

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

UNIVERSITÉ MOULOUD MAMMERRI DE TIZI-OUZOU



FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DÉPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Études de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Électrotechnique

Spécialité : **Electrotechnique industrielle**

Présenté par

Ferroudja Boutrif

Célia Anber

Thème

Etude et simulation d'un filtre actif parallèle à base d'un régulateur PID

Mémoire soutenu publiquement le 27/06 / 2024 devant le jury composé de :

M M'hand MEKIOUS

MCB, Lieu d'exercice, Président

Mme Rahma KACHENOURA

MCB, UMMTO, Encadrante

M Mezaine AOUES

MCA, Lieu d'exercice, Examineur

Remerciement

Nous tenons à remercier notre encadrante Mme.Kachenoura Rahma d'avoir accepté de nous encadrer et pour les efforts qu'elle a déployé, pour nous aider, conseiller, encourager et guider avec une grande gentillesse durant toute cette période.

Nous remercions tous les membres du jury qui ont acceptés de juger notre travail.

Nous souhaitons aussi présenter un grand remerciement à tous les enseignants ayant contribué au sein du département d'Electrotechnique de la faculté de Génie Electrique et d'Informatique. Qu'ils trouvent ici l'expression de notre respect et de notre profonde reconnaissance.

A la fin, nous présentons notre gratitude pour tout scientifique travaillant pour le bonheur de l'humanité ainsi que tous les enseignants chercheurs et tous mes ami(e)s qui ont contribué à ce travail.

Dédicace

À mes chers parents, sans lesquels je n'aurais jamais vu le jour...

À mon cher frère Rabah pour leur soutien moral et financier,

A mon cher frère Omar, et sans oublier sa femme Sabrina,

À mes chères sœurs Nassima et Linda, pour leur soutien,

À mes beaux-frères Mouh et Kamel,

A ma nièce Alicia et mon neveu Galis et Masten,

A mes meilleures cousines Tina Boussad, Lydia Boussad et Linda Boussad,

A mes amis Samar, Fayçal, Yahia, Mohamed,

A toutes les personnes qui m'aiment.

BOUTRIF FERROUDJA

Dédicace

Je dédie mon travail de fin d'étude :

- **A mes chers parents qui ont su me soutenir pendant tout mon parcours universitaire.**
 - **A mon unique et cher frère.**
 - **A mes cousins(e) et amis(e) proches.**
- **Et toutes personnes ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de mon travail.**

ANBER CELIA

Sommaire

Introduction Générale :	Error! Bookmark not defined.
Chapitre I: Pollution harmonique: état de l'art et stratégies des pollutions	
I.1 Introduction	2
I.2 Pollutions harmoniques	2
I.2.1 Les harmoniques et les inters harmoniques.....	2
I.2.2 Les perturbations harmoniques.....	3
I.2.3 Origine des harmoniques.....	3
I.2.4 Conséquences des harmoniques	3
a) Effets instantanés	4
b) Effets à terme.....	4
I.2.5 Caractérisation des perturbations.....	4
I.2.6 Evaluation des caractéristiques d'une onde distorsion née	5
I.3 Les Normes	7
I.4 Solutions de dépollution du réseau électrique.....	10
I.4.1 Solutions traditionnelles de pollution.....	10
I.4.2 Solution modernes.....	11
I.4.2.1 Filtre actif.....	11
I.4.2.2 Filtre hybride.....	12
I.4.2.3 Filtre actif sérié.....	12
I.4.2.4 Filtre actif parallèle.....	12
I.5 L'état de l'art d'un filtre actif :.....	13
Conclusion	18
Chapitre II: Modélisation d'un filtre actif parallèle	
II.1 Introduction.....	19

Sommaire

II.2	Le rôle du filtre.....	19
II.3	Principe du filtre actif parallèle.....	19
II.4	Structure d'un filtre actif parallèle	21
II.4.1	La partie puissance de filtre actif parallèle.....	22
II.4.1.1	Structure tension	22
II.4.1.2	Modélisation d'un Onduleur de tension	23
II.5	Modélisation de l'association réseau-filtre actif –charge polluante.....	24
II.5.1	Schéma de l'association filtre actif-réseau-charge polluant	25
II.5.1.1	Modélisation du réseau.....	26
II.5.1.2	Modélisation de la charge polluante (redresseur en pont de diodes).....	26
II.5.1.3	Modélisation du filtre actif	26
II.6	Régulateur de la tension aux bornes de la source flottante.....	36
	Conclusion.....	38
Chapitre III: Régulateur de la boucle de tension		
III.1	Introduction.....	39
III.2	Les principes de base de la régulation	39
III.3	Contrôle de la tension continue par un régulateur PI.....	40
III.4	Régulateur PID.....	46
III.5	les avantages et les inconvénients	Error! Bookmark not defined.
	Conclusion.....	48
Chapitre IV : Résultats de simulation		
IV.1	Introduction	49
IV.2.	Simulation et interprétation des résultats	49
	Conclusion.....	52
	Conclusion générale.....	Error! Bookmark not defined.
	Bibliographie.....	54

Introduction générale

Les systèmes de filtrage jouent un rôle crucial dans divers domaines de l'ingénierie, notamment dans les systèmes électriques et électroniques, où ils sont utilisés pour éliminer les bruits indésirables et améliorer la qualité du signal. Parmi les différentes approches de filtrage, il y'a les filtres actifs qui se distinguent par leur capacité à offrir des performances supérieures grâce à l'utilisation de composants actifs tels que les onduleurs électrotechnique des amplificateurs opérationnels en électrotechnique.

Les filtres actifs sont un moyen efficace pour la compensation des harmoniques de courant ou de tension générées par des charges non-linaires. Ils compensent, en temps réel les perturbations dues à ces charges en injectant sur le réseau des harmoniques et le réactif des courants consommés par les charges non-linaires afin que le réseau ne soit plus qu'à fournir un courant sinusoïdal en phase avec la tension.

Convertisseur on tension de régulateur proportionnel poursuive les régulateur PID, appelé aussi correcteur PID est un système de contrôle permettant d'améliorer les performances d'un asservissement, c'est-à-dire un système ou procédé en boucle fermée.

Les filtres actifs parallèles trouvent leurs applications dans les industries où la qualité de l'énergie est primordiale, comme les centres de données, les hôpitaux, ou les installations de production sensibles aux perturbations électriques.

Cette étude se concentre sur l'analyse et la simulation d'un filtre actif parallèle, dont la boucle de tension est optimisée par un régulateur PID (proportionnel-intégral-dérivé).

Pour ce faire nous avons opté pour le plan de travail suivant :

Dans le premier chapitre nous abordons la pollution harmonique dans les réseaux électrique ainsi que l'état de l'art d'un filtre actif parallèle.

Le second chapitre traite la modélisation de l'association réseau-filtre actif-charge non-linéaire.

Le troisième chapitre contiendra l'étude d'un régulateur PID.

Le dernier chapitre contiendra les résultants de simulation.

Et on termine par conclusion générale.

Chapitre I : Pollution harmonique : état d'art et stratégies de dépollution

Chapitre I : Pollution harmonique : état d'art et stratégies de dépollution.

I.1 Introduction

Après analyse de l'influence des courants harmoniques sur le réseau, l'étude des perturbations harmoniques propres aux montages redresseurs est présentée. Des méthodes d'amélioration classiques des performances sont aussi introduites. Parmi les méthodes les plus récentes, on distingue le filtrage actif. Les convertisseurs statiques se sont fortement implantés dans les fortes puissances où la forme convertie et la forme contrôlant sont l'énergie électrique alternative et continue.

La raison en est la fiabilité des interrupteurs électroniques mis sur le marché, résultant ainsi de performances conséquentes par rapport aux convertisseurs électromécaniques. L'une des applications de convertisseurs les plus répandues est la conversion de l'énergie provenant d'une source alternative alimentant une charge à une source continue alimentant une charge CC. Les convertisseurs utilisés pour réaliser les opérations ci-dessus sont les redresseurs à diodes ou à thyristor s'ils sont prévus pour régler la quantité de puissance qui peut passer à la charge. Dans chaque cas, tels les convertisseurs régissant comme des charges non linéaires pour le réseau alternatif.

I.2 Pollutions harmoniques

La pollution harmonique, en effet des dispositifs de l'électronique de puissance absorbent des courants non sinusoïdaux, ces derniers induisent des déformations dans la tension du réseau.

I.2.1 Les harmoniques et les inters harmoniques

- **Les harmoniques :** sont des parasites qui sont caractérisés par la distorsion de la forme d'onde qui est être sinusoïdale. L'injection des courants harmoniques dans le réseau crée des tensions harmoniques à travers l'impédance du réseau. Dans le cas d'un réseau de distribution les harmoniques proviennent principalement des charges non linéaires.
- **Les inters harmoniques :** la tension du réseau peut contenir des composantes fréquentielles qui ne sont pas des multiples entiers du fondamental. Elles peuvent apparaître soit sous forme de fréquences discrètes, soit sous forme de spectres de large

Chapitre I : Pollution harmonique : état d'art et stratégies de dépollution.

bande. Les sources principales des inters harmoniques sont :régimes transitoires des dispositifs, les fours à arc, les machines à souder.... [13]

I.2.2 Les perturbations harmoniques

Les perturbations harmoniques sont la source d'une dégradation sensible de la qualité du réseau d'alimentation. Il arrive souvent que les tensions et/ou les courants n'aient pas une forme d'onde sinusoïdale. Ainsi la figure (I.1) montre un courant alternatif qui est fortement déformé, cette distorsion affecte la qualité de la puissance offerte par le fournisseur, elle affecte aussi les performances de plusieurs appareils industriels et domestiques, par conséquent ces distorsions affecte tout le secteur, il s'ensuit que la connaissance des harmoniques et de leurs compensateurs est plus qu'indispensable.

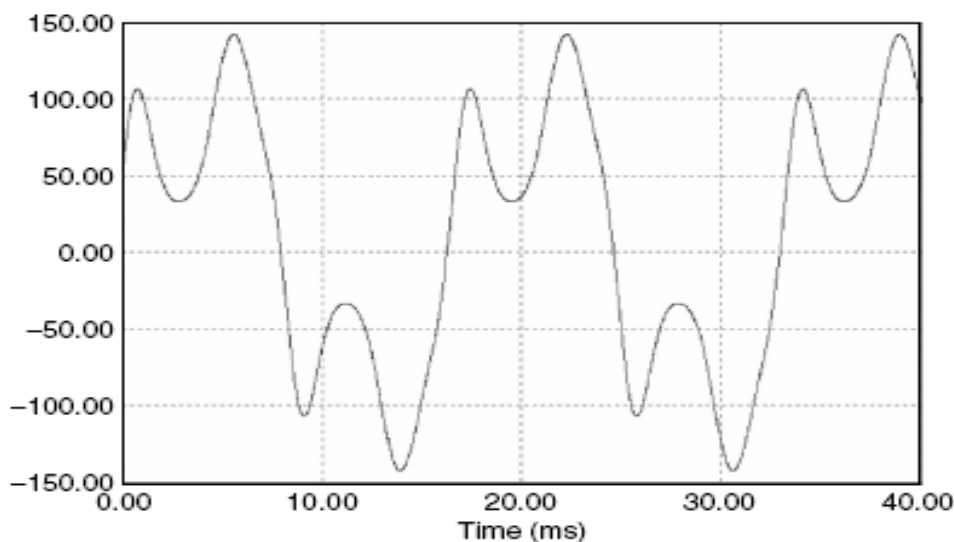


Figure I.1 Distorsion harmonique d'une onde de courant. [7]

I.2.3 Origine des harmoniques

Ils sont dus généralement aux équipements des usages qui absorbent des courants non sinusoïdaux. Pour générer des harmoniques deux applications sont possibles : celles qui utilisent l'électricité par intermittence (les transformateurs d'intensité, les arcs électriques...) ou celles qui la transformation (tous les convertisseurs statiques directement liés aux réseaux comme les redresseurs, gradateurs...)

Chapitre I : Pollution harmonique : état d'art et stratégies de dépollution.

I.2.4 Conséquences des harmoniques

Les courants harmoniques se propagent dans le réseau électrique, déforment l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par ce même réseau. Ils peuvent occasionner des incidents au niveau de l'appareillage du client, ce qui donne lieu à des surcoûts de production d'énergie importants. On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux types : les effets instantanés et les effets à terme. [7]

a) Effets instantanés

Les effets instantanés apparaissent immédiatement dans certains appareillages :

- Défauts de fonctionnement de certains équipements électriques ;
- Troubles fonctionnels de micro-ordinateurs ;
- Erreurs dans les appareils de mesure ;
- Vibration et bruits.

b) Effets à terme

L'effet à terme le plus important est de nature thermique, il se traduit par :

- Echauffement des câbles et des équipements ;
- Echauffement des condensateurs ;
- Echauffement due aux pertes supplémentaires des machines électriques et des transformateurs. [7]

I.2.5 Caractérisation des perturbations

Les récepteurs peuvent être classés en deux familles :

- Les récepteurs linéaires (charges linéaires)
- Les récepteurs non linéaires (charges non linéaires)

Une charge est dite linéaire si, alimentée par une tension sinusoïdale, elle consomme un courant sinusoïdal. Cependant, le courant et la tension peuvent être déphasés. Les charges linéaires couramment utilisées sont constituées de résistances, capacités et inductances.

Chapitre I : Pollution harmonique : état d'art et stratégies de dépollution.

Une charge est dite non linéaire lorsque la relation entre la tension et le courant n'est plus linéaire. Un tel récepteur alimenté par une tension sinusoïdale ; cette classe de charges englobe des convertisseurs statiques. [7]

I.2.6 Evaluation des caractéristiques d'une onde distorsionnée

La distorsion d'un signal est évaluée par différentes grandeurs qui quantifient la qualité du signal. Ainsi le taux de distorsion harmonique en plus il y'a aussi cette grandeur de facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive ou déformante.

I.2.6.1 Facteur de puissance :

Le facteur de puissance est le quotient de la puissance active (P) sur la puissance apparente(S):

$$f_p = \frac{P}{S} \quad (I.1)$$

I.2.6.2 La puissance active :

Cette puissance également appelée puissance réelle, est une composante de la puissance électrique qui représente l'énergie réellement dissipée, convertie ou consommée par un appareil électrique ou un système. Elle est calculée en :

$P(t) = \frac{dw(t)}{dt}$ en valeur moyenne elle s'exprime comme suit

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T (w(t) = \frac{1}{3} u(t)i(t)) dt \quad (I.2)$$

I.2.6.3 La puissance réactive :

Celle-ci est une puissance nuisible, elle dégrade le facteur de puissance quand souhaite avoir unitaire. [5] :

$$Q = f_p S \quad (I.3)$$

I.2.6.4 La puissance apparente :

Puissance apparente (S) est le produit de la valeur efficace de la tension U et de la valeur efficace du courant I et son unité (VA)

$$S = I_{eff}V_{eff}$$

I.2.6.5 Le facteur de crête

Facteur de crête est une mesure caractéristique d'un signal. C'est le rapport entre l'amplitude du pic du signal et la valeur efficace fondamentale du signal. Il est couramment corrélé avec le PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) qui indique un rapport entre puissance crête et puissance moyenne.

$$f_p = \frac{\text{valeur de crête}}{\text{valeur efficace fondamentale}} \quad (\text{I.4})$$

❖ La méthode de réduction harmonique

Pour mesurer la distorsion des formes d'ondes de courant ou de tension, on a introduit des paramètres qui décrivent. Les deux indicateurs les plus importants utilisés :

✓ Composante harmonique individuelle :

$$HD_{V(h)} = \frac{|U_{(h)}|}{|U_{(1)}|}, \quad HD_{I(h)} = \frac{|I_{(h)}|}{|I_{(1)}|} \quad (\text{I.5})$$

✓ Taux de distorsion harmonique (THD)

Les taux de Distorsions Harmoniques sont des indicateurs significatifs de la pollution d'un réseau.

$$THD = \frac{\text{valeur efficace des harmonique}}{\text{valeur efficace du fondamental}} \quad (\text{I.6})$$

- Taux de distorsions harmoniques en courant THD_i est donné par:

$$THD_i = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2}$$

Chapitre I : Pollution harmonique : état d'art et stratégies de dépollution.

- Taux de distorsions harmoniques en tension THD_v est donné par:

$$THD_v = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{U_{(h)}}{U_{(1)}}\right)^2}$$

Lorsque le THD est égale à zéro, on peut conclure qu'il n'y a pas d'harmoniques sur le réseau. [10]

I.3 Les Normes

Les deux principaux organismes de normalisation internationaux dans le domaine électrotechnique sont la CEI (Commission Electrotechnique Internationale), et l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers). Ces deux organismes réalisent la principale activité de normalisation dans le domaine des perturbations électriques au niveau mondial mais n'ont pas une uniformité de critères en ce qui concerne la définition des interactions entre le réseau et les charges connectées. [17]

L'objectif des normes et réglementations est de limiter les dysfonctionnements occasionnés par les harmoniques. La Commission Electrotechnique Internationale (CEI) définit le niveau des courants et des tensions harmoniques à ne pas dépasser par une série de normes de compatibilité électromagnétique (CEI 61000) Nous pouvons citer à titre d'exemple:

La norme CEI 61000-3-2: cette norme (tableau I.1) fixe la limitation des courants injectés dans le réseau publique pour des équipements dont le courant par.

