puissance est réduit en raison de la présence des harmoniques et de la consommation de puissance réactive [13].

Le diagramme de Fresnel des puissances est présenté sur la figure I.5 :

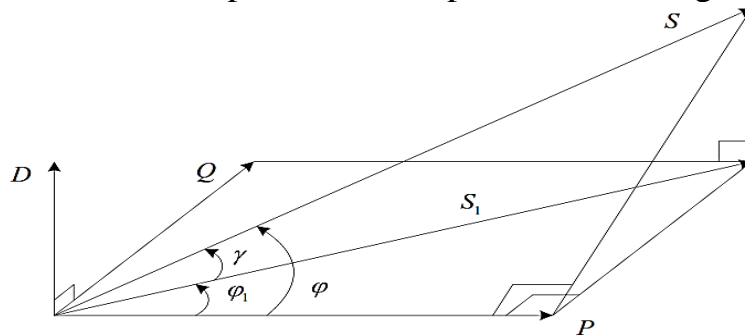


Figure I.5 : Diagramme de Fresnel des puissances

φ : Déphasage entre la puissance active et la puissance apparente S .

φ_1 : Déphasage entre la puissance active et la puissance apparente S_1 .

γ : Déphasage entre la puissance apparente dans le cas d'un système linéaire et celle-là dans le cas d'un système non-linéaire.

I.1.3.5 Causes de la production des harmoniques

La production harmonique est due à l'utilisation d'un grand nombre de charges non linéaires. Les charges non linéaires sont les charges qui n'absorbent pas de courant sinusoïdal même lorsqu'elles sont alimentées par une tension sinusoïdale.

La cause principale de l'existence des harmoniques de tension est l'injection des courants non sinusoïdaux dans le réseau. Différentes sources génératrices des courants harmoniques peuvent être citées :

- Charges commerciales : Alimentations monophasées, éclairage fluorescent, variateurs de vitesse pour HVAC, ascenseurs, etc... ;
- Charges industrielles : Variateurs des courants continus et alternatifs ;
- Charges domestiques : Systèmes informatiques et autres charges électroniques.

I.1.3.6 Effets indésirables de la pollution harmonique

Les courants et les tensions harmoniques ont des effets néfastes sur la rentabilité et la durée de vie des équipements électriques, tel que :

- La surchauffe des transformateurs, moteurs, etc.... ;
- L'augmentation des pertes dans le réseau électrique ;
- Le faux déclenchement des relais de protection ;
- Les vibrations dans les machines tournantes ;
- La dégradation de la qualité de la tension.

I.1.4 Réduction de la pollution harmonique

La solution la plus efficace pour améliorer la qualité de l'alimentation est l'utilisation des filtres pour réduire les harmoniques. L'idée de base d'utiliser un filtre est expliquée dans la Figure I.6, où le filtre injecte un courant qui compense les harmoniques du courant de charge.

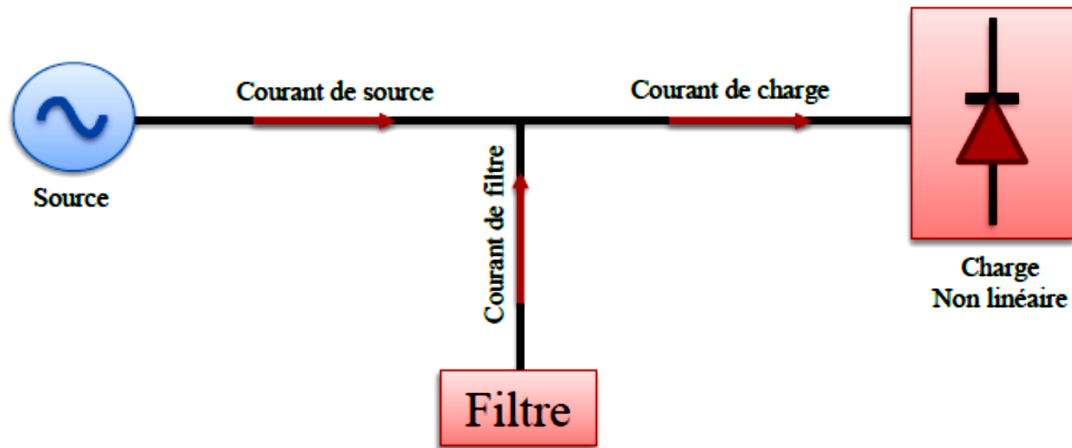


Figure I.6 Schéma de base d'un filtre

Les différents filtres présents dans la littérature sont classés en trois types de base: Filtres actifs, filtres passifs et filtres hybrides. Chaque type a sa propre sous-classification comme le montre la figure I.7 :

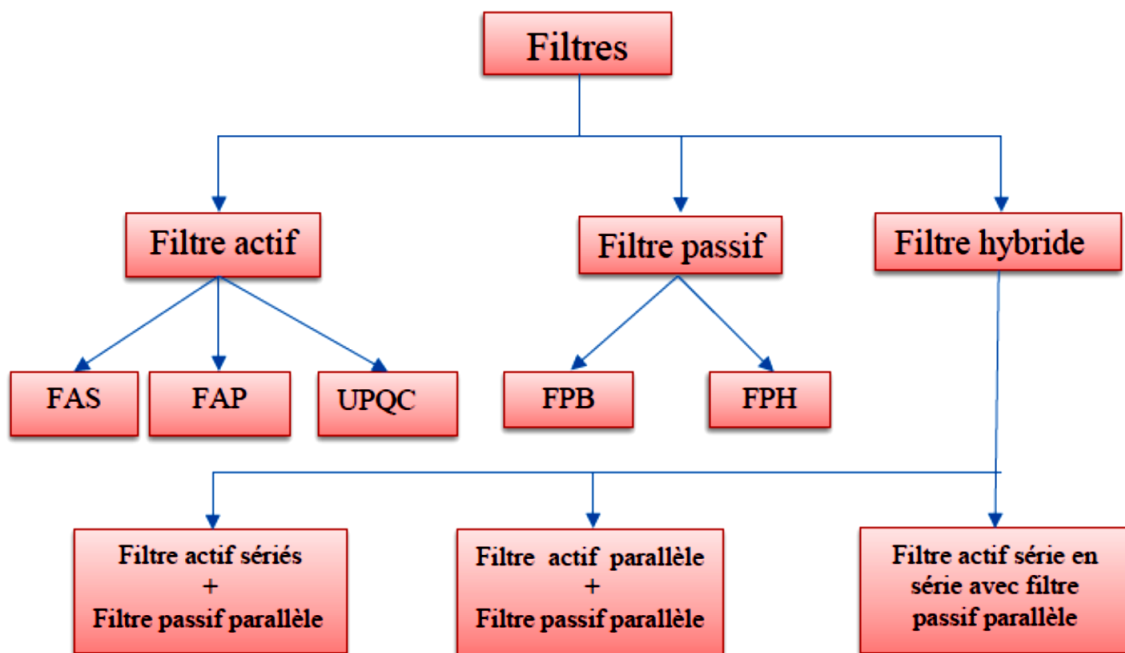


Figure I.7 Classification des filtres

I.1.4.1 Filtres passifs de puissance

Des filtres de puissance passifs sont utilisés pour filtrer des commandes spécifiques Harmonique, et a le problème de la résonance parallèle. Ces filtres

sont fabriqués par Composants passifs tels que condensateurs, inductances et résistances. elles sont Il est largement utilisé en raison de son faible coût. Des filtres passifs sont également fournis Puissance réactive autre que le filtrage harmonique. Les performances de ces filtres Tout dépend de l'impédance du système. Différents types de filtres passifs Le circuit de compensation des courants harmoniques est illustré à la Figure I.8:

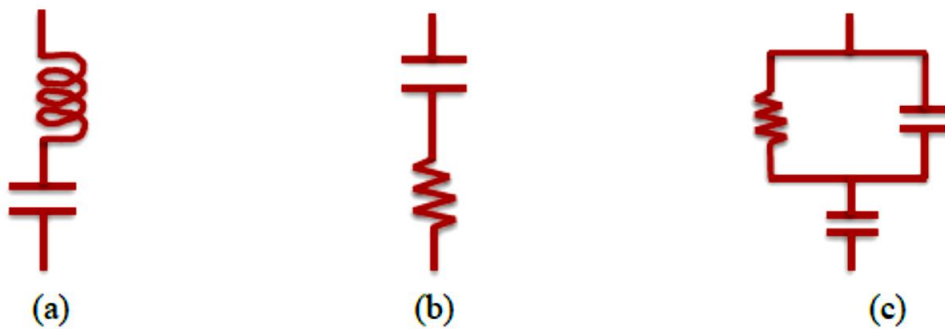


Figure 1.8 :Filtre passe bande (a), passe haut 1^{er} ordre (b), passe haut 2^{eme} ordre

I.1.4.2 Avantages des filtres passifs

Bien que les filtres passifs n'éliminent pas les harmoniques dans une grande plage, néanmoins, il est utilisé en raison de certaines caractéristiques importantes qui sont décrits comme suit :

- Ils sont plus simples à configurer et à construire ;
- Ils possèdent un faible coût initial et de maintenance (par rapport au filtre actif).

I.1.4.3 Inconvénients des filtres passifs

Certains inconvénients majeurs des filtres passifs sont cités ci-dessous :

- La propriété et les caractéristiques du filtre dépendent de l'impédance de la source qui sont soumises à des variations dues à une condition externe ;
- L'état de résonance dans le filtre peut créer un problème avec les charges et le réseau, entraînant des fluctuations de tension ;
- Il est fondamentalement capable d'enlever certaines composantes harmoniques particulières par le raccordement chaque fois que l'ampleur de cette composante harmonique est constante et le facteur de puissance **PF** du système est faible ;

- La réponse du filtre est statique, c'est-à-dire, si la variation de charge introduit de nouvelles composantes harmoniques, le filtre doit être redessiné, ce qui augmente les coûts de maintenance et d'exploitation du filtre ;
- Les problèmes de déséquilibre de la charge ne peuvent pas être résolus.

En raison des inconvénients cités ci-dessus et l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs comme les thyristors GTO et les transistors IGBT, une nouvelle structure de filtres, appelée filtre actif de puissance est conçu pour générer des courants ou des tensions harmoniques de manière à ce que le courant est la tension du réseau soient sinusoïdaux et parfois opérant avec un facteur de puissance unitaire.

I.1.5 Filtrés actifs de puissance

Afin de pallier les inconvénients des filtres passifs, une compensation active appelée filtres de puissance active a été récemment utilisée. Le FAP est un onduleur de tension (VSI) qui peut injecter un courant ou une tension de compensation en fonction de la configuration du réseau.

I.1.5.1 Classification des filtres actifs de puissance

a- Filtre actif parallèle (Shunt) :

Sur la figure 1.9 apparaît le synoptique d'un filtre actif parallèle. Le filtre actif est constitué d'un onduleur de tension et d'un filtre inductif en sortie. Ainsi, l'inductance en sortie de l'onduleur donne la nature de source de courant au filtre actif. Dans le cas où le réseau alimente plusieurs charges polluantes, il est préférable d'utiliser un seul filtre actif pour toutes les charges car, dans ce cas, le coût du filtrage est moindre.

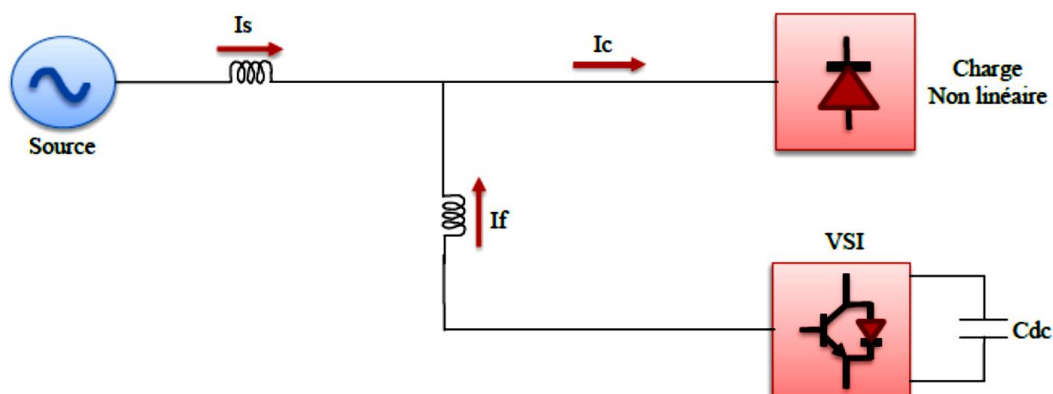


Figure I.9 Filtre actif parallèle.

