

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –
Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de MASTER**

En : Electrotechnique

Spécialité : Commande Électrique

Par : BENABDERRAHMANE Houcine et RACHEDI Houcine

Étude et simulation d'un filtre actif de puissance parallèle Multi-niveau

Soutenu publiquement, le **01/07/2019**, devant le jury composé de :

Mr S. M. MELIANI	Maitre de Conférences	Univ. Tlemcen	Président
Mr M. A. BRIKCI NIGASSA	Maitre Assistant	Univ. Tlemcen	Examineur
Mr M. LOUCIF	Maitre de Conférences	Univ. Tlemcen	Examineur
Mr M. C. BENHABIB	Maitre de Conférences	Univ. Tlemcen	Encadreur

Année Universitaire: 2018/2019

Dedicase

JE dédie ce travail :

- *À ma chère mère,*
- *À mon cher père,*
qui mon soutenus durant toutes les périodes de vie, que Dieu les protègent inchalah..
- *À mes frères Mohamed et Abdelkader .*
- *À mon cher grand père, et ma chère grand mère pour ses soutiens morale et leur conseil précieux tout au long de mes études et à tout ma famille BENABDERRRAHMANE et MESSAOUD*
- *À mon cher binôme RACHEDI HOUCINE et leur famille pour son entente son sympathie .*
- *À mes chères amis chaccun avec son nom et toute Mes amis de la promotion 2018/2019,*
pour leurs aides et supportes dans les moments difficile.
- *À tous mes enseignants et enseignantes depuis ma cariere scientifique.*
- *aux martyrs de la lutte de libération nationale qui par leur sacrifice ont permis à nos générations d'accéder à la liberté et à la science.*
- *À tous ceux que j aime et ceux qui m'aiment .*

BENABDERRAHMANE Houcine

Tlemcen, le 01 juillet 2019

Dedicase

J_E dédie ce travail :

- *À ma mère et mon père qui mon soutenus durant toutes les périodes de vie, que Dieu les protègent inchalah..*
- *À mes chers deux frères et mes chères deux sœurs.*
- *À mon binôme BENABDERRAHMANE HOUCINE.*
- *À mes copains de chambre :*
KEROUCHE Soufiane ,ZEGAI SIDI Mohammed, SADIKI Abdelkarime,BENYAHAI Yahai,
HARTANI Hichame ,BOURSALI Toufik ,Dr.BENDRA Ouassini, ,SAIDI Yacoube.
et À tous mes amis HIDRA Amine,BENTAICHE Karime,HOUARI Yassine et toute Mes amis de
la promotion 2018/2019.
- *À tous mes enseignants et enseignantes depuis ma cariere scientifique.*
- *À toute la Famille de RACHEDI et BENTAICHE particulièrement.*
- *aux martyrs de la lutte de libération nationale qui par leur sacrifice ont permis à nos générations d'accéder à la liberté et à la science.*

RACHEDI Houcine
Tlemcen, le 01 juillet 2019

Remerciements

Ce document présente les travaux effectués dans le cadre de notre projet de fin d'étude de Master au Département de Génie Électrique et Électronique de la Faculté de Technologie de l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen.

Avant tout, nous remercions notre Dieu le tout puissant de nous avoir donné la force d'atteindre notre but et d'accomplir notre travail.

Nos remerciements les plus sincères s'adressent à notre encadreur **Mr. Mohamed Choukri BEN-HABIB** maître de conférences qui nous a encadrées durant tout le long de ce travail, pour sa disponibilité, ces conseils, pour sa patience, son soutien permanent et ces encouragements qui nous a permis de mener à bien ce mémoire.

Nos remerciements vont également à **S. M. MELIANI** maître de conférence à la faculté de Technologie de l'Université Aboubekr Belkaïd qui a bien voulu présider notre jury de mémoire.

Nos vifs remerciements vont aussi à nos examinateurs **M.A BRIKCI NIGASSA** Maître Assistant à la faculté de Technologie de l'Université Aboubekr Belkaïd de Tlemcen et **M. LOUCIF**, Maître de conférences à la faculté de Technologie de l'Université Abou Bekr- Belkaïd pour avoir accepté d'examiner notre travail.

Pour terminer nous remercions tous les personnes qu'on n'a pas citées et qui ont participé à la réalisation de ce travail.

Houcine RACHEDI BENABDERRAHMANE Houcine
Tlemcen, le 01 juillet 2019

Table des matières

Chapitre I	Généralité sur les filtres actif parallèles	12
Introduction	13
1.1	Normes et réglementation	13
1.2	Principe du filtre actif parallèle	13
1.3	Structure d'un filtre actif de puissance parallèle	14
1.4	Étude de la partie puissance	15
1.5	Topologies des filtres actifs de puissance parallèle	15
1.6	Étude de la partie commande	18
Conclusion	23
Chapitre II	Commande d'un filtre actif de puissance parallèle à trois bras	24
Introduction	25
2.1	Description du système étudié	25
2.1.1	Algorithmes de commande du filtre actif de puissance parallèle	25
2.1.1.1	Algorithme basée sur les puissances réelle et imaginaire instantanées (p-q)	25
2.1.1.2	Algorithme dit du référentiel lié au synchronisme (SRF : synchronous reference frame) d-q :	28
2.2	Génération des signaux de contrôle	32
2.3	Simulation du système et interprétations des résultats :	33
2.3.1	Résultats de simulation du système étudié en continue	35
2.3.2	Résultats de simulation du système étudié en discret	42
Conclusion	44
Chapitre III	Application de l'onduleur multi niveaux NPC pour la compensation des courants harmoniques	46
Introduction	47
3.1	Catégories et topologies des onduleurs multi-niveaux :	47
3.1.0.1	Onduleurs multiniveaux à structure NPC	48
3.1.0.2	Onduleur de tension a condensateur Flottant	50
3.1.0.3	Onduleur de tension en cascade	52
3.2	Filtre actif de puissance à trois niveaux	53

3.3	Simulation du système et interprétations des résultats	55
3.4	Filtre actif de puissance à cinq niveaux	58
3.5	Simulation du système et interprétations des résultats	59
	Conclusion	62
	conclusion Générale	63

Table des figures

1.1	Principe de filtre actif parallèle	14
1.2	Structure générale d'un FAP à structure tension [16]	15
1.3	Onduleur triphasé à trois bras.	16
1.4	Onduleur triphasé à deux bras avec condensateur à point milieu.	17
1.5	Onduleur triphasé à quatre bras	17
1.6	Onduleur triphasé à trois bras avec condensateur à point milieu	18
1.7	Commande indirecte d'un filtre actif de puissance parallèle	19
1.8	Commande directe d'un filtre actif de puissance parallèle	20
2.1	Filtre actif parallèle a structure tension dans un réseau triphasé.	25
2.2	Commande du filtre actif pour la compensation des harmoniques de courant et l'énergie réactive par la méthode des puissances instantané	26
2.3	Extraction par des filtres classiques	28
2.4	Commande du filtre actif pour la compensation des harmoniques de courant et l'énergie réactive par la méthode des courants instantanées	29
2.5	Structure du filtre multi-variable (FMV) [4].	30
2.6	Schéma de principe d'une P.L.L classique	30
2.7	Schéma simplifié de la P.L.L classique	31
2.8	Principe de commande des courants par hystérésis	32
2.9	Principe de commande des courants par MLI	33
2.10	Réseau électrique triphasé connecté à une charge non linéaire	33
2.11	Réseau électrique triphasé connecté à une charge non linéaire	34
2.12	The average and standard deviation of critical parameters	34
2.13	Structure générale du système dans le cas de la génération des signaux de contrôle par hystérésis [30].	35
2.14	Schéma de la régulation de V_{dc} par un régulateur PI	36
2.15	Courant de la charge non linéaire I_{c1} (A) et son spectre harmonique.	37
2.16	The average and standard deviation of critical parameters	37
2.17	The average and standard deviation of critical parameters	37
2.18	Structure générale du système dans le cas de génération des signaux de contrôle par MLI [30].	38

2.19	Schéma de régulation du courant par un régulateur PI	39
2.20	Le courant de charge et leurs spectres harmoniques avant filtrage.	39
2.21	(a) Tension aux bornes du condensateur,(b) Courant injecté par le FAP	40
2.22	Courant de source et leurs spectres harmoniques après filtrage	40
2.23	Courant de charge et leurs spectres harmoniques avant filtrage	41
2.24	(a) Tension aux bornes du condensateur ; (b) Courant injecté par le FAP	41
2.25	Courant de source et leurs spectres harmoniques après filtrage	41
2.26	Courant de charge et leurs spectres harmoniques avant filtrage	42
2.27	(a) Tension aux bornes du condensateur ; (b) Courant injecté par le FAP	42
2.28	Courant de source et leurs spectres harmoniques après filtrage	43
2.29	Courant de charge et leurs spectres harmoniques avant filtrage	43
2.30	(a) Tension aux bornes du condensateur ; (b) Courant injecté par le FAP	44
2.31	Courant de source et leurs spectres harmoniques après filtrage	44
3.1	Différentes topologies de base des onduleurs multi niveaux	48
3.2	Circuit électrique correspondant à un bras onduleur générique à 3 Nniveaux	48
3.3	Circuit électrique correspondant à un bras onduleur générique à 5 Nniveaux	49
3.4	Topologies d'onduleurs à condensateur Flottant à trois à niveaux.	50
3.5	Topologies d'onduleurs à condensateur Flottant à cinq niveaux.	51
3.6	Pont en H complet.	52
3.7	Bras d'un onduleur en cascade à 5 niveau	52
3.8	Convertisseur triphasé 3-niveaux à structure NPC	54
3.9	Circuit de puissance du filtre actif parallèle à trois niveaux proposé	54
3.10	Comparaison entre le signal de référence et le signal triangulaire	55
3.11	Réseau électrique triphasé Connecté à une charge non linéaire	56
3.12	Courant de la charge non linéaire I_{c1} (A) et son spectre harmonique.	57
3.13	(a) Tension aux bornes du condensateur ; (b) Courant injecté par le FAP	57
3.14	Courant de source et leurs spectres harmoniques après filtrage	58
3.15	Circuit de puissance du filtre actif parallèle cinq niveaux proposé	58
3.16	Comparaison entre le signal de référence et le signal triangulaire	59
3.17	Courant de la charge non linéaire I_{c1} (A) et son spectre harmonique.	60
3.18	(a) Tension aux bornes du condensateur ; (b) Courant injecté par le FAP	61
3.19	Courant de source et leurs spectres harmoniques après filtrage	61

Glossaire

Acronyme	Signification
FAP	Filtre Actif de Puissance
FAS	Filtre Actif Série
FPH	Filtre Passe Haut
FPB	filtre passe bas
FMV	Filtre Multi Variables
NPC	Neutral Point Clamped
CMH	H-bridge en cascade
SAPF	Shunt Active Power Filter
PI	Régulateur Proportionnel Intégral
K	constante du FMV
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
SRF	théorie du référentiel lié au synchronisme
THD	Taux de Distorsion Harmonique
FFT	Fast Fourier Transformer
IGBT	Isolated Gate Bipolar Transformer
CEI	Commission Electrotechnique Internationale
i_s	Courant de la source
V_s	Tension de la source
i_c	Courant de la charge
i_c	Courant injecté par le filtre
i_f	Courant référence
V_f	:Tension imposée par l'onduleur
V_{dc}	Tension aux bornes du condensateur de l'onduleur
C_{dc}	Condensateur de stockage
R_s	Résistance de court-circuit de réseau
L_s	Inductance de court-circuit de réseau
R_c	Résistance de ligne
L_c	Inductance de ligne
R_d	Résistance de la charge
L_d	Inductance de la charge

R_f	Résistance de filtre de sortie
L_f	Inductance de filtre de sortie
p	Puissance instantanée active
q	Puissance instantanée réactive
\bar{p} et \bar{q}	Puissance continue liée à la composante fondamentale active et réactive du courant
\tilde{p} et \tilde{q}	Puissance alternative liées à la somme des composantes harmonique du courant.
K_p, K_i	Les termes du correcteur PI
ξ	Coefficient d'amortissement
w_c	Fréquence de la coupure
f_c	Fréquence de la commutation

Introduction générale

Durant ces dernières années, l'évolution technologique importante a impliqué une utilisation accrue des dispositifs à base d'électronique de puissance dans les appareils industriels ou domestiques. Ces convertisseurs statiques apportent une souplesse d'utilisation, des fonctionnalités supplémentaires, une augmentation de la fiabilité, le tout avec un rendement élevé. L'inconvénient de ces convertisseurs c'est qu'ils se comportent comme des charges non linéaires et absorbent des courants non sinusoïdaux du réseau, ils se comportent alors comme des générateurs de courants harmoniques, ce qui cause des problèmes pour l'utilisateur (échauffement dans les machines, dysfonctionnement des équipements électriques, détérioration du rendement . . .), ainsi que pour le distributeur d'énergie (dégradation de facteur de puissance, création des pertes supplémentaires dans les lignes de transport . . .).

De plus, cette multiplication des charges non linéaires, surtout les redresseurs fortement utilisés en tête des systèmes de conversion de puissance entraînent de plus en plus des perturbations au niveau des réseaux électriques et une dégradation significative de la qualité de l'énergie. Ainsi le réseau d'interconnexion est dit pollué par la génération de composantes harmoniques (courant/tension) dans les systèmes triphasés, qui peuvent causer des déséquilibres en entraînant des courants excessifs au niveau du neutre. Ces courants excessifs (harmoniques injectés), la présence de puissance réactive, les déséquilibres et autres problèmes générés par ce type de charge dit non linéaire conduit à un affaiblissement du rendement global du système et de facteur de puissance. Ils sont aussi la cause des perturbations au niveau des consommateurs et d'interférences dans les réseaux de communication de proximité.

Pour faire face à tous ces problèmes, les filtres passifs constituent une solution possible et usuelle, plus particulièrement les filtres passifs LC, qui sont exploités pour la réduction des taux d'harmonique alors que les batteries de condensateurs seuls permettent la correction du facteur de puissance. Cependant le filtrage passif pose certains problèmes tel que :

- Une compensation fixe.
- Une taille et un volume important.
- Une possibilité de résonance qui dépende des structures du réseau.
- Un manque d'adaptabilité lors de variations de l'impédance du réseau.

Une autre solution plus efficace et flexible capable de répondre aux exigences pour traiter la qualité électrique du réseau électrique consiste à mettre en œuvre un filtrage actif afin d'éviter les inconvénients des filtres passifs. Une première solution consiste à connecter le filtre actif en parallèle avec le système polluant.

Ainsi, il injecte au réseau des courants harmoniques de même amplitude que celle des courants harmoniques à éliminer mais en opposition de phase. Une seconde approche consiste en la connexion du filtre

actif en série avec le réseau, il se comporte alors comme un générateur de tension qui impose une tension harmonique telle qu'additionnée à celle du réseau, la tension au point de connexion soit rendue sinusoïdale.

D'autre part, il est important de noter que les performances d'un filtre actif sont étroitement liées à l'algorithme utilisé pour déterminer les références harmoniques de courant ainsi qu'à la méthode utilisée pour la poursuite de ces références. Dans le cas où les courants de source sont non linéaires, le filtre actif parallèle de puissance est considéré comme la meilleure solution pour la réduction des courants d'harmoniques dans les applications de faible à moyenne puissance.

Ainsi, le travail présenté dans ce mémoire concerne particulièrement l'étude par simulation d'un filtre actif parallèle à structure tension destiné à compenser les courants harmoniques générés par une charge non-linéaire. De manière à atteindre ces objectifs de recherche, ce mémoire sera divisé en trois chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à l'étude théorique des topologies de filtre actif parallèle à structure tension et des différentes stratégies de commande direct et indirect, afin de compenser les harmoniques de courants générés par les charges non-linéaires reliées à un réseau électrique triphasé à trois fils et à quatre fils.

Dans le second chapitre nous allons présenter une étude des éléments constituant la commande directe basée sur la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées, ainsi que la théorie du référentiel lié au synchronisme, en décrivant les différents éléments les constituant, à savoir : les filtres d'extraction classique puis dit multi-variable, dont la particularité est d'extraire les harmoniques du courant directement en $\alpha\beta$, la P.L.L, la régulation du bus continu et pour finir les différentes techniques de génération des signaux de contrôle qui sont utilisées dans la commande de l'onduleur du filtre. Les résultats de simulation obtenus pour les différentes commandes seront présentés et interprétés.

Le troisième et dernier chapitre présente l'objectif principal du travail, qui est l'étude des filtres actifs parallèles multi-niveaux (pour notre cas à base d'onduleur de tension à trois puis à cinq niveaux) commandé par MLI. Les résultats de simulation obtenus seront illustrés et leurs interprétations avec une comparaison des résultats sera présenté.

Finalement, nous aborderons les conclusions de ce travail et ses perspectives.

Chapitre I

Généralité sur les filtres actif parallèles

Introduction

Le filtre actif de puissance parallèle (FAP) appelé aussi compensateur shunt est une solution moderne et efficace permettant de compenser les courants harmoniques et l'énergie réactive dues aux charges non linéaires, lorsque ces derniers sont connectés aux réseaux électriques équilibrés ou déséquilibrés, monophasé ou triphasé. Ces performances « filtre actif parallèle » dépendent en grande partie de la topologie utilisée, de la dynamique des algorithmes d'extraction et du contrôle des courants.

Il existe actuellement plusieurs techniques pour identifier et filtrer les harmoniques générés par les charges non linéaire. Ainsi, dans ce chapitre nous allons présenter une description générale des différentes parties constituant ces filtres actifs parallèles.

1.1 Normes et réglementation

Afin de limiter les perturbations et fournir une énergie de bonne qualité, les distributeurs et les consommateurs doivent respecter des normes et des recommandations. Il existe plusieurs normes, par exemple : IEEE, CEI, CENELEC et UTE et le CEF.

Concernant les normes pour l'appareillage, la norme CEI 61000-3-2 est appliquée pour les appareils basse tension .

L'objectif de la CEI est de promouvoir la coopération internationale sur toutes les questions relatives à la normalisation dans les domaines électriques et électroniques. En outre, la CEI publie d'autres normes internationales, des spécifications techniques et des rapports techniques.

- La norme EN 50160 qui précise les caractéristiques de la tension fournie par les réseaux publics basse tension.

- La norme IEEE 519 qui œuvre à limiter l'impact des charges non linéaires à la fois entre le distributeur d'énergie et le client (engagement mutuel pour limiter les harmoniques) [7]

1.2 Principe du filtre actif parallèle

Un filtre actif de puissance parallèle est utilisé pour la dépollution des réseaux basse tension (BT) et Moyenne tension (MT), parce qu'il génère des courants harmoniques en opposition de phase aux courants harmoniques générés par les charges dites non linéaire produisant ainsi des courants sinusoïdaux côté source. Leurs structures générales sont comme suite :

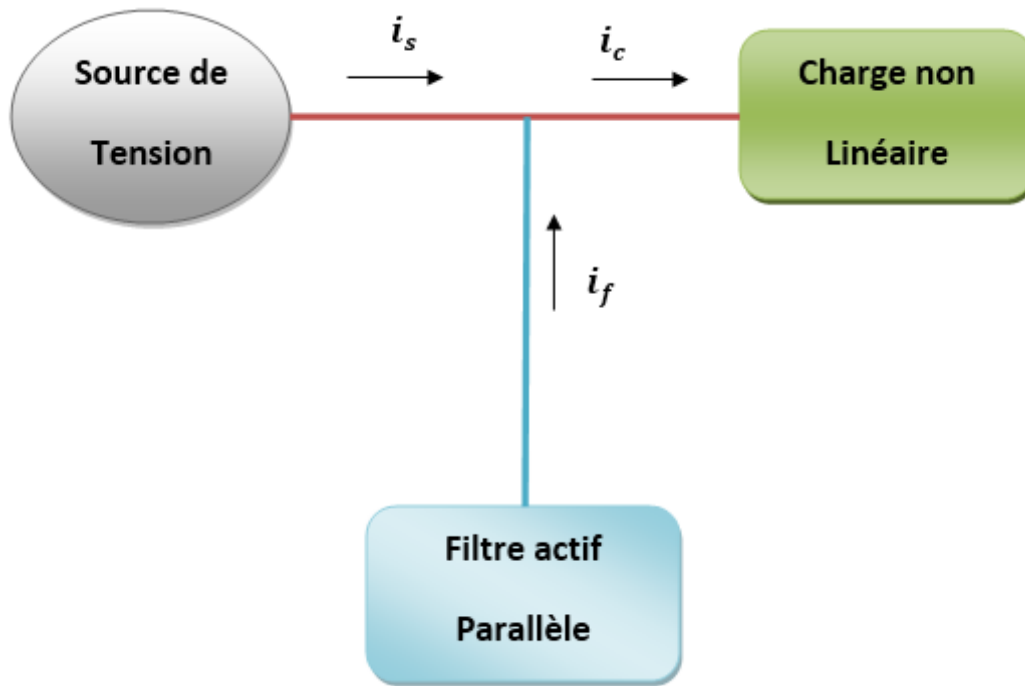


FIGURE 1.1: Principe de filtre actif parallèle

Il existe deux types de filtres actifs parallèles, le filtre actif à structure tension et un autre à structure courant. Nous nous intéressons dans notre étude uniquement au filtre actif de puissance parallèle à structure tension car il est le plus utilisé. De plus nous nous intéressons aux topologies de filtre actif de puissance qui sont relié aux réseaux électriques trois fils [15].

