

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université HASSIBA BEN BOUALI - CHLEF -
Faculté des Sciences & Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electrotechnique

Mémoire

En vue de l'obtention du Diplôme de

MAGISTER

Filière : Electrotechnique

Option : Commande Electrique

Présenté par :

ZEGAOUI ABDALLAH

*Etude et simulation d'un
Compensateur de Rééquilibrage de la
Tension d'un Réseau Basse Tension*

Soutenu publiquement le :

Devant le jury composé de :

Président :	Dr. AEK ALI BENAMARA,	Maître de conférence (U.H.B CHLEF)
Encadreur :	Dr. B. BELMADANI,	Professeur (U.H.B CHLEF)
Co Encadreur :	A. AISSAOUL,	M.A Chargé de cours (U.CHLEF)
Examineur :	Dr. A. CHAGHI,	Maître de conférence (U.BATNA)
Examineur :	Dr. T. BOUTHIBA,	Maître de conférence (U.S.T ORAN)
Invité d'honneur :	Dr H. BENMOUSSA,	Maître de conférence (U.BATNA)

Promotion 2002

Avant propos

Je remercie Monsieur le Docteur Abdelkader ALI BENAMARA, Maître de conférence à l'université de Chlef, qui m'a fait l'honneur de présider mon jury.

Je tiens à remercier mes encadreurs sans qui ce mémoire n'aurait jamais eu lieu : Messieurs Docteur Bachir BELMADANI, professeur à l'université de Chlef et Ahmed AISSAOUI, Maître assistant chargé de cours à la même université.

Je remercie aussi Messieurs les membres du jury qui m'ont fait l'honneur d'accepter de juger mon travail à savoir Monsieur le Docteur Tahar BOUTHIBA, Maître de conférence à l'université d'Oran USTO et Monsieur Abdelaziz CHAGHI, MC à L'université de Batna.

Je remercie aussi encore une fois de plus, avec toute ma reconnaissance, Messieurs le Docteur Abdelaaziz CHAGHI, Maître de conférence à l'université de Batna pour ses orientations et ses directives pour mener ce travail à terme ainsi que pour son accueil au niveau de l'université de BATNA.

Aussi je remercie Mr Hadj ALLOUACHE, Chef du département d'électrotechnique à l'université de CHLEF et Mr BOUAZDIA, Chargé de cours à l'université d'Oran (USTO).

Mes remerciements s'adressent également à Monsieur le Docteur Hocine BENMOUSSA, Maître de conférence à l'université de Batna pour son accueil chaleureux à Batna, son soutien et son aide précieuse pour faire ce travail.

Je remercie aussi Messieurs le Docteur Omar LOUKARFI, Professeur à l'université de Chlef et Monsieur Lahcène DJAAFAR, Chargé de cours à l'université de Chlef et Mr ELCHERIF AËK, enseignant au département d'agronomie à Chlef.

Que tous les enseignants, collègues et amis des départements d'électrotechnique, mécanique et d'électronique trouvent ici le témoignage de mon respect et de ma reconnaissance.

*INTRODUCTION
GENERALE*

L'utilisation croissante dans l'industrie de systèmes commandés à base d'électronique de puissance entraîne de plus en plus des problèmes de perturbation au niveau des réseaux électriques. Ainsi, on assiste à une augmentation régulière, de la part des utilisateurs, des taux d'harmonique et de déséquilibre des courants, ainsi qu'à une importante consommation de la puissance réactive. La circulation de ces mêmes courants perturbés va également donner naissance à des harmoniques et provoquer des déséquilibres de tension, lesquels vont se superposer à la tension nominale du réseau électrique. De plus, des incidents du type « coups de foudre » ou un brusque démarrage d'une machine tournante à forte puissance peuvent causer une chute soudaine et importante de tension. On nommera ce type d'incident : creux de tension. Ces perturbations ont, bien entendu, des conséquences néfastes sur les équipements électriques, lesquelles peuvent aller d'un fort échauffement ou d'un arrêt soudain des machines tournantes jusqu'à la destruction totale de ces équipements.

Plusieurs solutions de dépollution des réseaux électriques ont été déjà proposées dans la littérature. Celles qui répondent le mieux aux contraintes industrielles d'aujourd'hui sont les compensateurs actifs et plus spécialement le compensateur actif parallèle qui peut être utilisé pour compenser les courants harmoniques et déséquilibrés de même que la puissance réactive.

Progressivement, et de manière à endiguer l'augmentation des problèmes de perturbation sur les réseaux électriques, des normes de qualité électrique de plus en plus contraignantes seront imposées aux fournisseurs et aux consommateurs industriels. Face à ces nouvelles réglementations mais aussi face à la demande de plus en plus spécifique des utilisateurs d'énergie électrique, les compensateurs actifs doivent s'adapter en rendant plus complexes leurs structures et leurs méthodes de régulation. D'autant plus que ces solutions doivent se soumettre aux limites physiques et technologiques inhérentes aux dispositifs de filtrage actif.

Dans le cadre de cette problématique, notre étude est faite en vue d'optimiser les performances de contrôle du compensateur actif parallèle tout en tenant compte de l'ensemble des contraintes et limitations matérielles inhérentes à leurs structures. Ainsi, des études avancées ont été réalisées sur les différents types de régulateur classiques existants et sur leur faisabilité en terme d'implantation numérique. Dans ce travail de recherche en vue de valider l'étude, nous avons jugé utile de procéder au contrôle du filtre actif par une méthode classique et qui sera comparée à la commande logique floue.