61000-3-2 : compatibilité électromagnétique

- Limites pour les émissions de courant harmonique (courant appelé par les appareils $\leq 16A$ par phase).
- Limites pour les émissions de courant harmonique (EN/CEI 61000-3-2:2019) a été promulguée le 1er septembre 2019. La nouvelle norme est applicable à l'Union européenne et aux pays et régions connexes. Cette norme entrera en vigueur le 1er mars 2022 et remplacera l'EN IEC 61000-3-2:2014. La nouvelle norme restructure et raconte certains chapitres, redéfinit les catégories d'équipements et met à jour les exigences de mesure pour les lampes, les cuisinières à induction, les lecteurs de télévision et d'autres équipements.

Chapitre I : Pollution harmonique : état d'art et stratégies de dépollution.

Selon la limite de courant harmonique, l'équipement est divisé en quatre catégories suivantes :

Classe A-équipements triphasés équilibrés et tous les autres appareils électroménagers, à l'exclusion de ceux spécifiés comme appartenant aux classes B, C ou D. Le courant d'entrée des équipements de classe A ne dépasse pas le tableau 1 suivant.

Tableau I 1 : limites pour les émissions de courant harmonique des équipements (norme CEI 61000-3-2).

Harmoniques pairs		Harmoniques impairs	
Rang harmonique h	Courant harmonique maximal autorisé(A)	Rang harmonique h	Courant harmonique maximal autorisé(A)
2	1.08	3	2.3
4	0.43	5	1.14
6	0.3	7	0.77
$8 \leq h \leq 39$	$0.23 \cdot \frac{8}{h}$	9	0.40
		11	0.33
		13	0.21
		$15 \leq h \leq 39$	$0.15 \cdot \frac{15}{h}$

Outils portables de classe B, les harmoniques du courant d'entrée ne doivent pas dépasser 1.5 fois la limite maximale indiquée dans le tableau 1 de la classe A.

Équipement d'éclairage de classe C (y compris les dispositifs de gradation).

1. Puissance nominale > 25W

Chapitre I : Pollution harmonique : état d'art et stratégies de dépollution.

1.1. Pour les luminaires avec des lampes à incandescence et un variateur de phase intégré ayant une puissance nominale supérieure à 25 W les harmoniques du courant d'entrée ne doivent pas dépasser les limites indiquées dans le Tableau 1.

1.2. Pour les types qui incluent des moyens de contrôle (par exemple gradation, couleur), les harmoniques du courant d'entrée ne doivent pas dépasser les valeurs de courant harmonique dérivées des limites de pourcentage indiquées dans le Tableau 2 pour la condition de puissance d'entrée active maximale (Pmax) lors de l'essai dans les deux conditions.

2. Le matériel d'éclairage ayant une puissance nominale supérieure ou égale à 5 W et inférieure ou égale à 25 W doit être conforme à l'un des trois ensembles d'exigences suivants:

2.1. Les courants harmoniques ne doivent pas dépasser les limites liées à la puissance du Tableau 2, colonne 2 ;

2.2. Le courant de troisième harmonique est exprimé en pourcentage du courant fondamental et ne doit pas dépasser 86%, et le courant de cinquième harmonique ne doit pas dépasser 61%. De plus, la phase doit être 60 la phase maximale doit être $<65^\circ$ et la phase finale doit être 90° . voir figure 2 ;

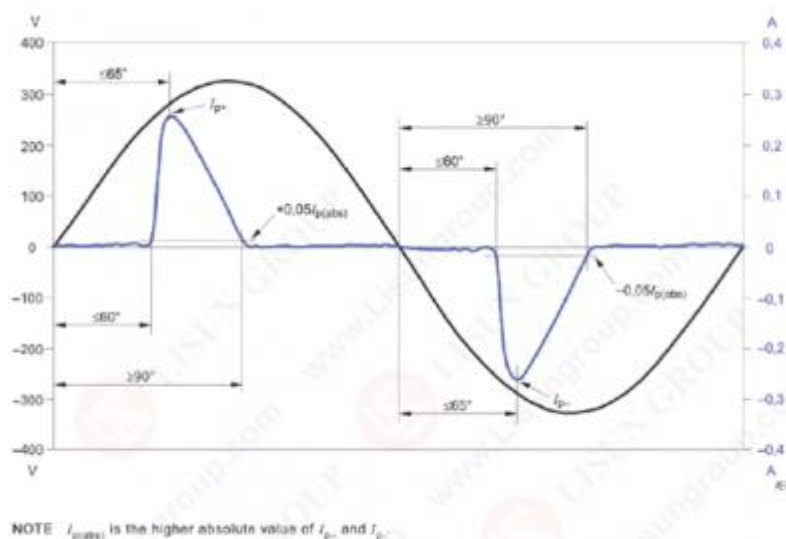


Figure 2 – Illustration of the relative phase angle and current parameters described in 7.4.3

2.3. Le THD ne doit pas dépasser 70%, le courant harmonique de troisième ordre doit être exprimé en pourcentage du courant fondamental et ne doit pas dépasser 35%. Le courant de cinquième ordre ne doit pas dépasser 25%, le courant de septième ordre ne doit pas dépasser

Chapitre I : Pollution harmonique : état d'art et stratégies de dépollution.

30%, et les courants de neuvième et onzième ordre ne doivent pas dépasser 20% et le courant de second ordre ne doit pas dépasser 5%.

2.4. Classe D : le courant d'entrée a une forme d'onde spéciale définie et la puissance doit être inférieure ou égale à 600 W pour les équipements, la ligne centrale M coïncide avec la valeur de crête du courant d'entrée Les harmoniques du courant d'entrée des équipements de classe D ne doivent pas dépasser le tableau 3.

Tableau 3-Limite de classe d'équipement

Ordre harmonique	courant harmonique maximum admissible par wat	Max permissible harmonique courant A
3	3.4	2.3
5	1.9	1.14
7	1.0	0.77
9	0.5	0.4
11	0.35	0.33
$13 \leq h \leq 39$	3.85/h	

I.4 Solutions de dépollution du réseau électrique

Les convertisseurs statiques sont de plus en plus important, et en constante progression. Ces dispositifs apportent une souplesse d'emploi et des économies d'énergie par rapport aux solutions.[9]

I.4.1 Solutions traditionnelles de dépollution

Pour pallier aux problèmes de perturbation du réseau électrique, notamment à la pollution harmonique, il existe aujourd'hui plusieurs solutions qui peuvent être envisagées, des solutions traditionnelles reposent des composants passifs : inductances, condensateurs, transformateurs.

- **Filtre passif**

Chapitre I : Pollution harmonique : état d'art et stratégies de dépollution.

La solution classique pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans le réseau est d'utiliser des filtres passifs, il s'agit généralement de circuit LC placé en parallèle sur le réseau ou d'un circuit de résonance RLC en série. Le principe de ce filtrage consiste à modifier localement l'impédance du réseau, il doit être dimensionné de façon à piéger et filtrer les courants harmoniques. Les filtres passifs peuvent être installés dès la conception du procédé industriel ou bien ajoutés a posteriori. Leur inconvénient majeur est souvent leur manque de souplesse à s'adapter à l'évolution du réseau ou aux variations des composants qui le constituent (vieillessement, température).[9]

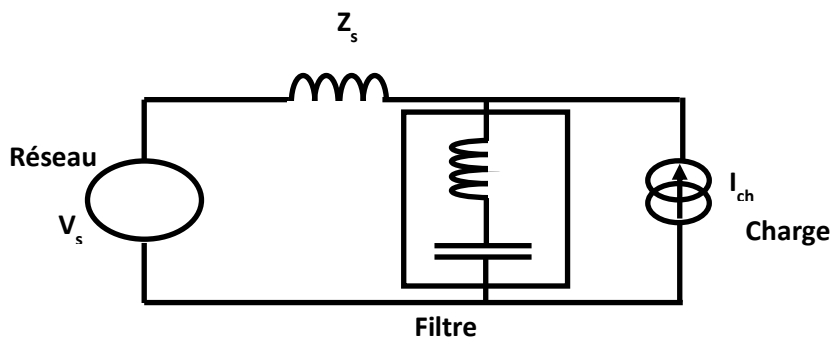


Figure I.2 : filtrage passif des harmoniques.

I.4.2 Solutions modernes

Deux raisons principales ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent plus à l'évolution des charges et des réseaux électriques. La seconde raison fait suite à l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT et MOSFET. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électronique.[5]

I.4.2.1 filtrage actif

Les filtres actifs sont constitués de convertisseurs statiques à base des semi-conducteurs de puissance commandés par un système de contrôle approprié. Ils peuvent être une source de courant ou de tension qui compensent en temps réel les

Chapitre I : Pollution harmonique : état d'art et stratégies de dépollution.

harmoniques en injectant au niveau du point de raccordement un courant ou une tension en opposition de phase par rapport aux perturbations harmoniques existantes, afin que le courant tension de ligne reste purement sinusoïdal et égale au fondamental du courant de charge[4]

I.4.2.2 filtre hybride.

Dans les installations de moyenne et forte puissance, au-dessus de quelques centaines de kilowatts, il est économiquement intéressant de faire du filtrage hybride, c'est-à-dire d'associer un filtre actif et un filtre passif et d'utiliser chacun d'eux dans son domaine d'excellence L'objectif est de bénéficier à la fois des avantages du filtrage actif et de ceux du filtrage passif Le filtre passif prend en charge la compensation d'une grande partie des harmoniques, aussi il permet d'éliminer un harmonique prédominant Le filtre actif maintient les performances du filtrage en fonction de l'évolution de la charge et du réseau ainsi la puissance du convertisseur qui constitue le filtre actif est fortement diminuée grâce aux éléments passifs Ces structures permettent donc d'optimiser le rapport performances / coût et d'avoir une meilleure forme en terme de tension.

I.4.2.3 Filtre actif série

Le filtre actif série se comporte dans ce cas, comme le montre la figure (I.2), comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmonique) venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Ainsi la tension aux bornes de la charge à protéger est purement.[5]

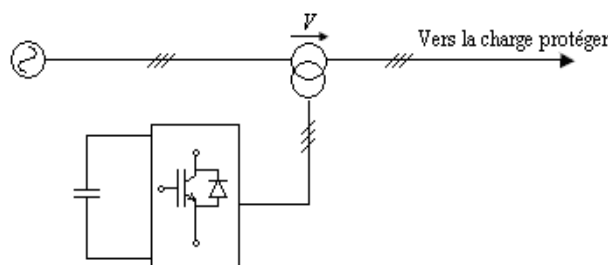


Figure I.3 Structure d'un Filtre actif série.

I.4.2.4 filtre actif parallèle

Chapitre I : Pollution harmonique : état d'art et stratégies de dépollution.

Il est appelé aussi compensateur shunt, il est connecté en parallèle sur le réseau de distribution figure (I. 4). Il est habituellement commandé comme un générateur de courant. Son principe est d'injecter dans le réseau électrique des courants harmoniques égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, de telle sorte que le courant fourni par le réseau I_s soit sinusoïdale et en phase avec la tension simple correspondante. Ainsi, il empêche les courants harmoniques, réactifs et déséquilibrés de circuler à travers l'impédance du réseau. Par conséquent, Il améliore le taux de distorsion en courant et en tension.[15]

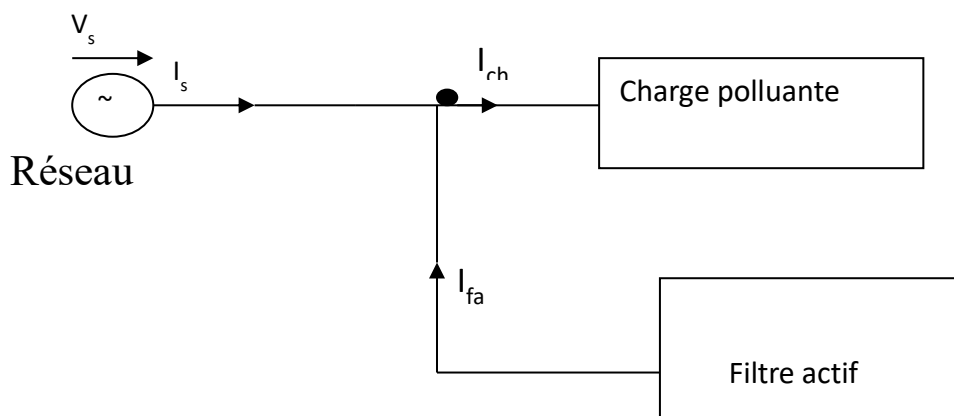


Figure I.4 : filtre actif en structure parallèle

I.5 L'état de l'art d'un filtre actif

Un filtre actif est un composant d'électronique de puissance qui comprend généralement un onduleur de tension ou de courant. Ce dispositif génère un signal de contre-injection harmonique en fonction des informations reçues sur la grandeur polluante. L'objectif est de compenser idéalement les harmoniques, ce qui permet d'obtenir un signal résultant sous forme d'onde sinusoïdale pure à la fréquence fondamentale. Les filtres actifs conservent leur efficacité dans le temps et présentent l'avantage de s'ajuster aux variations du réseau telles que la fréquence, la pollution et la charge. En général, les filtres actifs sont utilisés pour compenser les courants et les tensions harmoniques, mais dans de nombreux cas, ils offrent également des fonctionnalités supplémentaires telles que la compensation de la puissance réactive, le courant du neutre et la régulation de la tension.

A la fin des années 60, Erlicki et Emanuel-Eigeles, Yugyi et Pelly, Sasaki et Machida, ainsi que Fukao, Iida et Miyairi [9] ont publié des travaux qui ont posé les bases du principe de base de la compensation de la puissance réactive. Erlicki et Emanuel ont proposé quelques idées fondamentales. Ils ont observé que les charges non linéaires agissent comme des

Chapitre I : Pollution harmonique : état d'art et stratégies de dépollution.

générateurs de puissance réactive sans avoir d'éléments de stockage d'énergie, et ont présenté la première approche pour contrôler le facteur de puissance actif. Fukao, Iida et Miyairi ont souligné que "en connectant une source de puissance réactive en parallèle avec la charge, le réseau d'alimentation ne peut pas fournir l'alimentation nécessaire à la charge. Par conséquent, une transmission de puissance idéale ne serait pas possible".

Malheureusement, ces définitions de puissance sont douteuses, et peuvent conduire à des interprétations erronées dans certains cas. Avec le début du progrès des dispositifs de l'électronique de puissance d'autres contributions pertinentes ont été faites en 1970, où les problèmes liés aux charges non-linéaires sont devenus de plus en plus importants. Ces appareils modernes se comportent comme des charges non-linéaires et injectent une quantité importante de courants harmoniques au système d'alimentation, ce qui a conduit à une analyse des systèmes d'énergies dans des conditions non sinusoïdales. Il est, donc impératif d'établir un ensemble cohérent de définitions de puissance qui sont également valables dans les conditions transitoires et non sinusoïdales.

Les filtres actifs de puissance ont été étudiés pour la compensation d'harmoniques dans les réseaux de puissance industriels depuis le principe de compensation proposé par H. Sasaki et T. Machida en 1971.

Gyugyi et Pelly [14] ont avancé l'idée selon laquelle la puissance réactive pourrait être compensée par un convertisseur de fréquence à commutation naturelle, sans nécessiter d'éléments de stockage d'énergie. Cette idée a été expliquée sur le plan physique. En 1971, H. Sasaki et T. Machida ont présenté les principes fondamentaux des filtres actifs parallèles. En 1976, Harashima, Inaba et Tsuboi ont introduit pour la première fois l'expression de "la puissance réactive instantanée" pour un circuit monophasé. La même année, Gyugyi et Strycula ont utilisé le terme "filtre actif de puissance" pour la première fois, et les premières familles de filtres actifs parallèles et séries (adaptés à la compensation des tensions) sont apparues et ont été réalisées à l'aide d'onduleurs à transistors contrôlés en modulation de largeur d'impulsion (MLI). À cette époque, le filtrage actif ne connaissait que des avancées théoriques en laboratoire. La technologie des semi-conducteurs n'était pas encore suffisamment développée pour permettre une mise en œuvre pratique du principe de compensation.

Chapitre I : Pollution harmonique : état d'art et stratégies de dépollution.

Quelques années plus tard, la technologie des semi-conducteurs de puissance a connu un développement remarquable. Des progrès importants ont été réalisés grâce à la commercialisation de composants d'électronique de puissance capables de commuter des puissances de plus en plus élevées à des fréquences de plus en plus élevées. En 1980, le filtre actif triphasé à quatre fils a été introduit. En 1982, grâce aux améliorations des interrupteurs de puissance, les premières applications industrielles ont commencé à émerger, marquant le début d'une véritable commercialisation dans les pays industrialisés. Le premier filtre actif parallèle d'une capacité de 800 kVA, composé d'un commutateur de courant à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et de thyristors GTO, a été installé pour compenser les harmoniques. Par la suite, de nombreux onduleurs de puissance contrôlés en MLI ont été développés pour des applications de filtrage actif. Les filtres actifs parallèles ont ensuite commencé à être commercialisés et installés dans le monde entier, en particulier au Japon, où en 1996, il y avait plus de cinq cents filtres actifs parallèles installés, avec des puissances allant de 50 kVA à 2 MVA.