1.3 Structure d'un filtre actif de puissance parallèle

La structure générale d'un filtre actif de puissance parallèle est constituée de deux parties principales, une partie puissance et une partie commande. Concernant la partie puissance il est en général constitué :

- D'un onduleur à base d'interrupteurs de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture de type IGBT.
- D'un circuit de stockage d'énergie capacitif car ce sont des onduleurs de tension.
- Et d'un filtre passif à la sortie en général de type RL.

Concernant la partie commande nous trouvons :

- Une méthode d'identification des courants perturbés.
- Une régulation de tension continue appliquée aux éléments de stockage d'énergie.
- Une régulation du courant injecté sur le réseau.

La figure 1.2 représente la structure générale d'un filtre actif de puissance parallèle.

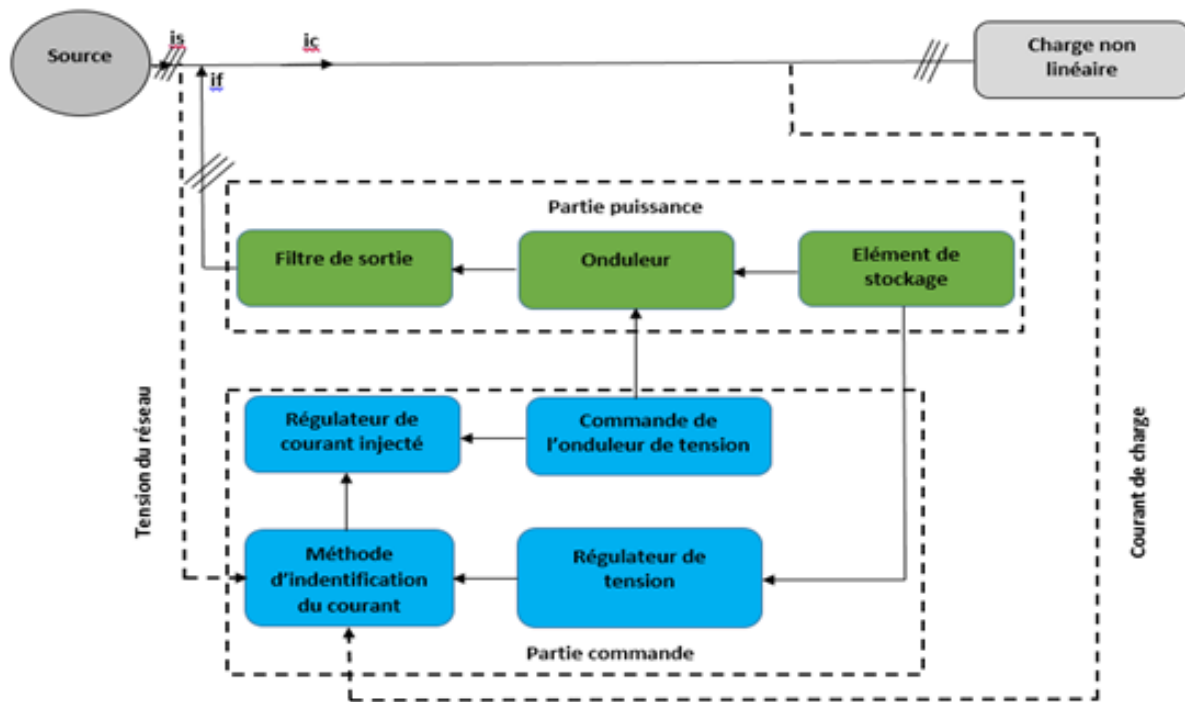


FIGURE 1.2: Structure générale d'un FAP à structure tension [16]

1.4 Étude de la partie puissance

Dans cette partie, nous nous intéressons à la partie puissance du filtre actif parallèle. Ces filtres actifs de puissance sont en générale constituée :

- D'un onduleur de tension qui est en fait constitué d'un convertisseur statique assurant la conversion continue-alternative. Il est en générale à base d'interrupteurs de puissance, commandé à l'ouverture et à la fermeture (IGBT ou MOSFET) avec des diodes en antiparallèle.
- D'un système de stockage d'énergie qui est en générale constitué de condensateur et qui joue le rôle d'une source de tension continue après régulation.
- Et d'un filtre passif à la sortie de l'onduleur de tension et qui est en général un filtre de premier ordre connecter entre l'onduleur et le réseau électrique.

1.5 Topologies des filtres actifs de puissance parallèle

Concernant les topologies des filtres actifs de puissance il existe plusieurs types, selon qu'ils soient connecter à un réseau électrique triphasé à trois fils ou un réseau électrique triphasé à quatre fils.

- **Onduleur triphasé à trois bras :**

La configuration la plus répandue des onduleurs pour les filtres actifs de puissance parallèle sont à trois bras. Ces onduleurs sont connectés au réseau électrique à trois fils par un filtre passif dit de découplage. Cependant, nous avons coté continu une capacité C_{dc} , avec V_{dc} étant la tension à

leurs bornes et qui est maintenue à une valeur positive quasi-constante. Son schéma de principe est illustré par la figure. 1.3 [17].

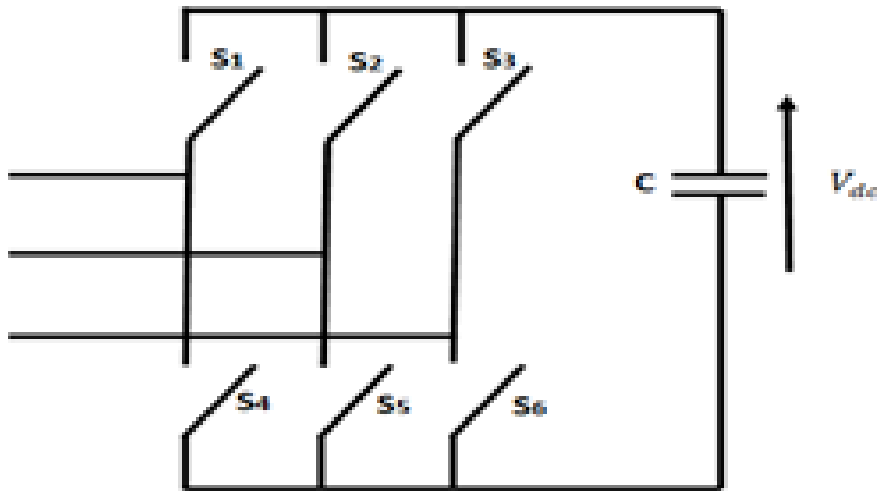


FIGURE 1.3: Onduleur triphasé à trois bras.

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur du filtre actif de puissance dépendent de l'état des signaux de commande (S1, S2, S3) définit de la manière suivante :

État	Interrupteurs fermés	V_{f1}	V_{f2}	V_{f3}
1	S4, S5, S6	0	0	0
2	S1, S5, S6	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
3	S2, S4, S6	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
4	S1, S2, S6	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$
5	S3, S4, S5	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$
6	S1, S3, S5	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
7	S2, S3, S4	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
8	S1, S2, S3	0	0	0

TABLE 1.1: Tensions générées par l'onduleur de tension.

- **Onduleur triphasé à deux bras avec condensateur à point milieu :**

Il existe une autre topologie de filtre actif de puissance pour les réseaux électriques à trois fils, à savoir les onduleurs à deux bras à point milieu, dont le troisième bras est remplacé par deux condensateurs reliés à la troisième phase du réseau électrique, comme il est montré sur la figure 1.4. Chacune des deux capacités joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à leurs bornes est égale à $\frac{V_{dc}}{2}$, et est également maintenue à une valeur positive quasi-constante.

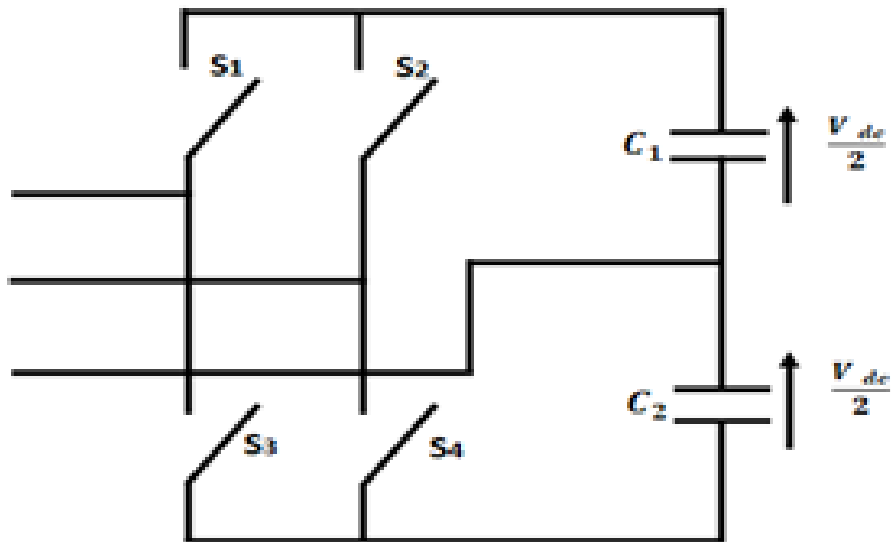


FIGURE 1.4: Onduleur triphasé à deux bras avec condensateur à point milieu.

Ce type d'onduleur est nommé onduleur triphasé à deux bras à point milieu.

- **Onduleur triphasé à quatre bras :**

Concernant les réseaux électriques à quatre fils (trois phases + neutre), nous utilisons en général un onduleur comprenant quatre bras constitués de huit interrupteurs réversibles en courant comme l'illustre la figure 1.5. Chacun des trois bras est relié à une phase et le quatrième bras est relié au neutre [17].

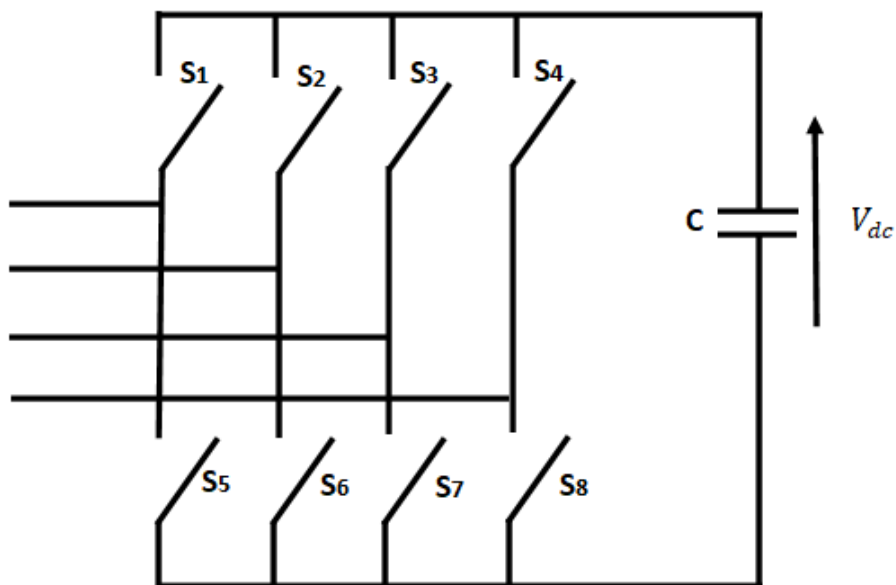


FIGURE 1.5: Onduleur triphasé à quatre bras

- **Onduleur triphasé à trois bras avec condensateur à point milieu :** Cette topologie est constituée de six interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture. Ils

forment les trois bras d'un onduleur triphasé. Un quatrième bras est constitué de deux condensateurs dont le point milieu est relié au neutre du réseau électrique. Ici, la commande de l'onduleur n'impose que trois courants. La figure 1.6 présente cette topologie[17] :

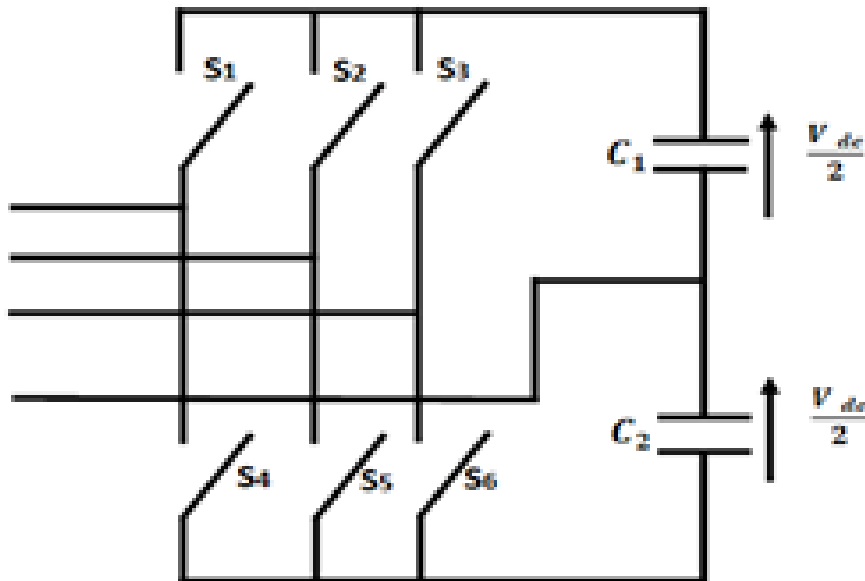


FIGURE 1.6: Onduleur triphasé à trois bras avec condensateur à point milieu

1.6 Étude de la partie commande

En générale, la commande du filtre actif de puissance est mise en oeuvre en trois étapes :

- La première étape consiste à détecter la tension du réseau et le courant de la charge par des capteurs de tension et de courant.
- La deuxième étape consiste à déterminer les courants de référence à partir des méthodes d'identification approuvées.
- La dernière étape permet de générer des signaux de commutation des semi-conducteurs de l'onduleur du filtre actif de puissance parallèle en utilisant, l'hystérésis, ou la MLI classique ou la MLI vectorielle, etc[20] .

Pour identifier les courants harmoniques et l'énergie réactive des charges non-linéaires, il existe deux stratégies de commande, à savoir, la commande directe et la commande indirecte.

Commande indirecte

La commande dite indirecte est obtenue en faisant la comparaison entre le courant de référence $i_{ref}(t)$ obtenu par une méthode appropriée, et le courant de source $i_s(t)$ comme l'illustre la figure 1.7 :[13],[5]

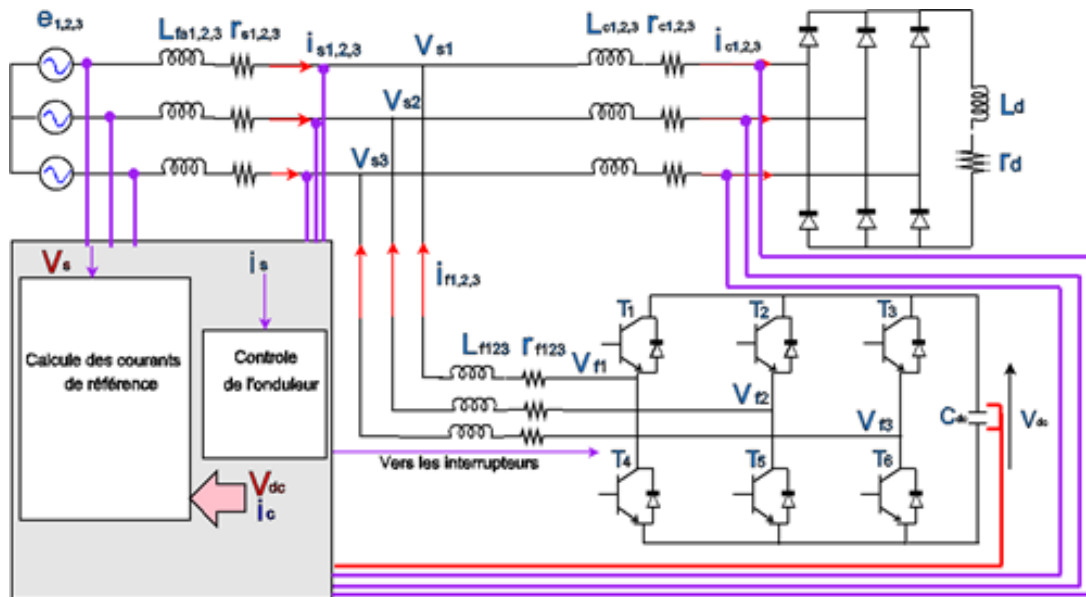


FIGURE 1.7: Commande indirecte d'un filtre actif de puissance parallèle

Pour cette commande dite indirecte nous pouvons extraire également plusieurs stratégies de commande, tel que par Exemple celle :

- basée sur les puissances réelle et imaginaire instantanées
- du référentiel lié au synchronisme (SRF)

Pour ces méthodes nous utilisons un filtre passe bas pour extraire la composante continue de la puissance.

Pour une étude plus détaillée de chacune de ces commandes, nous donnons quelque référence : [20] [18] car ce n'ai pas l'objectif de notre étude.

Commande directe

Le principe de cette commande est basé sur la comparaison du courant de référence $i_{ref}(t)$ obtenu par une méthode appropriée aux courant injecté par le filtre actif de puissance $i_f(t)$, comme il est illustré dans la figure 1.8 [4]

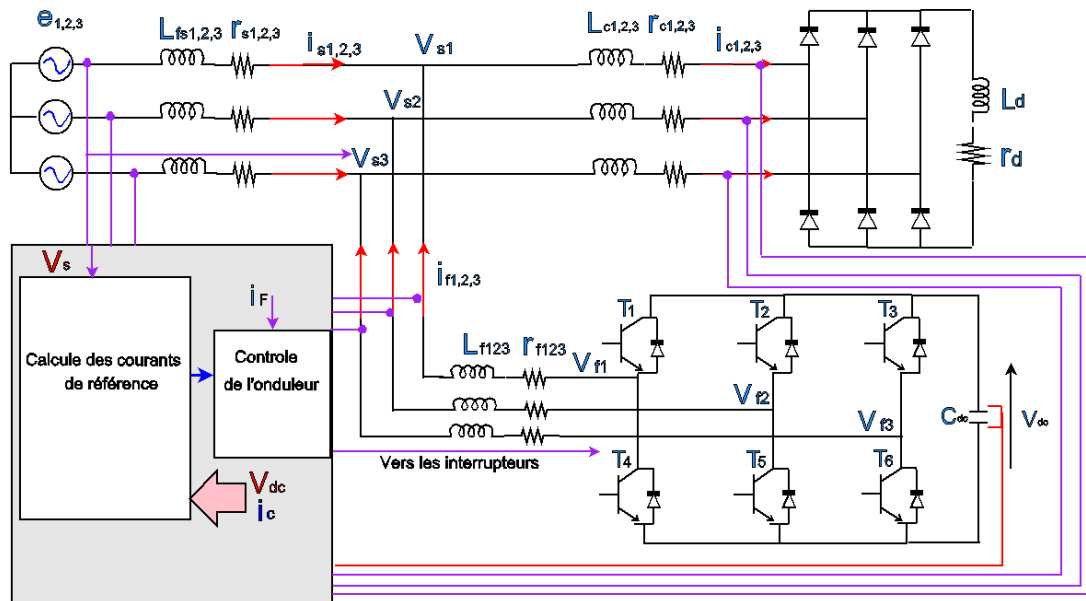


FIGURE 1.8: Commande directe d'un filtre actif de puissance parallèle

Pour cette commande dite directe, nous pouvons extraire plusieurs stratégies de commande. Pour ces méthodes nous utilisons un filtre passe Haut pour extraire les composantes harmoniques de la puissance.[18]

Parmi toutes les méthodes présentées dans la littérature, nous avons choisi de présenter que deux méthodes de façons générales pour les réseaux électriques à trois fils et deux méthodes pour les réseaux électriques à quatre fils et de les regrouper dans les deux tableaux suivants :

Méthode pour filtre actif de puissance connecté aux réseaux électriques à 3 fils	Transformation de Concordia		L'extraction des composantes Harmoniques	Compense les harmoniques de Courant et l'énergie réactive	Transformation inverse de Concordia
Puissances réelles et imaginaires Instantanées (p-q)	$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$	filtre passe-haut	$\begin{bmatrix} i_{f\alpha}^{ref} \\ i_{f\beta}^{ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ q \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{f1}^{ref} \\ i_{f2}^{ref} \\ i_{f3}^{ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^{ref} \\ i_{f\beta}^{ref} \end{bmatrix}$
Référentiel lié au synchronisme (SRF)	<p>Une P.L.L génère les signaux $\cos(\hat{\theta})$ et $\sin(\hat{\theta})$ de la tension du réseau</p> $\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$	filtre passe-haut	$\begin{bmatrix} i_{f\alpha}^{ref} \\ i_{f\beta}^{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ i_q \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{f1}^{ref} \\ i_{f2}^{ref} \\ i_{f3}^{ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^{ref} \\ i_{f\beta}^{ref} \end{bmatrix}$

Méthode pour filtre actif de puissance connecté aux réseaux électriques à 4 fils	Transformation de Concordia		L'extraction des composantes Harmoniques	Compense les harmoniques de Courant et l'énergie réactive	Transformation inverse de Concordia
<p>Puissances réelles et imaginaires Instantanées homopolaire</p>	$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} p \\ q \\ q_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{V}_\alpha & \bar{V}_\beta & 0 \\ -\bar{V}_\alpha & \bar{V}_\beta & 0 \\ 0 & 0 & \bar{V}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix}$	<p>filtre passe-haut</p>	$\begin{bmatrix} i_{f\alpha}^{ref} \\ i_{f\beta}^{ref} \\ i_{f0}^{ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta & 0 \\ V_\beta & V_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & V_\alpha^2 + V_\beta^2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{f1}^{ref} \\ i_{f2}^{ref} \\ i_{f3}^{ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^{ref} \\ i_{f\beta}^{ref} \\ i_{f0}^{ref} \end{bmatrix}$
<p>Référentiel lié au synchronisme (SRF)</p>	$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} p \\ q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_0 & V_\alpha & V_\beta \\ 0 & -V_\beta & V_\alpha \\ V_\beta & V_0 & -V_\alpha \\ -V_\alpha & V_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$	<p>filtre passe-haut</p>	$\begin{bmatrix} i_{f0}^{ref} \\ i_{f\alpha}^{ref} \\ i_{f\beta}^{ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2 + V_0^2} \begin{bmatrix} V_0 & 0 & V_\beta & V_\alpha \\ V_\alpha & -V_\beta & V_0 & V_0 \\ V_\beta & V_\alpha & -V_0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{f1}^{ref} \\ i_{f2}^{ref} \\ i_{f3}^{ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^{ref} \\ i_{f\beta}^{ref} \\ i_{f0}^{ref} \end{bmatrix}$

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe du filtre actif parallèle et les deux stratégies de commande (directe et indirecte) comme une solution de dépollution des courants harmonique et la compensation de l'énergies réactif produite par les charges dites non-linéaires.