De manière à atteindre ces objectifs, ce mémoire est divisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la description des perturbations en courant et en tension pouvant intervenir dans un réseau électrique. Les origines, les conséquences et les normes inhérentes à ces perturbations sont analysées. Dans ce chapitre, nous présentons également les solutions traditionnelles et modernes de dépollution. Finalement, nous détaillons les avantages, inconvénients et les perspectives de développement des solutions de type filtre actif, aujourd'hui très utilisées dans l'industrie.

Dans le second chapitre de ce mémoire, nous traitons le problème des perturbations en courant et de leur compensation à partir d'une structure de *filtre actif parallèle*. Nous étudions les différentes méthodes d'identification des courants de perturbation et beaucoup plus celles des puissances instantanées. Aussi a-t-on abordé la méthode de régulation en vue d'optimiser les performances de filtrage du compensateur sur la plus large bande de fréquence possibles de sorte que les courants effectivement injectés sur le réseau électrique soient de la même allure que ceux identifiés par la méthode sélectionnée. Enfin, les stratégies de commande classique par un régulateur PI sont largement détaillées en particulier la commande par hystérésis.

Dans le troisième chapitre, nous traitons la structure du compensateur actif parallèle qui se présente comme un onduleur de tension triphasé raccordé au réseau électrique par un filtre de sortie du premier ordre. Aussi et après avoir traité la structure générale du compensateur, nous présentons le dimensionnement de ce dernier. Les méthodes d'identification et la commande classique sont enfin validées par simulation à partir du logiciel MATLAB.

Dans le quatrième et dernier chapitre de ce mémoire, nous abordons la commande moderne du *filtre actif parallèle* et ce par le biais de la théorie des ensembles flous. Nous présentons ainsi la théorie de la logique floue et son application en terme de réalisation d'un régulateur flou. La stratégie de commande sera faite sur la base d'une analyse temporelle qui est la base de conception de la table d'inférence qui gère par le biais de règles linguistiques le raisonnement et la conduite de notre régulateur. Enfin, la conception du régulateur flou via le logiciel MATLAB a donné des résultats plus performants comparativement aux commandes classiques.

CHAPITRE I

PERTURBATIONS DES RESEAUX ELECTRIQUES ET PRINCIPE DE COMPENSATION ACTIVE

I.1 Introduction

Comme tout générateur d'énergie électrique, un réseau de puissance fournit de l'énergie aux appareils utilisateurs par l'intermédiaire des tensions qu'il maintient à leurs bornes.

Il apparaît évident que la qualité de cette énergie dépend de celle de la tension au point de livraison. Cette tension subit généralement des perturbations de deux origines distinctes :

- ◆ Les perturbations de tension causées par la circulation, dans les réseaux électriques, des courants perturbateurs comme les courants harmoniques, déséquilibrés et réactifs,
- ◆ Les perturbations de tension causées par des tensions perturbatrices comme les tensions harmoniques, déséquilibrées et les creux de tension.

Dans la première partie de ce chapitre, nous étudions les caractéristiques générales des perturbations électriques. Ainsi, nous détaillerons les origines, les conséquences matérielles et les limites tolérées et imposées par les normes internationales de ces perturbations.

Dans une deuxième partie, nous présentons et comparons des solutions de compensation de ces perturbations généralement proposées dans la littérature. Nous pourrons ainsi adopter la compensation active la plus adéquate.

La dernière partie de ce chapitre est consacrée à la présentation des différents montages des compensateurs actifs. Nous évoquerons ainsi les principes et la mise en oeuvre de ces structures modernes de compensation.

I.2 Caractéristiques et origines des perturbations électriques

Sauf exception, les tensions d'un réseau électrique constituent un système électrique triphasé, dont la fréquence de base est de 50 Hz ou de 60 Hz. Les paramètres caractéristiques d'un tel système sont les suivants :

- ◆ La fréquence,
- ◆ L'amplitude des trois tensions,
- ◆ La forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde,

- ◆ La symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leur déphasage réactif.

La qualité de la tension peut être affectée, soit du fait de certains incidents inhérents à la nature physique et aux sujétions liées à l'exploitation du réseau, soit du fait de certains récepteurs. Ces défauts se manifestent sous formes de différentes perturbations qui affectent un ou plusieurs des quatre paramètres précédemment définis. On a donc quatre possibilités distinctes de perturbations :

- ◆ **Les fluctuations de la fréquence à 50 Hz** : elles sont rares et ne sont observées que lors de circonstances exceptionnelles, par exemple, certains défauts graves du réseau, au niveau de la production ou du transport ;
- ◆ **Les vibrations de l'amplitude** : il ne s'agit pas des vibrations lentes de tension qui sont corrigées par les transformateurs de réglage en charge, mais de vibrations rapides de tension ou de creux de tension se présentant souvent sous forme d'à-coups brusques. Les creux de tension peuvent être soit isolés, soit plus ou moins répétitifs, de formes régulière ou non ;
- ◆ **La modification de la forme d'onde de la tension** : cette onde n'est alors plus sinusoïdale, et peut être représentée par une onde fondamentale à 50 Hz, associée soit à des harmoniques de fréquences multiples entiers de 50 Hz, soit même parfois à des ondes de fréquences quelconques ;
- ◆ **La dissymétrie du système triphasé**, que l'on appelle déséquilibre.

On peut, en plus, mentionner un type particulier de perturbations difficiles à classer puisqu'il concerne tout à la fois l'amplitude et la forme d'onde : ce sont les variations transitoires d'amplitudes dont la durée est inférieure à 10 ms.

Afin de bien analyser les pollutions des réseaux électriques en basse tension et, par conséquent, de trouver les meilleures méthodes de dépollution, on va distinguer deux types de perturbations, à savoir les perturbations de courant et celles de tension.