En 1986, les premiers filtres actifs utilisant plusieurs convertisseurs de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI) ont fait leur apparition. Ces filtres actifs étaient placés en série avec un filtre passif inductif et consistaient en 1986, les premiers filtres actifs utilisant plusieurs convertisseurs de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI) ont fait leur apparition. Ces filtres actifs étaient placés en série avec un filtre passif inductif et consistaient en la mise en série de quatre onduleurs de tension triphasés MLI. En 1987, L. A. T. Moràn, P. D. Ziogas et G. Joos ont introduit un système de filtre actif parallèle basé sur un onduleur de tension triphasé MLI, qui agissait comme un compensateur synchrone de puissance réactive (Compensateur de puissance réactive à semi-conducteurs synchrone SSVC). M. Takeda, K. Ikeda et Y. Tominaga ont présenté un nouveau schéma de compensation en utilisant un filtre actif parallèle combiné avec un filtre passif passe-haut conventionnel. Ils ont réparti leurs rôles de manière à ce que le filtre actif absorbe les courants harmoniques de plus bas ordre, tandis que le filtre passif absorbe ceux d'ordre plus élevé. Un an plus tard, F. Z. Peng, H. Akagi et A. Nabae ont proposé un système combinant un filtre passif parallèle et un filtre actif série de faible puissance, offrant de meilleures caractéristiques de compensation à moindre coût.

Chapitre I : Pollution harmonique : état d'art et stratégies de dépollution.

En 1989, S. Moran a introduit le premier filtre actif monophasé combinant une structure série-parallèle appelée Régulateur/Conditionneur de Tension de Ligne. Ce filtre actif série assure l'isolation entre les charges sensibles aux harmoniques produites par des charges non linéaires, corrigeant ainsi toute distorsion de la tension d'entrée. Vers 1990, plusieurs projets commerciaux ont été développés et mis en pratique pour ces filtres actifs.

Deux types de filtres actifs hybrides ont été proposés en 1988 et en 1990. La première combine un filtre actif série avec un filtre passif parallèle constitué d'un filtre LC pour le 5ème et 7ème harmoniques, tandis que le second consiste en la connexion en série d'un filtre actif avec un filtre passif. Ces combinaisons permettent de réduire considérablement la fréquence du filtre actif tout en améliorant les performances du filtre passif lorsqu'il est utilisé seul. Elles offrent une solution efficace pour les harmoniques des convertisseurs de haute puissance, mais elles nécessitent un transformateur et peuvent être complexes.

Les considérations économiques ont longtemps été un obstacle au développement des filtres actifs. Cependant, avec la réduction des coûts des dispositifs utilisés, ces filtres sont devenus plus abordables. La demande de filtres actifs a augmenté en raison de la pollution harmonique des systèmes d'alimentation actuels.

En 1997, les topologies multi-niveaux ont également été utilisées pour les applications de filtrage actif. Une première proposition de filtre actif à structure multi-niveaux utilisant un onduleur de tension à trois niveaux a été faite par V. Aburto et al. Ce filtre était capable de compenser les courants harmoniques et la puissance réactive dans les systèmes de distribution moyenne tension. Cependant, cette étude n'était validée que par des simulations sous MATLAB. En 1998, S. Round et al. ont proposé un filtre actif parallèle à trois niveaux qui permettait d'utiliser une inductance de sortie de plus faible valeur par rapport à la topologie à deux niveaux. Ce filtre était également moins susceptible de générer des harmoniques dans les sites commerciaux et industriels.

En 2001, une première référence à un filtre actif connecté à un réseau de moyenne tension a été proposée. Il s'agissait d'un filtre actif shunt monophasé connecté à l'extrémité d'une ligne de traction de 25 kV pour réduire les harmoniques de tension de 3ème, 5ème et 7ème ordre au point de connexion du filtre et fournir de la puissance réactive afin de maintenir la tension de la ligne à une valeur constante.

Chapitre I : Pollution harmonique : état d'art et stratégies de dépollution.

Pour les applications de faible puissance, telles que les applications industrielles, un seul onduleur peut être utilisé pour réaliser le filtre actif de puissance. La compensation des tensions et/ou des courants harmoniques peut être obtenue en utilisant respectivement un filtre actif série ou parallèle. Cependant, dans les applications de haute puissance où le réseau est confronté à des courants harmoniques très puissants, ni le filtre actif parallèle ni le filtre actif série ne sont capables d'atteindre l'objectif de filtrage en raison des limitations technologiques liées aux composants semi-conducteurs, en particulier les courants de commutation, la fréquence de commutation des interrupteurs et la puissance nominale que le filtre doit fournir. Pour surmonter ces limitations, le concept de filtres actifs modulaires a été introduit. Les filtres actifs modulaires ont été proposés avec différentes structures en 1997 et 1999. Une approche proposée par Huang et Wu en 1999 est une extension des concepts fondamentaux de filtrage actif introduits par Ramadan A. El Shatshat en 2001. Ce filtre actif modulaire est composé de plusieurs onduleurs monophasés (onduleurs de courant) connectés en parallèle avec le réseau, et il utilise des techniques neuromimétiques pour l'identification des courants de référence. Chaque filtre est conçu pour filtrer un ordre d'harmonique spécifique, et en combinant ces filtres modulaires, il est possible de compenser un large éventail d'harmoniques.

Les filtres actifs modulaires présentent plusieurs avantages par rapport aux filtres actifs traditionnels. Tout d'abord, ils permettent une meilleure flexibilité et adaptabilité en permettant l'ajout ou la suppression de modules en fonction des besoins spécifiques du système. De plus, en utilisant plusieurs modules plus petits plutôt qu'un seul grand filtre actif, il est possible de réduire les coûts et d'améliorer la fiabilité. En cas de défaillance d'un module, les autres modules peuvent continuer à fonctionner, assurant ainsi une meilleure tolérance aux pannes.[4]

Les filtres actifs modulaires sont largement utilisés dans les systèmes d'alimentation industriels et commerciaux pour atténuer les harmoniques et améliorer la qualité de l'alimentation. Ils sont également utilisés dans les systèmes de génération d'énergie renouvelable, tels que les parcs éoliens et les centrales solaires, pour réduire les harmoniques produits par les convertisseurs de puissance.

En résumé, les filtres actifs sont des dispositifs utilisés pour atténuer les harmoniques et améliorer la qualité de l'alimentation électrique. Ils ont évolué au fil du temps, passant des

Chapitre I : Pollution harmonique : état d'art et stratégies de dépollution.

filtres actifs simples aux filtres actifs hybrides, aux filtres actifs multi-niveaux et aux filtres actifs modulaires. Chaque type de filtre actif présente des avantages et des limitations spécifiques, et le choix du type de filtre dépend des besoins et des contraintes du système électrique.

Plusieurs méthodes de dépollution ont été présentées et la plus adaptée est à base de filtres passifs, souvent pénalisante en termes d'encombrement et de résonance. En outre, les filtres passifs ne peuvent s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes.

L'intérêt est porté sur les convertisseurs statiques et plus particulièrement sur les redresseurs qui sont la base de conversions électriques. Ces derniers sont en partie à l'origine de la pollution harmonique et de la détérioration du facteur de puissance des réseaux.

Dans l'objectif d'améliorer la qualité et la fiabilité de l'énergie électrique des méthodes nouvelles basées sur les filtres actifs sont étudiées dans le chapitre suivant.[14]

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit l'influence des harmoniques sur les réseaux de distribution d'énergie. Les harmoniques ont des effets néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent aller de l'échauffement et la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale.

Plusieurs méthodes de dépollution ont été présentées et la plus adaptée est à base de filtres passifs, souvent pénalisante en termes d'encombrement et de résonance. En outre, les filtres passifs ne peuvent s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes.

L'intérêt est porté sur les convertisseurs statiques et plus particulièrement sur les redresseurs qui sont la base de conversions électriques. Ces derniers sont en partie à l'origine de la pollution harmonique et de la détérioration du facteur de puissance des réseaux.

Dans l'objectif d'améliorer la qualité et la fiabilité de l'énergie électrique des méthodes nouvelles basées sur le filtres actifs sont étudiées dans le chapitre suivant.

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

II.1 Introduction

Toutes les applications fondamentales des onduleurs nécessitent un contrôle des courants du côté opposé. La commande doit être solide et efficace. Le filtrage actif de puissance demeure l'application la plus exigeante en matière de rapidité et de précision.

Le cas simple de filtrage par un filtre actif parallèle du courant est examiné dans ce mémoire. Il est absorbé par un redresseur triphasé à diodes alimenté par un système de tension v_s sinusoïdale et équilibré, ce qui permet de débiter un courant de charge I_{ch} parfaitement lisse.

II.2 Le rôle du filtre actif parallèle

Le filtre actif shunt a pour fonction d'injecter des courants i_{fi} du côté réseau, qui sont égaux aux courants harmoniques générés par la charge non linéaire i_h mais en opposition de phase. Le courant qui se produit au niveau de la ligne i_{s1} est donc sinusoïdal.

L'association charge polluante et filtre actif devient alors une charge linéaire (fig. II.1).

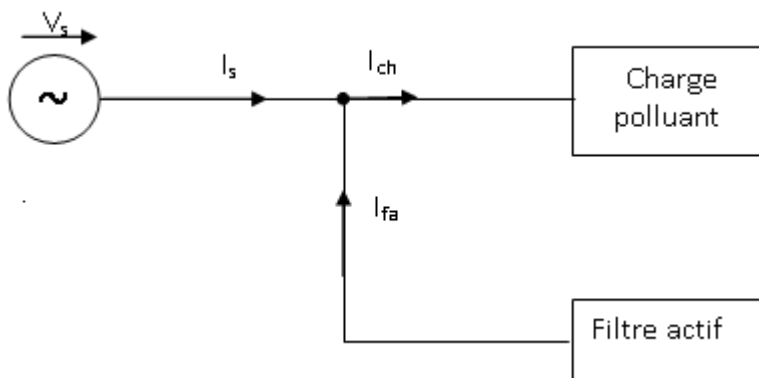


Figure II.1 : Association charge polluante- filtre [13].

II.3 Principe du filtre actif parallèle

Le schéma de principe du filtre actif parallèle est représenté sur la figure (II.2). Il doit fournir la puissance déformante et la puissance réactive. Ainsi, le réseau fournit uniquement la puissance active.

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

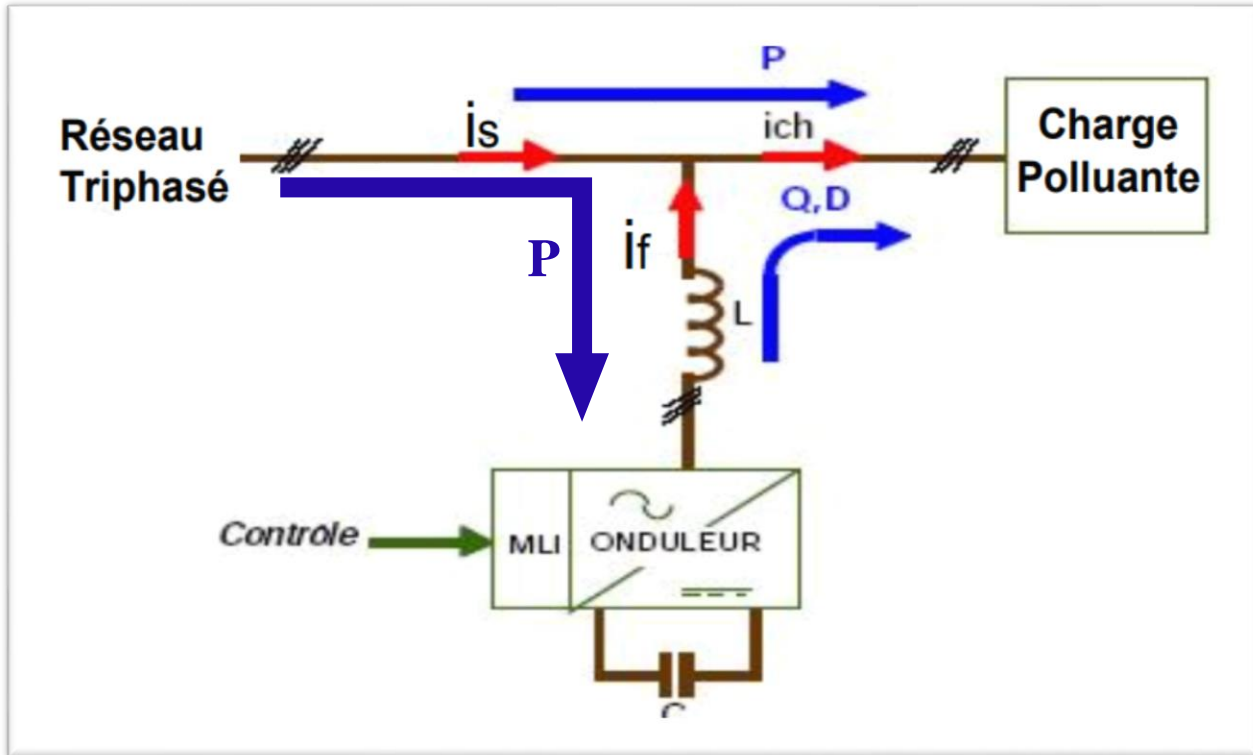


Figure II.2 Schéma de principe du filtre actif parallèle.[11]

Pour cela, le circuit de contrôle, en agissant sur la commande MLI, doit imposer la valeur instantanée du courant débité par l'onduleur de telle sorte que le courant fourni par le réseau soit sinusoïdal et en phase avec la tension simple correspondante. Dans le cas général, le courant absorbé par la charge comporte une composante active, une composante réactive (i_{ch}) et une composante harmonique. ($\sum_{n=1}^{\infty} i_{hn}$).

$$i_{ch} = i_a + i_{chr} + \sum_{n=1}^{\infty} i_{hn}$$

Le compensateur actif ne peut absorber ou fournir de la puissance active puisqu'il ne comporte pas de source active. [12]

D'après la première loi de Kirchhoff, le courant fourni par la source est égal à :

$$i_s = i_{ch} - i_f$$

La source fournit la puissance active absorbée par la charge :

$$i_s = i_a$$

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

Le filtre actif parallèle fournit la puissance réactive et déformante :

$$if = ich + \sum_{n=1}^{\infty} ih_n$$

II.4 Structure d'un filtre actif parallèle

En général, les perturbations harmoniques sont principalement dues à la présence de charges non linéaires qui absorbent des courants non sinusoïdaux. Ces courants harmoniques circulent à travers les réseaux électriques et peuvent perturber significativement le fonctionnement des équipements électriques, voire entraîner leur destruction.

Dans le but de réduire voire d'éliminer ces effets indésirables, les filtres actifs parallèles (FAP) de puissance ont été développés. Ces dispositifs agissent comme des convertisseurs de puissance et sont conçus pour compenser en temps réel les harmoniques existantes. Ils injectent des courants en opposition de phase avec ceux absorbés par les charges non linéaires connectées au réseau électrique, ce qui permet de compenser les perturbations harmoniques.

Selon le système de stockage d'énergie utilisé, le filtre actif peut être de type "source de tension" ou de type "source de courant". La structure de source de tension utilise un condensateur comme élément de stockage, tandis que la structure de source de courant utilise une inductance.

Cependant, la structure de source de tension est généralement préférée dans les applications industrielles en raison de sa simplicité de commande, de son coût limité et de sa taille physique réduite.

Le FAP est principalement composé d'un ou plusieurs convertisseurs statiques (onduleurs) basés sur des semi-conducteurs de puissance, pilotés par un système de contrôle approprié. Le schéma de principe d'un FAP à structure de source de tension est représenté ci-dessous.