Nous avons également présenté les différentes stratégies de commandes d'un filtre actif de puissance connecté aux réseaux électriques à trois fils ou à quatre fils.

Dans le prochain chapitre nous allons présenté en détail les commandes utilisé pour notre filtre actif de puissance connecté à un réseau électrique à 3 fils.

Chapitre II

Commande d'un filtre actif de puissance parallèle à trois bras

Introduction

Après avoir présenté dans le chapitre précédent les différents filtres actifs de puissance parallèle avec leurs commandes (directe ou indirecte) pour la compensation des réseaux électriques triphasés. Nous allons maintenant étudier deux commandes de filtre actif de puissance parallèle pour l'identifier des harmoniques de courants générés par les charges non-linéaires.

2.1 Description du système étudié

Pour l'étude des filtres actifs de puissance parallèle, il est important de tout d'abord d'écrire le système utilisé. Ce dernier se compose d'un réseau électrique triphasé à trois fils unifilaire alimentant une charge non linéaire de type RL. Le filtre actif de puissance est un onduleur à trois bras qui est connecté en parallèle au réseau électrique entre la source et la charge. La charge non linéaire est un simple pont redresseur de type pont redresseur à diode. La structure générale de ce système est représentée par la figure suivante :

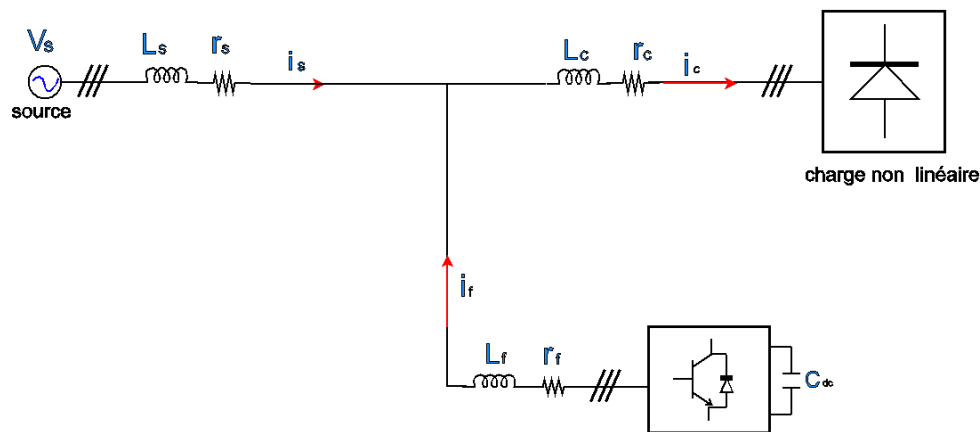


FIGURE 2.1: Filtre actif parallèle a structure tension dans un réseau triphasé.

2.1.1 Algorithmes de commande du filtre actif de puissance parallèle

Il existe plusieurs stratégies de commandes pour la génération des courants harmoniques de référence. Les plus connues de ces stratégies et qui ont fait leurs preuves[19], sont sans doute, la méthode des puissances instantanées p-q, et la méthode du référentiel lié au synchronisme d-q [20]. C'est ces deux stratégies de commande que nous allons d'écrire plus en détail maintenant.

2.1.1.1 Algorithme basée sur les puissances réelle et imaginaire instantanées (p-q)

La méthode des puissances instantanées introduite par H. Akagi [23] est représentée sur la figure 2.2.[6]

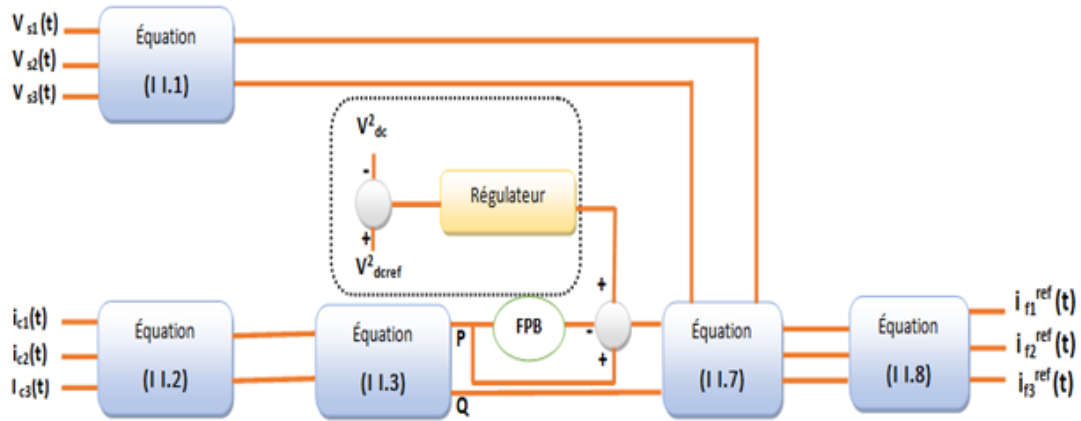


FIGURE 2.2: Commande du filtre actif pour la compensation des harmoniques de courant et l'énergie réactive par la méthode des puissances instantané

Il exploite la transformation de Concordai des tensions simples et des courants de ligne, afin de calculer les puissances réelles et imaginaire instantanées, comme le montre les deux relations suivantes [24][13] :

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

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

L'expression des puissances réelle et imaginaire est alors égal à :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

De cette expression on peut décomposer les puissances réelles et imaginaires instantanées en deux composantes[5] :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

\bar{p} et \bar{q} les composantes continue de p et q

\tilde{p} et \tilde{q} les composantes alternatives de p et q

De l'équation II.3 nous pouvons définir les composantes de courant comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

En utilisant II.4 et II.3, nous obtenons alors :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Selon la fonction que nous donnons au filtre actif de puissance, nous pouvons compenser soit les harmoniques de courant soit l'énergie réactive ou l'ensemble des deux. Le tableau (2.1) suivant résume les méthodes de compensation possibles [16].

	Compensation des harmoniques de courant	Compensation de l'énergie réactive	Compensation des harmoniques de courant et de l'énergie réactive
Paramètres de contrôle	$p_f = \tilde{p}$ et $q_f = \tilde{q}$	$p_f = 0$ et $q_f = \tilde{q}$	$p_f = \tilde{p}$ et $q_f = \tilde{q}$

TABLE 2.1: Modes de compensation de la commande des puissances instantanées

Si l'objectif est de compenser les harmoniques de courant et l'énergie réactive en même temps, l'équation II.6 devient :

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha}^{ref} \\ i_{f\beta}^{ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^{ref} \\ i_{f\beta}^{ref} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

à partir de la transformation inverse de Concordia on détermine les courants perturbateurs appelés aussi courants de référence soit :

$$\begin{bmatrix} i_{f1}^{ref} \\ i_{f2}^{ref} \\ i_{f3}^{ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^{ref} \\ i_{f\beta}^{ref} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Il est évident d'après la relation II.6, que pour déterminer les courants harmoniques, les parties alternatives des puissances réelles et imaginaires doivent être séparées des parties continues. Cette séparation peut être réalisée en utilisant un filtre. Le choix de la méthode utilisée pour l'extraction du courant harmonique du courant ou de la puissance de charge est un facteur déterminant quant aux performances obtenues par le filtre actif de puissance. Pour l'extraction des composantes harmoniques, un filtre passe-haut est utilisé, il permet d'éliminer la composante continue et de garder que la composante harmonique du signal. Pour réaliser un filtre passe haut il y a deux façons de le réaliser comme le montre la figure suivante :

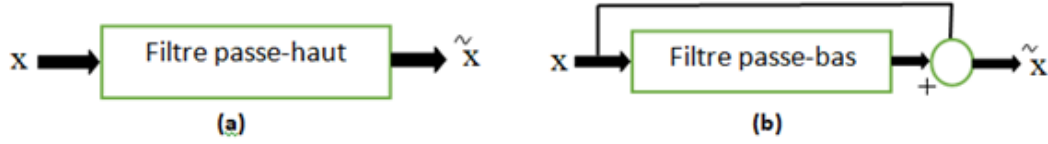


FIGURE 2.3: Extraction par des filtres classiques

2.1.1.2 Algorithme dit du référentiel lié au synchronisme (SRF : synchronous reference frame) d-q :

Concernant la méthode du référentiel lié au synchronisme, appelée aussi méthode d-q. Les courants de charge sont transformés dans le repère référentiel lié au synchronisme afin d'extraire les composantes harmoniques [21]. Elle permet d'obtenir des meilleures performances même si la tension du réseau est perturbée ou déséquilibrée.

Son principe est basé sur la transformée de Concordia appliquée aux courants de ligne $i_{c1}(t)$, $i_{c2}(t)$ et $i_{c3}(t)$ vers un système diphasé (d-q) [13].

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

Ensuite nous allons transformer les courants du repère $\alpha \beta$ vers le repère dq en générant deux signaux $\cos(\hat{\theta})$ et $\sin(\hat{\theta})$ obtenu grâce à l'utilisation d'une PLL (Phase Locked Loop). Ce qui nous donne l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Ainsi les courants fondamentaux dans les axes dq sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Avec :

\bar{i}_d et \bar{i}_q Les composantes continue de p et q et

\tilde{i}_d et \tilde{i}_q Les composantes alternatives de p et q

En appliquant ensuite la transformation inverse, nous obtenons les courants dans les axes $\alpha\beta$ qui auront pour expressions :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Soient :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Comme précédemment, selon la fonction que nous donnons au filtre actif de puissance, nous pouvons compenser soit les harmoniques de courant et/ou l'énergie réactive. Le tableau suivant résume les méthodes de compensation possibles.

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

TABLE 2.2: Modes de compensation de la commande du référentiel lié au synchronisme

Si l'objectif est de compenser les harmoniques de courant et l'énergie réactive en même temps, l'équation (II.13) devient : [18]

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha}^{ref} \\ i_{f\beta}^{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Les courants de référence sont alors calculés à partir de la transformation inverse de Concordia, soit :

$$\begin{bmatrix} i_{f1}^{ref} \\ i_{f2}^{ref} \\ i_{f3}^{ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^{ref} \\ i_{f\beta}^{ref} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

La figure 2.4 représente le schéma de principe de cette méthode.

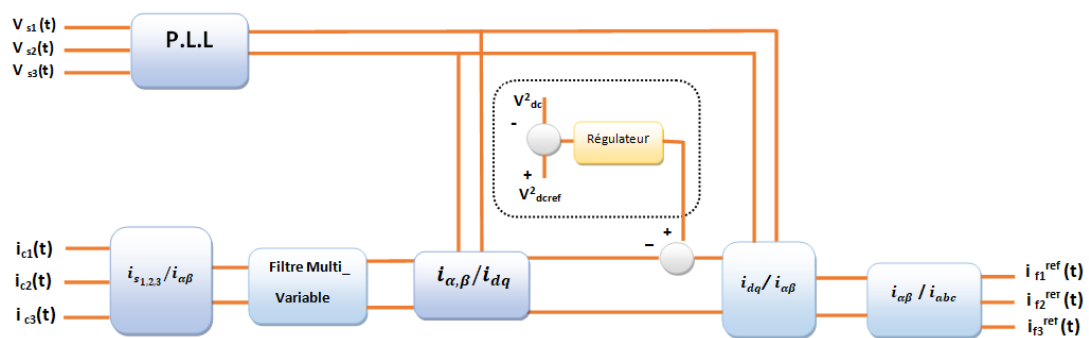


FIGURE 2.4: Commande du filtre actif pour la compensation des harmoniques de courant et l'énergie réactive par la méthode des courants instantanés

À la différence de la stratégie de commande p-q, nous avons choisi cette fois d'utiliser un filtre multi-variable pour l'extraction des harmoniques de courant directement dans les axes $(\alpha-\beta)$. Ce filtre sera

également utilisé dans la PLL afin qu'il soit insensible lors de déséquilibre et/ou de présence d'harmoniques de la tension d'alimentation[16]. L'expression générale de ce filtre est donnée par les expressions suivantes [18] :

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

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

Ces deux expressions permettent de schématiser le filtre multi-variable comme suite :

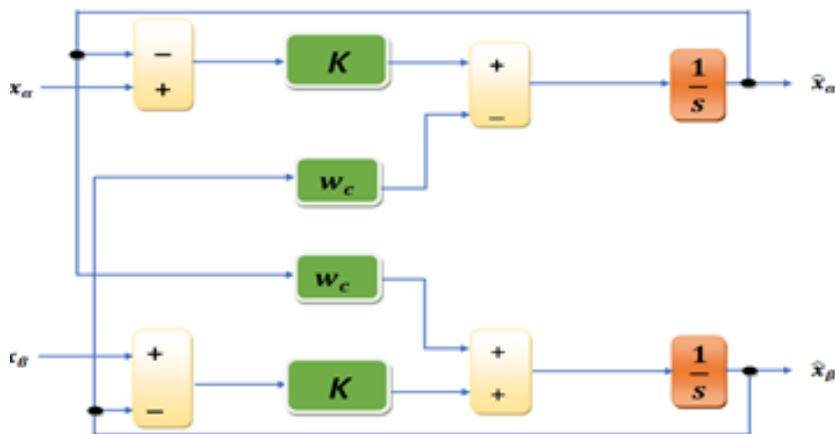


FIGURE 2.5: Structure du filtre multi-variable (FMV) [4].

Concernant la boucle à verrouillage de phase « P.L.L », elle sera utilisée pour déterminer la phase d'un signal, en général, la tension du réseau électrique. Son principe de fonctionnement est basé sur la transformation de Park dans le repère d-q. La boucle sera verrouillée lorsque l'angle estimé θ sera égal au signal de la tension. Son schéma de principe est le suivant [18],[23] :

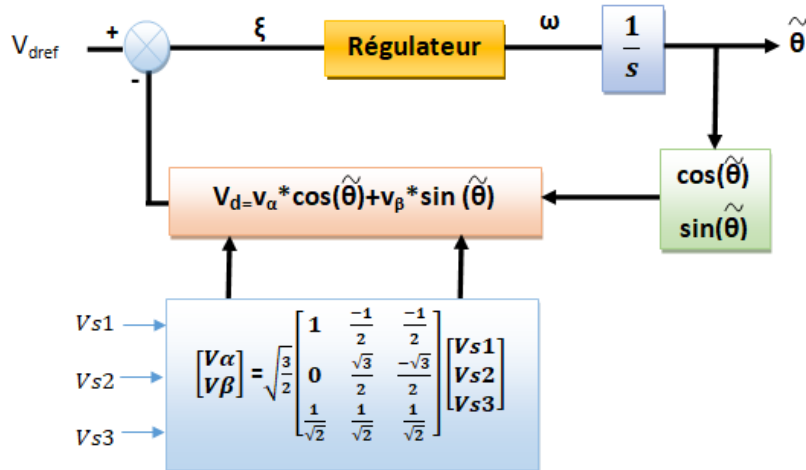


FIGURE 2.6: Schéma de principe d'une P.L.L classique

Supposons que les trois tensions du réseau sont sinusoïdales, définies par :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Après la transformation de Concordia, nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}v_m \sin(\omega t) \\ -\sqrt{3}v_m \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

D'après le repère d-q, V_d, V_q sont obtenu comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Après développement, nous obtenons :

$$v_d = \sqrt{3}v_m \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (\text{II.19})$$

$$v_q = \sqrt{3}v_m (\theta - \hat{\theta}) \quad (\text{II.20})$$

Sachant que $(\theta - \hat{\theta})$ est petit, alors nous avons :

Ce qui implique que la pulsation angulaire est égale à :

$$\hat{\omega} = F_r(s) \sqrt{3}v_m (\theta - \hat{\theta}) \quad (\text{II.21})$$

Avec $F_r(s)$ étant la fonction de transfert du correcteur PI, donnée par l'expression suivante :

$$F_r(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left(\frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s} \right) \quad (\text{II.22})$$

La position angulaire aura pour expression :

$$\hat{\theta} = \frac{1}{s} \hat{\omega} \quad (\text{II.23})$$

Enfin nous obtenons le modèle simplifié de la P.L.L, illustré par la figure suivante :

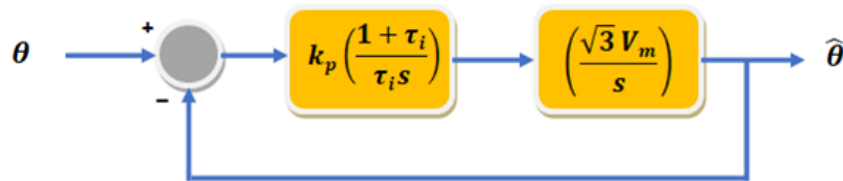


FIGURE 2.7: Schéma simplifié de la P.L.L classique

2.2 Génération des signaux de contrôle

L'objectif de la commande de contrôle est la génération des ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, de sorte que la tension créée par l'onduleur soit la plus proche de la tension de référence. Deux méthodes de générations des signaux de contrôle peuvent être utilisées :

- Générations des signaux de contrôle par hystérésis.
- Générations des signaux de contrôle par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion).