Cependant, lorsque la puissance des charges polluantes est élevée, la solution d'un filtre actif par charge s'avère nécessaire. Cette dernière méthode est bien sûr plus coûteuse mais elle possède l'avantage d'éviter que la stabilité des harmoniques vienne perturber le réseau dans le cas où un filtre actif est défectueux.

b- Filtre actif série

Le but du filtre actif série est de créer une impédance en série avec le réseau qui sera nulle pour le fondamental et de valeur élevée pour les harmoniques. Il est destiné à protéger les installations sensibles aux perturbations provenant du réseau telles que les harmoniques en tension, les surtensions, déséquilibres et creux de tension. En revanche, le filtrage série ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge. En plus, ce filtre nécessite une protection complexe contre les courts-circuits des réseaux.

En effet, lors d'un court-circuit côté réseau, ce dernier peut être amené à supporter tout le courant de court-circuit.

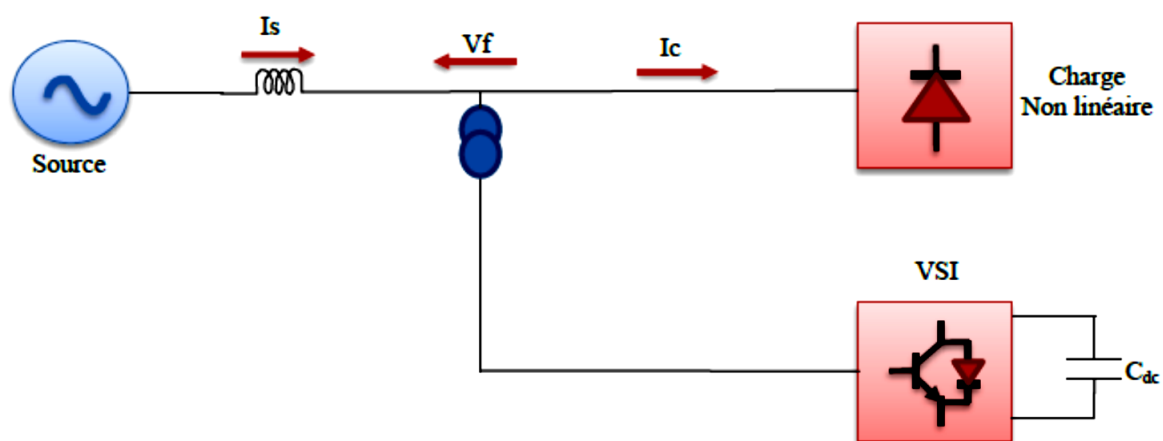


Fig. I.10 : Topologie d'un filtre actif série

e. Conditionneur de qualité de puissance unifiée (UPQC)

L'UPQC est principalement la combinaison de deux filtres actifs série et parallèle qui partagent la même capacité sur le bus continu. Ce type de dispositif est capable à la fois de régler la tension du réseau et d'éliminer les harmoniques. Il est considéré comme le plus puissant dispositif et il est capable d'effectuer efficacement toutes les tâches de conditionnement de puissance [14][15] [16].

Cependant, son prix important et la complexité des commandes des nombreux interrupteurs limitent son utilisation à des applications critiques comme l'équipement médical.

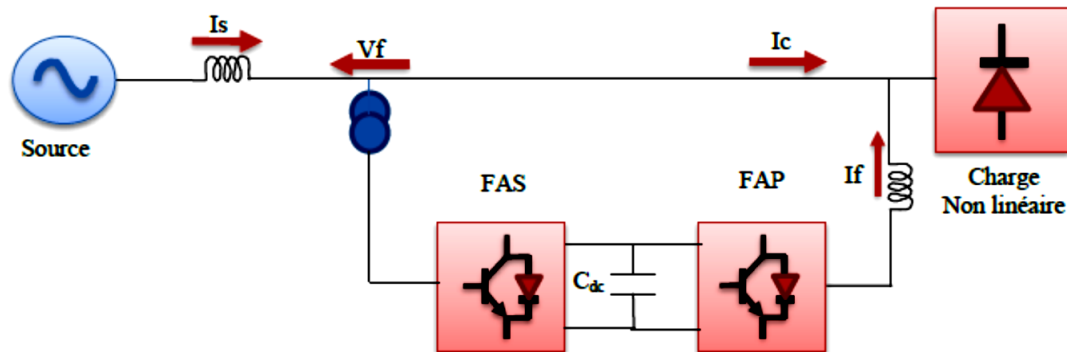


Figure I.11 : Topologie d'un filtre actif UPQC

d-Filtres de puissance hybrides

Connecté avec ou sans transformateurs au réseau, le filtre actif hybride est constitué d'un filtre passif connecté directement en série avec le filtre actif, ce qui entraîne une diminution de la tension du bus continu comparativement à celle d'un filtre actif pur et une réduction du dimensionnement du filtre hybride. En plus, le filtre passif évite les oscillations dues à la commutation car il présente une haute impédance à cette fréquence [17][16]. Il existe en fait différentes combinaisons comme suit :

- Filtre actif parallèle avec Filtre passif parallèle
- Filtre actif série avec filtre passif parallèle ;
- Filtre actif série en série avec filtre passif parallèle.

Chaque configuration de ce filtre est montrée ci-dessous dans les figures I.12-14 :

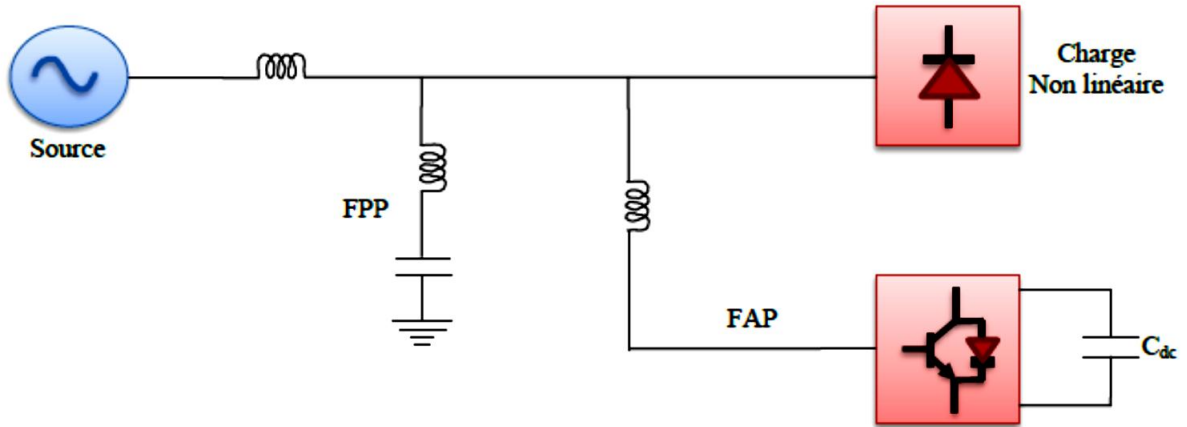


Figure I.12 : Topologie d'un filtre actif parallèle Filtre avec Filtre passif parallèle

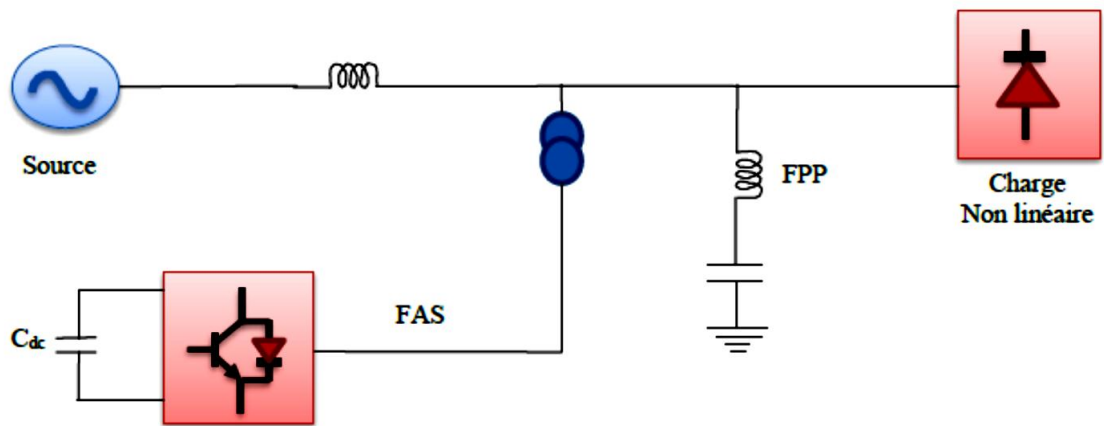


Figure I.13 Topologie d'un filtre actif série avec filtre passif parallèle

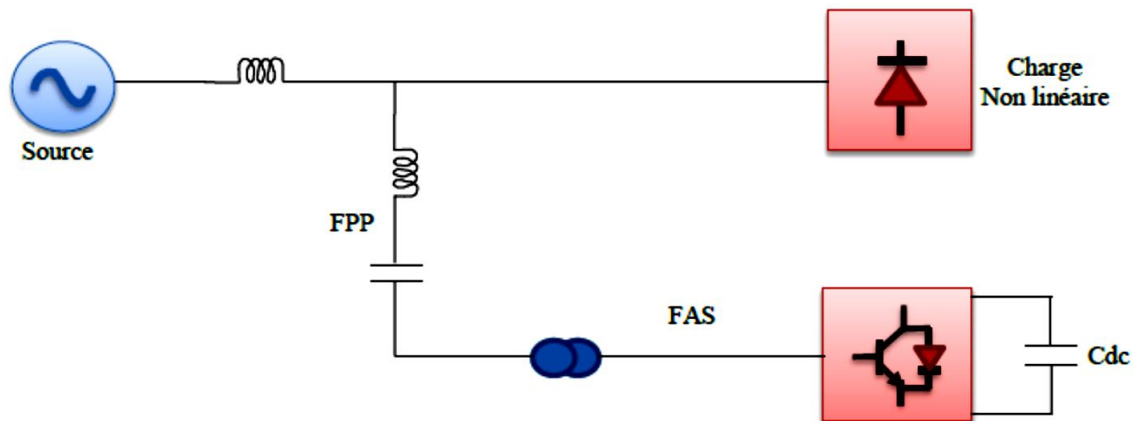


Figure I.14 Topologie d'un filtre actif série en série avec filtre passif parallèle

I.1.5.2 Comparaison entre un filtre actif et passif

Dans le tableau I.1 suivant, on résume une comparaison entre le filtre actif et le filtre passif selon différents critères :

Critère de comparaison	Filtre actif	Filtre passif
Action sur les courants harmoniques	Agit simultanément sur plusieurs fréquences selon sa bande passante	Nécessite un filtre pour chaque harmonique
Interaction entre filtres voisins	Pas de risque	Risque de destruction du filtre accordés à des fréquences voisins (résonances)
Influence d'une variation de fréquence	Aucun risque	Efficacité réduite (le filtre est calculé pour une fréquence exacte)
Surcharge	Pas de risque	Risque de détérioration lorsque le courant harmonique à compenser dépasse ses capacités
Variation de l'impédance du réseau	Aucune conséquence	Risque d'amplification harmonique (déplacement de la fréquence d'antirésonance vers une fréquence harmonique)
Vieillessement	Pas d'influence sur les performances	Risque de dégradation des performances (dérive de la fréquence d'accord)
Raccordement	Pas d'étude préalable	Etude au cas par cas
Surveillance de fonctionnement	Réalisée par le système de contrôle commandé	Pas de surveillance
Influence d'une augmentation de courant	Aucun risque de surcharge. Mais efficacité diminuée	Risque de surcharge et de détérioration
Rajout d'équipement en aval	Pas de problème (dans la limite de la puissance du filtre)	Nécessite des modifications sur le filtre, dans certains cas

Encombrement	Faible	Important
Poids	Faible	Elevé
Coût	Coût des composants plus élevé Pas de coût d’étude de dimensionnement	Coût des composants plus faible Etude de dimensionnement obligatoire

Tableau.I.1: Comparaison entre filtrage actif et passif [13]

I.1.6 Filtre Actif parallèle

Le filtre actif shunt illustré à la figure 1.15 est également appelé compensateur shunt, permettant Contrôler, neutraliser et compenser correctement le courant harmonique de la charge polluante Déséquilibre et courant réactif. En général, en analysant la charge à l'avance, les interférences peuvent être identifiées et la charge peut être déterminée. La compensation est effectuée au niveau du réseau via des filtres actifs parallèles. La forme du courant généré côté réseau est Onde sinusoïdale, voire en phase avec la tension au point de connexion en cas de compensation Ondes fondamentales harmoniques et réactives [18], [19].

I.1.6.1 Conception d’un filtre Actif parallèle [20]

Le filtre actif shunt utilisé pour améliorer la qualité de l’énergie réalise La forme de l’onduleur de tension (VSI). Parallèle à la source de tension Passez le filtre de sortie Lf. La structure globale se compose des trois parties suivantes:

- La source de tension ;
- Le pont redresseur à diodes débitant sur une charge de type R-L ;
- L’onduleur de tension à deux niveaux, appelé FAP.