Ce schéma est représentatif de toutes les structures de FAP, qui comprennent généralement deux parties : la partie puissance et la partie commande/contrôle.[13]

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

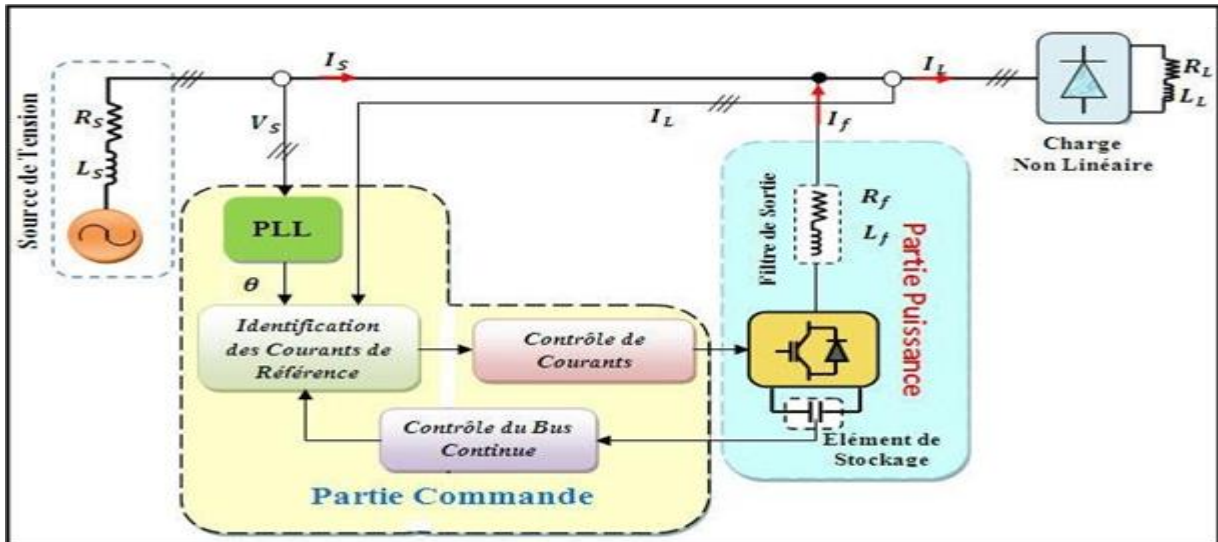


Figure II 3: Schéma représenter la structure générale de FAP. [13]

II.4.1 La partie puissance de filtre actif parallèle

La partie puissance de FAP est composée des éléments suivants :

- Un onduleur de tension qui utilise des interrupteurs de puissance commandables pour l'amorçage et le blocage (tels que des GTO, IGBT, etc.), avec des diodes en antiparallèle.
- Un circuit de stockage d'énergie, généralement basé sur une capacité.
- Un filtre de sortie.

Ces deux derniers éléments déterminent la nature du filtre actif. Celui-ci peut être de type source de tension ou de type source de courant, en fonction de l'utilisation d'un onduleur de tension ou d'un onduleur de courant respectivement.

II.4.1.1 Structure tension

L'onduleur de tension connecté en parallèle au réseau est représenté dans la Figure II.4.

La capacité C fonctionne comme une source de tension continue. La tension aux bornes de C, notée V_c , doit rester positive et maintenue à un niveau presque constant. Les fluctuations doivent être minimales pour deux raisons : d'une part, afin de ne pas dépasser la limite de tension des semi-conducteurs constituant les interrupteurs, et d'autre part, pour ne pas compromettre les performances du filtre actif.

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

L'onduleur de tension est relié au réseau via un filtre du premier ordre qui comprend une inductance. Ce filtre remplit deux fonctions : premièrement, il transforme les variations de tension V_c en variations de courant, et deuxièmement, il filtre les fréquences de commutation des bras de l'onduleur. Les interrupteurs de l'onduleur sont des composants réversibles en courant. Ils sont composés de semi-conducteurs qui peuvent être commandés pour s'ouvrir et se fermer en parallèle avec une diode.

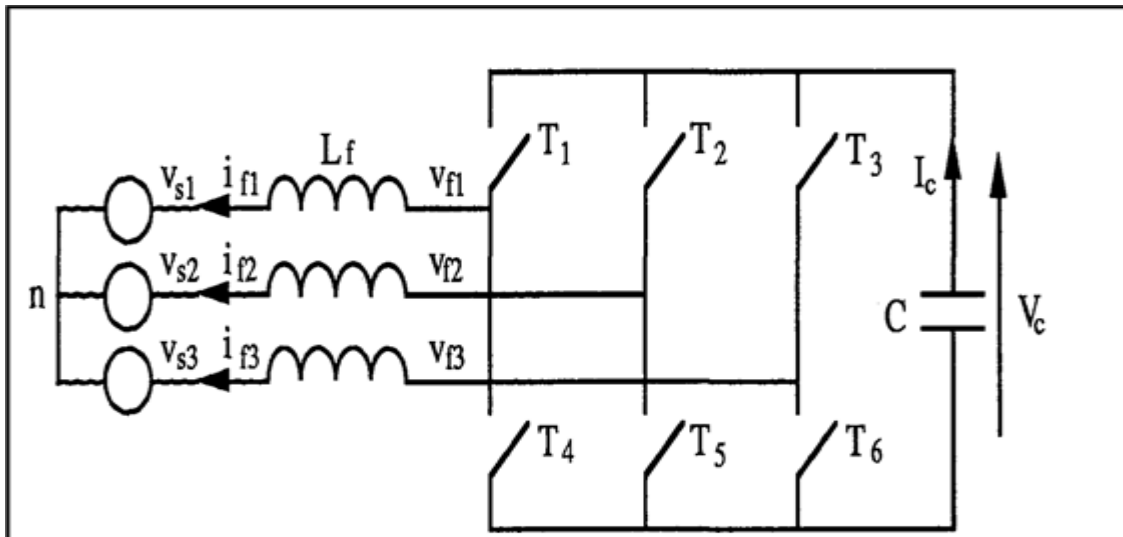


Figure II.4 filtre actif à structure tension connecté en parallèle au réseau.

II.4.1.2 Modélisation d'un Onduleur de tension

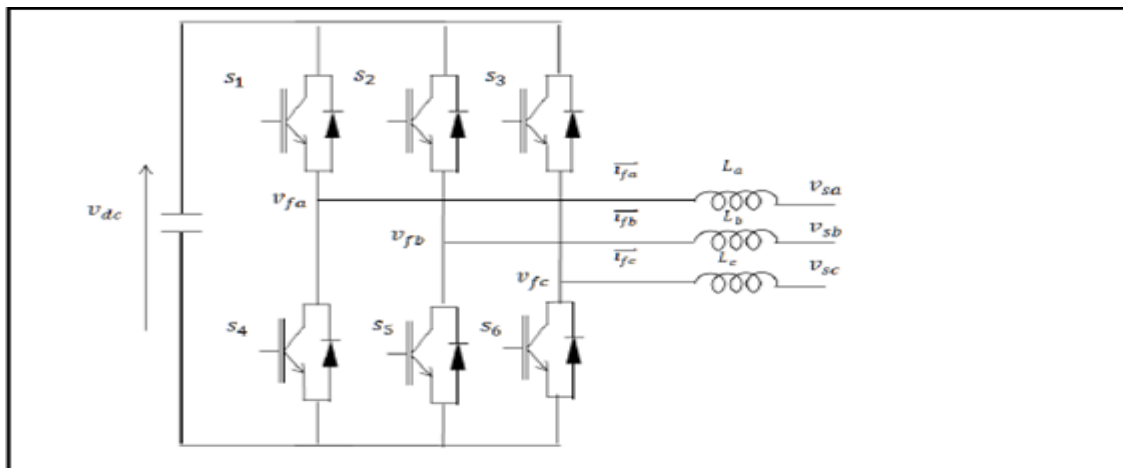


Figure II 5: Onduleur à structure tension.

Selon la configuration des impulsions de commande des interrupteurs, la sortie de l'onduleur (comme illustré dans la figure II.4) peut adopter l'une des deux valeurs de tension

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

possibles ($-v_{cd}; v_{cd}$). Lorsqu'un des semi-conducteurs d'un bras est actif, l'autre est désactivé (principe de commande complémentaire).

Les trois signaux de commande ($s_a; s_b; s_c$) sont définis comme :

$$\begin{aligned} s_a &= \begin{cases} 1; \text{ si } s_1 \text{ fermé et } s_4 \text{ ouvert} \\ 1; \text{ si } s_1 \text{ ouvert et } s_4 \text{ fermé} \end{cases} \\ s_b &= \begin{cases} 1; \text{ si } s_2 \text{ fermé et } s_5 \text{ ouvert} \\ 1; \text{ si } s_2 \text{ ouvert et } s_5 \text{ fermé} \end{cases} \\ s_c &= \begin{cases} 1; \text{ si } s_3 \text{ fermé et } s_6 \text{ ouvert} \\ 1; \text{ si } s_3 \text{ ouvert et } s_6 \text{ fermé} \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

Les tensions de sortie de l'onduleur sont notées v_{fk} , où k peut prendre les valeurs ($k=a, b, c$). Ces tensions sont référencées par rapport au neutre du réseau, conformément à l'équation suivante :

$$\mathbf{v}_{fk} = \mathbf{v}_{sk} + \mathbf{l}_f \frac{d\mathbf{i}_{fk}}{dt} + \mathbf{R}_f \mathbf{i}_{fk} \quad (\text{II.4})$$

Étant donné que les tensions du réseau sont équilibrées et que la somme des courants injectés par l'onduleur est nulle, nous pouvons établir l'équation suivante :

$$\begin{cases} \mathbf{v}_{sa} + \mathbf{v}_{sb} + \mathbf{v}_{sc} = \mathbf{0} \\ \mathbf{i}_{fa} + \mathbf{i}_{fb} + \mathbf{i}_{fc} = \mathbf{0} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

En se basant sur les équations précédentes, nous pouvons conclure la relation suivante :

$$\mathbf{v}_{fa} + \mathbf{v}_{fb} + \mathbf{v}_{fc} = 0 \quad (\text{II.6})$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{fa} \\ \mathbf{v}_{fb} \\ \mathbf{v}_{fc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\mathbf{T}_a & -\mathbf{T}_b & -\mathbf{T}_c \\ -\mathbf{T}_a & +2\mathbf{T}_b & -\mathbf{T}_c \\ -\mathbf{T}_a & -\mathbf{T}_b & +2\mathbf{T}_c \end{bmatrix} \cdot \frac{\mathbf{v}_{dc}}{3} \quad (\text{II.7})$$

II.5 Modélisation de l'association réseau-filtre actif –charge polluante

L'étude par simulation de tout système nécessite sa modélisation, ce qui revient à trouver un modèle mathématique qui traduit le fonctionnement du dispositif physique.

Nous avons à modéliser les différentes parties du système global (fig. II.4) :

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

- Le réseau électrique ;
- La charge polluante ;
- Le filtre actif parallèle triphasé.

II.5.1 Schéma de l'association filtre actif-réseau-charge polluante

Le filtre parallèle actif est un onduleur de tension qui est alimenté par un courant. Il ne bénéficie pas d'une source de tension continue, mais plutôt d'une capacité flottante. Un filtre inductif est utilisé pour relier l'ensemble au réseau perturbé.

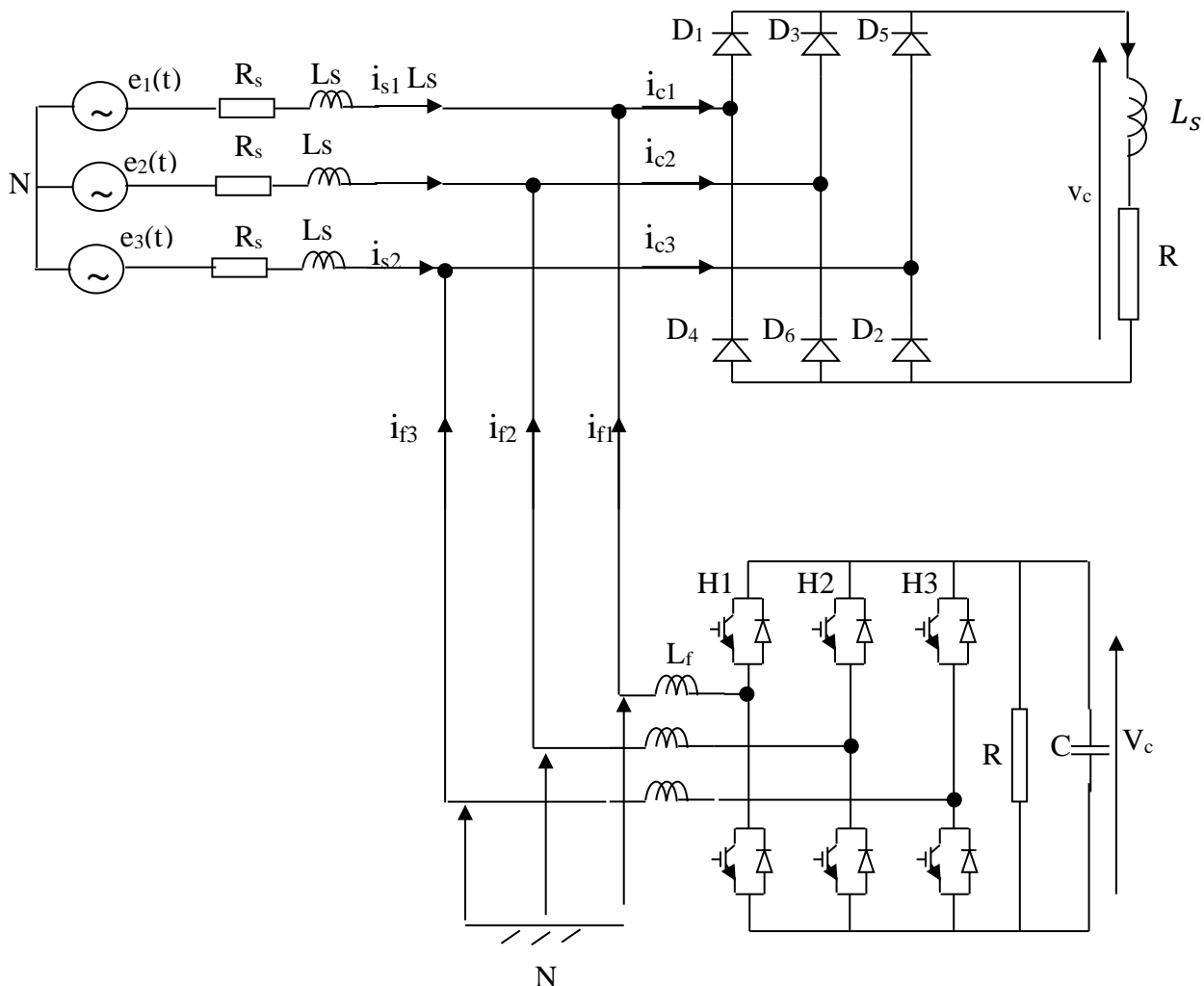


Figure II.6 : association (filtre actif –réseau- charge polluante).

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

II.5.1.1. Modélisation du réseau

Le réseau est constitué d'une source de tension sinusoïdale en série avec une impédance, dite de court-circuit d'où sa représentation par un système de f.é.m. triphasées en série avec une impédance.

II.5.1.2. Modélisation de la charge polluante (redresseur en pont de diodes)

Cette charge est modélisée comme étant une source de courant parfaite (les semi-conducteurs sont considérés parfaits), le courant circulant dans la première phase est donné par l'équation(II.8).

$$i_{cha(t)}=A_1 \cdot \sin \theta + \dots + A_n \cdot \sin(n\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\theta) \quad (\text{II.8})$$

$$i_{cha}(t) = \begin{cases} +I_d & , \frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6} \\ -I_d, \text{ si } \frac{7\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{11\pi}{6} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

II.5.1.3. Modélisation du filtre actif [3]

Modèle dynamique de l'onduleur de tension triphasée.

On présentera en premier lieu une analyse détaillée des éléments de modélisation de l'onduleur de tension triphasé, qui aboutira à sa mise en équations dynamiques (modèle topologique dans le repère abc) sans l'hypothèse d'avoir un système équilibré, on utilisera des transformations appropriées qui nous permettront de réduire la dimension du modèle abc, à savoir, les transformées de Concordia (repère $\alpha\beta$) et de Park (repère dq).[2]

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

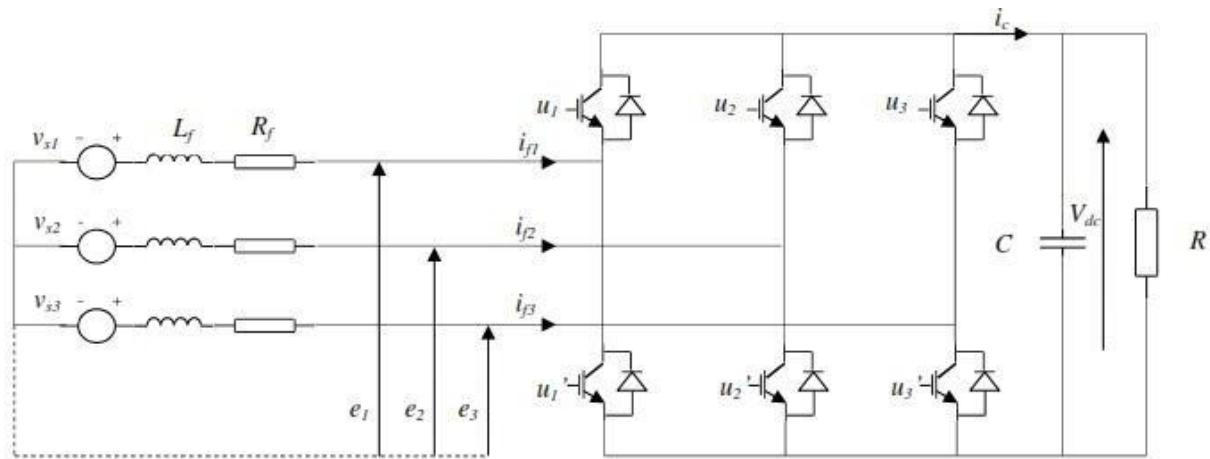


Figure II. 7: Structure d'un onduleur de tension triphasé

Dans ce modèle, on considère que tous les paramètres sont linéaires et invariants dans le temps.