Concernant la génération des signaux de contrôle par hystérésis, son principe est basé sur la commande des interrupteurs de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase soient limitées dans une bande enveloppant les courants de référence. Une règle pratique consiste à prendre la largeur de la bande d'hystérésis à 5% du courant nominal. Cependant elle ne garantit pas d'une manière systématique le respect de la fréquence de commutation maximale des semi-conducteurs. [29]

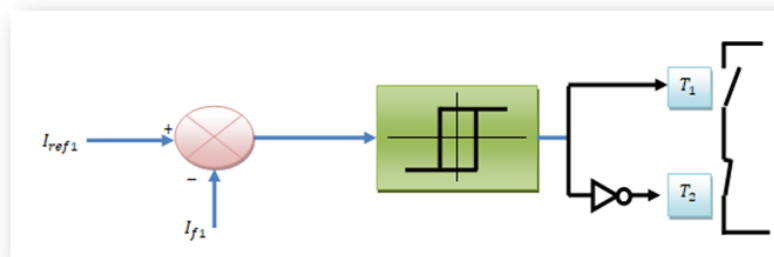


FIGURE 2.8: Principe de commande des courants par hystérésis

Malgré sa simplicité de mise en œuvre, sa robustesse et sa bonne dynamique, cette commande présente certains inconvénients à savoir :

- La fréquence de commutation est variable.
- La somme des trois courants n'est pas forcément nulle, ce qui crée un déséquilibre des courants qui dépendent de la bande d'hystérésis. [29]

C'est pour cela que nous nous intéressons à la commande par modulation de largeur d'impulsion dit (MLI). Ce dernier compare l'erreur entre le signal (courant ou tension) et sa consigne avec une onde triangulaire (porteuse) d'une amplitude et d'une fréquence fixées. Ce contrôle met en œuvre d'abord un régulateur qui, à partir de l'écart entre le courant et sa référence détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice). Cette dernière est ensuite comparée avec une onde triangulaire symétrique, à fréquence élevée (porteuse) comme il est indiqué sur la figure 2.9. La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Dans ce système de contrôle, la fréquence de commutation est fixe, le réglage s'effectuant par variation du rapport cyclique des signaux de commande. [22]

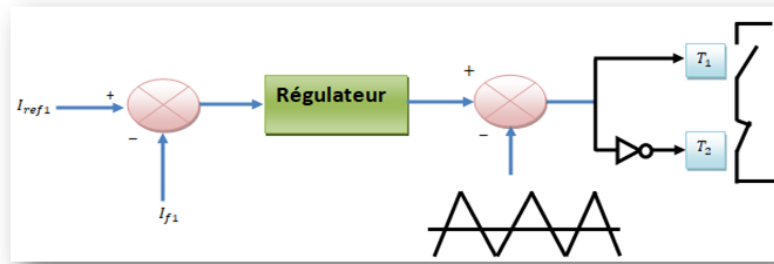


FIGURE 2.9: Principe de commande des courants par MLI

La technique de commande par MLI résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur.

2.3 Simulation du système et interprétations des résultats :

Pour montrer l'efficacité des commandes des filtres actifs de puissance, nous avons simulé notre système complet qui comporte un réseau électrique triphasé à trois fils, une charge non linéaire triphasée (pont redresseur à diodes) alimentant une charge de type RL et un filtre actif de puissance parallèle triphasé à structure tension, dans le but d'assurer la compensation des courants harmoniques.

Dans un premier temps, nous avons simulé le réseau électrique triphasé connecté à une charge non linéaire, sans y connecter le filtre actif Figure 2.11 :

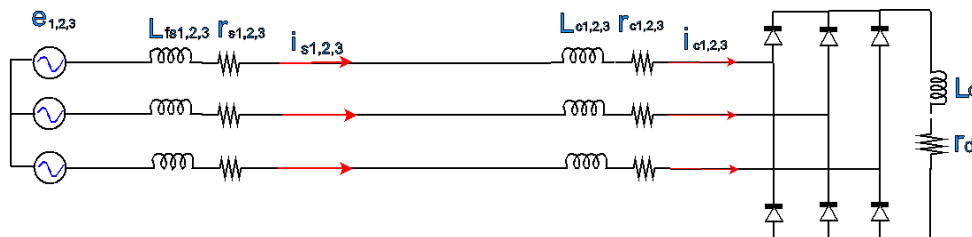


FIGURE 2.10: Réseau électrique triphasé connecté à une charge non linéaire

Les paramètres de ce système sont donnés sur le tableau (II.4) :

V_{seff} [V]	f [Hz]	r_s [m Ω]	l_s [μ H]	r_c [m Ω]	l_c [μ H]	R_d [Ω]	L_d [μ H]
230	50	1.6	45	2.7	23	5	2.6

TABLE 2.3: Paramètres de simulation pour ce système

Puisque tous les courants de phase (i_1 , i_2 , i_3) sont d'allures identiques, nous présentons les résultats de simulation uniquement pour une seule phase, en l'occurrence la phase 1. Ainsi, la figure II.12 présente

le courant de la charge i_{c1} de la première phase et son spectre harmonique. Le THD du courant pour cette charge est de 27.92 %. Ce THD est calculé pour les quarante premiers harmoniques selon la « norme CEI »..

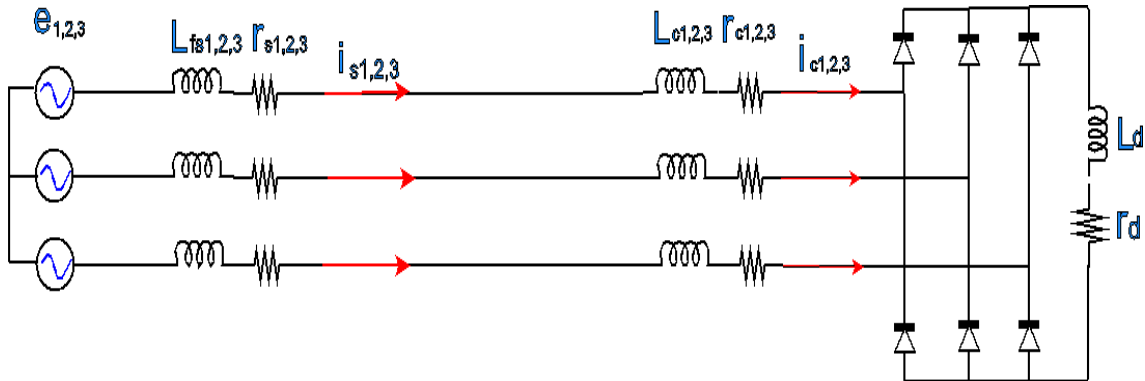


FIGURE 2.11: Réseau électrique triphasé connecté à une charge non linéaire

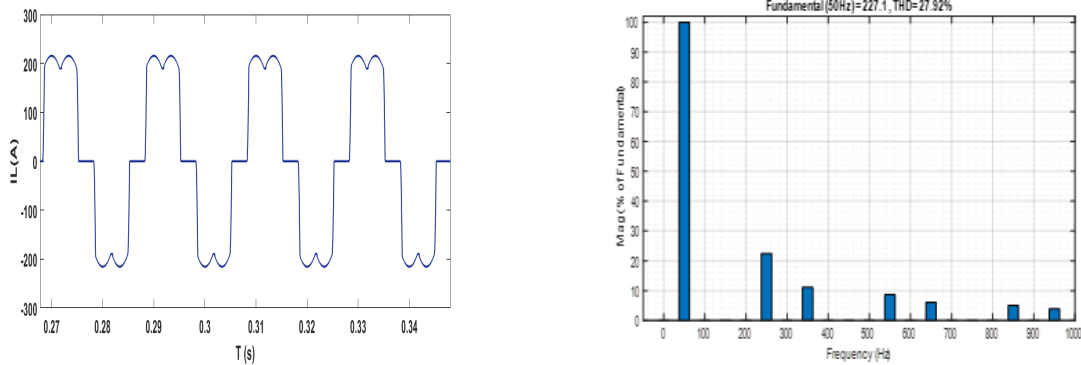


FIGURE 2.12: Courant de la charge non linéaire i_{c1} (A) et son spectre harmonique.

Le but du filtrage actif est de ramener ce THD à une valeur inférieure à 5 %, comme l'impose la norme CEI.

Maintenant, nous allons présenter les résultats de simulation avec le filtre actif de puissance parallèle, pour les deux méthodes de contrôle présentées auparavant.

Les paramètres du filtre sont les suivants :

V_{dc} [V]	C_{dc} [mF]	r_f [$\mu\Omega$]	l_f [μ H]
700	80	10	0.1

TABLE 2.4: Paramètres du filtre actif shunt

2.3.1 Résultats de simulation du système étudié en continu

Nous allons présenter les résultats de simulation en utilisant le filtre actif de puissance parallèle, pour les deux méthodes d'extraction des courants de référence pour l'onduleur (Algorithme basée sur les puissances réelle et imaginaire instantanées p-q et algorithme dit du référentiel lié au synchronisme d-q), et les deux techniques de génération des signaux de contrôle présentées auparavant dans la stratégie de commande directe (Hystérésis, MLI). Ces résultats ont été obtenus à l'aide du logiciel Matlab / Simulink et la toolbox « Sim Power System ». Le système simulé comporte un réseau électrique triphasé et une charge non linéaire triphasée de type pont redresseur à diode.

Les paramètres utilisés lors de la simulation sont :

- La bande d'hystérésis est entre -0.1 et +0.1A.
- La fréquence de commutation pour la commande par MLI est fixée à 10 kHz.
- La fréquence de coupure des régulateurs de courant vaut $f_c = 10 \text{ kHz}$ pour la commande MLI.

√ La figure 2.13 montre un filtre actif de puissance avec sa commande et avec la génération des signaux de contrôle par hystérésis utilisant la stratégie de commande p-q.

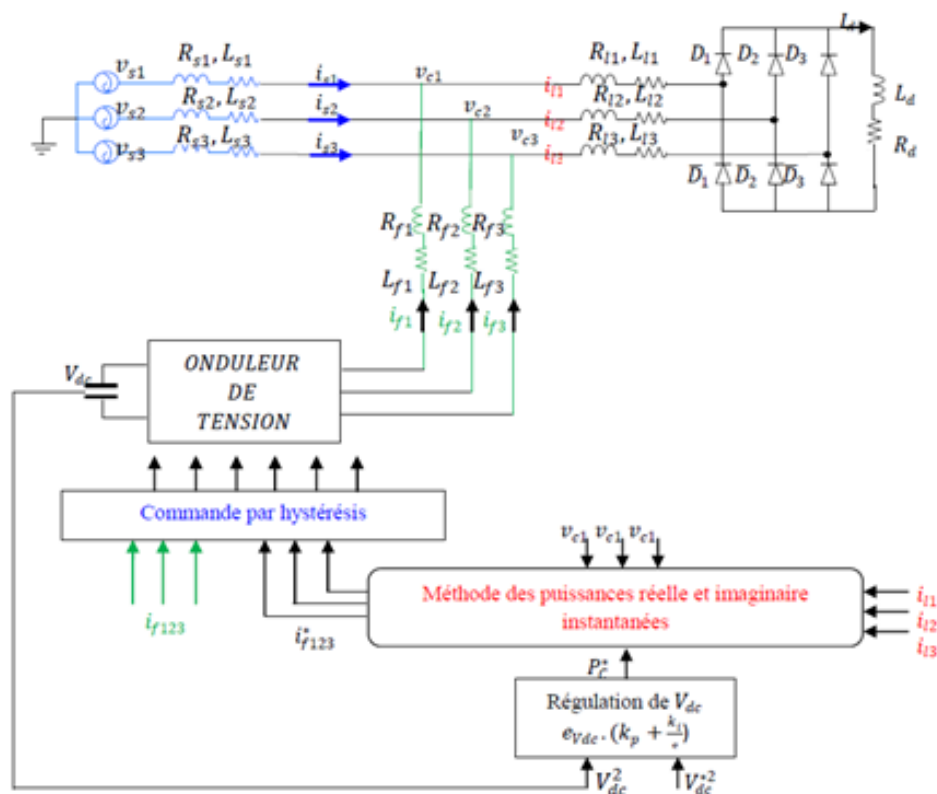


FIGURE 2.13: Structure générale du système dans le cas de la génération des signaux de contrôle par hystérésis [30].

La partie commande de ce filtre actif de puissance parallèle est constitué de :

- Bloc de génération des signaux de contrôle.

- Bloc de génération des signaux de référence.
- Fonction de transfert du filtre passe haut en continue pour extraire les composantes harmoniques de la puissance active instantanée, a comme équation :

$$F(s) = \frac{90000}{s^2 + 424.2s + 90000} \quad (\text{II.24})$$

- Bloc de régulation de la tension continue V_{dc} (dans notre cas égal à $700V_{dc}$) de type PI pour que la tension moyenne aux bornes du condensateur soit maintenue à une valeur quasi-constante.

La détermination des paramètres du régulateur PI est comme suite :

La relation suivante donne l'expression générale du régulateur PI utilisé dans notre Étude : $k_p + \frac{k_i}{s}$ avec :

Kp : Gain proportionnel du régulateur

Ki : Gain intégral du régulateur

Sachant que l'expression de notre système est égale à :

$$G(s) = \frac{1}{C.s} \quad (\text{II.25})$$

Nous obtenons alors la figure suivante :

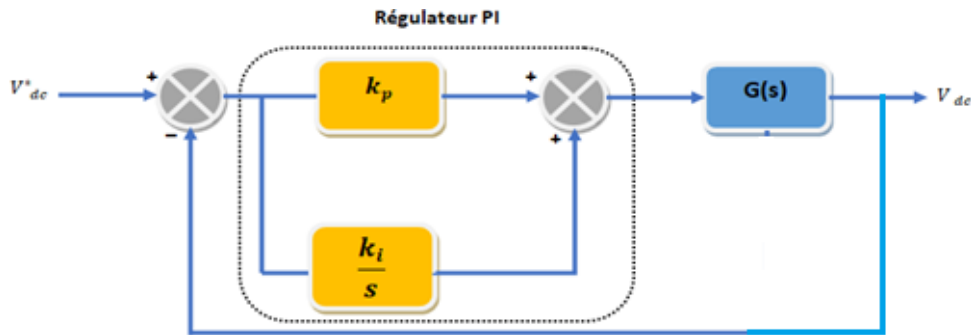


FIGURE 2.14: Schéma de la régulation de V_{dc} par un régulateur PI

A partir de ce schéma fonctionnel, nous obtenons la fonction de transfert en boucle fermée comme suite :

$$F(s) = \frac{(1 + \frac{k_p}{K_i} s) \frac{k_i}{c}}{s^2 + \frac{k_p}{c} s + \frac{k_i}{c}} \quad (\text{II.26})$$

Ce qui correspond à l'expression générale d'une fonction de transfert du second ordre :

$$F(s) = \frac{2\xi w_c s + w_c^2}{s^2 + 2\xi w_c s + w_c^2} \quad (\text{II.27})$$

Après identification avec l'équation caractéristique, on obtient :

$$K_i = w_c^2 * C \text{ et } K_p = 2\xi \sqrt{K_i} * C \quad (\text{II.28})$$

Les résultats de simulation obtenue sont illustrés par les figures suivantes :

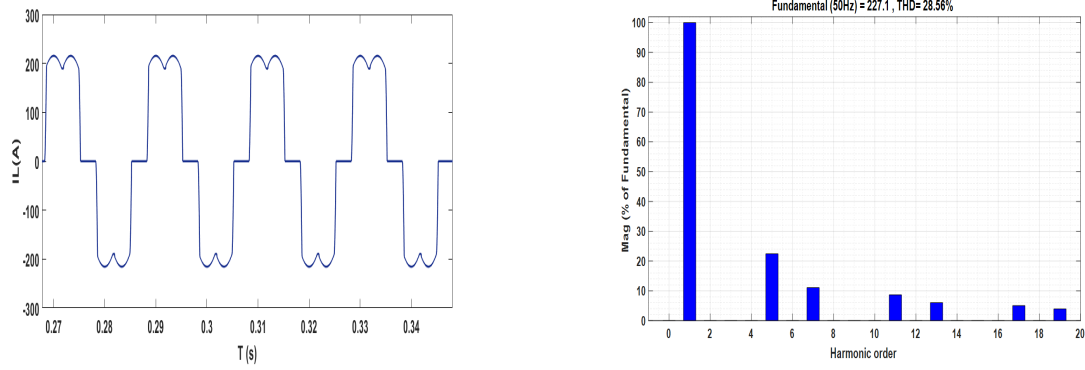


FIGURE 2.15: Courant de la charge non linéaire I_{c1} (A) et son spectre harmonique.

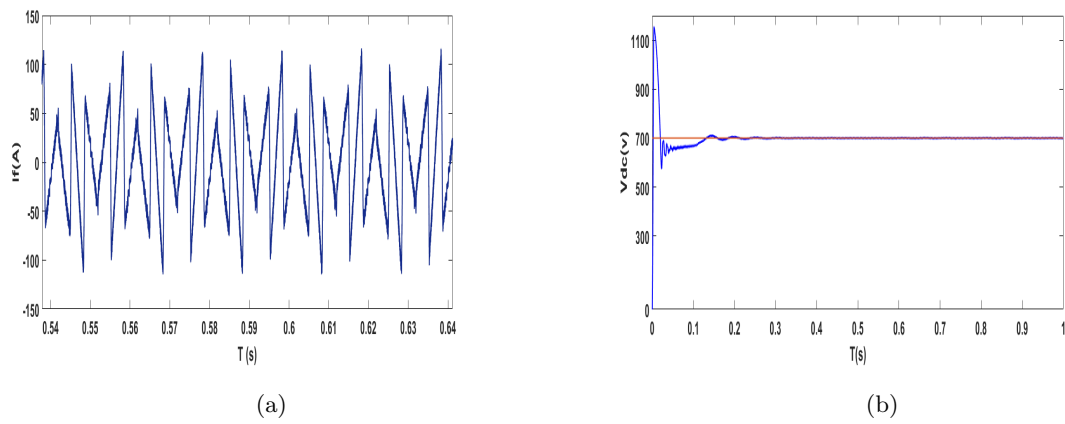


FIGURE 2.16: (a) Courant injecté par le FAP ; (b) Tension aux bornes du condensateur

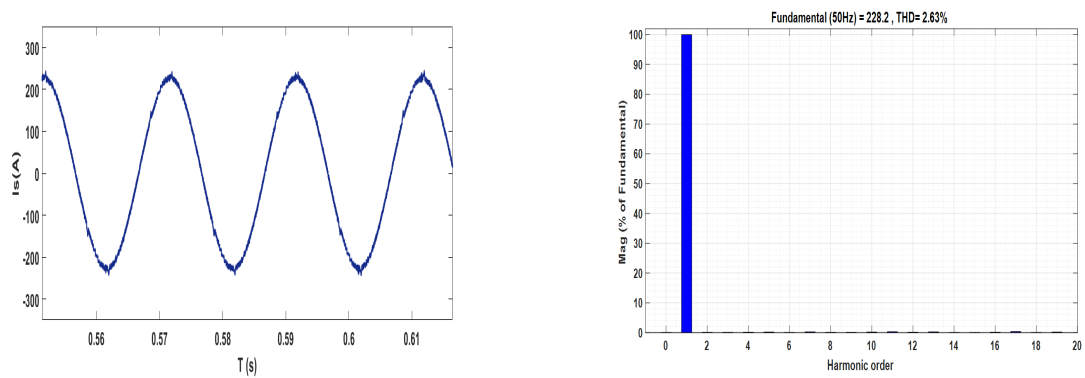


FIGURE 2.17: : Courant de source et leurs spectres harmoniques après filtrage.

D'après les figures, on voit bien qu'après l'injection du courant de référence produit par le filtre actif dans le réseau, améliore la forme des courants de source. Nous obtenons un THD après filtrage égal à 2.63%.

La figure 2.18 montre un filtre actif de puissance utilisant la stratégie de commande p-q avec la génération des signaux de contrôle par le contrôle MLI.

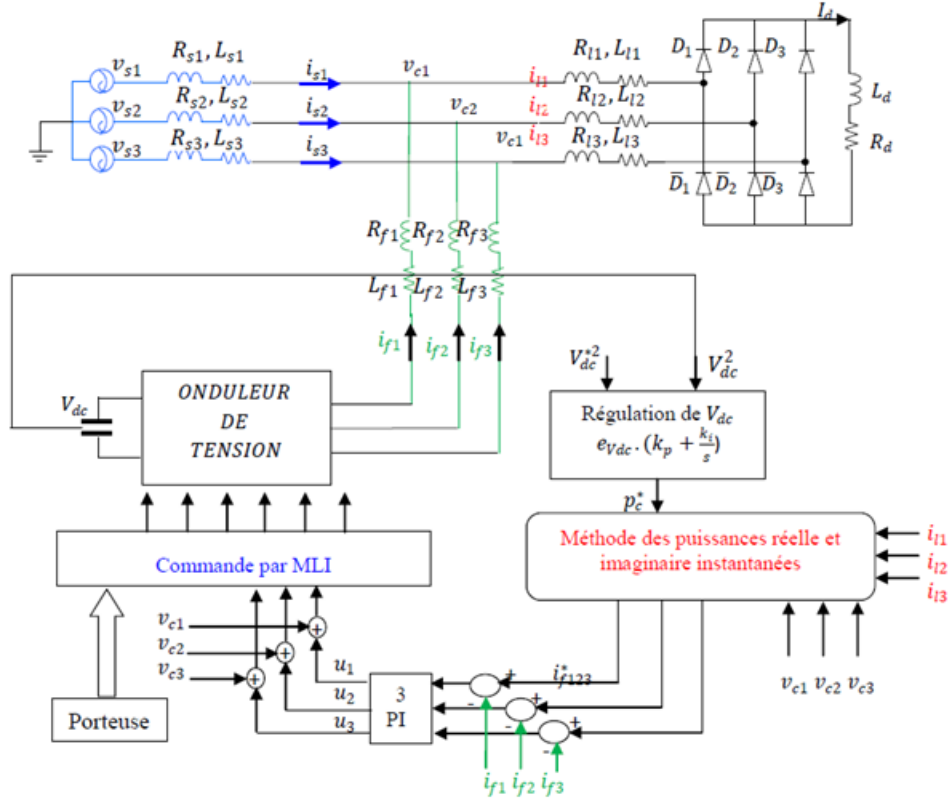


FIGURE 2.18: Structure générale du système dans le cas de génération des signaux de contrôle par MLI [30].