Le diagramme schématique du filtre actif parallèle de puissance est illustré sur la figure I.15 :

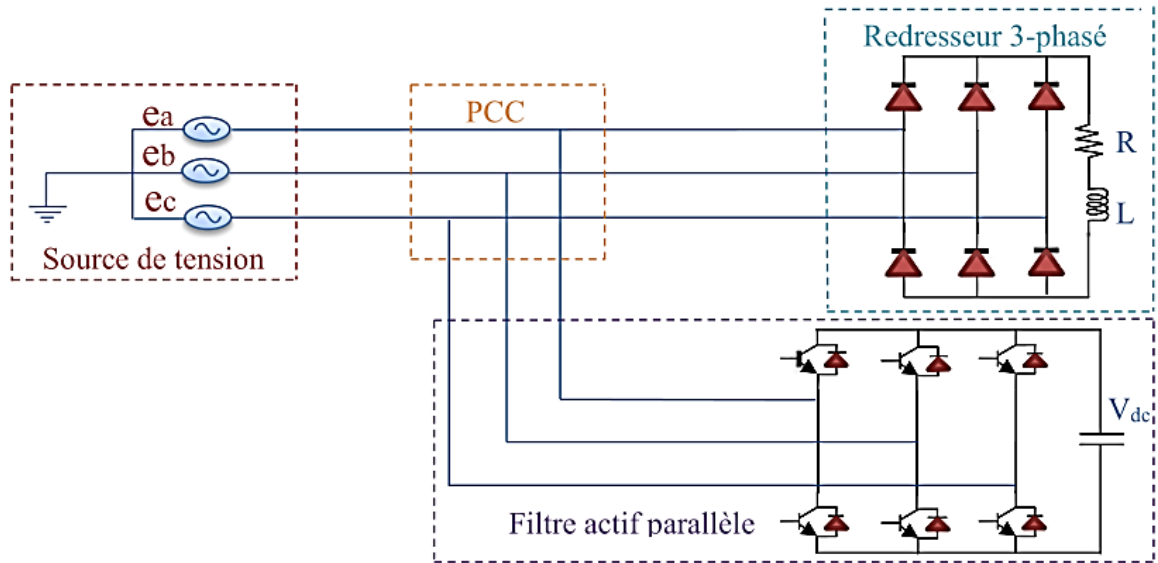


Figure I.15 Diagramme d'un filtre de puissance actif parallèle

Pour générer les signaux de la commande de l'onduleur de tension ; deux blocs sont nécessaires (figure I.16) :

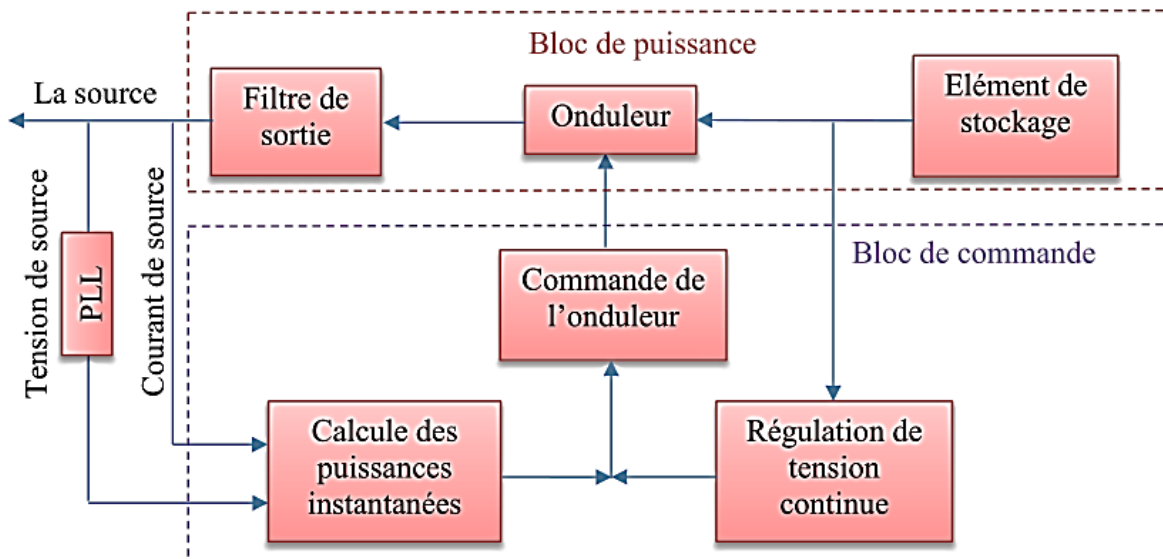


Figure I.16 Structure générale du filtre actif parallèle

Le bloc puissance est constitué par :

- Un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance commandables (IGBT, GTO, ...etc.) avec des diodes en antiparallèle ;
- Un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif ;
- Un filtre de sortie (filtre de couplage).

La partie commande est constituée de :

- La régulation de la tension continue ;
- La commande rapprochée de l'onduleur de tension, généralement de type MLI;
- Un système à base de PLL

I.1.6.2 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension se compose de trois bras de commutation IGBT, chacun

Il se compose de deux unités, chaque unité comprend: des diodes et des IGBT installés du début à la fin.

Tous les composants sont considérés comme des commutateurs idéaux. Le rôle de l'onduleur triphasé consiste à transmettre l'alimentation du côté CC au réseau et à nettoyer le courant la source.

La figure (I.17) montre la structure d'un onduleur de tension à deux niveaux :

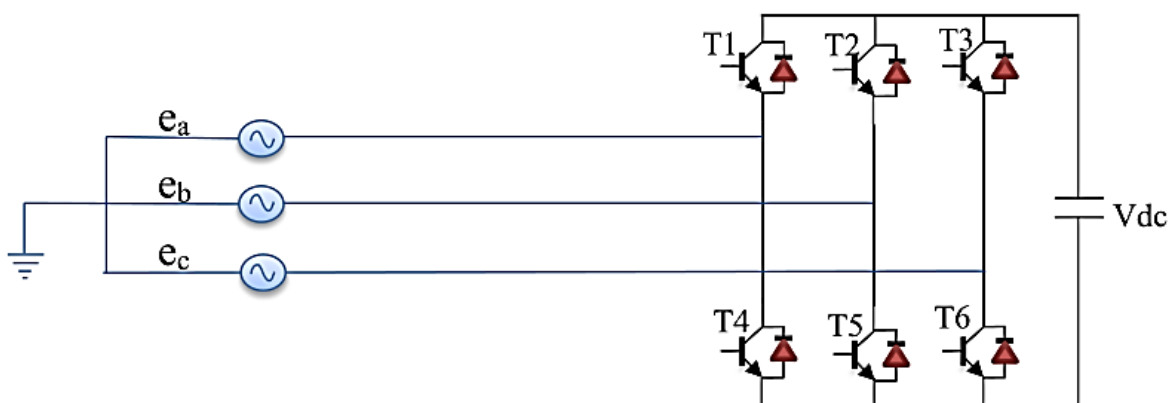


Figure I.17 Structure d'un onduleur de tension à deux niveau

La sortie de l'onduleur peut être divisée en deux niveaux la tension dépend de la tension d'alimentation CC et de l'état de commutation. La commande des deux interrupteurs sur le même bras est complémentaire: La Conduction l'un d'eux implique le blocus de l'autre partie. Définir l'état de chaque commutateur transmettez les signaux de commande (S_a , S_b et S_c) comme suit:

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{si T1 fermé et T4 ouvert} \\ 0 & \text{si T1 ouvert et T4 fermé} \end{cases} \quad \text{I.9}$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{si T2 fermé et T5 ouvert} \\ 0 & \text{si T2 ouvert et T5 fermé} \end{cases} \quad \text{I.10}$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{si T3 fermé et T6 ouvert} \\ 0 & \text{si T3 ouvert et T6 fermé} \end{cases} \quad \text{I.11}$$

Les tensions composées (V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}) à la sortie de l'onduleur sont liées aux fonctions S_a, S_b, S_c et données par les équations suivantes :

$$V_{ab} = V_{dc}(S_a - S_b)$$

$$V_{bc} = V_{dc}(S_b - S_c) \quad \text{I.12}$$

$$V_{ca} = V_{dc}(S_c - S_a)$$

On suppose que les tensions simples (e_a, e_b, e_c) forment un système triphasé-équilibré, et donc, on peut les synthétiser comme suit :

$$\begin{aligned} e_a &= \frac{V_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ e_b &= \frac{V_{dc}}{3}(2S_b - S_a - S_c) \\ e_c &= \frac{V_{dc}}{3}(2S_c - S_a - S_b) \end{aligned} \quad \text{I.13}$$

A partir des états de commutation représentés par les variables S_a, S_b et S_c , on peut observer les huit configurations possibles de l'onduleur, comme illustré à la Figure I.18 et le tableau I.2. Chaque configuration dépend de l'état du com-

mutateur le bas de l'interrupteur supérieur et le haut de l'interrupteur inférieur sont en principe dans des états opposés complémentarité [21].

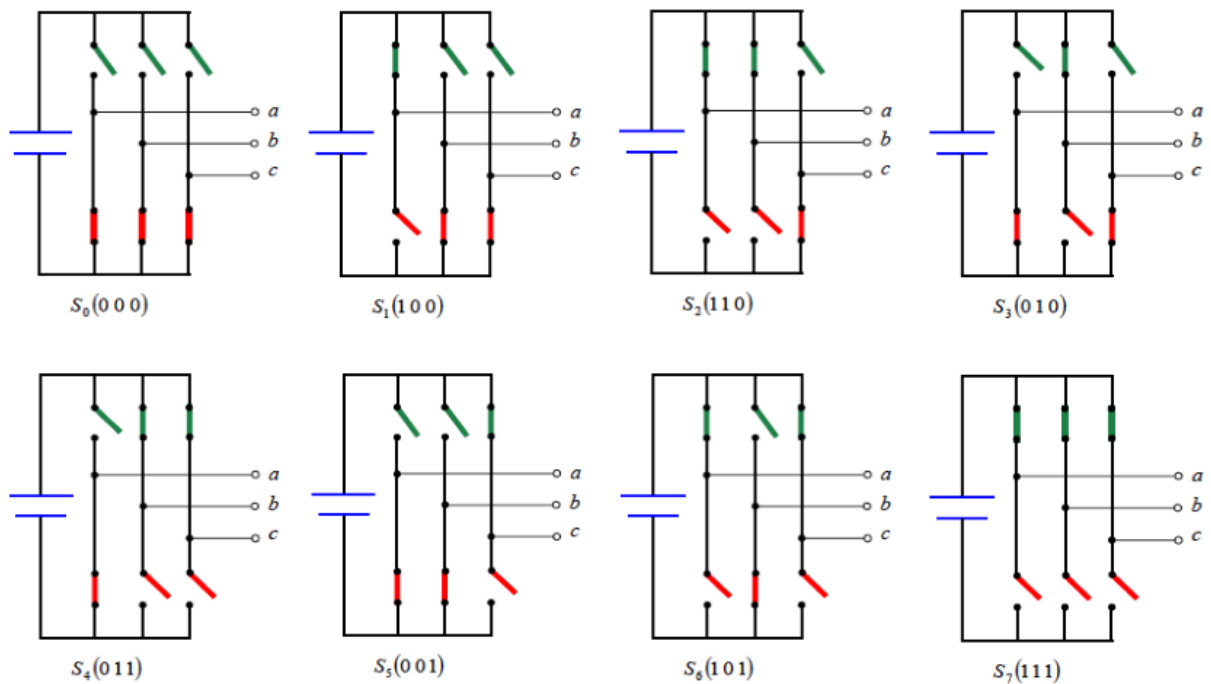


Figure I.18 Les huit configurations des commutations de l'onduleur de tension

On peut exprimer les huit cas possibles de tensions de sortie de l'onduleur comme il est indiqué dans le tableau I.2 :

N° du Ca	Sa	Sb	Sc	Va	Vb	Vc
1	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
4	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
5	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
7	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
8	1	1	1	0	0	0

Tableau I.2: Tensions générées par l'onduleur

I.1.6.3 Modélisation du filtre actif parallèle

La connexion entre le filtre de puissance active et le point de connexion commun de l'alimentation il est principalement complété par un filtre R-L, comme le montre la Figure I.19:

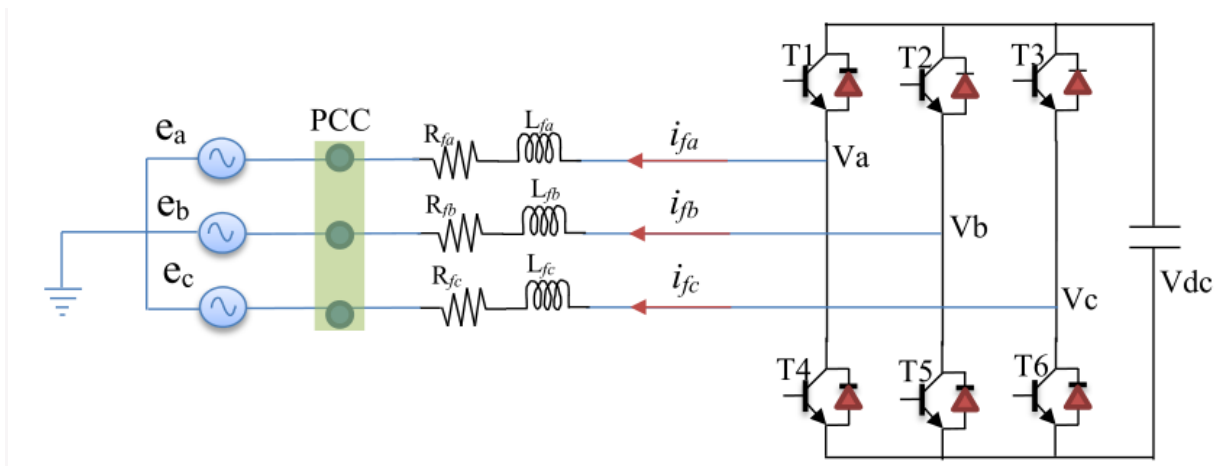


Fig. I.19 Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux fonctionnant en FAP

Selon la loi de mailles l'équation de tension pour chaque phase peut être donnée par :

$$e_n = V_{fn} - V_{Lfn} - V_{Rfn} = V_{fn} - L_f \frac{di_{fn}}{dt} - R_f i_{fn}, n=a, b, c, \text{ n numéro de la phase.}$$

Les équations sont alors données par :

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -R_f \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad I.14$$

L'équation d'état du bus continu comme fonction des fonctions de connexion est donnée par :

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a I_{fa} + S_b I_{fb} + S_c I_{fc} \quad I.15$$

Le système d'équation définissant le FAP dans le cadre triphasé est alors donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_f \frac{di_{fa}}{dt} = -R_f I_{fa} + V_a - e_a \\ L_f \frac{di_{fb}}{dt} = -R_f I_{fb} + V_b - e_b \\ L_f \frac{di_{fc}}{dt} = -R_f I_{fc} + V_c - e_c \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a I_{fa} + S_b I_{fb} + S_c I_{fc} \end{array} \right. \quad I.16$$

Par l'application de la transformation de PARK sur le système donné par l'équation. I.17,

$$\left\{ \begin{array}{l} L_f \frac{di_{fd}}{dt} = -R_f I_{fd} - L_f \omega I_{fq} + V_{fd} - V_{sd} \\ L_f \frac{di_{fq}}{dt} = -R_f I_{fq} - L_f \omega I_{fd} + V_{fq} - V_{sq} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_d I_{fd} + S_q I_{fq} \end{array} \right. \quad I.17$$

La modélisation du FAP dans le repère stationnaire $\alpha\beta$ peut être dérivée en appliquant la transformation de Concordia sur le système I.17 :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{f\alpha}}{dt} = -R_f I_{f\alpha} + V_\alpha - e_\alpha \\ L_f \frac{di_{f\beta}}{dt} = -R_f I_{f\beta} + V_\beta - e_\beta \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_\alpha I_{f\alpha} + S_\beta I_{f\beta} \end{cases} \quad I.18$$

Conclusion

Ce chapitre est consacré à la recherche du problème de la qualité de l'énergie. Discuté de l'influence des harmoniques sur le réseau électrique, de ses causes et conséquences. Ensuite, afin de réduire ces effets, différentes solutions traditionnelles et modernes ont été proposées. L'utilisation de filtres actifs est une meilleure solution à tous les types d'interférences qui apparaissent dans le réseau électrique.

Chapitre I I :

Modélisation et Performance
de la Commande Directe de
puissance DPC

Introduction :

Cette nouvelle structure de commande, couramment nommée : Commande directe de puissance d'un convertisseur à MLI AC/DC triphasé. On la trouve plus souvent, dans la nouvelle littérature, sous l'abréviation anglaise de DPC Direct Power Control.[4]

La Commande Directe de Puissance consiste à sélectionner un vecteur de commande à partir d'une table de commutation. Cette dernière est basée sur des boucles de régulation des puissances active et réactive instantanées, utilisant la position des tensions de ligne. Il existe deux stratégies de commande communes, un contrôle orienté en tension (VOC) et un contrôle de puissance directe (DPC). La commande VOC peut contrôler indirectement les puissances active et réactive d'entrée en commandant le courant d'entrée du convertisseur MLI. Cela permet d'obtenir de bonnes réponses stables et dynamiques.

Cependant la performance de commande VOC repose largement sur le contrôle du courant interne et l'ajustement d'un PI précis [23]. La commande DPC est un autre type de stratégie de contrôle de haute performance pour les convertisseurs MLI basés sur la théorie de la puissance instantanée proposée pour la première fois dans [24] et plus clairement présenté dans [25]. L'idée de base de cette commande est de choisir le meilleur état de commutation des commutateurs de puissance à travers une table de commutation avec des comparaisons d'hystérésis pour maintenir un courant purement sinusoïdal et atteindre aussi un facteur de puissance unitaire. Bien que la DPC ait été considérée comme un système de commande puissant et robuste pour les convertisseurs MLI, les ondulations de puissance élevées

et la fréquence de commutation variable sont les deux inconvénients les plus notables de la commande DPC conventionnel.

Dans ce chapitre, nous présenterons une étude détaillée sur la commande DPC à base d'une table de commutation prédéfinie appliquée sur un filtre actif parallèle (FAP). Pour cela commençant par un état de l'art qui résume les différents types de contrôle des convertisseurs MLI proposés dans la littérature, par la suite, le principe et les étapes de modélisation de la commande DPC sont développés. A la fin, nous présenterons les résultats de simulation et expérimentaux obtenus accompagnés par des interprétations bien détaillées.

II.1 Etat de l'art sur la commande DPC

Le principe de base du contrôle direct de la puissance a été créé à l'origine par Takahashi et coll. Il a été développé en 1986 et développé plus tard pour une variété d'applications. le but En utilisant l'entrée comme L'erreur entre la valeur de référence et la valeur mesurée. En 1998, Noguchi et al. (1ont) La première application pratique du concept de commande directe de puissance est introduite.

Cette application permet de contrôler la puissance active instantanée d'un redresseur PWM triphasé sans capteur de tension réseau. En 2001, Mallinowski et al. ont introduit une nouvelle configuration DPC basée sur un estimateur de flux virtuel. Cependant, le principal inconvénient de ces deux dernières structures est leur fréquence de commutation variable. Afin de surmonter ce problème, Mallinowski et al. ont proposé un nouveau schéma de contrôle direct de la puissance, qui utilise Modulation de largeur d'impulsion vectorielle (SVM) pour obtenir une fréquence de commutation constante, parmi eux, le régulateur d'hystérésis et la table de commutation sont remplacés par un régulateur PI et une commande SVM. Par conséquent, la performance Le contrôle dépend en grande partie de l'adéquation de la boucle du régulateur PI. Récemment, d'autres structures de DPC basées sur des méthodes de prédiction ont fait l'objet de publications internationales. Dans ce sens, en 2008, Cortes et al, ont exposé une structure de DPC basée sur la commande prédictive. Les avantages principaux de cette stratégie consistent dans l'absence de régulateurs PI pour le courant, de transformation de repères et de modulation MLI.

Une année plus tard, dans [26], une commande basée sur l'application des règles floues des règles floues a été proposée. Dans ce cas, les erreurs de suivi de référence des puissances active et réactive, converties en variables floues, sont utilisées directement pour la sélection du vecteur de commande adéquat. Plus récemment encore, Portillo et al, ont proposé d'appliquer la commande directe de puissance pour le convertisseur triphasé NPC à trois niveaux. Par ailleurs, il est intéressant de mentionner que la majorité des travaux utilisant la commande DPC est appliquée aux redresseurs à MLI et peu s'intéressent aux filtres actifs [27], [28].

II.2 Principe de la Commande directe de puissance

La stratégie de contrôle direct de la puissance est proposée par Noguchi [29]. Il utilise une table de commutation pour déterminer l'état du commutateur, il n'y a pas de module PWM et de boucle de contrôle de courant interne. Comparez la puissance active instantanée et la puissance réactive avec les valeurs de référence. La puissance active de référence est calculée sur la base de la sortie du régulateur de tension du bus CC V_{dc} , tandis que la puissance réactive est mise à zéro pour assurer un facteur de puissance unitaire, comme illustré à la Figure II.1

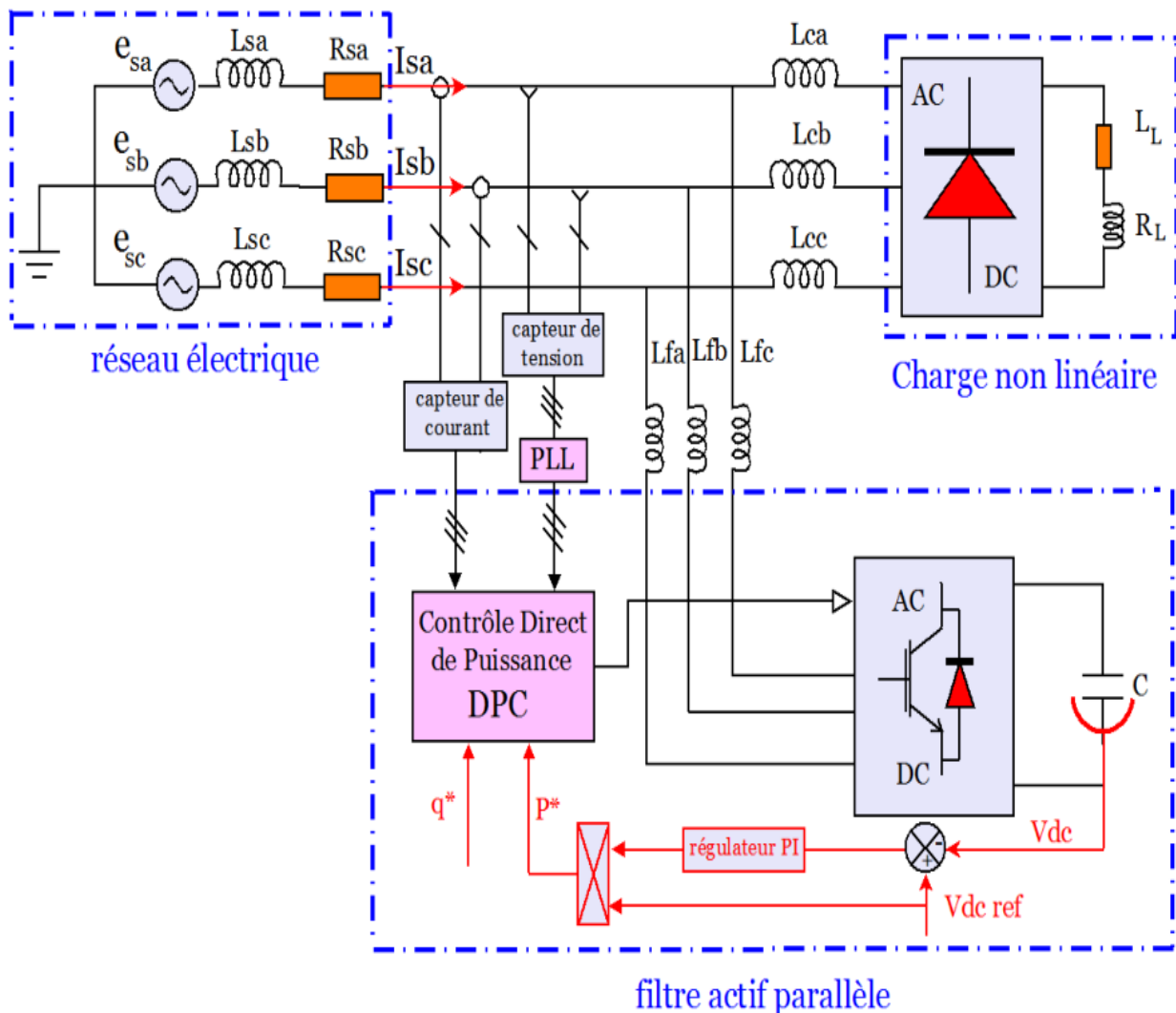


Figure II.1: Contrôle du FAP par la commande DPC

II.2.1 Calcul des puissances instantanées :

Afin d'étudier la stratégie de contrôle direct de la puissance (DPC), la théorie de la puissance instantanée est utilisée pour calculer la valeur instantanée de la puissance active et de la puissance réactive.