Les courants perturbateurs comme les courants harmoniques, **les courants déséquilibrés** et la puissance réactive sont majoritairement émis par des charges non linéaires, à base d'électronique de puissance, et/ou déséquilibrées. La puissance réactive peut être aussi consommée par des charges linéaires inductives comme les moteurs asynchrones qui sont largement présents dans les sites industriels.

Les perturbations de tension comme les creux, les déséquilibres et les harmoniques de tension trouvent généralement leurs origines dans le réseau électrique lui-même mais parfois également dans les charges.

Ces types de perturbations ont des effets très néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent aller des échauffements importants ou de l'arrêt des machines tournantes jusqu'à leur destruction totale.

I.2.1 Perturbations harmoniques en courant et en tension

I.2.1.1 Origine des harmoniques

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique des réseaux électriques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et polluer ainsi les consommateurs alimentés par le même réseau électrique.

Les différents secteurs industriels concernés sont aussi bien de type secondaire (utilisation des gradateurs, des redresseurs, des variateurs de vitesse...), que de type tertiaire (informatique ou éclairage dans les bureaux, commerces,...) ou domestique (téléviseurs, appareils électroménagers en grand nombre).

I.2.1.2 Conséquences des harmoniques

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités. Les effets les plus importants sont l'échauffement, l'interférence avec les réseaux de télécommunication, les défauts de fonctionnement de certains équipements électriques et le risque d'excitation de résonance :

- ◆ **L'échauffement** : Les pertes totales par effet Joule sont la somme de celles du fondamental et des harmoniques :

$$I^2 \cdot R = \sum_{h=1}^{\infty} I_h^2 \cdot R \quad (\text{I-1})$$

Chapitre I : Perturbations des réseaux électriques et principe de compensation active.

Avec I le courant total, I_h le courant harmonique de rang h qui représente le fondamental pour $h=1$, et R la résistance traversée par le courant I .

Les harmoniques augmentent aussi les *pertes fer* (pertes par courants de Foucault). Ils prennent de l'importance dans les matériels utilisant les circuits magnétiques (moteurs, transformateurs...).

Le vieillissement des isolants est souvent dû à une contrainte en tension consécutive à la présence de la tension harmonique, et donc à une augmentation locale du courant de fuite, ou encore à l'échauffement exagéré dans les conducteurs.

- ◆ **L'interférence avec les réseaux de télécommunication** : Le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et de télécommunication peut induire dans ces derniers des bruits importants. Dans le cas de résonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable [DE-98, SZ-84].
- ◆ **Les défauts de fonctionnements de certains équipements électriques** : En présence d'harmoniques, la tension (ou le courant) peut changer plusieurs fois de signe dans une demi-période; par conséquent, tout appareil dont le fonctionnement est basé sur le passage par zéro des grandeurs électriques (appareils utilisant la tension comme référence) peut être perturbé.
- ◆ **Le risque d'excitation de résonance** : Les fréquences de résonance des circuits formés par des inductances du transformateur et des câbles sont normalement élevées. Ce n'est pas le cas lorsque des batteries de condensateurs sont raccordées au réseau pour relever le facteur de puissance; les fréquences de résonance peuvent devenir assez faibles, et coïncider ainsi avec celles des harmoniques engendrés par les convertisseurs statiques. Dans ce cas, il y aura des phénomènes d'amplification d'harmoniques.

Différentes grandeurs sont définies pour chiffrer ces perturbations. Parmi celles-ci les plus utilisées sont :

- ◆ **le taux harmonique de rang h** :

$$S_h = C_h / C_1 \quad (\text{I-2})$$

Où C_h représente la composante harmonique de rang h , C_1 représente la composante fondamentale,

◆ **le taux global de distorsion harmonique :**

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{C_h}{C_1}} \quad (I-3)$$

En général, les harmoniques pris en compte dans un réseau électrique sont inférieurs à 2500 Hz, ce qui correspond au domaine des perturbations basses fréquences au sens de la normalisation. Les harmoniques de fréquences plus élevées sont fortement atténués par l'effet de peau et par la présence des inductances de lignes. De plus, les appareils générant des harmoniques ont, en grande majorité, un spectre d'émission inférieur à 2500 Hz, c'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend généralement de 100 à 2500 Hz, c'est-à-dire des rangs 2 à 50 [DE-98].

◆ **le facteur de puissance :**

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S . Les générateurs, les transformateurs, les lignes de transport et les appareils de contrôle et de mesure sont dimensionnés pour la tension et le courant nominaux. Une faible valeur du facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements.

Dans le cas où il y a des harmoniques, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante (D), donnée par la relation (I.4), apparaît comme le montre le diagramme de Fresnel de la Fig. I.1.

$$D = 3 \cdot V_1 \sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2} \quad (I-4)$$

Le facteur de puissance (**F.P.**) devient :

$$F.P. = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos \varphi_1 \cdot \cos \gamma \quad (I-5)$$

On voit bien que les harmoniques affectent aussi le facteur de puissance.