L_f représente les inductances de fuite du transformateur, R_f les pertes en conduction du transformateur et de l'onduleur, C le condensateur du bus continu et R les pertes par commutation de l'onduleur ainsi que les pertes dues au condensateur.

Dans ce modèle, les interrupteurs ainsi que les sources de tension sont considérés comme idéaux.

Dans l'hypothèse d'avoir un système équilibré, les tensions du côté alternatif sont définies comme :

$$v_{s1} = v_m \cos(\omega t)$$

$$v_{s2} = v_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{s3} = v_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.10})$$

Où V_m et ω sont, respectivement, l'amplitude de la tension simple et la pulsation du réseau.

L'hypothèse d'un système équilibré implique :

$$\sum_{k=1}^3 v_{sk} = 0 \quad (\text{II.11})$$

L'application de la loi de Kirchhoff côté alternatif donne :

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

$$\begin{aligned}
 -v_{s1} + \frac{di_{f1}}{dt} + R_f i_{f1} + e_1 &= 0 \\
 -v_{s2} + l_f \frac{di_{f2}}{dt} + R_f i_{f2} + e_2 &= 0 \\
 -v_{s3} + l_f \frac{di_{f3}}{dt} + R_f i_{f3} + e_3 &= 0
 \end{aligned} \tag{II.12}$$

Où $e_{1,2,3}$ sont les tensions par rapport au point neutre du réseau.

De manière condensée, nous utiliserons la représentation matricielle suivante :

$$l_f \frac{di_f}{dt} = v_s - (R_f i_f) \tag{II.13}$$

Où :

$$i_f = [i_{f1} \ i_{f2} \ i_{f3}]^T$$

$$v_s = [v_{s1} \ v_{s2} \ v_{s3}]^T$$

$$e = [e_1 \ e_2 \ e_3]^T$$

L'état des interrupteurs est indiqué par une fonction de commutation u_k pour les interrupteurs ($k = 1, 2, 3$).

$u_k = 1$ quand l'interrupteur k est fermé.

$u_k = 0$ quand l'interrupteur k est ouvert.

L'expression qui relie la tension v_{dc} à la tension e en fonction de la position des interrupteurs :

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \tag{II.14}$$

L'équation (II.14) peut se mettre sous la forme :

$$e = \frac{v_{dc}}{3} \cdot K \cdot u \tag{II.15}$$

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

Avec :

$$k = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

En remplaçant l'équation (II.12) dans (II.10), on déduit l'équation de couplage des côtés alternatif et continu.

$$l_f \frac{di_f}{dt} = v_s - \frac{v_{dc}}{3} \cdot k \cdot u - R_f i_f \quad (\text{II.17})$$

Le modèle complet s'obtient alors par le rajout de la dynamique côté continu :

$$C \frac{dv_0}{dt} = i_0 - \frac{v_0}{R} \quad (\text{II.18})$$

Sachant que le courant côté continu i_0 injecté s'exprime par :

$$i_0 = \frac{1}{2} u^T i_f \quad (\text{II.19})$$

L'équation 5 devient alors :

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{2} u^T i_f - \frac{v_{dc}}{R} \quad (\text{II.20})$$

On aboutit en fin au système ci-dessous :

$$L_f \frac{di_f}{dt} = v_s - e - R_f i_f$$

$$C \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} u^T i_f - \frac{v_{dc}}{R}$$

$$\text{Avec } i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = 0$$

$$\text{Et } e = \frac{1}{6} v_0 \cdot k \cdot u$$

Modèle dans le repère $\alpha\beta$:

Soit le changement de coordonnées suivant :

$$i_{\alpha\beta 0} = C_{\alpha\beta 0} i_f \quad (\text{II.21})$$

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

Où la matrice $C_{\alpha\beta 0}$, appelée transformation de Concordia, est définie comme :

$$C_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{2}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}$$

Il est à remarquer que cette matrice est orthogonale, c'est-à-dire : $C_{\alpha\beta 0}^{-1} = C_{\alpha\beta 0}^t$. Ainsi, le fait d'avoir un système équilibré ($i_{f1}, i_{f2}, i_{f3} = 0$, condition algébrique qui se traduit par une composante homopolaire nulle) nous permet de réduire la dimension du système et les calculs. Le nouveau changement de coordonnées sera défini comme :

$$i_{\alpha\beta} = C_{\alpha\beta} i_f \quad (\text{II.22})$$

Avec $i_{\alpha\beta} = [i_\alpha \ i_\beta]$

En dérivant 8, on obtient :

$$\frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = C_{\alpha\beta} \frac{di_f}{dt} \quad (\text{II.23})$$

La substitution de (II.10) dans (II.20) nous donne :

$$l_f \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = v_{\alpha\beta} - e_{\alpha\beta} - R_f i_{\alpha\beta} \quad (\text{II.24})$$

Avec $e_{\alpha\beta} = [e_\alpha \ e_\beta]^T$ et $v_{\alpha\beta} = [v_\alpha \ v_\beta]^T$

Sachant que $C_{\alpha\beta} \cdot k = 3C_{\alpha\beta}$, la relation entre le côté alternatif et continu peut être mis sous la forme suivante :

$$e_{\alpha\beta} = C_{\alpha\beta} \cdot e$$

$$= \frac{1}{6} v_0 C_{\alpha\beta} \cdot k \cdot u$$

$$= \frac{1}{6} v_0 (3C_{\alpha\beta}) \cdot u$$

$$= \frac{1}{2} v_0 u_{\alpha\beta} \quad (\text{II.25})$$

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

Avec :

$$u_{\alpha\beta} = [u_{\alpha} \quad u_{\beta}]^T$$

En ce qui concerne le côté continu, le courant total absorbé par la charge sera exprimé par :

$$\begin{aligned} i_0 &= \frac{1}{2} u^T (c_{\alpha\beta}^{-1} i_{\alpha\beta}) \\ &= \frac{1}{2} u^T (c_{\alpha\beta} i_{\alpha\beta}) \\ &= \frac{1}{2} [U c_{\alpha\beta}]^T i_{\alpha\beta} \\ &= \frac{1}{2} u_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (\text{II .26})$$

Dans ce référentiel, le vecteur $u_{\alpha\beta}$ représente les huit états possibles des interrupteurs. Le Tableau II.1 indique les valeurs de ce vecteur pour chaque état. Deux de ces valeurs sont nulles, tandis que les six autres ont un module commun égal à $\sqrt{\frac{2}{3}}$. Les extrémités de ces six vecteurs définissent les sommets d'un hexagone régulier.

Tableau II 1- Les 8 vecteurs possibles de commande

U_1	U_2	U_3	U_{α}	U_{β}	U^i
0	0	0	0	0	u_1
+1	0	0	$2\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	u_2
+1	+1	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	$\sqrt{2}$	u_3
0	+1	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}}$	$\sqrt{2}$	u_4
0	+1	+1	$-2\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	u_5
0	0	+1	$-\sqrt{\frac{2}{3}}$	$-\sqrt{2}$	u_6
+1	0	+1	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	$-\sqrt{2}$	u_7
+1	+1	+1	0	0	u_8

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

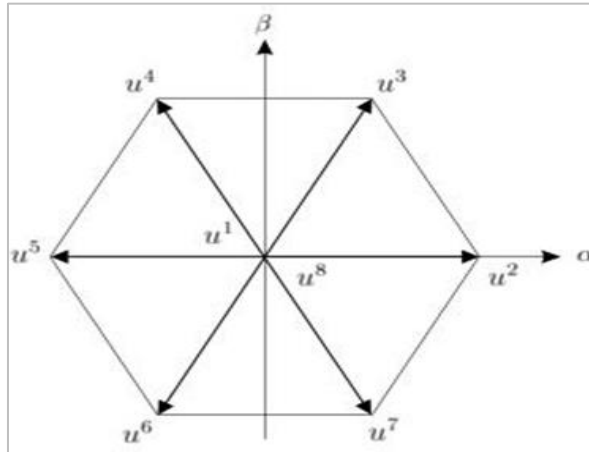


Figure II.8 : Vecteurs de commande dans le repère $\alpha\beta$.

Finalement, l'expression de la tension continue donnée par l'équation (II.15) en abc, devient dans ce nouveau repère

Les équations de modèle dynamique de l'onduleur triphasé dans le repère $\alpha\beta$:

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{2} \mathbf{u}_{\alpha\beta}^T \mathbf{i}_{\alpha\beta} - \frac{v_0}{R}$$

$$L_f \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = \mathbf{v}_{\alpha\beta} - \mathbf{e}_{\alpha\beta} - R_f \mathbf{i}_{\alpha\beta}$$

$$C \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} \mathbf{u}_{\alpha\beta}^T \mathbf{i}_{\alpha\beta} - \frac{v_0}{R}$$

Avec : $\mathbf{e}_{\alpha\beta} = v_0 \cdot \mathbf{u}_{\alpha\beta}$ et

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2} v_m [\cos(\omega t) \quad \sin(\omega t)]^T$$

Afin de mieux visualiser la synthèse d'une loi de commande, on va réécrire le système des équations principales sous une forme plus appropriée :

$$-di_{\alpha\beta} = \frac{1}{L_f} v_{\alpha\beta} - \frac{1}{2L_f} v_{\alpha\beta} \frac{R_f}{L_f} i_{\alpha\beta} \quad (\text{II.27})$$

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2C} i_{\alpha\beta}^T \mathbf{u}_{\alpha\beta} - \frac{1}{RC} v_0$$

En redéfinissant $x_{12} = i_{\alpha\beta}$ et $x_3 = v_0$

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

La forme des équations de modèle dynamique de l'onduleur triphasé dans le repère $\alpha\beta$ deviennent :

$$\dot{x}_{12} = A_1 x_{12} + B_1 x_3 x_{\alpha\beta} + w(t)$$

$$\dot{x}_3 = A_1 x_{12} + x_{12}^T u_{\alpha\beta} \quad (\text{II.28})$$

Où $A_1 = -\frac{R_s}{L_s} B_1 = \frac{1}{2L_s} A_2 = \frac{1}{RC} B_2 = \frac{1}{2C}$ et $w(t) = \frac{1}{L_s} v_{\alpha\beta}$

Sous une forme plus compacte, peut être écrite comme

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{12} \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 I_{2 \times 2} & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & A_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{12} \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 x_3 I_{2 \times 2} \\ B_2 x_{12}^T \end{bmatrix} V_{\alpha\beta} + \begin{bmatrix} W_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Où -I est la matrice identité et 0 un vecteur des zéros des dimensions appropriées

Finalement, (II.25) prend la forme :

$$\dot{x} = Ax + B(x)u_{\alpha\beta} + w(t) \quad (\text{II.30})$$

Où $x = [i_\alpha \ i_\beta \ v_o]^T$ et $\{A, B, w(t)\}$ sont des matrices de dimensions appropriées.

D'après (II.27), on remarque :

- La nature non linéaire et discontinue du modèle topologique dans le repère $\alpha\beta$,
- La commande $u_{\alpha\beta}$ prend ses valeurs dans l'ensemble discret $\{u^1, \dots, u^8\}$,
- À partir du tableau 1.2, on constate l'existence de deux vecteurs qui donnent la même dynamique : u^1 et u^8 . Ce degré de liberté pourrait éventuellement être utilisé pour réduire la fréquence de commutation

- **Modèle dans le repère dq**

Il existe une autre transformation utilisée en électrotechnique appelée « transformation de Park ». Dans la section précédente, nous avons vu qu'une quantité sinusoïdale dans le repère $\alpha\beta$ est représentée par un vecteur tournant. Donc, l'idée de la présente transformation est de faire tourner le repère $\alpha\beta$ à la fréquence angulaire des quantités sinusoïdales impliquées, il en résulte que les quantités sinusoïdales tournant à la même fréquence angulaire deviennent des constantes dans ce nouveau repère.

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

En prenant la tension v_{s1} comme origine des phases, la transformation de Park est définie comme :

$$Pd_{q0}(\theta) = R_0(\theta)c_{\alpha\beta 0} \quad (\text{II.31})$$

Où : $\theta = \omega t$, $c_{\alpha\beta 0}$ la transformation de Concordia et $R_0(\theta)$ la matrice de rotation donnée par :

$$R_0(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

Finalement, l'équation peut s'écrire de la façon suivante :

$$Pd_{q0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

De même, on note que cette transformation de Park ainsi définie est orthogonale c.-à-d. :

$$P_{dq0}^{-1} = P_{dq0}^T \quad (\text{II.34})$$

D'une façon similaire on définit le changement de coordonnées suivant :

$$i_{dq0} = R(\theta)i_{\alpha\beta 0} \quad (\text{II.35})$$

$$\text{Avec } i_{dq0} = [i_d \ i_q \ i_0]^T \quad (\text{II.36})$$

De même, le fait d'avoir un système triphasé dont la somme des courants est nulle nous permettra d'obtenir une composante homopolaire nulle. On utilisera une forme simplifiée de la transformée de Park. On utilisera également une forme réduite de la matrice de rotation formée des deux premières lignes et des deux premières colonnes, elle sera appelée (θ)

Le nouveau changement de coordonnées est ainsi défini comme

$$i_{dq} = R(\theta) i_{\alpha\beta} \quad (\text{II.37})$$

$$\text{Avec } i_{dq} = [i_d \ i_q]^T$$

En dérivant l'équation (II.33), on trouve l'expression suivante :

$$L_f \frac{di_{dq}}{dt} = R(\theta)L_f \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} - \omega L_f R(\theta)i_{\alpha\beta} \quad (\text{II.38})$$

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

Avec $H = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$

En substituant (II.21) dans (II.34) on obtient :

$$L_f \frac{di_{dq}}{dt} - R(\theta)v_{\alpha\beta} - R(\theta)e_{\alpha\beta} - R(\theta)R_f i_{\alpha\beta} - \omega L_f H R(\theta) i_{\alpha\beta} \quad (\text{II.39})$$

Le modèle du système dans ce nouveau repère est :

$$L_f \frac{di_{dq}}{dt} = v_{dq} - e_{dq} - R_f i_{dq} - \omega L_f H i_{dq} \quad (\text{II.40})$$

Avec $e_{dq} [e_d \ e_q]^T$ et $v_{dq} [v_d \ v_q]^T$

$$e_{dq} = R(\theta) \cdot e_{\alpha\beta} = R(\theta) \cdot v_0 \cdot u_{\alpha\beta} = v_0 u_{dq} \quad (\text{II.41})$$

Avec $u_{dq} [u_d \ u_q]^T$

D'autre part :

$$V_{dq} = R(\theta)v_{\alpha\beta} = R(\theta)c_{\alpha\beta} v_s = P(\theta)v_s = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} v_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

Et :

$$i_0 = \frac{1}{2} u_{\alpha\beta}^T (R^{-1}(\theta) i_{dq}) = \frac{1}{2} u_{\alpha\beta}^T (R^T(\theta) i_{dq}) = \frac{1}{2} [u_{\alpha\beta} R(\theta)]^T i_{dq} = \frac{1}{2} i_{dq}^T i_{dq} \quad (\text{II.43})$$

L'expression de la tension continue dans les nouvelles coordonnées devient :

$$c \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} u_{dq}^T i_{dq} - \frac{v_0}{R} \quad (\text{II.44})$$

Dans le modèle dynamique de l'onduleur triphasé dans le repère dq on récapitule les équations principales qui décrivent la dynamique du convertisseur dans ce nouveau repère.

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

$$L_f \frac{di_{dq}}{dt} = v_{dq} R_f i_{dq} - \omega L_f H i_{dq}$$

$$C \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} \mathbf{u}_{dq}^T \mathbf{i}_{dq} - \frac{v_0}{R}$$

$$\text{Avec } \mathbf{e}_{dq} = v_0 \mathbf{u}_{dq} \text{ et } v_{dq} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} v_m \\ 0 \end{bmatrix}$$

D'une façon similaire au cas du repère $\alpha\beta$ les équations de repère dq peuvent être rangées sous la forme :

$$L_f \frac{di_{dq}}{dt} = \frac{1}{L_f} (R_f I + \omega L_f H) i_{dq} - \frac{1}{L_s} V_0 \mathbf{u}_{dq} + \frac{1}{L_s} v_{dq} \quad (\text{II.45})$$

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2C} i_{dq}^T \mathbf{u}_{dq} - \frac{1}{RC} V_0$$

Si l'on définit $x_{12} = i_{dq}$, $x_3 = v_0$ et $u_0 = \mathbf{u}_{dq}$ l'équation devient

$$\begin{cases} \dot{x}_{12} = A_1 x_{12} + B_2 x_3 u_{01} \\ \dot{x}_3 = A_2 x_3 + B_2 x_{12}^T U \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

$$\text{OU } A_1 = \frac{1}{L_f} A_2 = \frac{1}{RC} B_2 = \frac{1}{2C} \quad W = \frac{1}{L_f} v_{dq}$$

- La nature non linéaire du modèle topologique dans le repère dq,
- La commande u est continue et elle ne correspond pas aux configurations des interrupteurs, d'où le besoin d'un modulateur pour retrouver le vrai vecteur de commande u .
- Les grandeurs sinusoïdales dans ce repère de grandeurs invariantes.