Les valeurs instantanées de la tension et du courant triphasés sont respectivement: e_a, e_b, e_c et i_a, i_b, i_c . Après transformation de Clark, on obtient la tension e_α, e_β et le courant i_α, i_β dans le repère stationnaire biphasé $\alpha\beta$.

On sait que le calcul de la puissance active P est un produit scalaire entre la tension et le courant, et la puissance réactive q peut être calculée par le produit croisé entre eux:

$$P = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \quad \text{II.1}$$

$$q = e_\alpha i_\beta - e_\beta i_\alpha$$

L'erreur de la puissance active ΔP est la différence entre la valeur de la puissance active désirée P^* et la valeur réelle de la puissance active P :

$$\Delta P = P^* - P \quad \text{II.2}$$

L'erreur de la puissance réactive Δq est liée à la différence entre la valeur de puissance réactive désirée q^* et à la valeur de puissance réactive réelle q [30] :

$$\Delta q = q^* - q \quad \text{II.3}$$

II.3 Régulation du bus continu

La régulation du bus continu est basée sur le principe de deux boucles en cascade (boucle de courant interne et boucle de tension externe), elle peut donc être découplée entre les deux, et la fonction de transfert du régulateur de type IP est représentée par $G_{IP}(s)$. Conservez le correcteur pour cette boucle extérieure [31]. Le diagramme fonctionnel est illustré à la figure 2.

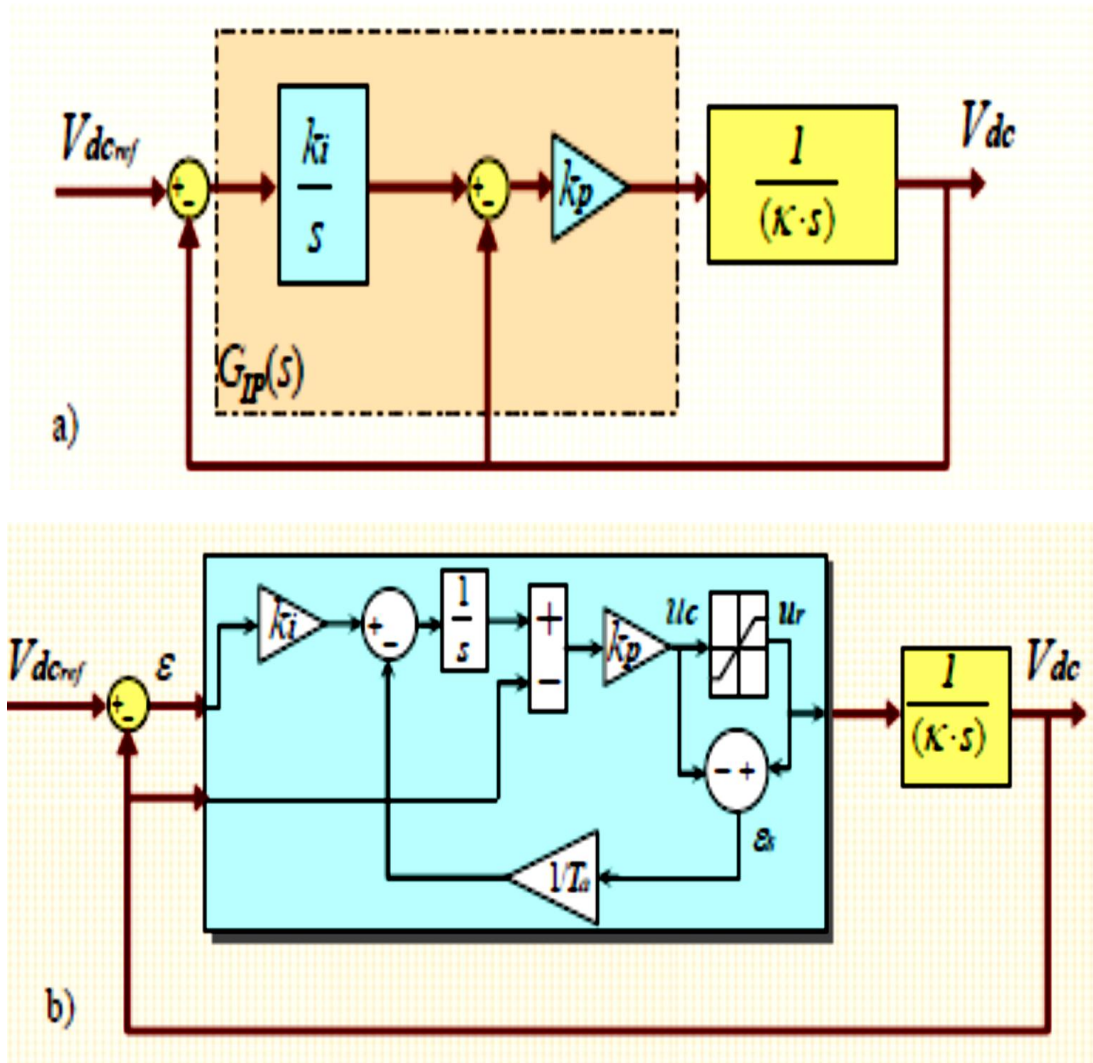


Figure.II.2 : Schemas de regulation de la tension du bus continu par un IP (a) schema simplifie, (b) schema du IP avec un retour d'anti-emballement

Lors de grandes transitoires, l'intégrale Trop d'erreurs se sont produites et ont provoqué l'opération Commande d'asservissement en boucle ouverte. Pour résoudre ce problème Phénomène, l'introduction de la structure anti-fuite (Figure 5b). Tant que la sortie du régulateur n'est pas saturée, Différence ξ_s ou commande uc calculée et T_a la commande ur réellement appliquée au système est zéro. De Lorsque la saturation se produit, il y aura un retour d'information à partir de là Multiplié par la différence gain $(1 / T_a)$ est injecté dans Intégrateurs.

A partir de la figure 5a, la fonction de transfert en boucle fermée s'écrit:

$$GV_{dc(IP)} = \frac{V_{dc}}{V_{dcref}} = \frac{K_P \cdot \frac{K_i}{K}}{s^2 + \frac{K_P}{K} \cdot s + K_P \cdot \frac{K_i}{K}} \quad \text{II.4}$$

Avec :

$$K = \frac{\sqrt{2} \cdot C_{dc} \cdot V_{dcref}}{3 \cdot V_s} \quad \text{II.5}$$

Contrairement aux régulateurs PI, l'avantage des régulateurs IP est qu'aucun zéro supplémentaire n'est généré dans la fonction de transfert en boucle fermée. La relation entre V_{dc} et V_{dcref} est une fonction de transfert de second ordre de la forme suivante:

$$\frac{V_{dc}}{V_{dcref}} = \frac{K_P \cdot \frac{K_i}{K}}{s^2 + \frac{K_P}{K} \cdot s + K_P \cdot \frac{K_i}{K}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad \text{II.6}$$

Où les coefficients K_i et K_P sont identifiés par:

$$\left. \begin{array}{l} K_i \in \frac{\omega_n}{2 \cdot \xi} \\ K_P \in 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot k \end{array} \right\} \quad \text{II.7}$$

II.4 Boucle de verrouillage de phase PLL :

Une boucle à verrouillage de phase (PLL) est un système de contrôle à rétroaction fermé qui génère et émet un signal par rapport à la fréquence et la phase d'un signal d'entrée. Le schéma PLL développé dans [32] est adopté pour cette étude car il effectue une méthode robuste pour calculer l'angle de grille [32]. Le circuit PLL se verrouille sur la fréquence et la phase des signaux d'entrée; augmenter ou diminuer automatiquement la fréquence de l'oscillateur contrôlé jusqu'à ce qu'il corresponde à la référence en fréquence et en phase. La configuration de la PLL est représentée sur la figure 3, où h est l'angle réel du

signal et \hat{h} est l'angle estimé. Le PLL se compose d'un détecteur de phase, d'un contrôleur PI et d'un oscillateur à tension contrôlée (VCO).

II.4.1 PLL classique

La forme de base de PLL est illustrée à la Figure II.3, comprenant un détecteur de phase PD (transformation de coordonnées), un correcteur (filtre passe-bas) et un oscillateur commandé en tension VCO (intégrateur) [33]:

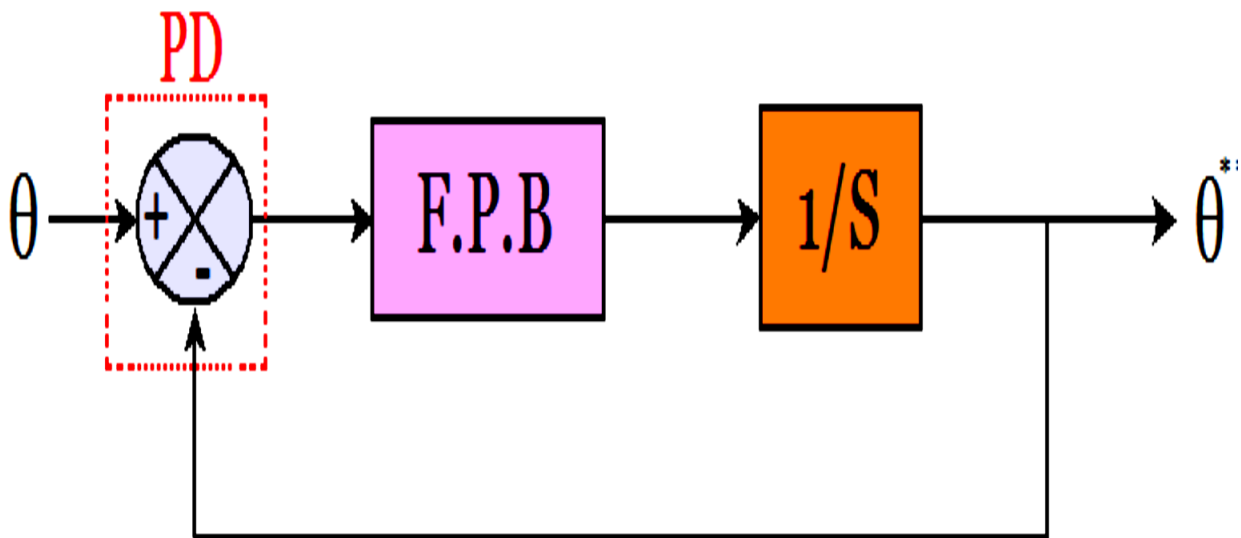


Figure.II.3: Structure de base de la PLL

II.4.2 PLL modifier

Sur la Figure II.5, une nouvelle solution robuste basée sur un filtre multi-éléments est proposée, qui est la partie la plus importante de la PLL. Ce filtre a été développé par Hong-sok Song [28]. Cela rend le PLL insensible aux interférences et peut filtrer correctement la tension le long de l'axe α - β , ce qui donne de très bons résultats pour la tension déformée.

Le filtre de structure MVF est donné par la figure II.4 :