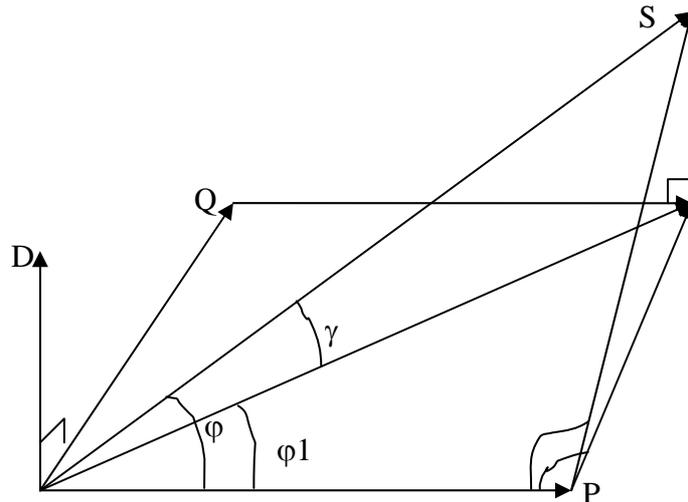


Fig. I.1 : Diagramme de Fresnel des puissances

I.2.1-3 Réglementation

Afin de concilier le distributeur et les consommateurs, des normes ont été étudiées. Elles régissent l'immunité des équipements aux harmoniques. Par exemple, la norme CEI 1000-2.2 pour les équipements raccordés à un réseau basse tension permet de garantir aux usagers un fonctionnement des équipements sur un réseau perturbé dans certaines limites. Un extrait de la norme CEI 1000-2.2 est donné au tableau I.1.

Harmoniques impairs non multiple de 3		Harmoniques impairs multiple de 3		Harmoniques pairs	
Rang harmonique h	Tension harmonique %	Rang harmonique h	Tension harmonique %	Rang harmonique h	Tension harmonique %
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
17	2	>21	0,2	10	0,5
19	1,5			12	0,2
23	1,5			>12	0,2
25	1,5				
>25	$0,2+0,5 \times 25/h$				

Tableau I.1 : Limite des perturbations harmoniques.

I.2.2 Déséquilibre du courant et de la tension

I.2.2.1 Origine du déséquilibre

Un récepteur triphasé électrique qui n'est pas équilibré et que l'on alimente par un réseau triphasé équilibré conduit à des déséquilibres de tension dus à la circulation de courants non équilibrés dans les impédances du réseau. Ceci est fréquent pour les récepteurs monophasés basse tension. Mais cela peut également être engendré, à des tensions plus élevées, par des machines à souder, des fours à arc ou par la traction ferroviaire.

I.2.2.2 Conséquences du déséquilibre

Il est plus intéressant d'aborder le problème du déséquilibre par type d'équipement. Le déséquilibre d'une installation triphasée peut entraîner un dysfonctionnement des appareils basses tensions connectés [ME-96]:

- ◆ Mauvais fonctionnement d'un appareil monophasé alimenté par une tension très faible (lampe à incandescence qui fournit un mauvais éclairage),
- ◆ Destruction d'un appareil monophasé alimenté par une tension trop élevée, il peut être détruit (claquage d'un filament de lampe par surtension).

Concernant les dispositifs triphasés d'électronique de puissance, principalement les ponts redresseurs, le fonctionnement en présence de déséquilibre entraîne l'apparition de composantes harmoniques non caractéristiques, notamment des harmoniques de rang multiple de 3. L'apparition de ces courants harmoniques peut poser des problèmes, comme la génération d'une anti-résonance lors du filtrage de l'harmonique de rang 5. Outre les effets classiques des harmoniques, ces fréquences non caractéristiques peuvent conduire, dans certains cas, au blocage de la commande.

La conséquence des composantes inverses sur les machines tournantes est la création d'un champ tournant en sens inverse du sens de rotation normal, d'où un couple de freinage parasite et des pertes supplémentaires qui provoquent l'échauffement de la machine.

Concernant l'effet du déséquilibre homopolaire, il faut signaler le risque d'échauffement du conducteur neutre dans un réseau BT qui, lorsque le conducteur est d'un diamètre trop faible, peut provoquer une rupture du conducteur ou un incendie.

I.2.2.3 Réglementation

Le déséquilibre en tension est caractérisé par le taux de déséquilibre de tension τ_v , donné par le rapport des amplitudes des tensions inverse et directe :

$$\tau_v = \frac{V_i}{V_d} \quad (\text{I-6})$$

Les normes EDF et CEI s'engagent à fournir, aux clients raccordés aux réseaux HTA (1 à 50 kV) et HTB (50 à 130 kV), une tension dont le taux de déséquilibre moyen τ ne dépasse pas 2 %.

De ce fait le fournisseur, à travers ces normes, permet aux clients de s'alimenter au réseau électrique sans réserve pour des charges perturbatrices inférieures ou égales à :

- ◆ 500 KVA pour une puissance de court-circuit de 40 MVA de 1 à 50 kV,
- ◆ 4 MVA pour une puissance de court-circuit de 400 MVA de 63 à 90 kV
- ◆ 15 MVA pour 1500 MVA de puissance de court-circuit à 225 kV.

Cependant, le fournisseur demandera aux clients qui ne sont pas couverts par ces champs de ne pas provoquer un taux de déséquilibre supérieur à 1 %.

I.2.3 Creux de tension

I.2.3.1 Origine des creux de tension

Un creux de tension est une diminution brusque de la tension de fourniture U_f . Cette diminution, située entre 90% et 10% de la tension nominale U_n , est suivie du rétablissement de la tension après un court laps de temps. Un creux de tension peut durer de 10 ms à 3mn [ME-90].

La plupart des appareils électriques admettent une coupure totale d'alimentation d'une durée inférieure à 10 ms.

Il y a deux types de phénomènes à l'origine des creux de tension :

- ◆ ceux provenant du fonctionnement d'appareils à charge fluctuante ou de la mise en service d'appareils appelant un courant élevé au démarrage (moteurs, transformateurs...etc.),

- ◆ ceux liés aux phénomènes aléatoires, comme la foudre ou tous les courts-circuits accidentels sur les réseaux de distribution, ou les réseaux internes des clients (défaut d'isolation, blessure de câble, projection de branches sur les lignes aériennes).