Tous les paramètres concernant la valeur de V_{dc} , la régulation du condensateur, le filtre de deuxième ordre reste identique que précédemment. Le seul changement sera en changeant l'hystérésis par la MLI. Une régulation sera nécessaire au niveau de ce contrôle. Pour cela, nous allons utiliser un régulateur PI. L'objectif de cette régulation est de contrôler le courant à la sortie de l'onduleur parallèle. La mise au point d'un régulateur doit prendre en compte les critères suivants :

- La bande passante du régulateur qui doit être assez large afin de ne pas introduire un retard important.
- De plus, le fonctionnement de la régulation ne doit pas être perturbé par les harmoniques dus aux découpages de l'onduleur. Ces harmoniques doivent être atténuées à la sortie du régulateur.

Le schéma de régulation du courant est représenté sur la figure 2.19. La fonction de transfert de la boucle fermée est :

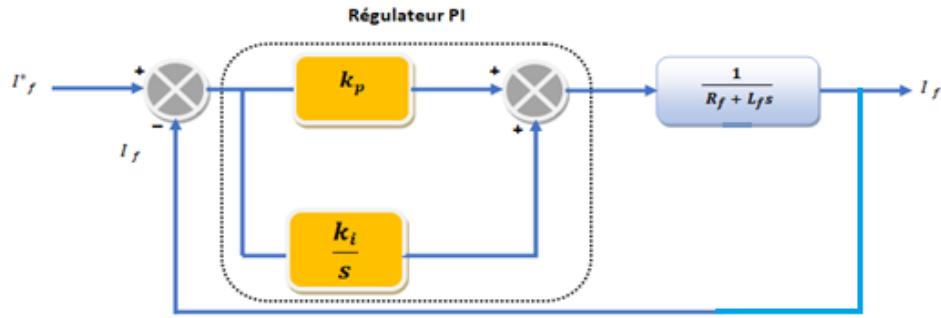


FIGURE 2.19: Schéma de régulation du courant par un régulateur PI

$$F(s) = \frac{(1 + \frac{k_p}{K_i} s) \frac{k_i}{L_f}}{s^2 + (\frac{2k_p + R_f}{L_f})s + \frac{k_i}{L_f}} \quad (\text{II.29})$$

Nous remarquons que cette fonction de transfert correspond à un système du second ordre :

$$F(s) = \frac{2\xi w_c s + w_c^2}{s^2 + 2\xi w_c s + w_c^2} \quad (\text{II.30})$$

Donc par identification, nous obtenons :

$$K_i = L_f w_c^2, K_p = 2\xi L_f w_c - R_f$$

$$\text{Avec : } w_c = 2\pi f_c$$

Pour une bonne réponse dynamique du système, on choisit la valeur de $\xi = 0.707$. Les résultats de simulation dans le cas du contrôle par MLI sont illustrés par les figures suivantes :

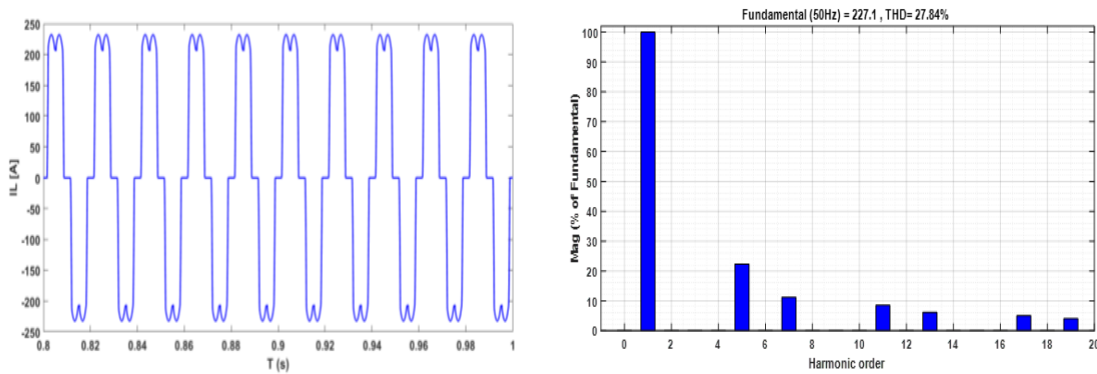


FIGURE 2.20: Courant de charge et leurs spectres harmoniques avant filtrage.

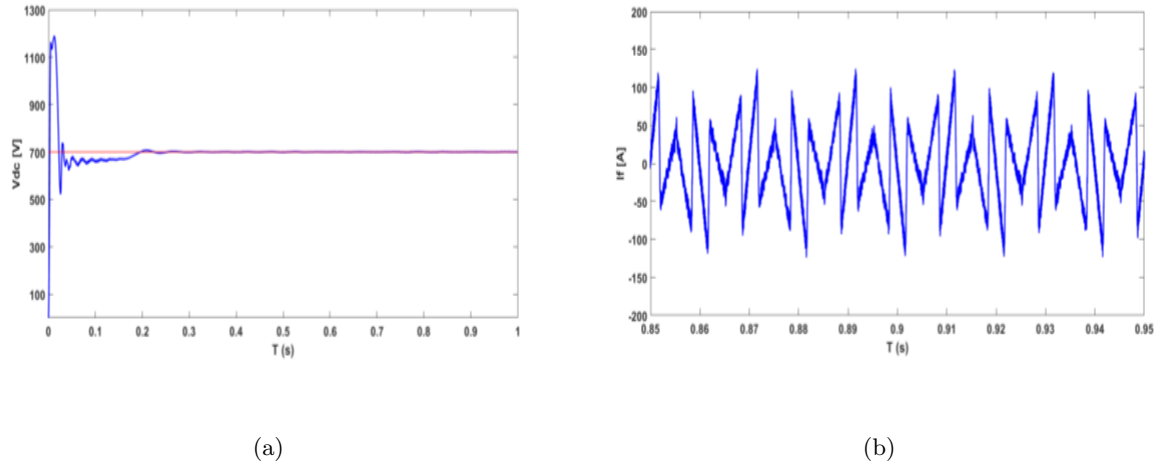


FIGURE 2.21: (a) Tension aux bornes du condensateur, (b) Courant injecté par le FAP

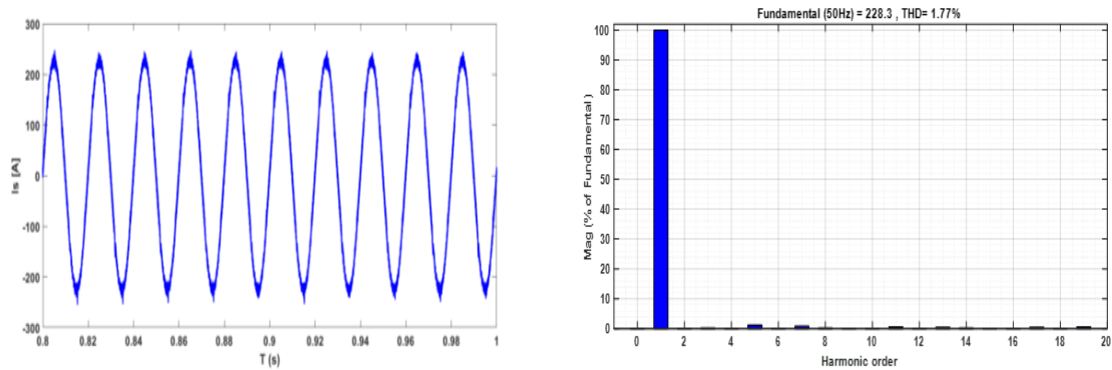


FIGURE 2.22: Courant de source et leurs spectres harmoniques après filtrage

Les résultats de cette simulation montrent que le filtre actif parallèle dépollue efficacement le réseau électrique des harmoniques générées par la charge non linéaire par la méthode de puissance instantanée $p-q$ en utilisant le contrôle par la MLI. Le THD obtenu après filtrage est égal à 1.77%.

Ainsi, nous remarquons, à partir de ces deux simulations, que le contrôle MLI donne des résultats satisfaisants et légèrement meilleurs que celle du contrôle par hystérésis.

En dernier nous allons utiliser lors de notre simulation la stratégie de commande directe basée sur la méthode dite du référentiel lié au synchronisme. Les résultats de simulation dans le cas du contrôle par MLI sont illustrés par les figures suivantes :

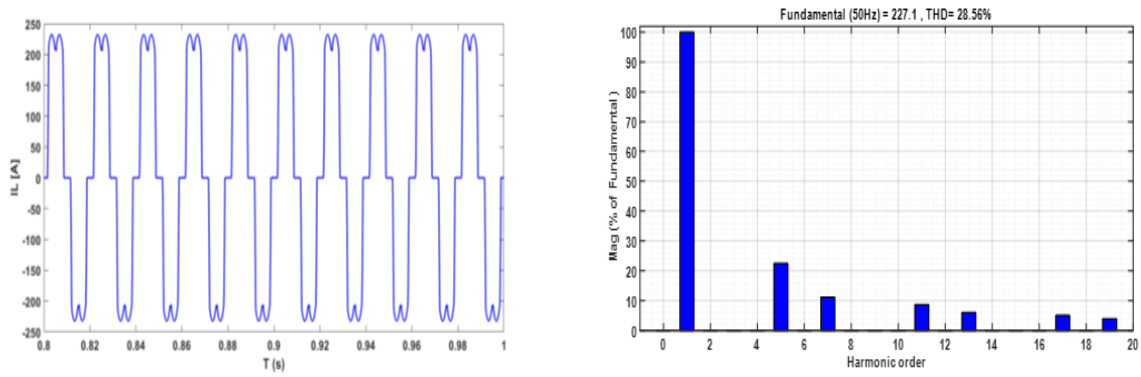


FIGURE 2.23: : Courant de charge et leurs spectres harmoniques avant filtrage

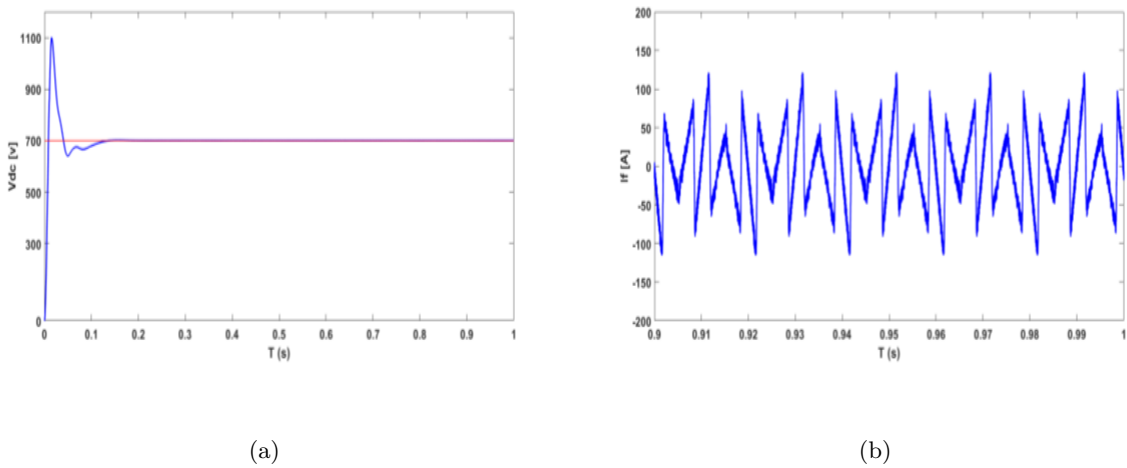


FIGURE 2.24: : (a) Tension aux bornes du condensateur ; (b) Courant injecté par le FAP

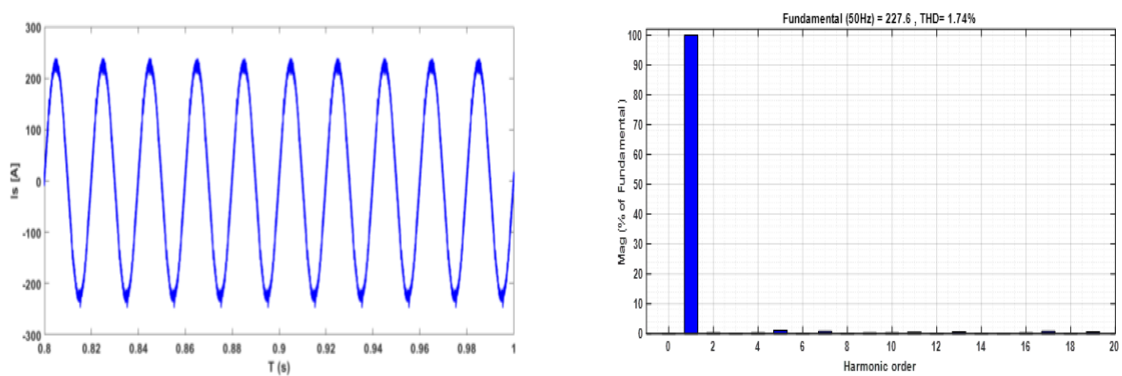


FIGURE 2.25: Courant de source et leurs spectres harmoniques après filtrage

On constate de cette simulation que la tension aux bornes du condensateur suit bien sa référence. Nous remarquons également que le courant coté source après filtrage donne un THD inférieur à 5%, ce

qui respecte la norme CEI.

2.3.2 Résultats de simulation du système étudié en discret

Maintenant on va simuler notre système en discret car les commandes à l'heure actuel utilise de plus en plus de système numérique, DSPIC, ARM, DSP,...

Nous avons simulé les deux stratégies de commandes, nous avons obtenu les résultats de simulation suivant :

- Concernant la stratégie de commande directe basée sur la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées (p-q), avec le contrôle par MLI nous obtenons les figures suivantes :

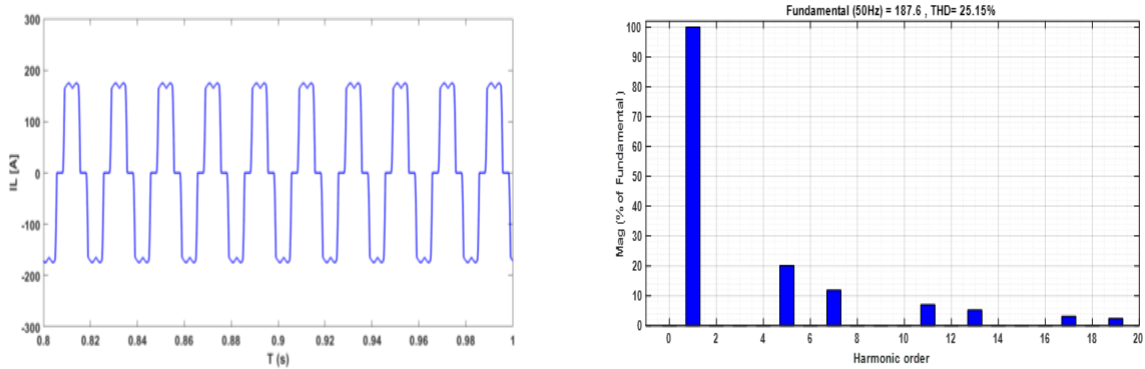


FIGURE 2.26: Courant de charge et leurs spectres harmoniques avant filtrage

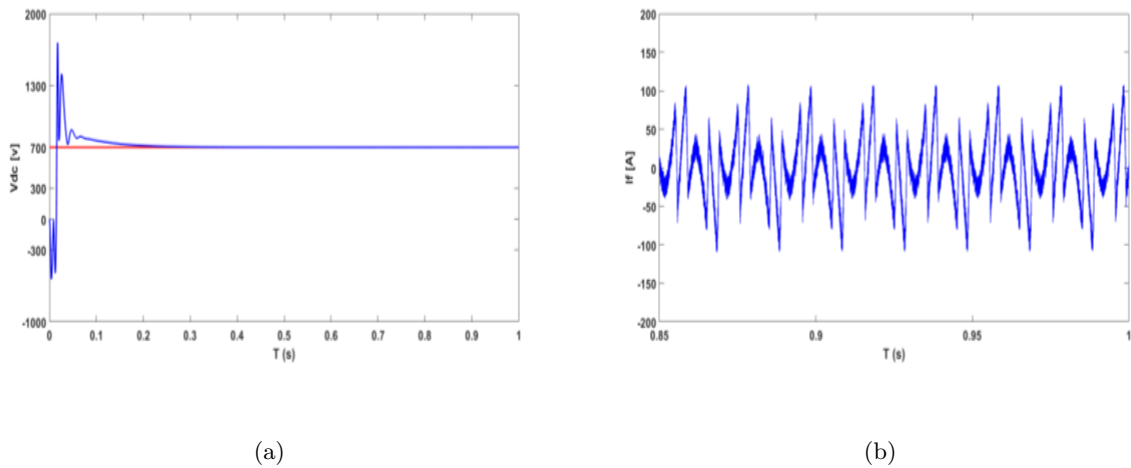


FIGURE 2.27: (a) Tension aux bornes du condensateur ; (b) Courant injecté par le FAP

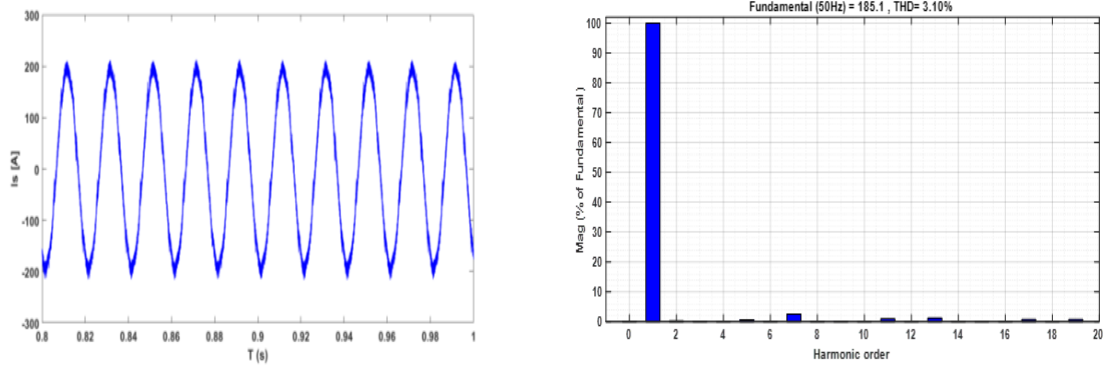


FIGURE 2.28: : Courant de source et leurs spectres harmoniques après filtrage

Nous remarquons à partir de ces figures que la tension coté est stable et que le courant coté source est bien filtré, dont le THD est égale à 3.10%.