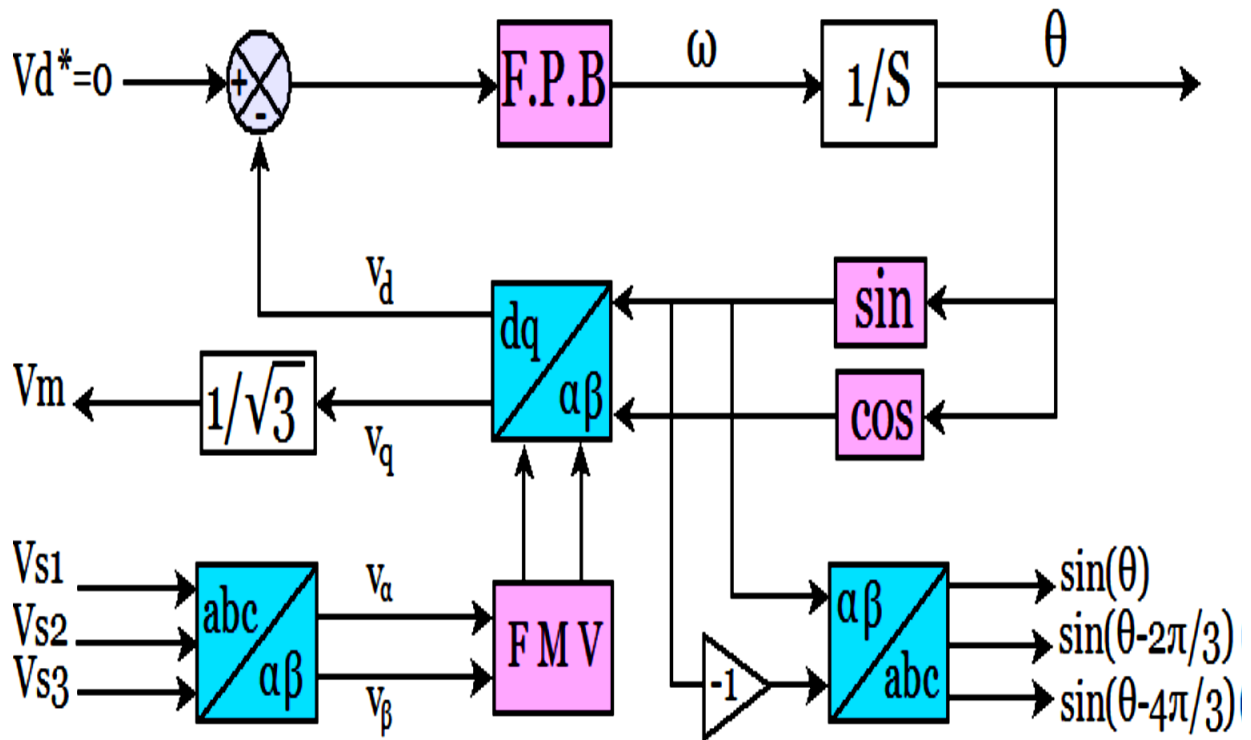


Figure.II.4: Structure du diagramme du of the PLL avec filtre MVF

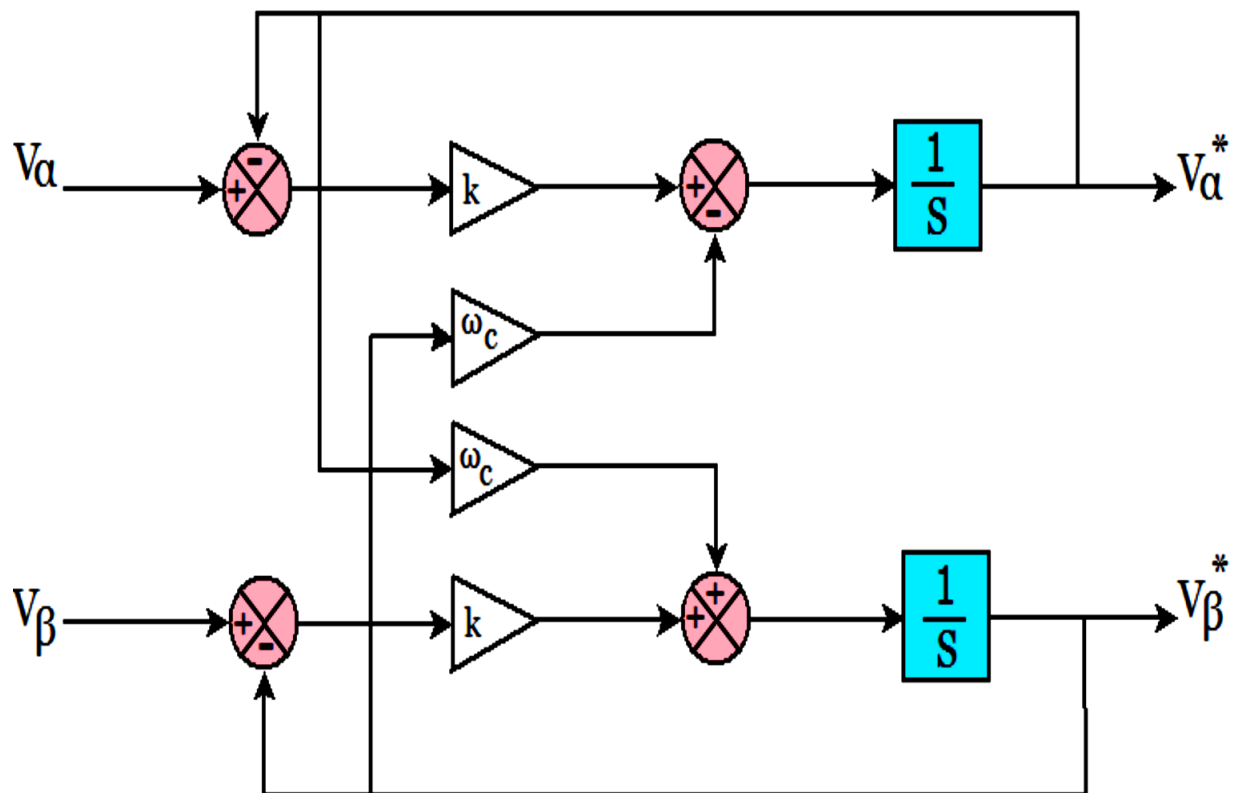


Figure.II.5: Circuit du filtre FMV

La fonction de transfert de filtre FMV est exprimée par l'expression suivante :

$$H(s) = \frac{v_{\alpha\beta}^*(s)}{v_{\alpha\beta}} \quad \text{II.7}$$

$$H(s) = k \frac{(s+k) + j\omega_c}{(s+k)^2 + \omega_c^2}$$

Où k et ω_c représentent respectivement le gain et la fréquence de coupure du filtre, tirés du diagramme de Bode.

En partant de l'expression précédente, le long de l'axe α - β , l'expression liant le composant de sortie du MVF au composant d'entrée est la suivante:

$$v_{\alpha}^* = \frac{k}{s} [v_{\alpha}(s) - v_{\alpha}^*(s)] - \frac{\omega_c}{s} v_{\beta}^*(s) \quad \text{II.8}$$

$$v_{\beta}^* = \frac{k}{s} [v_{\beta}(s) - v_{\beta}^*(s)] - \frac{\omega_c}{s} v_{\alpha}^*(s)$$

Où :

$v_{\alpha\beta}$: Tension d'entrée sur les axes α - β

$v_{\alpha\beta}^*$: Composante fondamentale de la tension à travers le filtre FMV

Afin de vérifier la robustesse de la PLL proposée, un test simple a été réalisé. Il est basé sur le signal de tension d'alimentation visualisé à l'entrée et à la sortie de la PLL, comme indiqué dans la Figure II.6

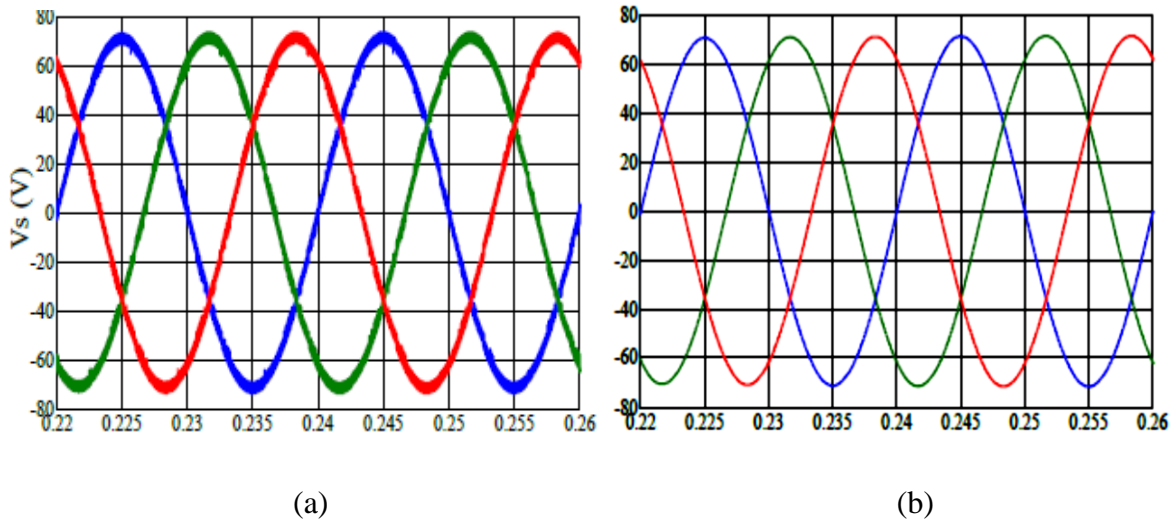


Figure.II.6: Résultats de simulation de la tension de source à l'entrée (a) et à la sortie (b) de la PLL

Grâce à la simulation, en comparant les signaux aux bornes d'entrée et de sortie de la boucle à verrouillage de phase, on peut voir que le signal de sortie est une onde sinusoïdale lisse et pure, mais le signal d'entrée est perturbé et pollué. Ces résultats prouvent que la PLL proposée fournit un signal de haute qualité en cas de distorsion de la tension d'alimentation.

Conclusion :

Ce chapitre est principalement consacré au contrôle direct de la puissance du DPC. Tout d'abord, nous sommes partis de la technologie la plus avancée et avons résumé les travaux effectués dans la littérature sur le contrôle DPC appliqué aux convertisseurs PWM, en particulier les redresseurs et les filtres actifs shunt. Par la suite, les principes et les étapes de la modélisation des commandes DPC sont expliqués. Enfin, les résultats de la simulation sont analysés et les performances de cette commande dans le circuit PLL sont analysées.

Chapitre III

Résultats de simulation sous Matlab

Introduction

Dans ce chapitre ; Le Contrôle Direct de Puissance classique (DPC), par calcul des puissances instantanées et par estimation du flux virtuel, a été étudié par simulation sous Matlab/Simulink . Il s'agit d'un redresseur à commande MLI alimentant connecté au réseau. L'objectif de ce contrôle est d'imposer une absorption d'un courant sinusoïdale, en garantissant une puissance réactive nulle (un facteur de puissance unitaire) et en maintenant la tension du bus continu constante.

Le DPC classique avec calcul de p et q par estimation du flux virtuel. On a préféré l'étude de cette méthode car elle est la plus répandue, les principales causes sont :

Cette structure de contrôle exige une fréquence d'échantillonnage élevée et une grande inductance, le tout pour limiter la dynamique du courant.

Pratiquement, la fréquence d'échantillonnage doit être 50kHz, par contre le DPC avec calcul de p et q par estimation de la tension triphasée .[34]

III.1. L’outil Matlab/Simulink

III.1.1 MATLAB

Fait également partie d'un ensemble d'outils intégrés dédiés au traitement du Signal. En complément du noyau de calcul Matlab, l'environnement comprend des modules optionnels qui sont parfaitement intégrés à l'ensemble :

- Une vaste gamme de bibliothèques de fonctions spécialisées (Toolbox).
- Simulink, un environnement puissant de modélisation basée sur les schémas-blocs et de simulation des systèmes dynamiques linéaires et non linéaires.
- Des bibliothèques de blocs Simulations spécialisés (Blocksets).
- D'autres modules dont un Compilateur, un générateur de code C, un accélérateur.
- Un ensemble d'outils intégrés dédiés au Traitement du Signal : le DSP Workshop.

III.1.2 SIMULINK

Est une plate-forme de simulation multi-domaine et de modélisation des systèmes dynamiques. Il fournit un environnement graphique et un ensemble de bibliothèques contenant des blocs de modélisation qui permettent le design précis, la simulation, l'implémentation et le contrôle de systèmes de communications et de traitement du signal [35].

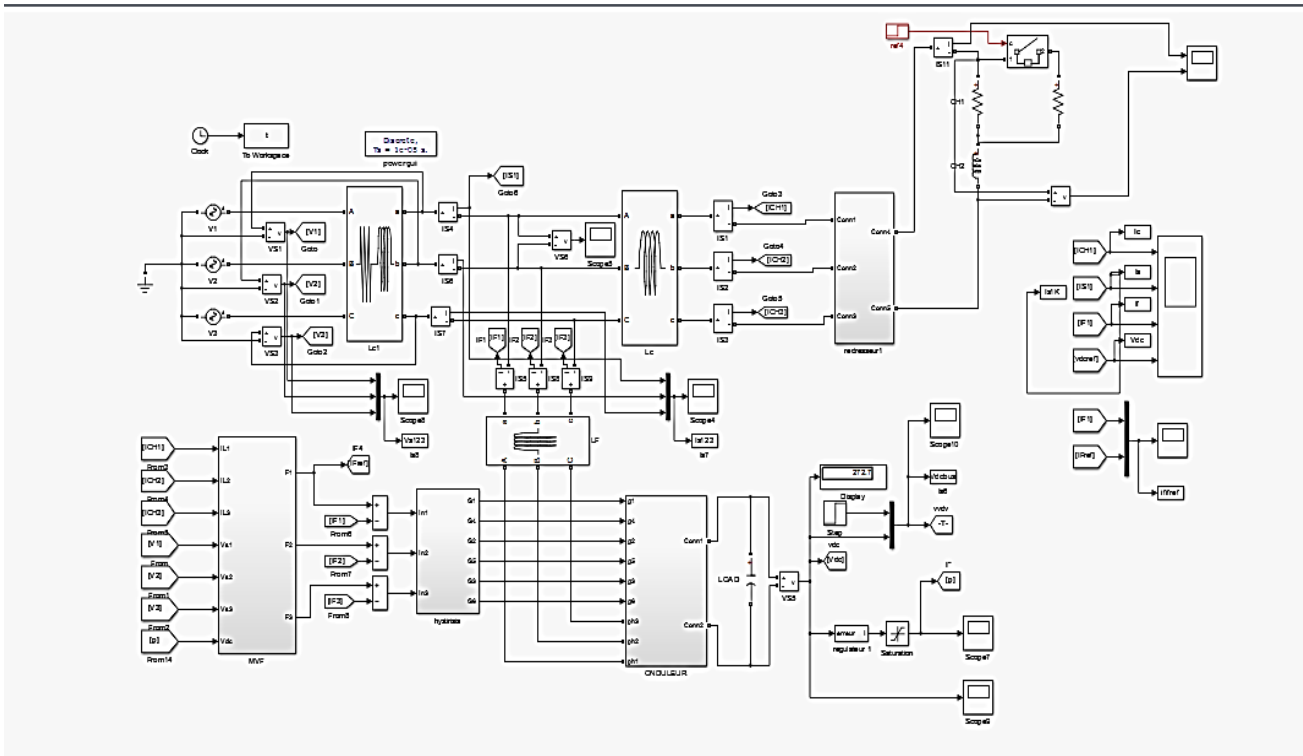


Figure III.1 : Le modèle de la DPC sur l'environnement Matlab/Simulink

Paramètres		Valeur
Période d'échantillonnage	Simulation	10-6s
	Expérimentale	FAP seul 10-4s FAP+PV 1.5*10-4s
Fréquence du réseau f		50 Hz
Tension de source V_s		53V rms
Résistance (R_s), inductance (L_s)		0.33 Ω , 1.32mH
Resistance (R_L), inductance (L_s)		12 Ω , 0.56mH
Inductance pond de redresseur (R_c)		1 mH
Inductance, filtre de sortie L_f		3mH
Condensateur C, V_{dc} référence		1100 μ F, 173v
Bande d'Hystérésis HB		0.1
Puissance maximale P_{max}		175 W
Tension à la puissance maximale V_{op}		53 .4V