Les creux de tension sont caractérisés par leur amplitude et par leur durée. Ils sont monophasés, biphasés ou triphasés suivant le nombre de phases concernées.

I.2.3.2 Conséquences des creux de tension

Les creux de tension sont susceptibles de perturber le fonctionnement de certaines installations industrielles et tertiaires. En effet, ce type de perturbation peut causer des dégradations de fonctionnement des équipements électriques qui peuvent aller jusqu'à la destruction totale de ces équipements. Le tableau **Tab. I.2** résume les conséquences néfastes causées par les creux de tension sur quelques matériels industriels et tertiaires sensibles [ME-90].

I.2.3.3 Réglementation

L'engagement des normes EDF et CEI, se présente sous forme de seuils, les creux de tension étant caractérisés par leur profondeur et leur durée, avec des limites de 30% et de 600 ms.

Types d'appareils	Conséquences néfastes
Eclairage	Moins de luminosité, extinction et réallumage (lampes à arc)
Systèmes à bases d'électronique de puissance	Arrêt du dispositif
Dispositifs de protection	Ouverture des contacteurs
Moteurs asynchrones	Ralentissements, décrochage, surintensité au retour de la tension
Moteurs synchrones	Perte de synchronisme, décrochage et arrêt du moteur
Variateurs de vitesse pour un moteur à courant continu	◆ En mode onduleur : destruction des protections ◆ En mode redresseur : ralentissement de la machine
Variateur de vitesse pour un moteur asynchrone	Ralentissement, décrochage, surintensité au retour de la tension, destruction éventuelle de matériel au niveau du convertisseur

Tab. I.2 : Conséquences des creux de tension sur quelques équipements électriques sensibles

I.3. Solutions de dépollution des réseaux électriques

Afin de compenser toutes les perturbations, séparées en deux types : courant et tension, deux groupes de solutions de dépollution, traditionnelle et moderne, existent actuellement.

L'approche de la dépollution la mieux adaptée à notre objectif de recherche sera détaillée par la suite.

I.3.1 Solutions de dépollution traditionnelles

Suivant les types de perturbations, courant et tension, deux solutions traditionnelles de dépollution sont analysées.

I.3.1.1 Dépollution des courants perturbateurs

Afin de dépolluer les réseaux électriques de ce type de perturbations, plusieurs solutions ont été introduites dans la littérature.

I.3.1.1.1 Rééquilibrage des courants du réseau électrique

Puisque les courants déséquilibrés dans un réseau électrique basse tension résultent généralement des charges monophasées et biphasées mal réparties, la première solution est la répartition égale des charges sur les trois phases.

Une autre solution est l'installation d'un compensateur passif composé d'inductance et de condensateur. La figure Fig. I.2 montre ce compensateur, appelé **montage de Steinmetz** [ME-96]. Ce montage permet de présenter à 50 Hz une impédance équilibrée. Cependant, le **montage de Steinmetz** provoque un fort déséquilibre pour des fréquences différentes de 50 Hz, avec des résonances qu'il faut éviter d'exciter à proximité d'un générateur d'harmoniques.

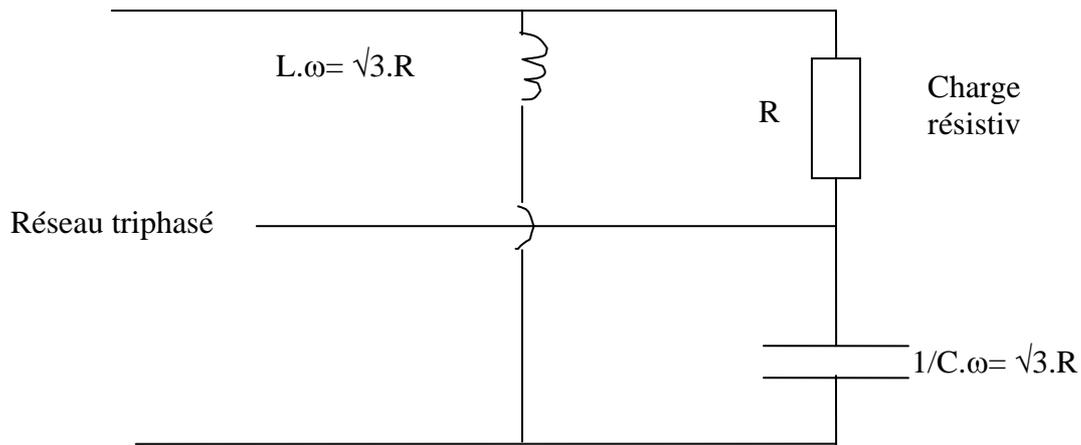


Fig. I.2 : Montage de **Steinmetz** pour le rééquilibrage.

I.3.1.1.2 Compensation de la puissance réactive

La puissance réactive est majoritairement consommée par les moteurs asynchrones et plus récemment par des dispositifs à base d'électronique de puissance. Différentes méthodes de compensation sont utilisées pour relever le facteur de puissance. La plus simple consiste à placer des batteries de condensateurs en parallèle avec le réseau. L'inconvénient de cette méthode réside dans le fait que la puissance réactive fournie par les condensateurs est constante et qu'elle ne s'adapte pas à l'évolution du besoin.

I.3.1.1.3 Compensation des courants harmoniques

Plusieurs solutions existent pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques :

- ◆ l'augmentation de la puissance de court-circuit du réseau et l'utilisation de convertisseurs peu polluants qui ont pour effet de diminuer la distorsion harmonique,
- ◆ l'utilisation de dispositifs de filtrage pour réduire la propagation des harmoniques produits par des charges non linéaires.