II.6 : Régulateur de la tension aux bornes de la source flottante

La source d'alimentation du filtre n'est pas une source de tension autonome mais une source dite flottante formée d'une capacité qui se charge à travers l'onduleur constitué de diodes montées en antiparallèle aux bornes des transistors. La tension aux bornes de cette source n'est pas parallèle à cause de sa sensibilité aux échanges de puissance entre la charge polluante et le réseau. Le filtre actif fournira la puissance nécessaire pour rétablir l'équilibre. Au régime transitoire de la charge, il y a échange d'énergie active entre le réseau et le filtre qui engendre une diminution de la tension " v_0 " en outre la charge engendre une puissance déformante qui se traduit par des fluctuations de la tension " v_0 ". Par contre en régime

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

permanent, il y a un échange d'énergie réactive entre le réseau, le filtre, la puissance déformante et un échange d'énergie active due aux pertes par commutation et par conduction des composants de puissance. Cet échange se traduit également par une fluctuation de la tension. Les pertes dans les composants de puissance produisent une variation de la tension aux bornes de la capacité, d'où la nécessité de réguler cette tension afin de la maintenir à un niveau constant pour préserver les performances de la commande.

Les principales causes susceptibles de modifier cette tension sont :

- Les pertes dans le filtre actif
- L'injection des courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante

Cette régulation est beaucoup plus lente que celle des courants du filtre actif, nous considérons alors cette dernière comme parfaite. Pour éviter toute variation de la tension aux bornes de la source flottante " v_0 " il faut déterminer l'amplitude du courant actif I_{cm} nécessaire pour produire la puissance active à fournir et / ou absorbée par le filtre et on l'ajoute aux courants de référence. La correction de la tension moyenne aux bornes du condensateur de stockage d'énergie doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence.

La génération des courants de référence est résumée sur la fig. (II.8). Chacune des deux références de Park est constituée de la grandeur alternative de composante globale de Park du courant de charge en opposition de phase et une composante I_{cm} vient se rajouter sur l'axe « d ».[11]

$$i_{jd}^* = I_{cm} - \tilde{I}_{chd} \quad (\text{II.47})$$

$$i_{jq}^* = -\tilde{I}_{chq}$$

Chapitre II : Modélisation d'un filtre actif parallèle

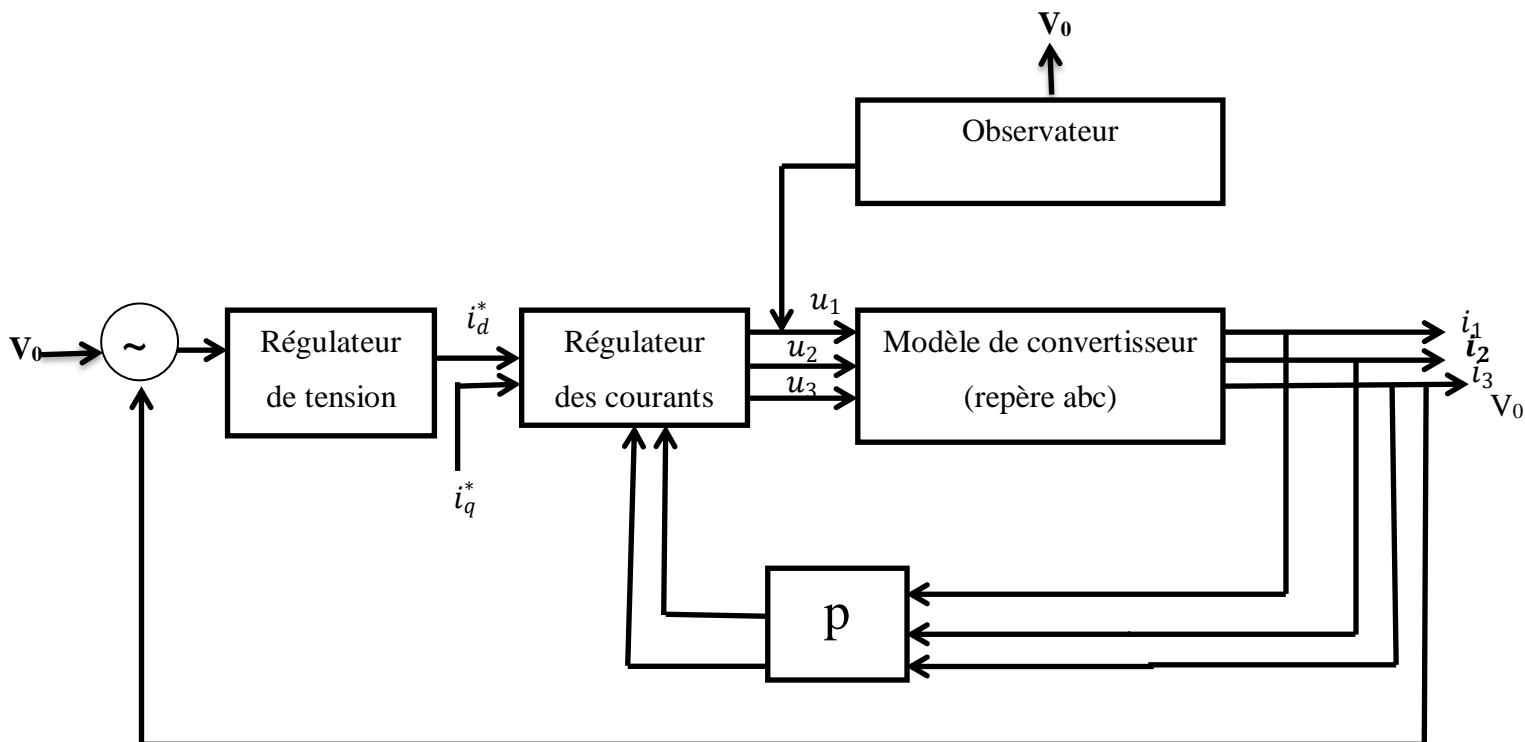


Figure II.9 : structure de contrôle dans le cas de filtre actif.

Est la valeur crête du courant fondamental noté I_0 le nécessaire au maintien de la tension continue. Les références des phases étant prises selon la tension de la phase (i) et le courant I_0 étant un courant actif. Donc en phase avec cette tension, sa composante de Park selon l'axe q est nulle.

Conclusion

Nous avons étudié le rôle du filtre actif parallèle et son principe de fonctionnement. Nous avons examiné en détail la structure d'un filtre actif parallèle, en mettant l'accent sur les structures de filtrage en tension. Nous avons également abordé la modélisation d'un onduleur de tension et son intégration dans le filtre actif parallèle.

Ensuite, nous avons étudié la modélisation de l'association réseau-filtre actif-charge polluante. Nous avons présenté le schéma de cette association, en détaillant la modélisation du réseau, de la charge polluante (redresseur en pont de diodes) et du filtre actif lui-même.

Cette modélisation est essentielle pour comprendre le comportement global du système et permettre une analyse approfondie de ses performances.

Chapitre III : Régulateur de la boucle de la tension

Chapitre III : Régulateur de la boucle de la tension

III.1 Introduction

Le premier régulateur PID à trois modes (proportionnel, intégral et dérivé) date des années 1930 où il est devenu commercialement disponible, à nos jours et malgré les développements importants dans les domaines de la théorie du contrôle et de la technologie, les contrôleurs PID restent encore les plus largement utilisés dans les systèmes industriels. Pour cette raison de nombreuses méthodes permettant de déterminer ses paramètres, sont proposées dans la littérature. Ces méthodes peuvent être divisées en deux catégories : méthodes analytiques et méthodes empiriques. Ces dernières sont des méthodes pratiques couramment utilisées sur site lorsque les installations sont accessibles et qu'il est possible de réaliser des essais expérimentaux. La majorité de ces méthodes sont basées sur la réponse indicielle du système à commander en boucle ouverte ou en boucle fermée. J.G Ziegler et N.B Nichols ont été les premiers à montrer comment on pouvait choisir les paramètres d'un régulateur à partir d'une réponse à un échelon du procédé, ensuite plusieurs autres méthodes utilisant le même principe sont apparues telle que la méthode de réglabilité, Cohen-Coon, Essai-Erreur et la méthode d'approximations successives. Dans le domaine industriel les méthodes empiriques sont les plus privilégiées telles que la très ancienne méthode de Ziegler-Nichols, car elles ne nécessitent pas un modèle du système à commander, et conduisent souvent à des correcteurs de type PI ou PID ayant un ordre réduit.

Dans ce chapitre nous allons aborder la méthode empirique pour le réglage des paramètres du contrôleur PID. On donnera le principe de base de la régulation, le rôle et domaine de chaque paramètre de PID et les avantages et les inconvénients de ce dernier.

III.2 Les principes de base de la régulation

La régulation repose sur certains principes de base pour maintenir un fonctionnement stable et optimal du système. Voici les principaux principes de la régulation :

- ❖ **La boucle de régulation** : un régulateur fonctionne grâce à une boucle de régulation en boucle fermée. Cette boucle comprend les étapes suivantes : mesure de la variable de contrôle, comparaison avec la valeur de consigne, ajustement des variables de contrôle et retour à la mesure pour une réévaluation continue.
- ❖ **La rétroaction** : La rétroaction est le mécanisme qui permet de corriger les variations du système en utilisant les informations des capteurs. Lorsque la valeur

Chapitre III : Régulateur de la boucle de la tension

mesurée diffère de la valeur cible, le régulateur ajuste les variables de contrôle pour revenir dans les limites souhaitées.

- ❖ **Les paramètres de contrôle:** Les paramètres de contrôle sont les valeurs de consigne définies pour maintenir le système dans des limites spécifiques. Ils peuvent être ajustés en fonction des besoins du système et des objectifs de régulation.
- ❖ **La stabilité :** La stabilité est un aspect important de la régulation. Un régulateur doit être conçu de manière à maintenir le système dans un état stable, évitant les oscillations indésirables ou les réponses excessivement lentes. La stabilité est généralement assurée en réglant les paramètres du régulateur de manière appropriée.

Il existe plusieurs types de régulateurs, chacun adapté à des applications spécifiques, telle que : les régulateurs proportionnels(P), les régulateurs proportionnels-intégraux (PI), les régulateurs proportionnels-dérivatifs(PD), les régulateurs proportionnels-intégraux-dérivatifs(PID).[13]

III.3 : Contrôle de la tension continue

Dans le repère dq, la dynamique du convertisseur est donnée sous la forme suivante

$$\begin{cases} \frac{di_{fd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{fd} + \omega i_{fq} - \frac{v_0}{L_s} c_d + \frac{v_{sd}}{L_s} \\ \frac{di_{fq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{fq} - \omega i_{fd} - \frac{v_0}{L_s} c_q + \frac{v_{sq}}{L_s} \\ \frac{dv_0}{dt} = -\frac{v_0}{RC} + \frac{3}{2C} (i_{fd} c_d + i_{fq} c_q) \end{cases} \quad (III.1)$$

Sur la base de la structure de contrôle en cascade on va supposer dynamique de la boucle interne est suffisamment rapide de telle sorte que l'admet que les variations internes ont déjà atteint leurs valeurs de références et trouvent dans leur état stationnaire, c'est-à-dire que : [3]

$$i_{fd} = i_{fd}^*; i_{fq} = i_{fd}^* i_{fd} = i_{fq} = 0$$

En remplaçant ces valeurs dans (III.1), on obtient à partir de deux premières équations la commander en état stationnaire :

$$\begin{cases} c_d^* = \frac{L_s}{v_0} \left(-\frac{R_s}{L_s} i_{fd}^* + \omega i_{fq}^* + \frac{v_{sd}}{L_s} \right) \\ c_q^* = \frac{L_s}{v_0} \left(-\frac{R_s}{L_s} i_{fq}^* - \omega i_{fd}^* + \frac{v_{sq}}{L_s} \right) \end{cases} \quad (III.2)$$

Chapitre III : Régulateur de la boucle de la tension

Les tensions de source étant parfaites

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

En remplaçant (III.3), nous obtenons :

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{v_0}{RC} + \frac{3L_s}{2C} \frac{1}{v_0} \left[-\frac{R_s}{L_s} (i_{fd}^{*2} + i_{fq}^{*2}) + \frac{v_{sd}}{L_s} i_{fd}^* \right] \quad (\text{III.4})$$

$$\text{En considérant que, } R_s (i_{fd}^{*2} + i_{fq}^{*2}) \ll V_m i_{fd}^* \quad (\text{III.5})$$

Pour des raisons de linéarité, en néglige la chute de tension aux bornes des résistances « R_s » devant la tension « V_m » et en choisit d'asservir non pas la tension continue mais son carré « v_0^2 ». Alors la relation (III.4) se simplifie et devient :

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{3L_s}{2C} \frac{1}{v_0} \left[\frac{V_m}{L_s} i_{fd}^* \right] - \frac{v_0}{RC} \quad (\text{III.6})$$

En multipliant par « v_0 »:

$$v_0 \frac{dv_0}{dt} = \left[\frac{3L_s}{2C} \frac{1}{v_0} \left[\frac{V_m}{L_s} i_{fd}^* \right] - \frac{v_0}{RC} \right] v_0 \quad (\text{III.7})$$

$$\frac{1}{2} \frac{dv_0^2}{dt} = \frac{3}{2C} V_m i_{fd}^* - \frac{v_0^2}{RC} \quad (\text{III.8})$$

$$\frac{dv_0^2}{dt} = \frac{3}{C} V_m i_{fd}^* - \frac{2v_0^2}{RC}$$

Le modèle fréquentiel est :

$$F(S) = k \frac{1}{1+\tau S} = \frac{3Rv_m}{2} \left(\frac{1}{1+\frac{RC}{2}S} \right) \quad (\text{III.9})$$

Avec $\tau = \frac{RC}{2}$ constante de temps et $k = \frac{3Rv_m}{2}$ c'est le gain statique.

La régulation de la tension représentée or dessous est réalisée grâce à un régulateur de type proportionnel - intégral dont le réglage est base sur la fonction de transfert F(S). [15]

L'action intégrale est fréquemment combine à l'action proportionnelle, ceci dans un souci d'améliorer le régime permanent, car l'action intégrale améliore le régime permanent tout en

Chapitre III : Régulateur de la boucle de la tension

détériorant le régime transitoire Quant à l'action proportionnelle offre la possibilité de modifier en même temps le régime transitoire et le régime permanent. [15]

La fonction de transfert du régulateur PI s'écrit :

$$C(S) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{III.10})$$

Avec :

k_p : gain proportionne.

k_i : gain intégral.

- **Rôle et domaine d'utilisation de l'action proportionnelle**

L'action proportionnelle (action P) joue un rôle dans la réduction de l'erreur de réglage, qui est inversement proportionnelle au gain. Cependant, elle peut rendre la réponse du système plus ou moins oscillatoire. On choisit un gain qui permet d'obtenir un bon taux d'amortissement.

On utilise un régulateur P lorsque la précision n'est pas critique. Par exemple, dans le réglage du niveau d'eau dans un réservoir de stockage. L'action P est souvent suffisante pour régler de nombreux systèmes dans l'industrie. Elle est simple à mettre en œuvre (un simple amplificateur), ce qui en fait son grand avantage.

- **Rôle et domaine d'utilisation de l'action intégrale**

Il est important de noter que l'action intégrale agit comme un filtre, ce qui la rend utile pour ajuster les paramètres très dynamiques tels que la pression. On peut conclure que l'action intégrale :

Ajoute une intégration à la boucle de contrôle pour éliminer l'erreur statique en régime permanent amélioré la précision du système.

Cependant, elle introduit un déphasage de -90° et peut potentiellement rendre le système instable. [5]

Chapitre III : Régulateur de la boucle de la tension

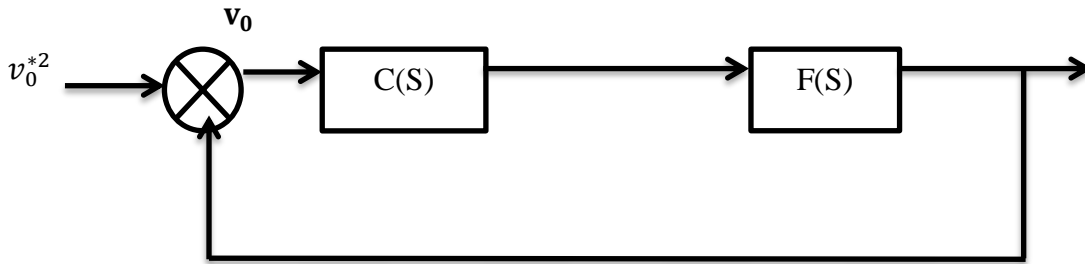


Figure III. 1: boucle de régulation de la tension.

$$F(S) = \frac{3RV_m}{2} \left(\frac{1}{1 + \frac{RC}{2}S} \right) = \frac{K}{1 + \tau S} \quad (\text{III.11})$$

Le gain statique est : $K = \frac{3RV_m}{2}$

La constante du temps est : $\tau = \frac{RC}{2}$

Un filtre passe bas est placé à la sortie du régulateur pour éviter que les oscillations des grandeurs du côté continu de l'onduleur ne se répercutent pas sur la commande.