Courant à la puissance maximale I_{op}		4.95
Tension en circuit ouvert V_{co}		44.4V
Courant en court-circuit I_{cc}		5.4A
Tension d'entrée de l'émulateur V_{in}		200 V
Eléments passifs	L1	50 mH
	L2	1mH
	C1	1100 μ F
	C2	2200 μ F

Tableau III.1 : Tableau des paramètres

III.2 Résultats de simulation

III.2.1 Résultats de simulation sous Matlab-Simulink

De nombreuses simulations ont été effectuées afin d'évaluer la méthode de contrôle décrite. Les simulations ont été axées sur les propriétés du contrôle directe de puissance DPC d'un FAP basé sur une table de commutation bien définie (à douze secteurs) pendant un régime transitoire et permanent. Les modèles de simulation ont été développés dans Matlab\Simulink® 2013. Les paramètres électriques de circuit de puissance modélisé sont représentés dans Tableau III.1.

Les courbes représentées sur les Figures III.2 et FigureIII. 3, de haut en bas sont : La tension de source e_s , le courant de source I_s , le courant de charge I_c , le courant du filtre I_f , (pour la phase une), la tension du bus continu V_{dc} , la puissance active P et la puissance réactive q (avec leurs références),

Les figures montrent qu'avant de connecter le FAP (avant $t = 0.1s$), et du fait de la charge non linéaire, le courant de source I_s (Figure III.2-b) n'était pas sinusoïdal et la puissance réactive q non nulle produite par la source (Figure III .3-b).

Après le démarrage du FAP à $t = 0,1 s$, le courant de source devient quasi sinusoïdal (Figure III.2-b). La puissance active P est constante et suit de près sa valeur de référence (Figure III.3-b).

La puissance réactive q est nulle en moyenne (Figure III.2-c), assurant ainsi une opération d'un facteur de puissance unitaire. La tension du bus continu (Figure III.2-a) atteint sa référence ($V_{ref} = 173V$) en trois cycles de période et maintient sa stabilité pendant l'état stationnaire.

La Figure III.3 représente l'analyse du spectre du courant source avant et après le filtrage. Avant le filtrage, on peut voir que la valeur du taux de distortion d'harmonique était $THDi = 22,60\%$ et après filtrage elle sera $THDi = 0.80\%$, ce qui signifie la conformité à la norme IEEE 519 1.

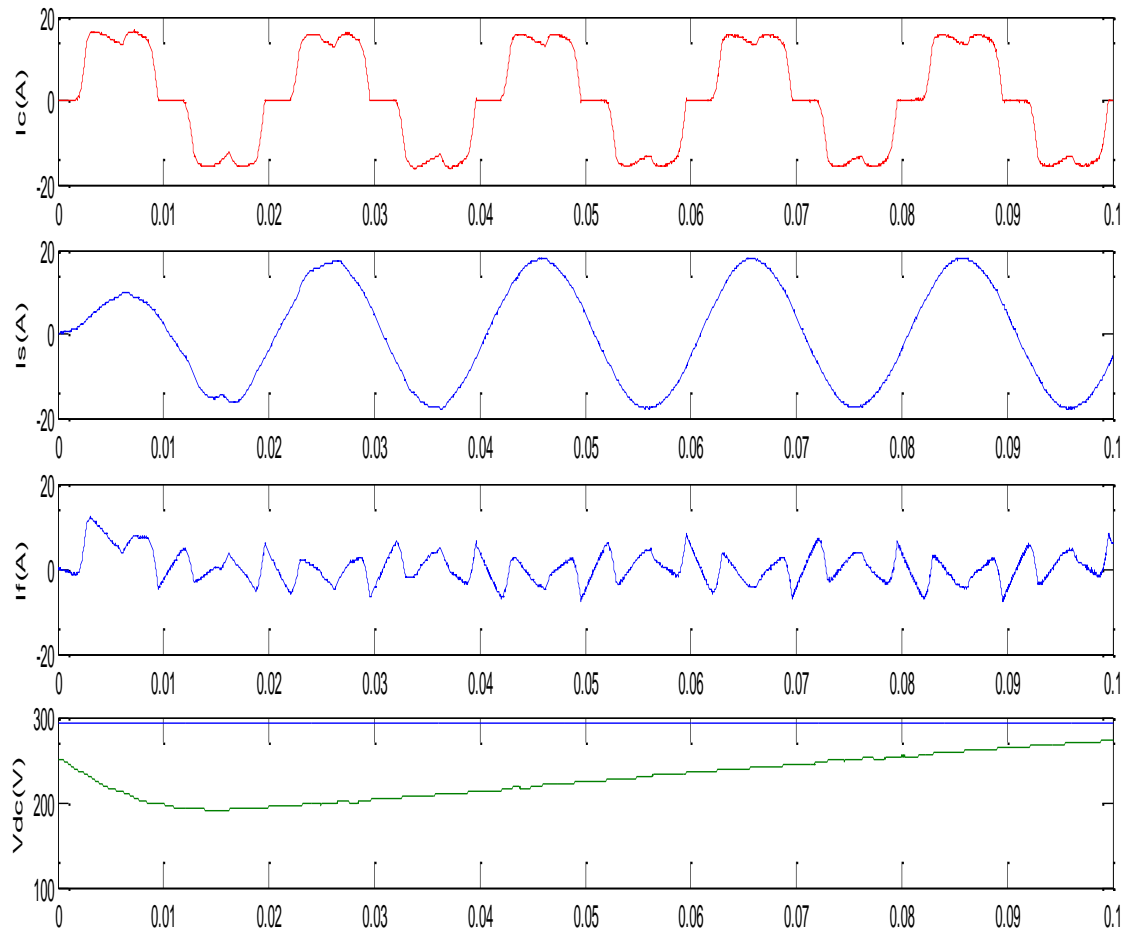


Figure.III.2: Résultats de simulation de la tension de source (a), courant de charge (b), courant de source (c) et courant de filtre avant et après la mise en service du FAP à $t=0.1$ s

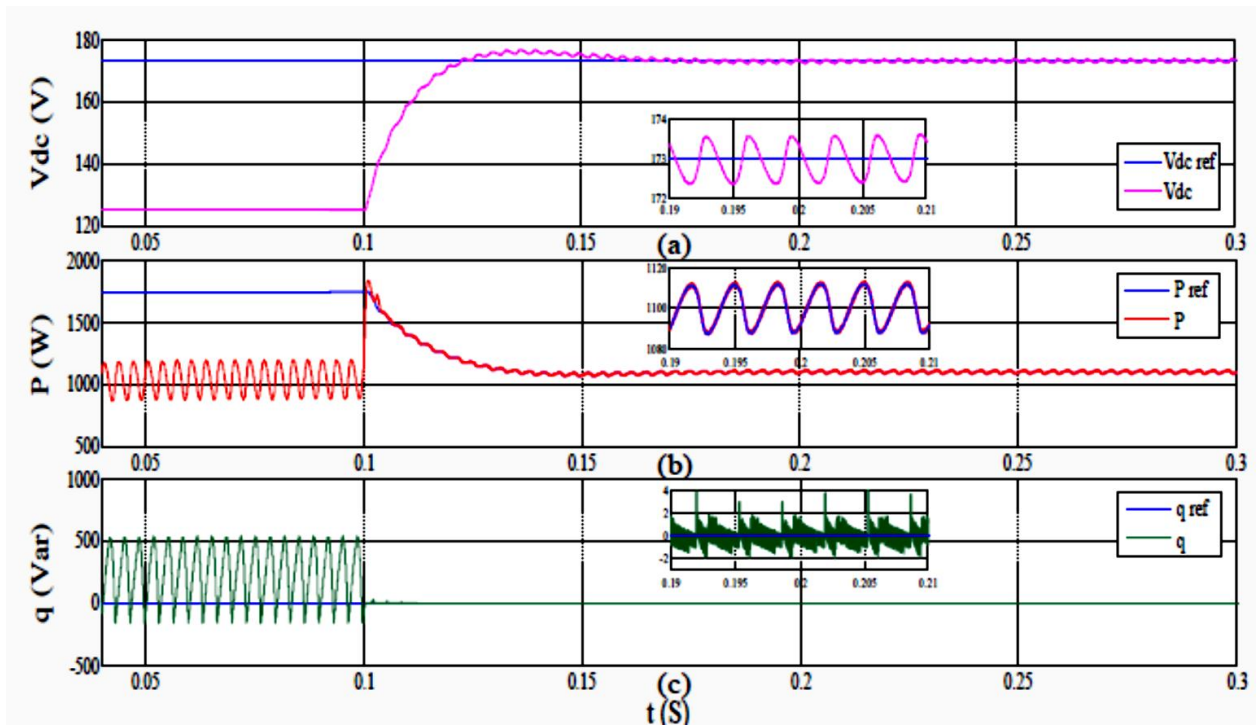


Figure.III.3: Résultats de simulation de tension du bus continu (a) la puissance active (b), réactive (c) et leurs références avant et après la mise en service du FAP à $t=0.1$ s

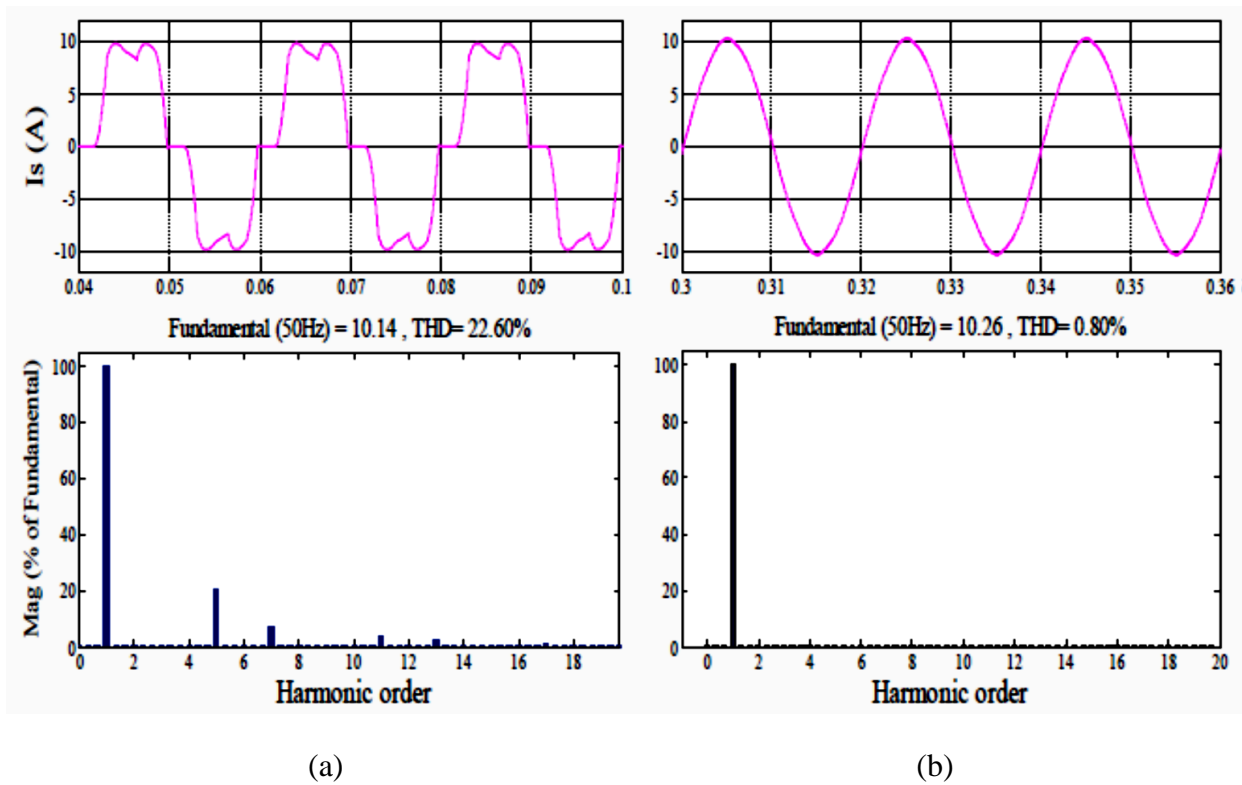


Figure.II.4: Analyse spectrale du courant de source avant (a) et après (b) la mise en service du FAP