Le filtrage consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, on distingue le filtre passif résonnant (Fig. I.3) et le filtre passif amorti ou passe-haut (Fig. I.4).

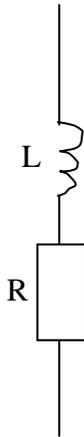


Fig. I.3 : Filtre passif résonnant

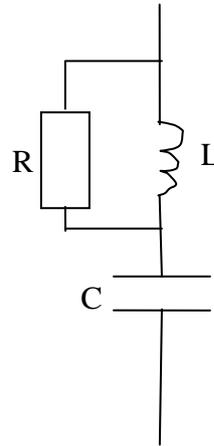


Fig. I.4 : Filtre passif amorti

Le filtre résonnant est un filtre très sélectif. Il peut se connecter en parallèle avec d'autres filtres résonnants.

Le filtre passe-haut compense les harmoniques supérieurs ou égaux à sa fréquence propre. Il peut se connecter en parallèle avec d'autres filtres résonnants.

Ces dispositifs sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent aussi être utilisés pour compenser la puissance réactive.

Malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients :

- ◆ manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge,
- ◆ équipements volumineux,
- ◆ problèmes de résonance avec l'impédance du réseau.

I.3.1.2 Dépollution des tensions perturbatrices

Les tensions perturbatrices dans un réseau électrique basse tension sont principalement les creux de tension, les tensions harmoniques et **les tensions déséquilibrées**. Ces deux dernières sont généralement causées par la circulation des courants harmoniques et/ou déséquilibrés.

Pour dépolluer les réseaux électriques de ces deux types de perturbations, on peut limiter la circulation des courants perturbateurs en utilisant les solutions traditionnelles présentées précédemment dans le cas des perturbations de courant.

Quant aux creux de tension, la solution la plus fréquente dans les milieux sensibles (hôpitaux, sites industriels...etc.) est d'utiliser des groupes électrogènes qui se substituent au réseau électrique.

Mais la limitation de la puissance de ces groupes ainsi que la qualité médiocre de l'énergie électrique fournie restent un problème.

I.3.2 Solutions de dépollution modernes

Les solutions de dépollution traditionnelle ne répondant plus à l'évolution des réseaux électriques et des charges à protéger, comme nous venons de le décrire précédemment, d'autres solutions modernes ont été proposées.

I.3.2.1 Dépollution des courants perturbateurs

La première solution de dépollution consiste à fabriquer la charge la moins polluante possible, comme le pont redresseur dodécaphasé, de manière à réduire le taux d'émission d'harmoniques. Les appareils à prélèvement sinusoïdal sont aussi proposés pour la compensation des harmoniques et de la puissance réactive [BEN-98]. Cependant, ces solutions entraînent un coût supplémentaire et demandent plus que le savoir-faire habituel pour les mettre en oeuvre. De plus, ces solutions ne résolvent pas les problèmes causés par les charges polluantes qui existent sur le marché.

Afin d'accompagner l'évolution des contraintes du fournisseur et du consommateur sans imposer un changement aux installations, une famille de *filtres actifs parallèles* a été proposée comme une solution de dépollution des perturbations en courant [GY-76].

I.3.2.2 Dépollution des tensions perturbatrices

D'autres solutions modernes pour la compensation des creux de tension se basent sur l'utilisation de dispositifs de compensation à réserve d'énergie comme les ASIs (Alimentation Sans Interruption) [DeCH-97]. Ces dispositifs sont intercalés en série entre le réseau polluant et l'installation à désensibiliser pour assurer une fourniture de l'énergie électrique même pendant les creux de tension ou les coupures brèves. Le problème est la limitation en puissance de ces dispositifs et leur autonomie qui n'est pas toujours adaptée à la durée des creux de tension ou aux coupures brèves.

Afin de réaliser une solution flexible universelle de dépollution de toutes les perturbations de tension des réseaux électriques, une famille de *filtres actifs séries* a été proposée [GY-76].

I.3.2.3 Solution de dépollution adoptée

Pour fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs sont proposés comme des solutions avancées de dépollution des réseaux électriques. En effet, ces solutions peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur.

I.4. Filtres Actifs « Compensateurs Actifs »

L'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT, a permis d'envisager de nouvelles solutions de compensation des perturbations des réseaux électriques. Les filtres actifs constituent une alternative intéressante aux solutions classiques. Flexibles car auto-adaptatifs, ils viennent s'ajouter à des structures déjà existantes de convertisseurs. Ils peuvent également être utilisés comme complément aux solutions traditionnelles de dépollution. Le rôle d'un filtre actif est de compenser en temps réel les perturbations, en tout ou en partie, présentes dans les réseaux électriques.

Dans cette partie du chapitre, nous allons introduire les principales structures, proposées dans la littérature, à savoir **les filtres actifs parallèle, série**.

I.4.1 Le filtre actif parallèle (F.A.P)

I.4.1.1 Principe de fonctionnement

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la figure Fig. I.5, est le plus souvent commandé comme un générateur de courant [XU-94, SAL-96, BENCH-98]. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du **filtre actif parallèle (F.A.P)** consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif.