La structure classique du contrôle PI suivante :

$$C(S) = k_p + \frac{k_i}{S} \quad (\text{III.12})$$

Les constantes k_p et k_i du régulateur PI sont données par les équations suivantes :

$$K_p = \frac{\tau}{\tau_d K} \quad (\text{III.13})$$

$$K_i = \frac{1}{\tau_d K} \quad (\text{III.14})$$

Où τ_d est la constante de temps désirée, sa valeur est fonction linéaire de la période, ce qui nous a permis d'avoir pour $\tau_d = 10 \text{ ms}$

$$k_p = 5.17e^{-5}$$

$$k_i = 3.36e^{-4}$$

Chapitre III : Régulateur de la boucle de la tension

Résultats de simulation :

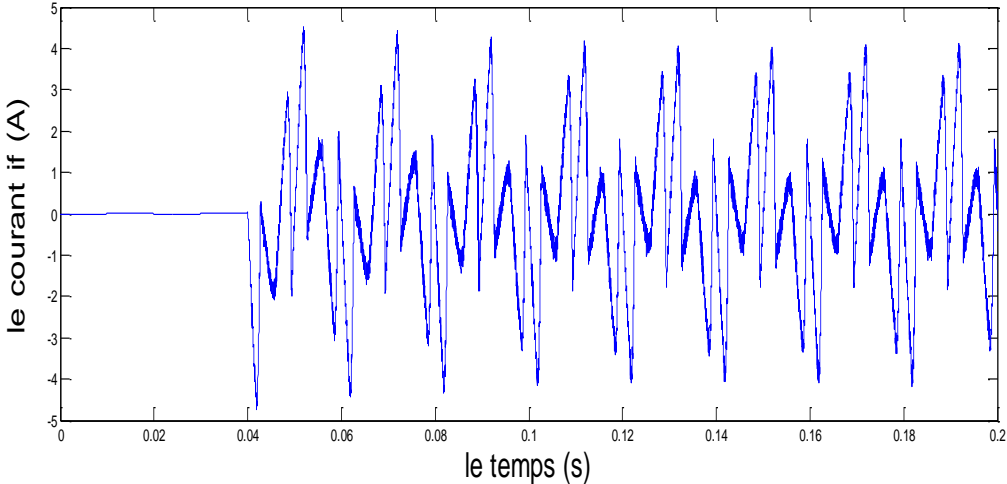


Figure III.2 : Courant de filtre i_f

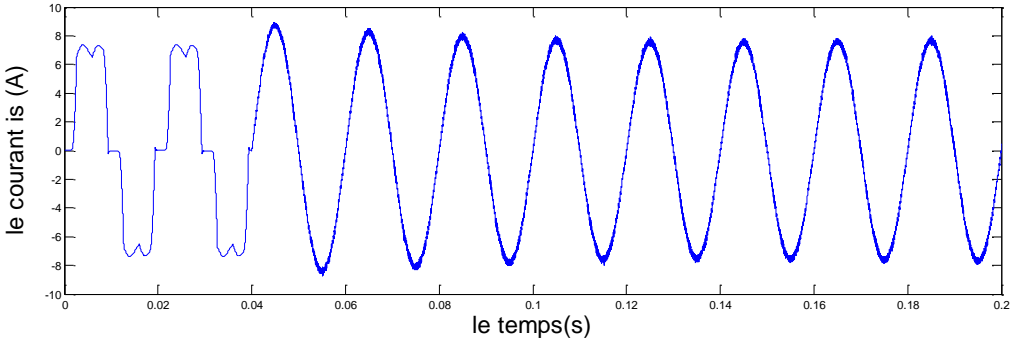


Figure III. 3: Courant de la source

Chapitre III : Régulateur de la boucle de la tension

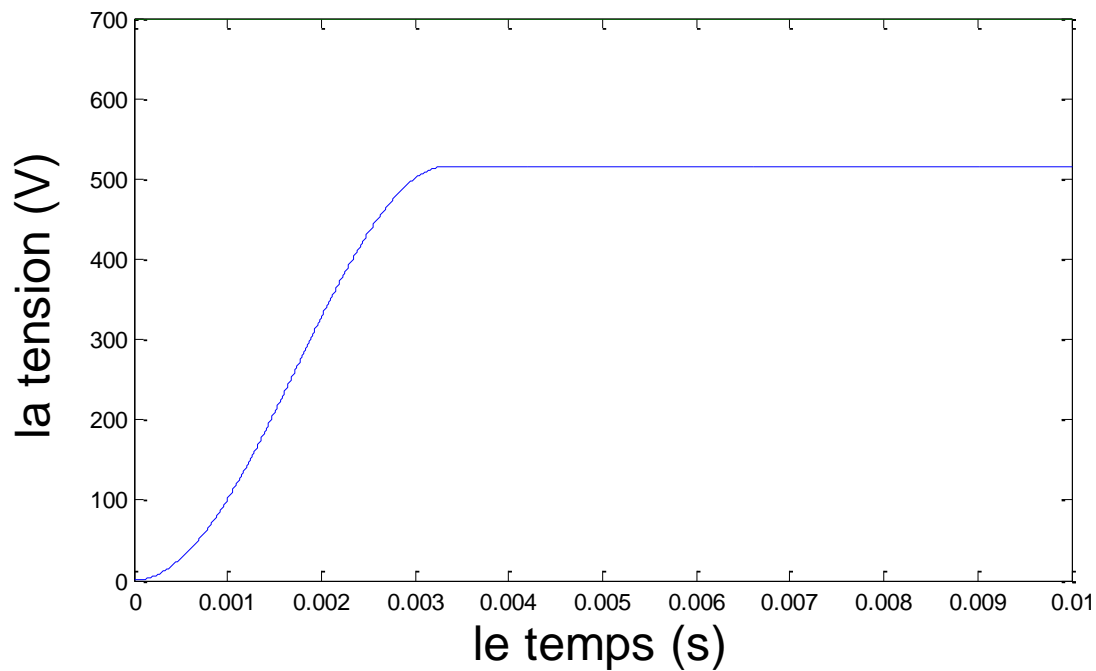


Figure III.4: Tension de la source.

Remarque :

La figure III.4 illustre la réponse de système a échelons de tension de la source, le profil de réponse à l'origine est hyperbolique, donc c'est une caractéristique d'un circuit de 2ème ordre

Le diagramme fonctionnel d'un redresseur à MLI est représenté sur la figure III.5, l'élaboration de la fonction de transfert d'un tel système est complexe, car c'est un système couplé, mais effectivement on constate qu'il y'a au moins une fonction de transfert d'un second ordre. Pour élaborer le modèle d'un tel système nous allons passer par le premier ordre pour aller vers le deuxième ordre, pour cela nous avons opté pour l'utilisation des résultats obtenus avec la méthode analytique pour le PI, a fin d'estimer les paramètres du régulateur PID, en utilisant une méthode empirique qui est s'elle de : **Méthode de saut de réglage suivant Chien, Hrones et Reswic.**

Chapitre III : Régulateur de la boucle de la tension

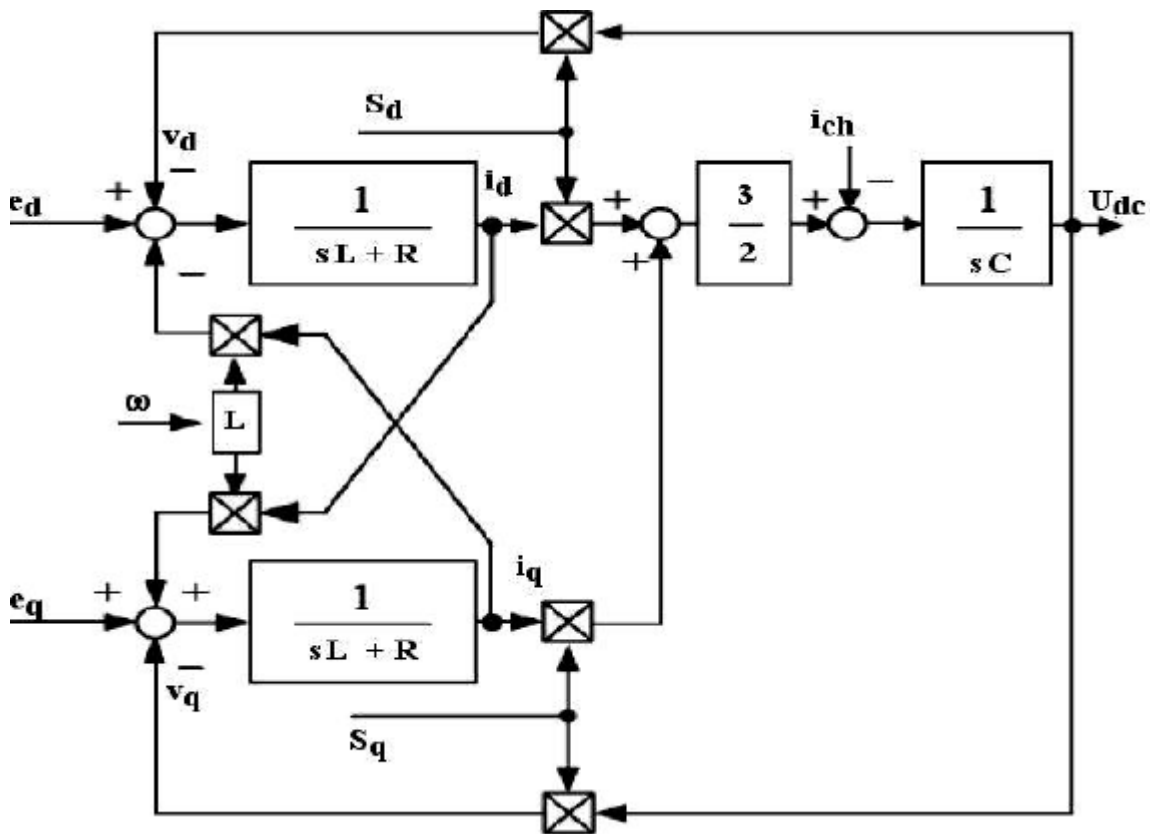


Figure III.5 : Schéma fonctionnel du redresseur MLI de tension dans le référentiel tournant dq.

III.4 : Régulateur PID

Un régulateur PID, également connu sous le nom de correcteur PID (proportionnel-intégral-dérivé), est un dispositif de contrôle utilisé pour réaliser une régulation en boucle fermée d'une variable physique dans un système industriel. Il est largement utilisé dans l'industrie et permet d'ajuster un large éventail de variables physiques. Des nombreuses méthodes permettant de déterminer ses paramètres, sont proposées dans la littérature. Ces méthodes peuvent être classées en deux catégories : méthodes analytiques et méthodes empiriques.

La fonction de transfert d'un régulateur PID :

$$C(S) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d S \quad (\text{III.15})$$

- **Le rôle et l'utilisation de l'action dérivée :**

L'action dérivée joue un rôle important dans la compensation des effets du temps mort d'un processus. Elle a un effet stabilisateur, mais une valeur excessive peut entraîner une instabilité. Du point de vue de Naquis, l'action dérivée permet de déplacer le lieu de transfert

Chapitre III : Régulateur de la boucle de la tension

vers la droite, car elle introduit un avancement de phase. Ainsi, la présence de l'action dérivée permet d'augmenter la rapidité du système en augmentant le gain sans compromettre la stabilité. Dans l'industrie, l'action dérivée n'est jamais utilisée seule, mais généralement en combinaison avec l'action intégrale. Il est recommandé de l'utiliser pour régler des paramètres lents. Notre système est non linéaire, de plus il est composé de deux systèmes qui doivent être régulés, son synoptique est représenté sur la figure III.1, l'élaboration de la fonction de transfert d'un tel système est complexe, pour cela nous avons opté pour l'utilisation des résultats obtenus avec la méthode analytique pour le PI, afin d'estimer les paramètres du régulateur PID.[8]

T_u : C'est le retard par rapport à la constante de temps T_a .

Tableau III.1: Formules de réglage en fonction de la vitesse de montée.

Controller structure	Paramètres des régulateurs	
P	$K_P = V_{max} T_u \frac{y_H}{\Delta_y}$	y_H : ajustement maximum plage (habituellement 100%). Δ_H : Changement d'étape spécifié du niveau de sortie (20% dans l'exemple)
PI	$K_P = 1.2 V_{max} T_u \frac{y_H}{\Delta_y}$ $K_i = 3.33 T_u$	
PD	$K_P = 0.83 V_{max} T_u \frac{y_H}{\Delta_y}$ $K_d = 0.25 T_u$	
PID	$K_P = 0.83 V_{max} T_u \frac{y_H}{\Delta_y}$ $K_i = 2 T_u$ $K_d = 0.5 T_u$	

Le gain dérivé est :

$$k_d = 0.5 T_u$$

$$\text{Avec } T_u = \frac{K_i}{3.3}$$

Chapitre III : Régulateur de la boucle de la tension

III.5 les avantages et les inconvénients d'un régulateur PID

L'asservissement par PID est aujourd'hui l'un des asservissements les plus utilisés et ce pour plusieurs raisons. Premièrement, il est très simple à mettre en place et s'avère efficace pour la plupart des systèmes réels. De plus, le calcul des coefficients laisse le choix entre plusieurs méthodes de difficulté croissante. D'une part, une méthode expérimentale très facile à mettre en place, permet d'obtenir rapidement des coefficients corrects pour des systèmes ne nécessitant pas de très grandes précisions dans l'asservissement. D'autre part, des méthodes mathématiques avancées offrent des techniques pour obtenir les coefficients idéaux pour un système en particulier. Ainsi, la mise en place d'un asservissement PID peut-être à la fois rapide et efficace et permettra une optimisation des coefficients pour les systèmes les plus avancés. Cependant, il est important de noter que ce type d'asservissement est limité par un certain nombre de contraintes. Tout d'abord, il peut s'avérer inefficace pour certains systèmes qui contiennent du bruit (coefficient Dérivé) ou qui ne sont pas linéaires (l'asservissement PID étant linéaire, la non-linéarité d'un système entraîne des instabilités). Enfin, il est possible d'optimiser la réponse d'un système en multipliant les asservissements.[5]

Conclusion

Dans ce chapitre, on a détaillé le fonctionnement du régulateur PID en précisant le rôle de chaque paramètre, ensuite, en a calculer les actions d'un régulateur PID par la méthode empirique.

Chapitre IV : Résultats de simulation

Chapitre IV : Résultats de simulation

IV.1 Introduction

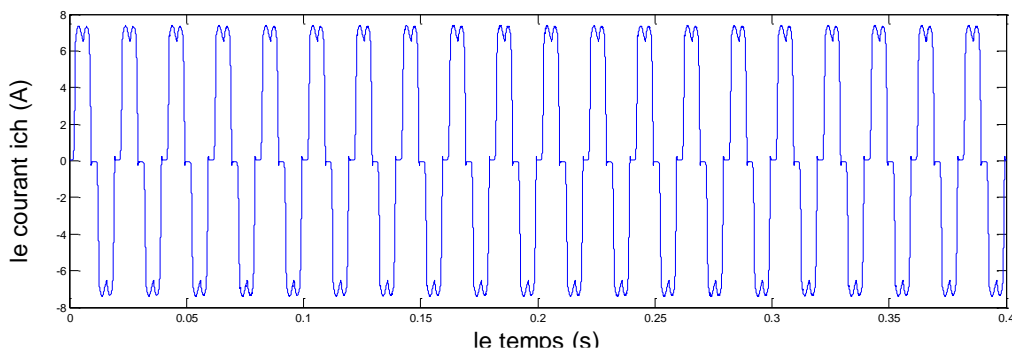
Après avoir élaboré le modèle du filtre actif parallèle dans le plan 'dq', nous allons le simuler sous l'environnement Matlab/Simulink.

IV.2 Simulation et interprétation des résultats

Les résultats de la simulation sont donnés par les figures ci-après :

Les résultats de simulation sont montrés, avec un taux global de distorsion harmonique (THD) toujours inférieur à 3%.

- On constate que le redresseur absorbe des courants d'une forme alternative non sinusoïdale, on observe que le taux de distorsion harmonique est plus important.
- L'analyse spectrale des courants de référence du filtre donnée par la Fig. IV.1 montre que les courants harmoniques fournis par l'onduleur compense exactement ceux de la charge dans le domaine des basses fréquences ; on nomme basses fréquences, le domaine fréquentiel dans lequel les harmoniques de charge doivent être compensées.
- On remarque d'après la Fig.IV.3 que l'allure du courant du réseau après filtrage prend la forme d'une sinusoïde. Ce courant est masqué par les composantes dues à la fréquence de commutation que le filtre de sortie, du premier ordre, n'a pas pu empêcher de se propager sur le réseau électrique.
- La Fig.VI.4 représente l'allure de la tension côté continu de l'onduleur. La tension régulée suit bien sa référence et se stabilise à 600V. Elle présente une faible ondulation due à la propagation des harmoniques au sein du convertisseur du côté alternatif vers le côté continu.