Conclusion :

Ce Chapitre a été consacré à l'étude des algorithmes de contrôle des onduleurs de tension basés sur le contrôle direct de la puissance ont été proposés : contrôle dpc classique et contrôle dpc prédictif basé sur un modèle. Ces méthodes ont été simplifiées, validées expérimentalement et évaluées par une étude comparative basée sur le niveau d'harmonique THD du flux source et l'ondulation du niveau d'énergie, la performance dicte le résultat des résultats. Dans une perspective visant ce modeste travail, un ensemble de points peut être abordé ; Parmi :

- 1- Contrôle du filtre actif parallèle lors de chute de tension, réseau déformé ou déséquilibré.
- 2- Modification et évaluation des performances du réglage prédictif dpc lors du réglage de la fonction de coût, y compris la régulation du courant continu.

Conclusion Générale

Conclusion général

Le travail de recherche exposé dans cette thèse a fait l'objectif d'une étude de modélisation et performance de commande direct de puissance(DPC). L'objectif via les algorithmes de commande proposé est de permettre une opération optimale de toute la chaîne et ce suivant de volets :

Diminuer l'impact de la charge non linéaire sur le réseau électrique, en éliminant les harmoniques de courant.

Pour concrétiser le but, algorithmes de commande de l'onduleur de tension, basées sur la commande directe de puissance ont été proposées : La commande DPC classique, la commande DPC prédictive basé sur le modèle. Ces méthodes étaient simulées, validées expérimentalement et évaluées lors d'une étude comparative basée sur le taux d'harmonique THD du courant de source et l'ondulation au niveau des puissances. Les résultats obtenus démontrent des performances meilleures de la DPC prédictive.

Comme perspective visées à ce modeste travail un ensemble de points peuvent être traités ; parmi :

1- Le contrôle de filtre actif parallèle lors d'un creux de tension ou d'un réseau distordu, ou déséquilibré.

2- Changer et évaluer les performances de la commande DPC prédictive lors de l'ajustement de la fonction coût, incluant la régulation du bus continu

*Références-
Bibliographiques*

Référence bibliographique

- [1] S. Ouchen, A. Betka, S. Abdeddaim, and A. Menadi, "Fuzzy-predictive direct power control implementation of a grid connected photovoltaic system, associated with an active power filter," *Energy Convers.Manag.*, vol. 122, pp. 515–525, 2016.
- 2 [2] B. Nouri, "Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application : Amélioration de la Qualité de l'Energie Soutenue," Thèse de doctorat, Université de Ferhat Abbas, Setif 1, 2011.
- [3] A. Bouafia, J.-P.Gaubert, and F. Krim, "Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier," 13th Int. Power Electron. Motion Control Conf., pp. 703–709, 2008.
- [4] S. Ouchen, A. Betka, S. Abdeddaim, and R. Mechouma, "Design and experimental validation study on direct power control applied on active power filter," *2nd Int. Conf. Intell.Energy Power Syst.*, pp. 1–5, Jun. 2016.
- [5]M. ShafieeKhour : "*Amélioration de la qualité de l'énergie à l'aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques*", Thèse dedoctorat de l'école Polytechnique de l'université de Nantes, Nantes, 2006.
- [6]L. Benchaita : "*Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle - commande*", Thèsede docteur de l'université Henri Poincaré, Nancy 1, 1998.
- [7] W.M. Grady, S. Santoso, « Understanding Power System Harmonies », IEEE Power Engineering Review, November 2001

Référence bibliographique

[8] IEEE Std 519-1992, « IEEE recommended practices and requirements for harmonics Control in electrical power systems », IEEE Industry Applications Society/Power Engineering Society, New York - IEEE, United States, 1993.

[9]L. Benchaita : "*Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle - commande*", Thèse de docteur de l'université Henri Poincaré, Nancy 1, 1998.

[10] B. Nouri, "Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application : Amélioration de la Qualité de l'Energie Soutenue," Thèse de doctorat, Université de Ferhat Abbas, Setif 1, 2011.

[11] N. Mesbahi : "Contribution à l'Etude des Performances des Onduleurs Multiniveaux sur les Réseaux de Distribution", Thèse de Doctorat, Université Badji Mokhtar Annaba, 2014.

[12] T. Gouraud : "Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique", Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes, Université de Nantes, Janvier 1997.

[13]Kamil Mohammed et NouriSalih, "Commandes non linéaires d'un filtre actif parallèle," Mémoire d'Ingénieur, Université de M'sila, 2010.

[14] M. Magraoui, "Validation de techniques de commande d'un filtre actif parallèle," Thèse de doctorat, École de technologie supérieure, Université du Québec, 2007.

[15] M. Aredes, J. Häfner, K. Heumann, "A combined series and shunt active power filter", IEEE/KTH Stockholm Power Tech. Conference, Stockholm, Sweden, Jun. 1995.

Référence bibliographique

- [16] H. Fujita, H. Akagi, “*The unified power quality conditioner: the integration of series- and shunt-active filters*“, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 13, no. 2, pp.1312-1322, Mar. 1998.
- [17] A. Chaoui, “*Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires*“, Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas – Sétif, Décembre 2010.
- [18] H. Akagi, “*Active harmonic filters*“, IEEE Trans. of Power Electronics, vol. 93, no. 12, pp. 2128-2141, Dec. 2005.
- [19] Y. Abdelli : “*Etude et commande de convertisseurs statiques multifonctions en vue de l’amélioration de la qualité de l’énergie électrique*“, Thèse de doctorat de l’université de Nantes, Nantes, 2005.
- [20] A. Chaoui, J.-P. Gaubert, F. Krim: “*Power quality improvement using DPC controlled three-phase shunt active filter*“, Electric Power Systems Research, Éd. Elsevier, vol. 80, no. 6, pp. 657-666, Jun. 2010.
- [21] Abdelhamid HAMADI, “*Contribution à l’étude des filtres hybrides de puissance utilisés pour améliorer la qualité de l’énergie dans le réseau électrique de distribution*,” Thèse de docteur, École de technologie supérieure université du Québec, 2010.
- [22] M. Sarra, “*Contribution à l’étude des filtres actifs hybrides*,” Thèse de doctorat, Université de Ferhat Abbas, Setif 1, 2012.
- [23] D.-K. Choi and K.-B. Lee, “*Dynamic Performance Improvement of AC/DC Converter Using Model Predictive Direct Power Control With Finite Control Set*,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 2, pp. 757–767, 2015.

Référence bibliographique

- [24] T. Ohnishi, "Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control," *Ind. Electron. Control Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON '91., 1991 Int. Conf.*, pp. 819–824, 1991.
- [25] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 34, no. 3, pp. 473–479, 1998.
- [26] A. Lopez De Heredia Bermeo : "Commandes avancees des systemes dedies a l'amelioration de la qualite de l'energie : de la basse tension a la montee en tension". These de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Genieelectrique, Novembre 2006.
- [27] N. Mesbahi, A. Ouari, D. OuldAbdeslam, T. Djamah, and A. Omeiri, "Direct power control of shunt active filter using high selectivity filter (HSF) under distorted or unbalanced conditions", *Electric Power Systems Research*, vol. 108, pp. 113–123, March 2014.
- [28] A. Chaoui, F. Krim, J.P. Gaubert, and L. Rambault : "DPC controlled three-phase active filter for power quality improvement", *Electrical Power and Energy Systems* vol. 30,no. 8, pp. 476– 485, October 2008.
- [29] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 34, no. 3, pp. 473–479, 1998.
- [30] J. Lamterkati, M. Khaffalah, and L. Ouboubker, "Fuzzy Logic Besed Improved Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier," *2nd Int. Conf. Electr. Inf. Technol. ICEIT*, pp. 0–5, 2016.
- [31] A. Chaoui, J.-P.Gaubert, F. Krim, G. Champenois, PI Controlled Three-Phase Shunt Active Power Filter for Power Improvement Quality, *Electric Power Components and Systems*, vol. 35, no. 12, pp.

Référence bibliographique

1331-1344, September 2007.

[32] F. Akel, T. Ghennam, E. M. Berkouk, and M. Laour, “An improved sensorless decoupled power control scheme of grid connected variable speed wind turbine generator,” *Energy Convers.Manag.*, vol. 78, pp. 584–594, 2014.

[33] Hong-Scok Song, “Control Scheme for PWM Converter and Phase Angle Estimation Algorithm Under Voltage Unbalance and/or Sag Condition”, Ph.D. in electronic and electrical engineering. South Korea,” 2000.

[34] M. Malinowski, “Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers”. Phd Thesis, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics, 2001.

[35] M. Boudjdaimi «Commande d’un onduleur par des approches basées sur des réseaux de neurones artificiels». Thèse de magister, UMMTO, 27/09/2009.

Résumé

Le problème de la pollution harmonique dans les réseaux électriques de distribution devient de plus en plus préoccupant avec l'accroissement de l'usage des charges non-linéaires. Le filtrage actif de puissance est l'un des solutions les plus efficaces face à ce problème. La contribution qu'apporte cette thèse, dans le champ du filtrage actif, consiste au développement d'une stratégie de commande basée sur la MLI vectorielle et appliquée à une structure multiniveaux. Au départ, on a établi un état de l'art des filtres actifs. Ensuite, on a présenté les algorithmes les plus répandus d'identification des grandeurs harmoniques de référence, et on a énuméré les techniques de commande les plus utilisées, notamment celles à base de la MLI. Un grand espace était réservé à la MLI vectorielle appliquée à un filtre actif deux niveaux, puis trois niveaux. Ce dernier constituant notre apport original. En outre, on a montré comment se fait la conception des circuits de régulation du courant et de la tension d'un filtre actif de puissance. Après, on s'est intéressé aux applications parallèles et séries de filtres actifs deux et trois niveaux, intercalées par des méthodologies de dimensionnement des différents composants passifs entrant en jeu. Des commentaires et des discussions comparatives ont été fournis. Dans une dernière étape, on a d'une part appliqué la logique floue au filtrage actif en vue d'en tirer ses profits de souplesse et de dynamique, en plus de l'amélioration de la qualité de filtrage.

المخلص

أصبحت مشكلة التلوث التوافقي في شبكات التوزيع الكهربائية أكثر إثارة للقلق مع زيادة استخدام الأحمال غير الخطية. يعد ترشيح الطاقة النشط أحد أكثر الحلول فعالية لهذه المشكلة. تتمثل مساهمة هذه الأطروحة، في مجال الترشيح النشط، في تطوير إستراتيجية تحكم تعتمد على ناقلات PWM ويتم تطبيقها على هيكل متعدد المستويات. في البداية، أنشأنا حالة من فن الفلاتر النشطة. بعد ذلك، قدمنا الخوارزميات الأكثر شيوعاً لتحديد الكميات التوافقية المرجعية، وقمنا بإدراج تقنيات التحكم الأكثر استخداماً، ولا سيما تلك التي تعتمد على PWM. تم حجز مساحة كبيرة لمتجه PWM المطبق على مرشح نشط مستويين، ثم ثلاثة مستويات. هذا الأخير يشكل مساهمتنا الأصلية. بالإضافة إلى ذلك، تم عرض تصميم دوائر تنظيم التيار والجهد لمرشح الطاقة النشط. بعد ذلك، نظرنا في التطبيقات المتوازية وسلسلة من المرشحات النشطة ثنائية وثلاثية المستوى، تتخللها منهجيات تحجيم المكونات السلبية المختلفة المعنية. في خطوة أخيرة، طبقنا المنطق الضبابي على التصفية النشطة من ناحية للاستفادة من المرونة والديناميكيات، بالإضافة إلى تحسين جودة التصفية.