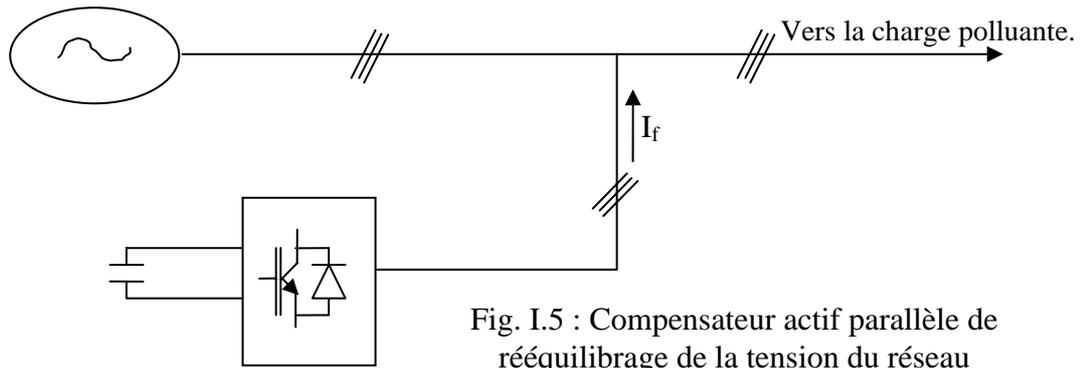


Fig. I.5 : Compensateur actif parallèle de rééquilibrage de la tension du réseau

I.4.1.2 Mise en oeuvre

Les premiers principes de fonctionnement des *filtres actifs parallèles* ont été présentés dans la littérature dès le début des années 1970 [BI-69, SA-71]. En 1976, une première famille de *filtre actif parallèle* a été conçue à partir d'onduleurs à transistors de puissance commandés en MLI [GY-76]. Ces premiers dispositifs de puissance étaient alors proposés pour la seule compensation des courants harmoniques. Cependant, à cette époque, il était encore difficile de concevoir ce type de système pour des applications industrielles. En effet, dans ces années là, il était presque impossible de trouver, sur le marché, des interrupteurs de puissance capables de fonctionner aux fréquences de commutation et aux niveaux de puissance exigés par la réalité industrielle. Cette barrière technologique sera franchie, dès 1977, lors de la conception d'un premier prototype de *filtre actif parallèle* à base de thyristors à commutations naturelles pour la compensation de courant harmonique [MO-77]. Cependant, l'application des onduleurs à base de thyristor a tout de suite posé le problème de la génération non désirée de composantes injectées sur le réseau à la fréquence de commutation. La même raison a également empêché l'utilisation de compensateurs statiques parallèles à thyristors, lesquels avaient été conçus pour la compensation conjointe de la puissance réactive et des courants déséquilibrés [GR-77].

Au cours des années 1980, des progrès importants dans le domaine des semi-conducteurs ont permis de développer de nouveaux composants de puissance associant hautes fréquences de commutation et fortes puissances. Profitant de ces avancées, et de l'avènement des interrupteurs de puissance du type GTO et IGBT, de nombreux onduleurs de puissance, commandés en MLI, ont pu être conçus en vue de répondre aux contraintes industrielles de conception des *filtres actifs parallèles* [KA-83, AK-86]. Ainsi, ces derniers ont commencé à être commercialisés et installés à travers le monde, et plus spécialement dans les pays les plus industrialisés comme le Japon [AK-96, AK-97]. Ces

premiers prototypes ne compensaient alors que les perturbations harmoniques de courant. Suite à ces premiers développements, d'autres types de *filtre actif parallèle* ont pu être réalisés pour compenser à la fois la puissance réactive, et/ou les harmoniques et les déséquilibres de courant [CH-2000].

Actuellement, les **filtres actifs parallèles** sont essentiellement installés par les consommateurs industriels. L'évolution future de ces dispositifs de puissance pourrait autoriser le fournisseur d'énergie à prendre un rôle plus important, en lui permettant de les installer lui-même. Cette approche permettrait d'amortir la propagation des harmoniques causées par la résonance, laquelle peut être observée entre les inductances du réseau et les batteries de condensateurs installées pour améliorer le facteur de puissance [AK-96, AK-97]. De même, des **filtres actifs parallèles** installés par le fournisseur auraient aussi pour objectif de réduire la distorsion harmonique de tension en amont, côté réseau électrique.

I.4.2 Le filtre actif série (F.A.S)

I.4.2.1 Principe de fonctionnement

Le filtre actif série se comporte dans ce cas, comme le montre la Fig. I.6, 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 [TO-99]. Ainsi la tension aux bornes de la charge à protéger est purement sinusoïdale.

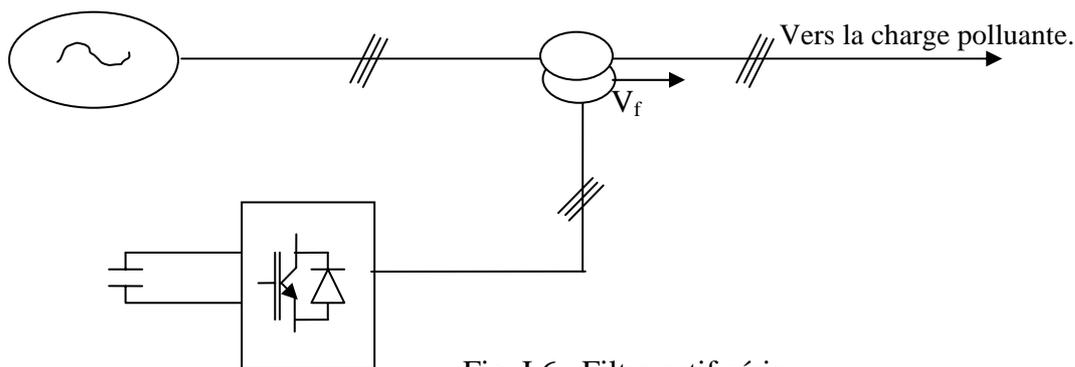


Fig. I.6 : Filtre actif série

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents types de perturbations affectant l'onde de tension du réseau électrique. Comme nous avons pu le constater, les harmoniques et les déséquilibres de courant et de tension, la puissance réactive et les creux de tension ont des effets néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent aller des échauffements et de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale de ces équipements.