Chapitre IV : Résultats de simulation

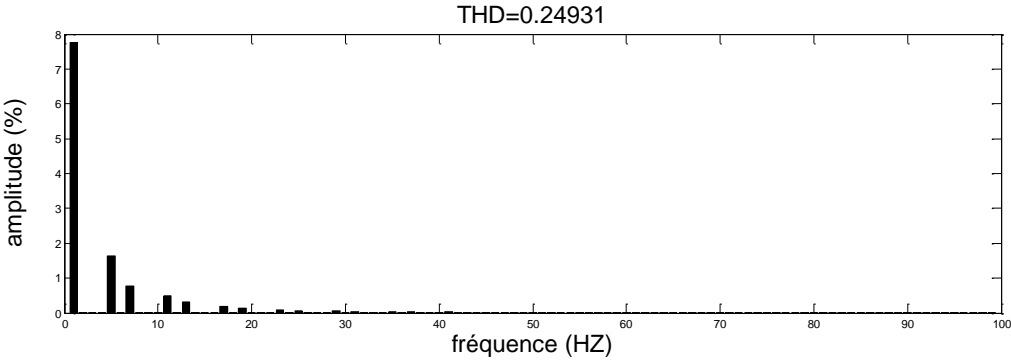


Figure IV.1 : Allure de courant de charge et son spectre harmonique

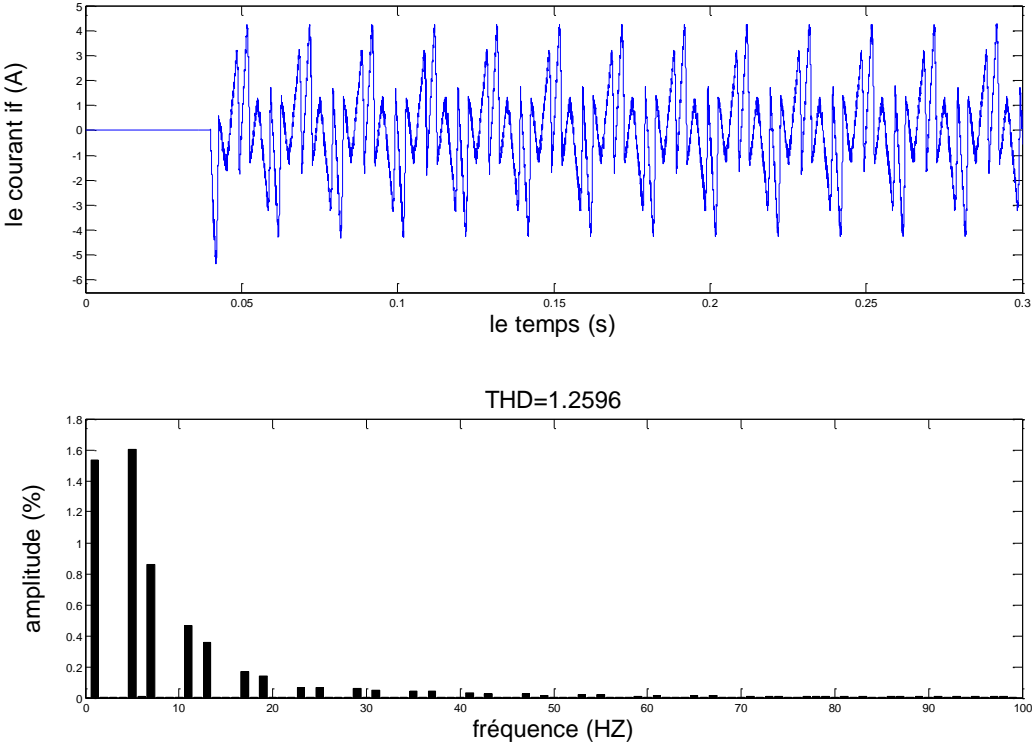


Figure IV.2: Courant de filtre et le spectrale harmonique.

Chapitre IV : Résultats de simulation

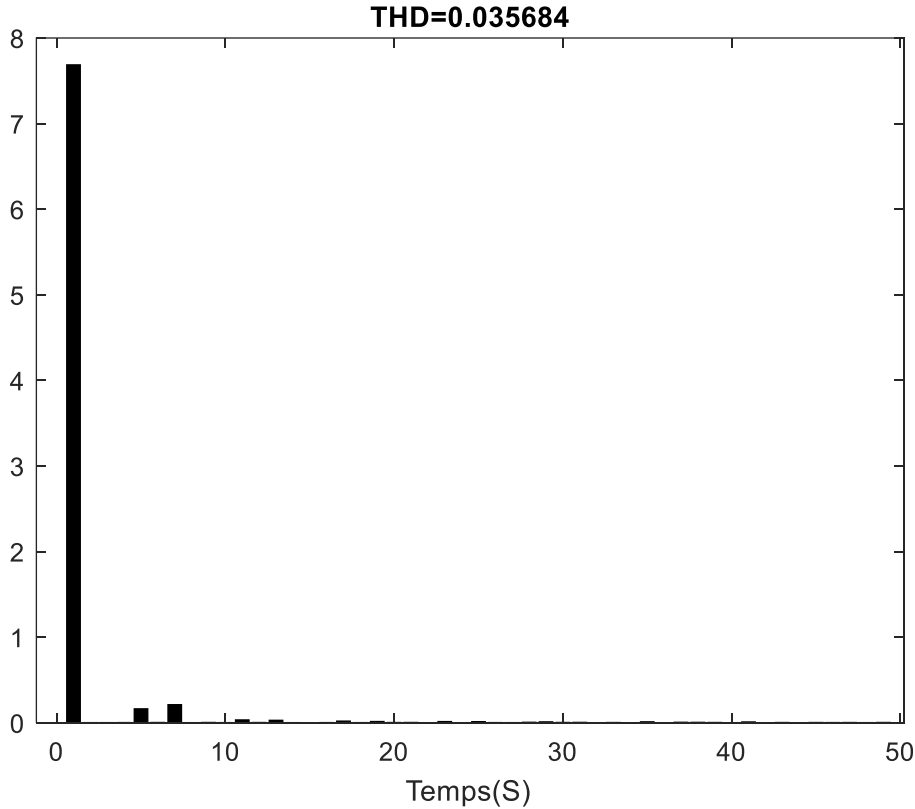
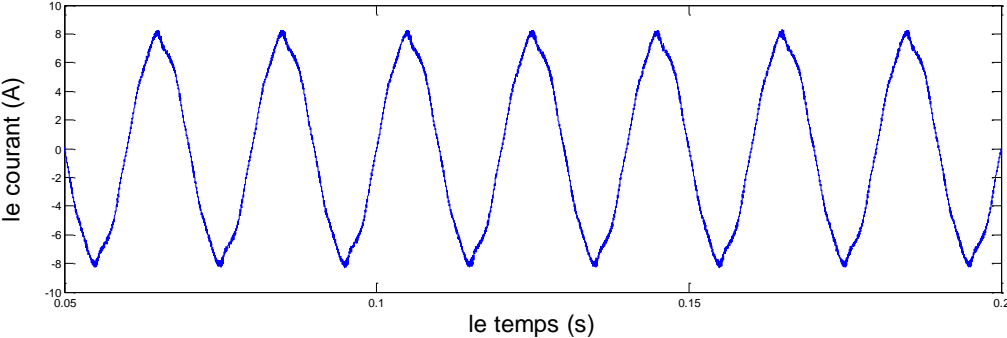


Figure IV.3 : Courant de filtrage et son spectre harmonique.

Chapitre IV : Résultats de simulation

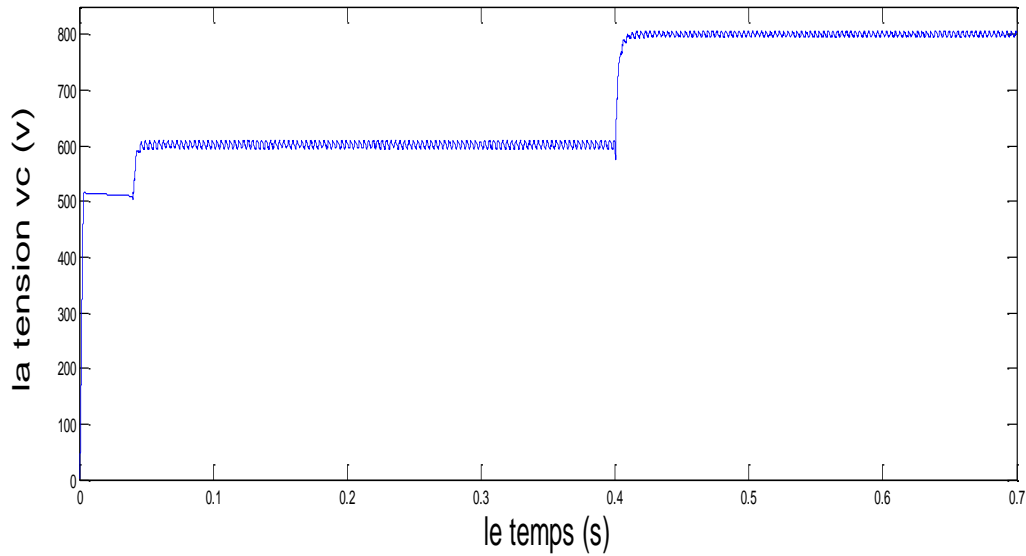


Figure IV.4 : Tension V_o aux bornes de la source.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats de la simulation de l'ensemble réseau –charge polluante et filtre actif triphasé commandé par condensateur. Le programme de simulation de l'ensemble formé par le système de puissance et le système de commande du filtre actif est réalisé grâce au logiciel Matlab/Simulink. La méthode d'extraction des courants de référence basé sur la transformée de Park a été présenté.

Ces résultats de simulation ont confirmé le filtrage du courant réseau i_s ainsi que son spectre harmonique qui montre l'atténuation de tous les harmoniques autre que le fondamental.

On constate que ce filtrage est amélioré en ajoutant un filtre passif auxiliaire en amont du côté réseau.

Conclusion générale

Nous sommes intéressés dans ce mémoire au filtrage actif, particulièrement le filtre actif parallèle à structure tension. Ce filtre est ajusté à un réseau triphasé d'impédance de court-circuit non négligeable, pollue par un redresseur à diodes.

Après la présentation de la pollution harmonique et leur effet sur le réseau, nous avons présente les stratégies de dépollution. Cette préoccupation justifie de nouvelles structures de dépollution dont le filtrage actif rendu possible grâce au développement de l'électronique de puissance.

Ensuite, nous avons passé à la modélisation de l'ensemble réseau-filtre actif-charge polluante, ou chaque partie du système étant modélisée séparément

Pour le contrôle des courants du filtre, nous avons utilisé la méthode à MLI à échantillonnage naturel.

Les performances du filtre sont aussi liées à la qualité des références de courants obtenus. Dans ce travail, nous avons choisi la méthode de détection synchrone qui se repose sur la transformée de Park, elle a pour avantage la robustesse vis à vis des fluctuations de la fréquence de plus, elle possède de bonnes qualités de stabilité et de transitoire et délivre directement les composantes de Park des références du courant.

Nous avons ensuite procédé, après modélisation du système global, à sa simulation numérique. Les résultats obtenus sont très concluants. En effet, avec le filtre actif le courant dans la source devient pratiquement sinusoïdal de plus, il montre aussi que la régulation de la tension continue du filtre actif se fait de manière autonome c'est-à-dire sans aucun apport externe d'énergie et la bonne définition de la tension à la sortie de l'onduleur permet d'obtenir les formes de courant intéressantes. Par leur conception, les transistors IGBT ont un temps de blocage supérieur à celui de la mise en conduction et comme les composants d'un même bras sont commandés de façon complémentaire, il est nécessaire de les protéger contre le court-circuit. Un temps de retard entre l'ouverture d'un transistor et la fermeture de son complémentaire est indispensable.

Finalement, l'étude a été réalisée sur la base des systèmes d'électronique de puissance basse puissance, tandis que les compensateurs industriels réels ont des puissances largement supérieures (quelques MVA). Ainsi il sera nécessaire d'étudier les limitations physiques imposées pour la montée en puissance (en termes de limitation de la fréquence de commutation essentiellement) et d'essayer d'adapter la commande développée à cet effet.

Ces résultats nous donnent de très bonnes raisons d'espérer le développement des compensateurs actifs d'harmoniques conçus pour réduire la distorsion harmonique. Dans les applications commerciales, mais aussi dans le secteur industriel.

Bibliographique

[1] : A. BESACON-VODA et S. GENTIL,

« Régulation PID analogique numérique »,

Techniques de l'ingénieur R7416, 1999.

[2] : A.CHAOUI,

« Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires »,

Thèse de Doctorat de l'Université de Sétif, 2010.

[3] : A.S.TOLEDO,

« Commande direct et observation des convertisseurs de puissance : application à l'onduleur de tension triphasé »,

Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble, 2000.

[4] : CEI 61000-3-2,

« Compatibilité électromagnétique (CEM)-limites pour les émissions de courant harmonique», (courant appelé par les appareils $\leq 6A$ par phase) ,2019.

[5] : C.LARBI,

« Réalisation d'un régulateur PID à Amplificateur Opérationnel : Application au contrôle de position et vitesse d'un servomoteur »,

Mémoire d'Université Tébessa, 2022.

[6]: D. CHEN, SHAOJUN XIE,

« Review of the control strategies applied to active power filters », IEEE International Conference on Electric Utility

Deregulation, Restructuring and Power Technologies Hong Kong, 2004.

Bibliographique

[7] : DJ.OULDABDESLAM,

« Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension »,

Thèse de Doctorat, Université Haute-Alsace, 2005.

[8] : H. KHOUNI,

« Etudes d'un filtre actif shunt dont les courant sont contrôlés ave PI »

Mémoire d'ingénieur de l'Université Mouloud Mammeri, TIZI Ouzou, 2004.

[9] : H. LAIB,

« Contribution par une Nouvelle Approche Modulaire au filtrage actif des Harmoniques dans les réseaux Electriques de Distribution »,

Thèse de Doctorat l'Université de Batna, 2017.

[10] : K. AMOURA,

Méthode basée sur le dépassement de la réponse indicielle pour le réglage de contrôleurs PID.

Mémoire de Master l'Université Mouloud Mammeri, TIZI Ouzou, 2017.

[11] : K. ALIOUANE

« Contribution à l'étude de filtrage d'harmonique des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtres actif et passif parallèle », thèse de Doctorat de l'I.N.P.L, 1995.

[12] :L. ZELLOUMA,

« Filtrage actif parallèle des harmoniques du courant générés par un pont redresseur triphasé non commandé »

Mémoire de Magister de l'Université Badji Mokhtar, Annaba ,2006.

Bibliographique

[13] : M.HAMAIDI, F.HAMOUANI, L HAMMANI,

« Contribution à l'étude d'un filtre actif parallèle monophasé »,

Mémoire d'ingénieur de l'université Mouloud Mammeri, TIZI Ouzou, 2002.

[14] : N. Bruyant,

« Etude et commande généralisées de filtre actifs parallèles:
Compensation globale ou sélective des harmoniques en régime équilibré ou
Déséquilibré »,

Thèse de doctorat de l'Université Nantes, 1999.

[15] :S.BENAKLI et M.CHEKAL,

« Compensation des harmoniques générés par un pont redresseur par un filtre actif shunt »

Mémoire d'ingénieur de l'Université Mouloud Mammeri, TIZI Ouzou, 2003.

[16] : S. BEN ALI, BOUHANAK Saddam,

« Etude et simulation d'un filtre actif parallèle à 4 fils»,

Mémoire Master de l'Université Echahid Hama Lakhder d'El-Oued , 2015.

[17]:S.GUFFON,

« Modélisation et commande a structure variable de filtre de puissance »

Thèse de Doctorat de l'INPG ,2000.

Résumé

L'importance des systèmes de filtrage, en particulier des filtres actifs, dans divers domaines de l'ingénierie pour améliorer la qualité du signal en éliminant les bruits indésirables. Les filtres actifs, utilisant des composants actifs comme les amplificateurs opérationnels, offrent des performances supérieures et sont essentiels pour compenser les harmoniques générées par des charges non-linéaires.

L'étude se concentre spécifiquement sur l'analyse et la simulation d'un filtre actif parallèle optimisé par un régulateur PID (proportionnel-intégral-dérivé). Ce type de filtre trouve des applications cruciales dans des environnements nécessitant une qualité d'énergie élevée, tels que les centres de données et les hôpitaux.

Le plan de travail comprend quatre chapitres principaux : la pollution harmonique et l'état de l'art des filtres actifs parallèles, la modélisation du système réseau-filtre actif-charge non-linéaire, l'étude du régulateur PID pour la boucle de tension, et enfin, l'analyse des résultats de simulation.

Les mots clé :

Filtre actif parallèle, Proportionnelle intègre, Proportionnelle intègre dérive.