- Si nous utilisons maintenant la stratégie de commande directe basée sur les Méthode dite du référentiel lié au synchronisme, les résultats de V_{dc} simulation dans le cas du contrôle par MLI en discret sont illustrés par les figures suivantes :

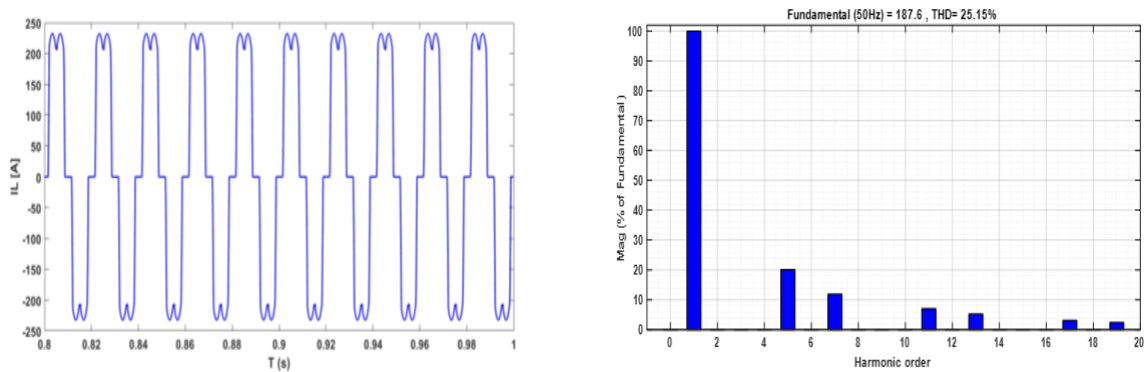


FIGURE 2.29: Courant de charge et leurs spectres harmoniques avant filtrage

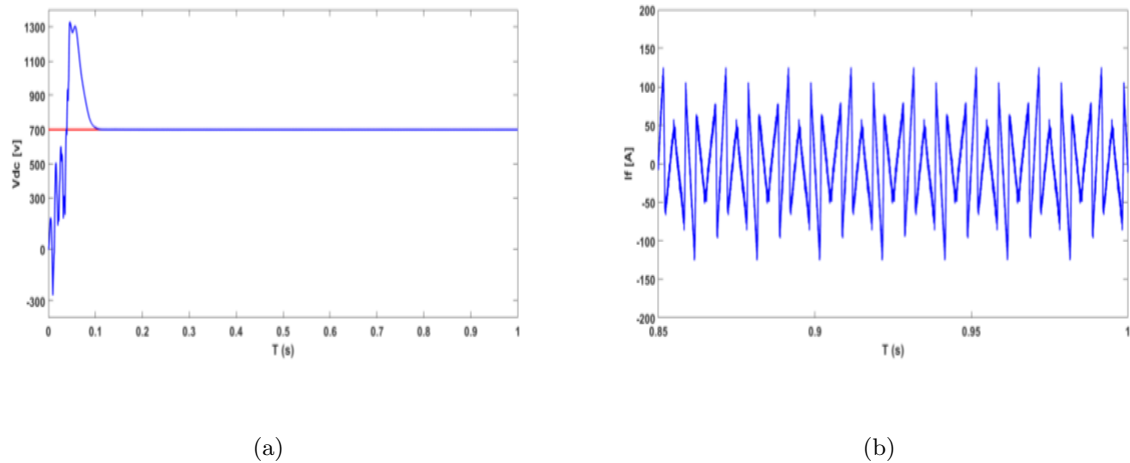


FIGURE 2.30: (a) Tension aux bornes du condensateur ; (b) Courant injecté par le FAP

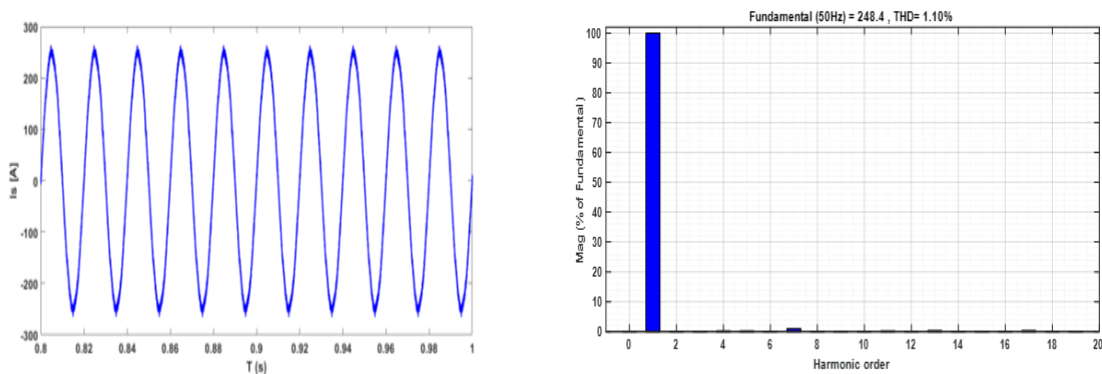


FIGURE 2.31: Courant de source et leurs spectres harmoniques après filtrage

Nous remarquons à partir de ces figures que la tension coté V_{dc} est stable et que le courant coté source est bien filtré, dont le THD est égale à 1.10%. Ce qui donne de meilleurs résultats que ceux obtenus avec la stratégie de commande p-q.

Conclusion

Dans ce chapitre, deux algorithmes ont été utilisés : la méthode des puissances instantanées et la méthode du référentiel lié au synchronisme, pour l'identification des courants harmoniques. Nous avons présenté les simulations pour les deux types de génération des signaux de contrôle du courant du filtre actif : le contrôle par hystérésis et le contrôle par modulation de largeurs d'impulsions ou MLI. En premier temps, on a simulé notre système en continue puis nous avons refait les simulations en discret.

Les résultats de simulation que ce soit en continue ou en discret montrent de très bons résultats de filtrage. Tous les résultats de simulation donnent des THD inférieur à 5%, ce qui nous permet de respecter les normes CEI.

De plus, à partir des résultats de simulation, nous constatons que la commande directe utilisant la stratégie de commande du référentiel lié au synchronisme offre les meilleurs résultats de filtrage par rapport à la méthode p-q.

Chapitre III

Application de l'onduleur multi niveaux NPC pour la compensation des courants harmoniques

Introduction

La structure de l'onduleur à deux niveaux de tension que nous avons étudié auparavant dans les deux chapitres précédents se heurte à des limites physiques et technologiques. Ces onduleurs sont limités en tension (1,4 kV) et en puissance (1 MVA) [31], notamment la qualité de la tension générée avec un taux d'harmoniques élevé. Pour monter en puissance et en tension on utilise généralement des groupements de ces onduleurs, ce qui provoque une complication dans la commande et une augmentation du cout du système.

C'est ce qui a poussé certains chercheurs à introduire des onduleurs ayant une structure multiniveau de tension, et qui génèrent un peu moins d'harmoniques, c'est pour cela que nous l'avons proposé dans le domaine du filtrage actif de puissance pour la compensation des harmoniques de courant et l'énergie réactive.

Ainsi, ce chapitre comprend deux parties. Tout d'abord, nous effectuons une présentation des différentes plus importantes topologies d'onduleurs multiniveaux existant, à savoir l'onduleur clampé par le neutre (NPC), à capacité flottante (flying capacitor) et en pont H mise en cascade avec des sources de tension continue séparer, en présentant également leurs avantages et leurs inconvénients.

Ensuite, nous allons faire particulièrement l'étude des onduleurs NPC à trois et cinq niveaux avec leurs commandes. Les simulations de système se fera en utilisant la stratégie de commande des puissance instantané (p-q) et en utilisant la commande MLI pour génère des signaux des gâchette du filtre actif de puissance.

3.1 Catégories et topologies des onduleurs multi-niveaux :

Onduleurs multi-niveaux est un convertisseur statique DC-AC il génère une tension de sortie découpée composée au moins de trois niveaux. Les onduleurs multi-niveaux sont des convertisseurs statique DC-AC générant des tensions de sortie composée d'au moins trois niveaux. Plusieurs topologies d'onduleurs multiniveaux existent dans la littérature, et qui sont actuellement répertoriées on deux catégories qui sont : [35],[36]

Pour la première catégorie les principaux onduleurs sont (voir figure 3.1) :

0. Les onduleurs à diodes de bouclage à structure NPC (en anglais clamping diodes) .
0. Les onduleurs à cellules imbriquées (à condensateurs flottants « Flying Capacitor ») .
0. L'onduleur à pont en cascade H-bridge .

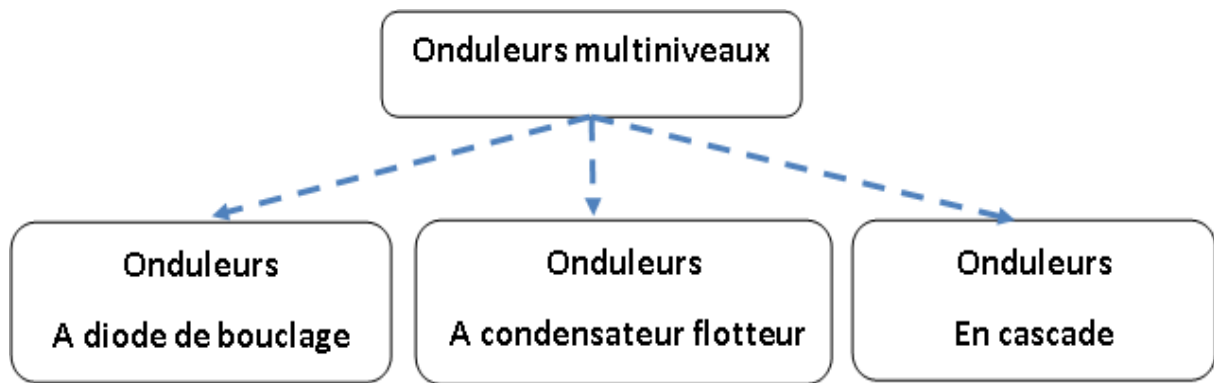


FIGURE 3.1: Différentes topologies de base des onduleurs multi niveaux

Par contre pour la deuxième catégorie d'onduleurs multi-niveaux, ils comportent les assemblages hybrides[35].

3.1.0.1 Onduleurs multi-niveaux à structure NPC

Cette structure a été introduite par A. Nabae et H. Akagie en 1981 [43]. Cette structure est également connue sous le nom de convertisseur clampé par le neutre. Elle possède des interrupteurs en série et des diodes (clamps) connectées au point milieu de la source de tension, qui protègent les interrupteurs externes contre les tensions excessives. Indirectement, si les diodes sont en conduction, les interrupteurs du centre sont également protégés []. La cellule de commutation de base d'un onduleur à trois et cinq niveaux à structure NPC est présente sur les figure 3.2 3.3. [37][1].[38]

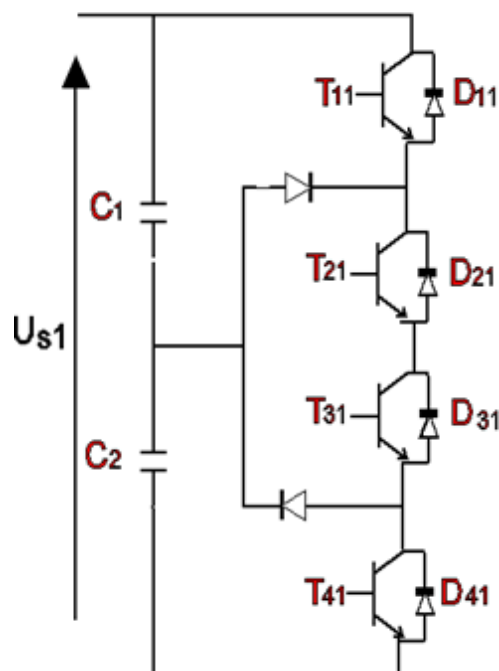


FIGURE 3.2: Circuit électrique correspondant à un bras onduleur générique à 3 Nniveaux

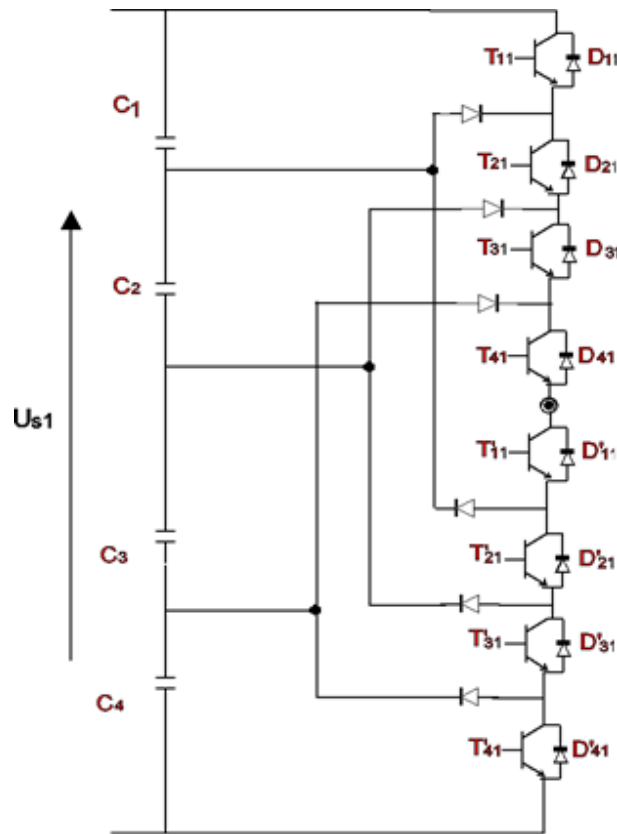


FIGURE 3.3: Circuit électrique correspondant à un bras onduleur générique à 5 Niveaux

De plus, cette structure peut même être généralisée à un onduleur à N niveaux, Il faut d'ajouter le nombre adéquat d'interrupteurs et de sources continues alimentant le convertisseur. Les principaux avantages et inconvénients des convertisseurs NPC multiniveaux et les plus importants sont comme suit : Les principaux avantages sont :

- Amélioration de la forme d'onde de la tension de sorties. ainsi, le contenu harmonique de la forme d'onde de sortie sera plus faible. [38]
- Réduction de la contrainte de tension sur les interrupteurs (ceci est proportionnel aux nombre de niveaux) et donc adapté pour les applications haute tension.[38]

Par contre l'inconvénient est :

- Lorsque le nombre de niveaux est supérieur à trois, l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs dévient complexe.[37]
- Déséquilibre de la tension des condensateurs. Dans certaines conditions de fonctionnement, la tension du point milieu capacitif peut avoir des variations très Importantes. Afin d'assurer le bon fonctionnement, il faut prévoir une stratégie de commande pour assurer la stabilité de cette tension. Ce problème devient plus complexe lorsque le nombre de niveaux est plus important. [34]
- Le nombre de diodes devient excessivement élevé avec l'augmentation de niveaux. [37]

3.1.0.2 Onduleur de tension a condensateur Flottant

Dans la topologie multi-niveau proposée par T. Meynard et H. Foch en 1992[35], la structure du convertisseur est similaire à celle de l'onduleur à diode de bouclage sauf qu'au lieu d'utiliser des diodes de blocage, l'onduleur utilise des condensateurs à leur place. D'où l'appellation d'onduleur à condensateurs flottants. Cette structure est proposée pour résoudre d'une part le problème de balancement de tension, et d'autre part le nombre excessif des diodes [34]. Dans la topologie suivante, figure 3.4, représente un bras d'onduleur à condensateur flottant à trois et cinq niveaux[3].

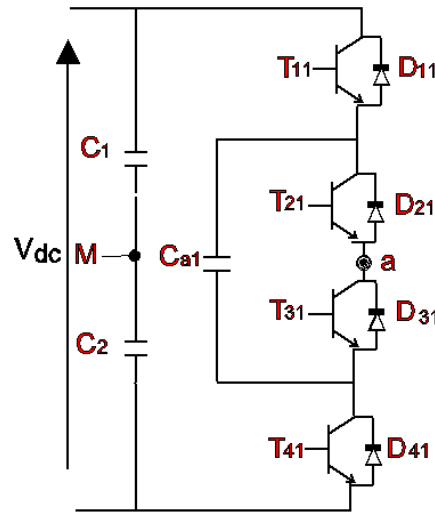


FIGURE 3.4: Topologies d'onduleurs à condensateur Flottant à trois à niveaux.

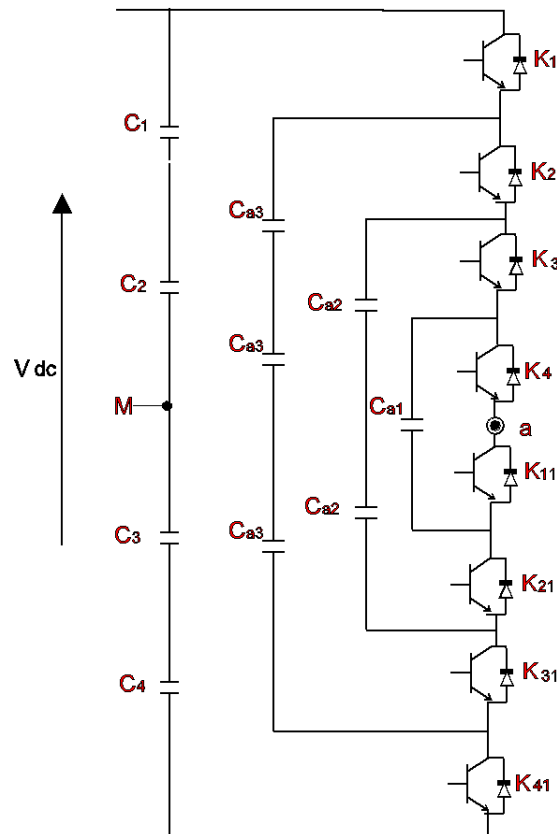


FIGURE 3.5: Topologies d'onduleurs à condensateur Flottant à cinq niveaux.

Le principe de fonctionnement de cette topologie de convertisseur présente plusieurs avantages, notamment [34],[31],[43] :

- Le concept de condensateur Flottant peut être appliquée à un certain nombre de convertisseurs de différents types, DC /AC ou AC/ DC
- La plupart des stratégies de modulation sont facilement appliquée à cette topologie
- Les tensions sur les condensateurs sont automatiquement équilibrées par cette stratégie de modulation conventionnelle
- La charge est par défaut partagé équitablement entre les commutateurs.
- La topologie est modulaire et ne dépend pas d'un transformateur. ;

Néanmoins, cette topologie présente quelque inconvénients et points faibles, tel que [34],[31],[43] :

- La topologie exige beaucoup de condensateurs à haute tension beaucoup plus nombreux que d'autres topologies c'est le principal désavantage de cette topologie. Ces condensateurs doivent conduire le courant de pleine charge pendant au moins une partie du cycle de commutation .Heureusement, si la fréquence de commutation est élevée, ces condensateurs peuvent généralement être relativement faibles en valeur de la capacité.

En plus, si l'application dans laquelle le convertisseur est utilisé exige des tensions initiales non

nulles aux bornes des condensateurs, il faut associer à la stratégie de commande une stratégie de précharge adéquate. [37]

3.1.0.3 Onduleur de tension en cascade

Cette famille est la première décrite dans la littérature comme une structure de conversion multi-niveaux [37]. Le premier modèle d'onduleur était l'onduleur en pont H (en anglais H-bridge), apparu en 1975. Un progrès des onduleurs multiniveaux a été du au modèle en pont H cascadié en série [35]. Un onduleur multiniveau en cascade est tout simplement une connexion en série de plusieurs onduleurs monophasés comme le montre la figure La figure 3.6 3.7 [34]

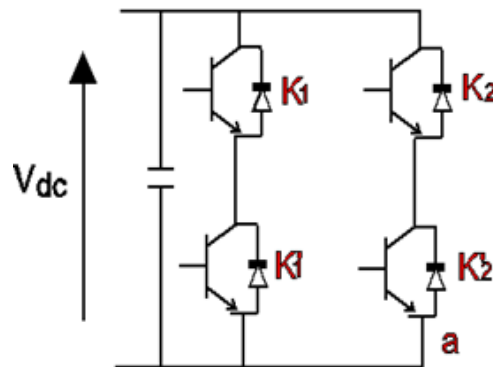


FIGURE 3.6: Pont en H complet.

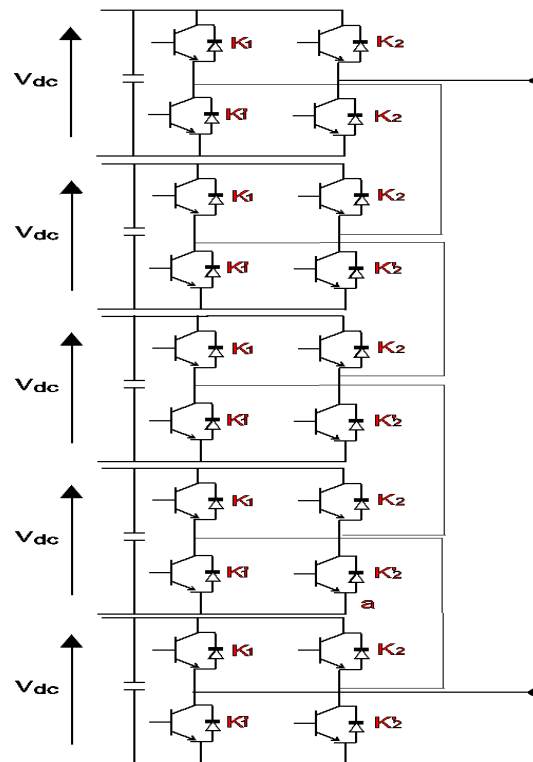


FIGURE 3.7: Bras d'un onduleur en cascade à 5 niveau

Les cellules y sont connectées en étoile, cependant il est également possible de les connecter en triangle [37]. Chaque cellule partielle est alimentée par une source de tension continue. Si les sources dc séparés galvaniquement ont le même niveau de tension continue (V_{dc}),

Comme toutes les structures, l'onduleur multi -niveaux en cascade possède des avantages et inconvénients , parmi les quels :[42] [37]

Avantage :

- Contrairement à l'onduleur à diode de bouclage et à condensateur flottant, aucune diode supplémentaire n'est nécessaire.
- Fabrication modulaire, comme chaque pont monophasé a la même structure.
- La tension de sortie totale de phase est une sommation des tensions produites par chaque onduleur monophasé.
- Les petites sources à courant continu sont généralement impliquées, ce qui entraîne moins de problèmes de sécurité
- Il devient possible d'alimenter une charge en haute ou moyenne tension à partir d'une ou plusieurs alimentations basse tension (par exemple dans le cas d'une énergie photovoltaïque).

Inconvénients :

- Pour un système triphasé, ce type d'onduleur exige plus d'interrupteurs de puissance qu'un onduleur traditionnel (et par conséquent l'augmentation du coût).[37]
- Pour un système à trois phases, il faudra plus de commutateurs que dans un onduleur traditionnel.
- Nécessité d'équilibrer les sources DC entre les différents niveaux.
- Besoin de plusieurs connecteurs/câbles pour connecter les sources DC.[34]

3.2 Filtre actif de puissance à trois niveaux

La structure choisie du filtre actif de puissance parallèle multiniveau est celle de l'onduleur de tension triphasé à structure NPC (Neutral Point Clamping). La première topologie présentée est celle d'un filtre actif de puissance à trois niveaux avec condensateurs à point milieu.

Son schéma de principe est illustré sur la 3.8.

Le circuit électrique de base est composé d'une source alternative de 6.6Kv alimentant une charge non linéaire polluante de type pont redresseur à diode alimentant une charge RL (avec $L = 1\text{mH}$ et $R = 100 \Omega$).

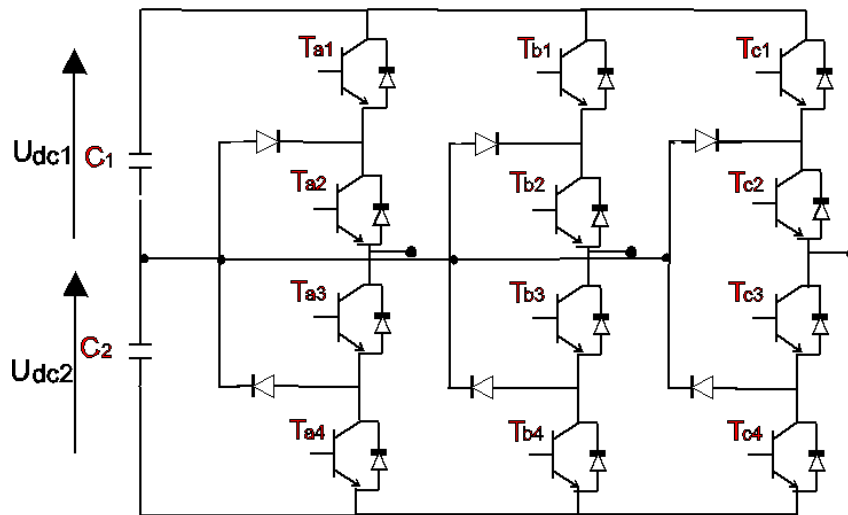


FIGURE 3.8: Convertisseur triphasé 3-niveaux à structure NPC

Ce filtre actif de puissance est placé en parallèle pour compenser les courants harmoniques afin de réduire le taux de distorsion du courant de source,[4] et pour compenser l'énergie réactive, comme le montre la figure 3.9.

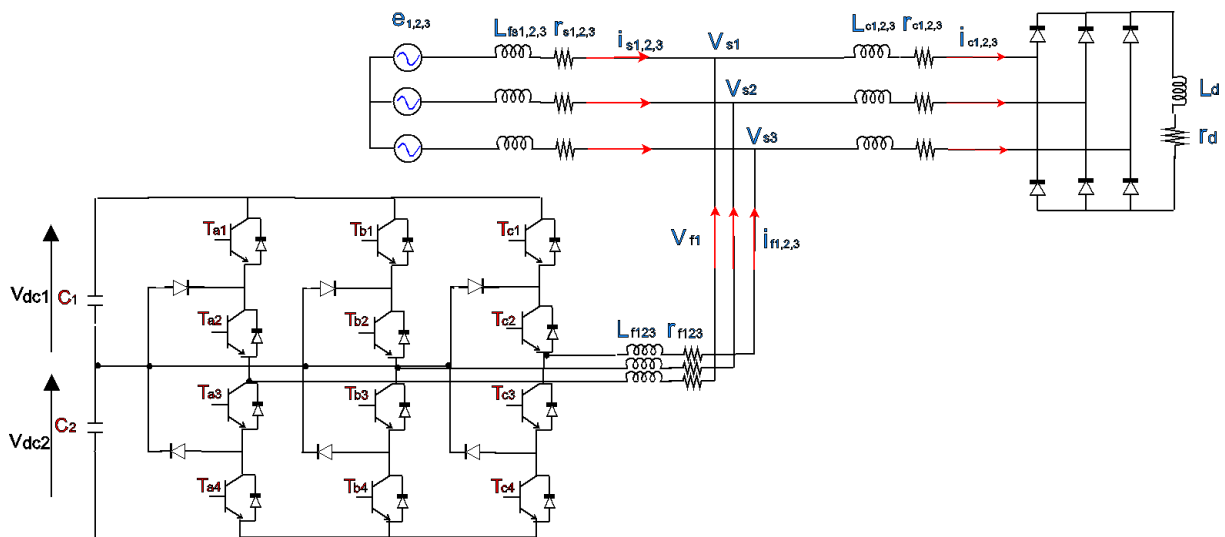


FIGURE 3.9: Circuit de puissance du filtre actif parallèle à trois niveaux proposé

Les états des interrupteurs pour un bras d'onduleur à structure NPC a trois niveaux est donné par le tableau suivant :

Etat des interrupteurs				tension de sortie V_{a0}
T_{a1}	T_{a2}	T_{a3}	T_{a4}	
1	1	0	0	E
1	0	1	0	0
0	0	1	1	-E

TABLE 3.1: Etats des interrupteurs pour un bras d'onduleur à structure NPC à trois niveaux

Avec :

\mathbf{a} c'est l'indicateur de la première phase.

V_{a0} est la tension prise entre phase \mathbf{a} et point milieu

Concernant la stratégie de commande de l'onduleur à trois niveaux utilisés, c'est la même utilisée dans le chapitre 2, à savoir la commande des puissances instantanées (p-q). Concernant le contrôle (MLI), c'est la même adoptée pour piloter l'onduleur à deux niveaux du chapitre précédent mais en utilisant deux porteuses triangulaires bipolaires, qui permet de générer les signaux des gâchettes (voir figure 3.10). La fréquence des porteuses est de 10KHz.

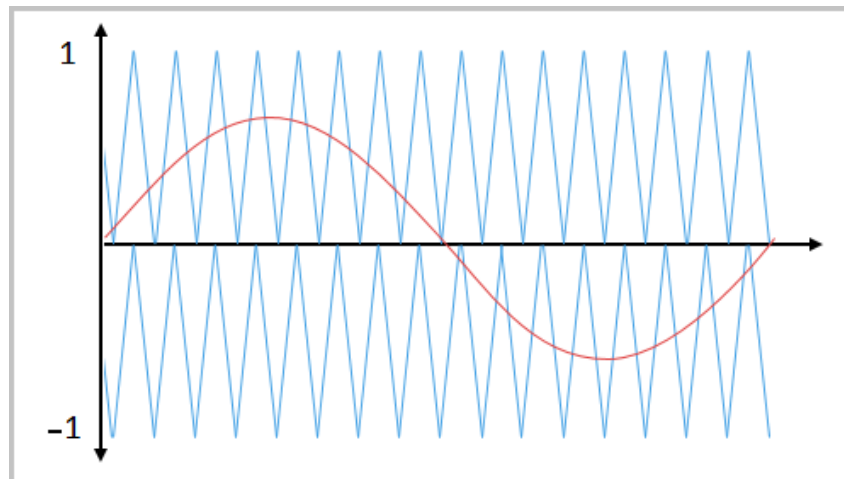


FIGURE 3.10: Comparaison entre le signal de référence et le signal triangulaire

3.3 Simulation du système et interprétations des résultats

Dans ce qui suit, nous allons présenter les résultats de simulation d'un filtre actif parallèle à trois niveaux à structure tension, connecté en parallèle au réseau électrique triphasé à trois fils. Le réseau électrique est connecté à une charge non linéaire triphasée (pont redresseur à diodes) alimentant une charge de type RL. La stratégie de commande utilisée pour ce filtre actif de puissance est celle de la méthode des puissances instantanées p-q, utilisant un contrôle MLI à deux porteuses. Dans un premier temps, nous avons simulé le réseau électrique triphasé et sa charge non linéaire, sans y connecter le filtre

actif de puissance multiniveau (Figure 3.11) dont le tableau (II.1) donne les valeurs numériques de notre système.

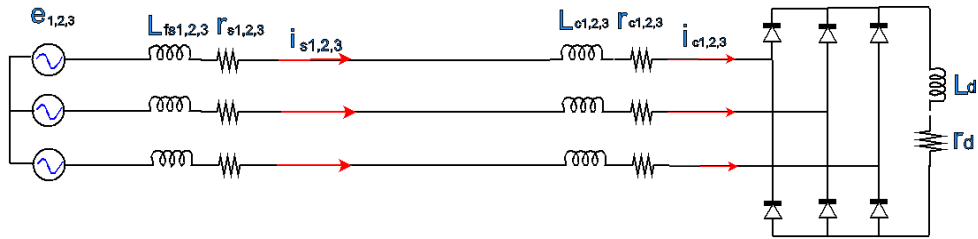


FIGURE 3.11: Réseau électrique triphasé Connecté à une charge non linéaire

Le dimensionnement de ce système, tableau (II.11) :

V_{seff} [KV]	f [Hz]	r_s [mΩ]	l_s [mH]	r_c [mΩ]	l_c [mH]	R_d [Ω]	L_d [mH]
6.6	50	0.5	0.1	0.1	15	150	1

TABLE 3.2: Paramètres de simulation pour ce système

Puisque tous les courants de phase (i_1, i_2, i_3) sont d'allures identiques, nous présentons les résultats de simulation pour une seule phase, en l'occurrence la phase 1.

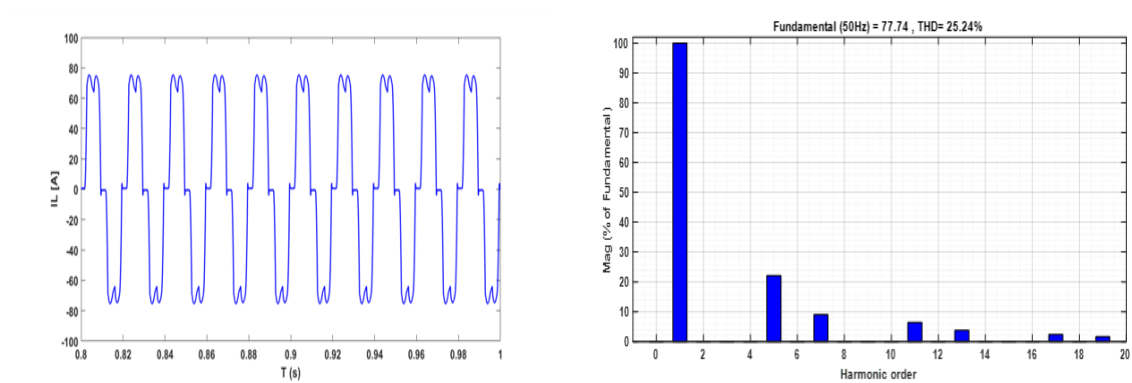


FIGURE 3.12: Courant de la charge non linéaire I_{c1} (A) et son spectre harmonique.

Nous remarquons de ces figures que le THD du courant de charge avant filtrage est de 25.24%, ce qui est une valeur élevée et qui ne respecte pas la norme CEI.

Maintenant, nous allons introduire un filtre actif de puissance à trois niveaux dont la stratégie de commande utilisé est (p-q). Les paramètres des composant de ce filtre actif de puissance sont donnés dans le tableau suivant :

V_{dc} [KV]	C_{dc} [mF]	r_f [m Ω]	l_f [mH]
20	0.5	0.1	30

TABLE 3.3: Paramètres du filtre actif de puissance parallèle à trois niveaux.

Les résultats de simulation de notre système sont donnés sur les figures suivantes :

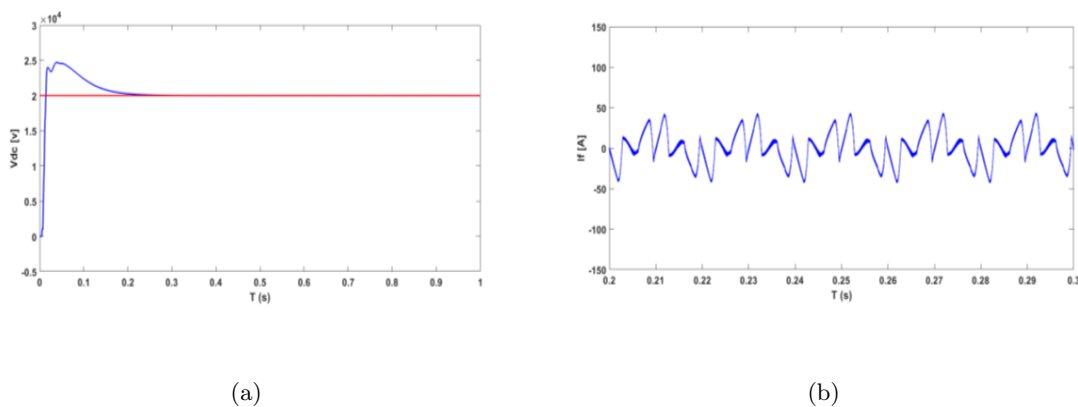


FIGURE 3.13: (a)Tension aux bornes du condensateur ; (b) Courant injecté par le FAP

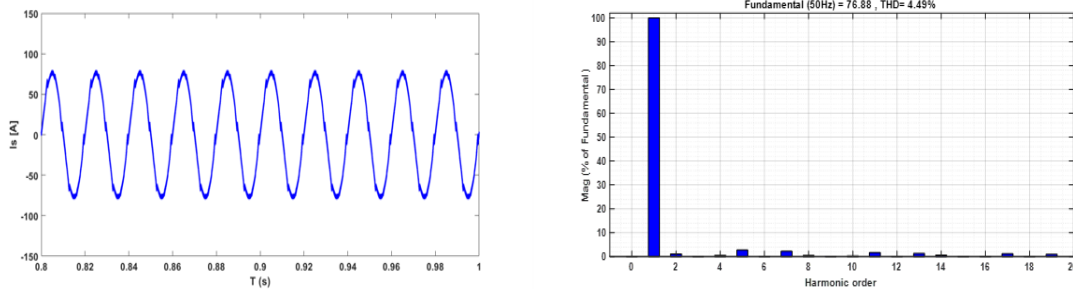


FIGURE 3.14: Courant de source et leurs spectres harmoniques après filtrage

On constate de cette simulation que la tension aux bornes du condensateur suit bien sa référence. Nous remarquons également que le courant coté source après filtrage donne un THD inférieur à 5%, ce qui respecte la norme CEI.

3.4 Filtre actif de puissance à cinq niveaux

Maintenant nous allons présenter le filtre actif de puissance parallèle cinq niveaux structure NPC, qui est représenté sur la figure3.15.

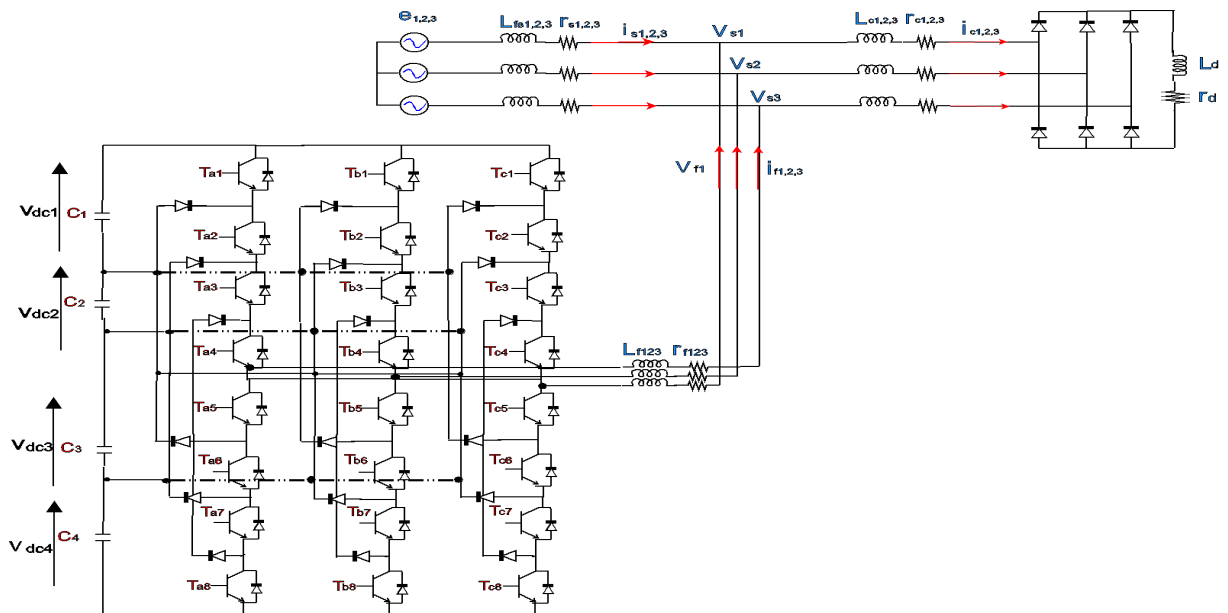


FIGURE 3.15: Circuit de puissance du filtre actif parallèle cinq niveaux proposé

Les états des interrupteurs pour un bras d'onduleur à structure NPC à cinq niveaux est donné par le tableau III.4. Pour chaque interrupteur T_{ki} ($k = a, b, c; i = 1, \dots, 8$), on définit une fonction de commutation T_{ki} de la manière suivant [43].

T_{k1}	T_{k2}	T_{k3}	T_{k4}	T_{k5}	T_{k6}	T_{k7}	T_{k8}	tension de sortie V_{k0}
1	1	1	1	0	0	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$
0	1	1	1	1	0	0	0	$\frac{V_{dc}}{4}$
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	$-\frac{V_{dc}}{4}$
0	0	0	0	1	1	1	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$

TABLE 3.4: Etats des interrupteurs pour un bras d'onduleur à structure NPC à cinq niveaux [43]

Comme précédemment, nous utiliserons une stratégie de commande de type (p-q). Le contrôle MLI, est de comparer le signal de référence ou modulante de forme sinusoïdal aux signaux de quatre porteuses de forme triangulaire, cette comparaison compte sur les intersections, comme le montre la figure (figure 3.16) [43].

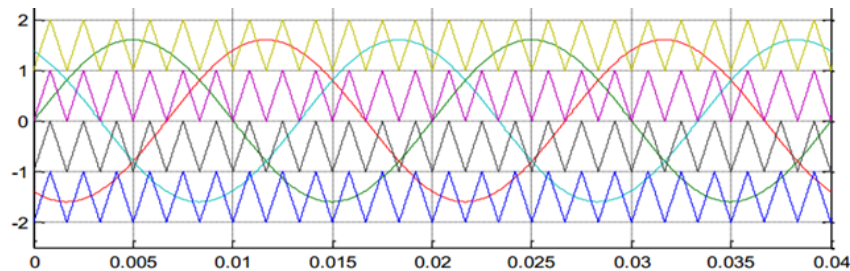


FIGURE 3.16: Comparaison entre le signal de référence et le signal triangulaire

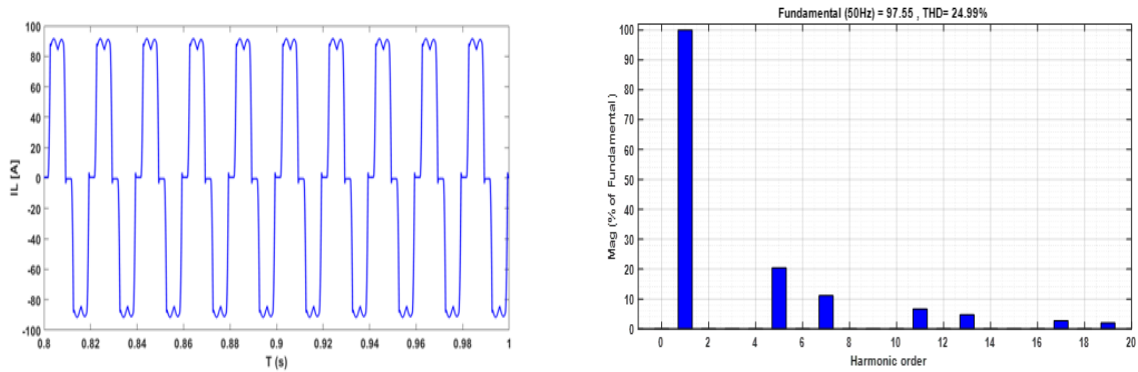
3.5 Simulation du système et interprétations des résultats

Dans ce qui suit, nous allons présenter les résultats de simulation d'un filtre actif parallèle à cinq niveaux à structure tension, connecté en parallèle au réseau électrique triphasé à trois fils. Le réseau électrique est également connecté à une charge non linéaire triphasée (pont redresseur à diodes) alimentant une charge de type RL. La stratégie de commande utilisé pour ce filtre actif de puissance est celle de la méthode des puissances instantané p-q, utilisant un contrôle MLI a quatre porteuses. Dans un premier temps, nous avons simulé le réseau électrique triphasé et sa charge non linéaire, sans y connecter le filtre actif de puissance multiniveau (Figure 3.11) dont le tableau (III.5) donne les valeurs numériques de notre système.

V_{seff} [KV]	f [Hz]	r_s [m Ω]	l_s [mH]	r_c [m Ω]	l_c [mH]	R_d [Ω]	L_d [mH]
6.6	50	0.5	0.1	0.1	8	150	1

TABLE 3.5: Paramètres de simulation pour ce système

Puisque tous les courants de phase (i_1 , i_2 , i_3) sont d'allures identiques, nous présentons les résultats de simulation pour une seule phase, en l'occurrence la phase 1 représenté sur les figures suivantes :


 FIGURE 3.17: Courant de la charge non linéaire I_{c1} (A) et son spectre harmonique.

Nous remarquons de ces figures que le THD du courant de charge avant filtrage est de 24.99%, ce qui est une valeur élevée et qui ne respecte pas la norme CEI.

Maintenant, nous allons introduire un filtre actif de puissance à cinq niveaux dont la stratégie de commande utilisé est (p-q). Les paramètres des composant de ce filtre actif de puissance sont donnés dans le tableau suivant :

V_{dc} [KV]	C_{dc} [μ F]	r_f [m Ω]	l_f [mH]
20	2000	0.1	30

TABLE 3.6: Paramètres du filtre actif de puissance parallèle .

Les résultats de simulation de notre système sont donnés sur les figures suivantes :

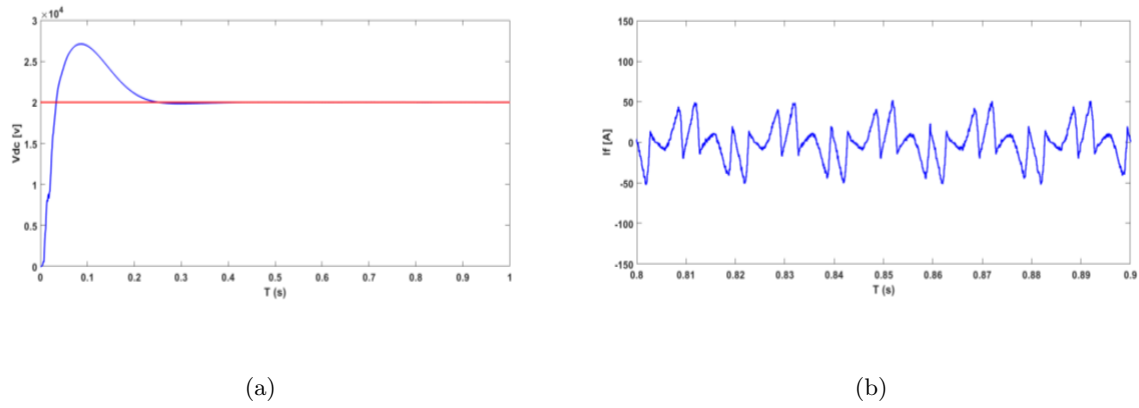


FIGURE 3.18: (a)Tension aux bornes du condensateur ; (b) Courant injecté par le FAP

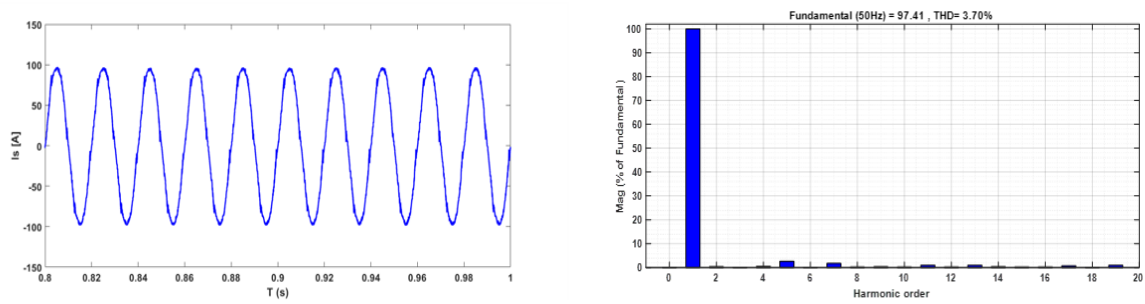


FIGURE 3.19: Courant de source et leurs spectres harmoniques après filtrage

On constate de ces simulations que la tension aux bornes du condensateur suit bien sa référence. Nous remarquons également que le courant côté source après filtrage donne un THD inférieur à 5%, ce qui respecte la norme CEI.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons utilisé l'onduleur multiniveaux (à trois niveaux puis à cinq niveaux) à structure NPC en tant que filtre actif de puissance.

Nous avons montré que ces types de filtres actifs de puissance été intéressant pour la compensation des harmoniques de courants générés par des charges dites non linéaires. La stratégie de commande utilisée été une commande discrète de type (p-q). Les résultats obtenus pour le trois niveaux ou le cinq niveaux été très satisfaisant du fait qu'ils donnent un THD inférieur à 5%, ce qui nous a permis de respecter les normes CEI.

Conclusion Générale

Le travail effectué dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre d'une étude d'une commande de filtres actifs parallèles multiniveaux, afin de dépolluer les réseaux électriques et d'améliorer la qualité de l'énergie électrique dans les réseaux MT.

Dans premier temps on a présenté la structure générale du filtre actif de puissance parallèle et les différentes stratégies de commande pour la détermination des courants harmoniques générés par les charges non linéaires. Ensuite nous nous sommes intéressés à l'étude plus détaillée des filtres actifs de puissance à trois bras, connecté aux réseaux électriques à trois fils. Dans cette étude nous avons présenté deux stratégies de commandes, à savoir la commande des puissances instantanées (p-q) et la commande du référentiel lié au synchronisme (d-q), qui offrent un meilleur compromis entre l'efficacité, la souplesse et la simplicité d'implantation, et permet d'identifier mieux les courants harmoniques.

Pour valider nos commandes nous avons réalisé des simulations à l'aide du logiciel Matlab/Simulink/SymPowerSystem. Ces simulations (dans le domaine continu de la commande, puis dans le domaine discret) ont montré que les performances de compensation par la méthode du référentiel lié au synchronisme donnée de meilleurs résultats pour la compensation des harmoniques de courant.

Par la suite, nous avons élargi le domaine d'application des filtres actifs parallèles à des puissances plus élevées ; plus particulièrement pour les réseaux électriques moyen tension (MT), en utilisant un filtre actif de puissance à trois niveaux puis à cinq niveaux. L'extraction des courants harmoniques a été basée sur une commande discrète utilisant la stratégie de commande des puissances active et réactive instantanées (p-q) avec une MLI spécifique pour la commande de l'onduleur multiniveau du filtre actif de puissance.

Les résultats de simulations ont montré l'efficacité des filtres actifs parallèles multi niveaux avec une diminution du THD qui est inférieure à 5%, ce qui respecte la norme CEM.

Comme perspectives il serait intéressant d'étudier d'autres stratégies de commande pour voir s'il n'est pas possible d'obtenir de meilleurs résultats, tant pour les filtres actifs de puissances utilisant un onduleur deux niveaux, ou utilisant des onduleurs multi-niveaux. De plus, il serait intéressant d'étudier d'autres topologies de filtre actif de puissance multi-niveaux.

Bibliographie

- [1] **Gonzalez, Sergio Alberto and Verne, Santiago Andres and Valla, Maria Ines**,«*Multilevel converters for industrial applications*»,year=2016, CRC Press, 2016.
- [2] **GUPTA, Krishna Kumar et BHATNAGAR, Pallavee**. «*Multilevel inverters : conventional and emerging topologies and their control*». Academic Press, 2017.
- [3] **José Rodríguez,Fang Zheng Peng,Jih-Sheng Lai** «*Multilevel Inverters : A Survey of Topologies, Controls, and Applications*», IEEE
- [4] **Oleg Vodyakho, Chris C. Mi** «*Three-Level Inverter-Based Shunt Active Power Filter in Three-Phase Three-Wire and Four-Wire Systems*».
- [5] **Edson H. Watanabe , Maurício Aredes,Hirofumi Akagi** «*THE P-Q THEORY FOR ACTIVE FILTER CONTROL : SOME PROBLEMS AND SOLUTIONS*».
- [6] **E. H. Watanabe, J. L. Afonso,J. G. Pinto, L. F. C. Monteiro, M. Aredes, H. Akagi** «*Instantaneous p-q Power Theory for Control of Compensators in Micro-Grids*»
- [7] **TAHRI MERYEM & ZOUKHA DJEMAA** , «*Étude et simulation d'une commande robuste pour filtre actif de puissance à deux Bras a point milieu pour la compensation de courant harmonique* » , Mémoire de fin de master, Université de Tlemcen,14 Juin 2017.
- [8] **Karim KHELIFI & Mohamed TIENTI**, «*Étude comparative de techniques d'extraction de courants de référence pour un filtre actif parallèle à quatre bras*» , Mémoire de fin de master, Université de Tlemcen,17 Juin 2017.
- [9] **Fatiha EMMERI & Zouleykha GHEMBAZA**, «*Etude et simulation d'un circuit de commande pour filtre actif de puissance à quatre bras pour un réseau à quatre fils*» , Mémoire de fin de master, Université de Tlemcen,25Juin 2015 .
- [10] **M.C. Benhabib & S. Saadate**, «*New control approach for four-wire active power filter based on the use of synchronous reference frame*» , Article publié 24 Juin 2004
- [11] **SCHNEIDER ELECTRIC**, «*Compensation de l'énergie réactive*», Guide technique. 01/2015
- [12] **SCHNEIDER ELECTRIC**, «*Solutions de compensation d'énergie réactive et filtrage d'harmoniques*», Guide technique.2013
- [13] **M.C. Benhabib**, «*Contribution à l'étude des différent topologie et commandes des filtres actifs parallèle à structure tension* » , Thèse de doctorat en génie électrique le 17 décembre 2004

-
- [14] **M.C. Benhabib**, « *Contribution à l'étude des différent topologie et commandes des filtres actifs parallèle à structure tension* », Thèse de doctorat en génie électrique le 17 décembre 2004
- [15] **S. LARABI J.Shabani AMANI**, « *Etude et simulation d'une commande d'un filtre actif de puissance basé sur les ondelettes* » Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen, Mémoire de fin d'étude, 14 Juin 2017.
- [16] **A.Amara, B. Adil Yassine**, « *Etude et Simulation d'un circuit de commande pour un filtre actif de puissance parallèle à deux bras à point milieu pour un réseau électrique à trois fils* », Mémoire de Master, Université de Tlemcen, 25/06/2015.
- [17] **M. M. ABDUSALAM**, « *Structures et Stratégies de Commande des Filtres Actifs Parallèle et Hybride avec Validations Expérimentales* », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré-Nancy-I-France, 29 mai 2008.
- [18] **M. C. BENHABIB**, « *Contribution à l'étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension, Modélisation, simulation et validation expérimentale de la commande*», Thèse, Université Henri Poincaré, Nancy-France, (2004).
- [19] **Y. Miloud et D. Nacer Eddine**, « *Commande d'un Filtre Actif Parallèle À trois niveaux (NPC) Par différentes stratégies de commande* », Mémoire, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2018.
- [20] **O. AMAR**, « *Simulation d'un filtre actif parallèle de puissance pour la compensation des harmoniques de courant* », Thèse, UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA, 2007.
- [21] **T. Benmiloud, A. Omari**, « *Régulation de la tension d'alimentation du filtre actif parallèle par PI adaptatif* », Article, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 03-04 November 2007
- [22] **M. Alaa Eddin Alali**, « *Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension (Automatisation des systèmes de puissance électrique)* », Thèse de Doctorat de l'université Louis Pasteur-Strasbourg, 2002.
- [23] **S.kebiri**, « *Modélisation et simulation d'un filtre actif multi niveaux* », mémoire de magister, Université des Sciences et de la Technologie de tizi-ouzou, 12 avril 2009.
- [24] **H.AKAGI Y.KANAZAWA and A.NABAE** "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three phases circuits" Proceeding international power electronic conference. Tokyo, Japan, PP.1375-1386, 1983.
- [25] **F.Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae**, « *A study of active power filter using quad- series voltage-source PWM converters for harmonic compensation* », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5, No. 1, January 1990.
- [26] **S. Bhattacharya, D.M. Divan, B. Banerjee**, « *Synchronous frame harmonic isolator using active series filter* », EPE 1991, 1991.
- [27] **S. Beaulieu**, « *Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique* », Mémoire de fin d'étude, Univ. Québec à Chicoutimi, Mai 2007.

- [28] **A.S. Nia**, « *Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre actif parallèle à commandes analogique et numérique temps réel* », Thèse de doctorat de l'I.N.P.L, Nancy, France, 1996.
- [29] **T.S. Key**, « *Comparison of standards and power supply design options for limiting harmonic distortion in power systems* », IEEE Trans. Industry Applications, vol 29 N4 1993.
- [30] **B. Mohamed Rida**, « *Etude et mise au point d'un filtre actif parallèle d'harmonique en vue d'améliorer la qualité d'énergie de l'alimentation électrique* », Mémoire de Magister, Université des Sciences et de Technologie d'Oran, 2012.
- [31] **B. Haroun, H. Safouane**, « *Etude et analyse de la commande des onduleurs Multi-niveaux par MLI sinusoïdale* », Mémoire de fin d'étude, Université LARBI TEBSSI-TEBESSA, 2016.
- [32] **M. NADHIR**, « *Contribution à l'Etude des Performances des Onduleurs Multiniveaux sur les Réseaux de Distribution* », Thèse de doctorat, Université BADJI MOKHTAR ANNABA, 2014.
- [33] **T. Abdelkrim1, B. El Madjid2**, « *Commande Non Linéaire par Mode de Glissement d'un Filtre Actif Parallèle à Sept Niveaux* », Article, Ecole Nationale Polytechnique, El Harrach, Alger, !!!.
- [34] **L. Bilel**, « *Modélisation et commande d'un onduleur triphasé à structure multi-niveaux* », Mémoire de fin d'étude, Université A/Mira – Bejaia, 2015.
- [35] **D. Med Lotfi**, « *Etude d'un onduleur multi-niveaux en cascade de type 3/2* », Mémoire de fin d'étude, Université Larbi Ben M'hidi, Oum El-Bouaghi, juin 2018 .
- [36] **T. Kambiz ARAB**, « *Conception, Synthèse et Application d'une Nouvelle Commande Robuste par PID Fractionnaire pour Les Onduleurs Multiniveaux* », Thèse de doctorat, Université de Lorraine-Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), 15 novembre 2010.
- [37] **B. Abdelhalim**, « *Etude et Réalisation d'un Onduleur Multiniveaux à Topologie Cascadée* », Mémoire de Magister, Université A.MIRA-BEJAIA, 17/ 11 / 2013.
- [38] **K. Samia**, « *Modélisation et simulation d'un filtre actif multiniveaux* », Mémoire de Magister, Université MOULOUD MAMMERI, TIZI-OUZOU, 12/04/2009.
- [39] **A. N. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi**, "A new neutral-point-clamped PWM inverter", IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol.1A-12, Sep. / Oct. 1981, pp.518-323.
- [40] **M. Jean-Sébastien**, « *ÉTUDE FORMELLE POUR LA SYNTHÈSE DE CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX ASYMÉTRIQUES : TOPOLOGIES, MODULATION ET COMMANDE* », Thèse de doctorat, ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE, 2005.
- [41] **T.A. Meynard, H.Foch**, « *Multi-level choppers for high voltage applications* », Article, Laboratoire d'électrotechnique et d'électronique industrielle, Toulouse, 1992.
- [42] **J. S. MANGUELLE**, « *CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX ASYMÉTRIQUES ALIMENTÉS PAR TRANSFORMATEURS MULTI-SECONDAIRES BASSE-FRÉQUENCE : RÉACTIONS AU RÉSEAU D'ALIMENTATION* », Thèse de doctorat, ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE, 2004.

- [43] **T. Nassim, M. Khaled**, « *Etude des différentes stratégies de commande de l'onduleur 5 niveaux à structure NPC* », Mémoire de fin d'étude, Université A. MIRA de Bejaia, 2015.

Résumé

Le problème de la pollution harmonique dans les réseaux électriques de distribution est l'un des phénomènes importants entraînant la dégradation de la qualité de l'énergie électrique à cause des charges dite « non linéaires ». Ces charges absorbent des courants non sinusoïdaux qui circulent vers le réseau à travers les impédances de lignes et engendre une déformation de la tension d'alimentation du réseau. L'objectif de notre travail est l'étude théorique avec validation par simulation d'un filtre actif de puissance parallèle triphasé multiniveau destiné à l'élimination des harmoniques de courants et la compensation de l'énergie réactive. Au départ, on a présenté les algorithmes de commandes des filtres actifs de puissance parallèle les plus répandus pour l'identification. Puis on a validé notre étude par des simulations de l'ensemble (réseau triphasé, charge non linéaire et filtre actif de puissance à deux niveaux) avec le logiciel « Matlab/Simulink/SimPowerSystem ». Ensuite nous avons étudiée et appliqué la commande pour des filtres actifs de puissance à base de l'onduleur à trois niveaux puis à cinq niveaux. Les simulations ont montré de bons résultats de compensations des harmoniques de courant et de l'énergie réactive.

Mots clés

Onduleurs multi-niveaux ,Qualité de l'Energie, Technique d'élimination d'harmoniques,Filtre Actif Parallèle ,les algorithmes de commandes.

Abstract

The problem of harmonic pollution in electrical distribution networks is one of the important phenomena leading to the degradation of the electrical energy quality due to so-called "non-linear" loads. These loads absorb non-sinusoidal currents that flow to the grid through the line impedances causing deformation of the grid supply voltage. The objective of our work is the theoretical study with validation by simulation of a multi-level three-phase parallel active power filter designed to eliminate current harmonics and to compensate reactive power. Initially, the most common parallel active power filter control algorithms for identification were presented. Then we validated our study by simulations of the whole system (three-phase network, non-linear load and two-level active power filter) with the "Matlab/Simulink/SimPowerSystem" software. Then we studied and applied the control for the active power filters based on the three-levels inverter and then five-levels inverter. The simulations showed good results in compensating of the current harmonics and the reactive power.

Keywords

multilevel inverter, Shunt Active Power filter, power quality, control algorithms, selective harmonics elimination.

الملخص

تعد مشكلة التلوث التوافقي في شبكات التوزيع الكهربائية إحدى الظواهر الرئيسية التي تؤدي إلى تدهور جودة الطاقة الكهربائية بسبب ما يسمى بالشحنات غير الخطية. تمتص هذه الشحنات التيارات غير الجيبية التي تتدفق إلى الشبكة الكهربائية عبر ممانعات الخطوط، وتتسبب في تشوه التيار الكهربائي في الشبكة الكهربائية. الهدف من عملنا هو الدراسة النظرية مع التحقق من صحة المحاكاة لمرشح الطاقة النشط المتوازي متعدد المستويات ثلاثي الأطوار للقضاء على التوافقيات الحالية وتعويض الطاقة التفاعلية. في البداية، تم تقديم خوارزميات التحكم الخاصة بمرشحات الاستطاعة النشطة الموازية الأكثر مردودية لتحديد التيارات التوافقية بعد ذلك قمنا بالتحقق من صحة دراستنا من خلال محاكاة كل من (شبكة ثلاثية الطور، حمولة غير خطية ومرشح طاقة نشط ثنائي المستوى) باستخدام المبرمج . ثم قمنا بدراسة و تطبق التحكم في مرشح الاستطاعة الفعالة على باستعمال العاكس ذو ثلاثة مستويات ثم ذو خمسة مستويات. لقد أظهرت المحاكاة نتائج جيدة لتعويض التوافقيات الحالية والطاقة التفاعلية.

الكلمات المفتاحية : خوارزميات التحكم؛ الشحنات غير الخطية؛ لعاكس ذو ثلاثة مستويات