Plusieurs solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées. La solution classique à base de filtres passifs est souvent pénalisée en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes.

Récemment, en plus du filtrage des harmoniques, les *filtres actifs parallèles et séries*, et leur combinaison, ont été étudiés pour la compensation de tous les types de perturbations susceptibles d'apparaître dans un réseau électrique basse tension. En effet, profitant des progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, ces solutions peu encombrantes n'occasionnent aucune résonance avec les éléments passifs du réseau et font preuve d'une grande flexibilité face à l'évolution du réseau électrique et de la charge polluante.

Le filtre actif parallèle peut être installé pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive.

Le filtre actif série peut être installé pour compenser toutes les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension. D'autres solutions de dépollution consistent à associer des filtres actifs et passifs pour trouver un compromis entre l'efficacité de compensation et le coût. Ces solutions peuvent être des solutions futures très prometteuses.

Dans l'objectif d'améliorer la qualité de service par le rééquilibrage de la tension du réseau triphasé basse tension présentant un déséquilibre important, nous étudions dans ce qui suit les méthodes de régulation classiques et modernes appliquées au filtre actif parallèle.

CHAPITRE II
STRATEGIES DE COMMANDES
CLASSIQUES DU COMPENSATEUR
ACTIF

II.1 Introduction

La stratégie de commande se base sur la détection des courants perturbateurs dans le domaine temporel. Trois possibilités d'identification des courants perturbateurs ont déjà été proposées [AK-96, AK-97]:

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

La première méthode est la plus appropriée au filtre (compensateur) actif parallèle installé pour compenser les courants perturbateurs causés par ses charges polluantes [AK-96]. C'est pourquoi cette méthode de détection sera employée dans ce travail.

II.2 Méthode d'identification des courants perturbés

II.2.1 Généralités sur les méthodes d'identification

Les différentes méthodes d'identification de courant perturbateur peuvent être regroupées en deux familles d'approche.

La première utilise la transformée de Fourier rapide dans le domaine fréquentiel, pour extraire les harmoniques du courant. Cette méthode est bien adaptée aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Elle donne aussi l'avantage de sélectionner les harmoniques individuellement et de ne choisir de compenser que les plus prépondérants. Il est à noter que cette méthode nécessite une grande puissance de calcul afin de réaliser, en temps réel, toutes les transformations nécessaires pour extraire les harmoniques [NAK-89].

La deuxième famille est basée sur le calcul des puissances instantanées dans le domaine temporel. Certaines de ces méthodes se basent sur le calcul des puissances harmoniques de la charge non linéaire [BENCH-98]. D'autres peuvent être utilisées pour compenser à la fois les courants harmoniques et la puissance réactive, en se basant sur la soustraction de la partie fondamentale active du courant total [BENCH-98].

Récemment, de nouvelles méthodes d'identification ont été présentées pour donner le choix de compenser un, plusieurs ou voire même tous les types de courants perturbateurs. En effet, en se basant sur la régulation de la tension continue et sur celles du réseau électrique aux points de raccordement, nous pouvons compenser à la fois tous les

courants perturbateurs, tout en offrant la possibilité de réguler la tension de la charge [CH–2000]. Cette méthode, qui ne peut être implantée que numériquement, ne garantit pas une compensation parfaite de la puissance réactive, de même que la régulation de tension n’assure pas toujours une bonne qualité à la tension de la charge.

Une autre méthode, appelée la méthode de détection synchrone et reposant sur la transformée de Park, a été proposée [GU–2000]. Cette méthode se base essentiellement sur le calcul de la pulsation fondamentale obtenue par une boucle à verrouillage de phase « PLL » (Phase Locked Loop). Cela exige une précision parfaite du calcul de cette pulsation afin de ne pas avoir des courants identifiés erronés.

Aussi il y a lieu de signaler dans notre étude la méthode des puissances fluctuantes basée sur la matrice des composantes symétriques.

Enfin, la méthode d’identification la plus utilisée est celle appelée méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées [AK–83]. Cette méthode offre l’avantage de choisir la perturbation à compenser avec précision, rapidité et facilité d’implantation. Pour toutes ces raisons, nous avons retenu cette méthode d’identification pour le reste de notre étude. En effet, afin de pouvoir compenser les courants harmoniques, les courants déséquilibrés et la puissance réactive conjointement ou individuellement, cette méthode nous a semblé la mieux appropriée.

II.2.2 Méthode des puissances fluctuantes

II.2.2.1 Fonctionnement du compensateur actif

Dans le cas particulier où la charge raccordée est linéaire, les courants déséquilibrés produits par la charge sont sinusoïdaux ; ils seront notés dans la suite sous la forme d'un vecteur $(I_{11} , I_{12} , I_{13})$. En vertu de la théorie des composantes symétriques de Fortescue [BH & EN-96], un tel système peut être substitué par trois systèmes équilibrés notés : $(I_{ld1} , I_{ld2} , I_{ld3})$ pour le système d'ordre direct, $(I_{li1} , I_{li2} , I_{li3})$ pour le système d'ordre inverse et $(I_{lo1} , I_{lo2} , I_{lo3})$ pour le système homopolaire. En désignant par $a = e^{j2\pi/3}$ l'opérateur rotation de $2\pi/3$, les composantes de chaque vecteur sont définies par :

$$\begin{pmatrix} \bar{I}_{ld1} \\ \bar{I}_{ld2} \\ \bar{I}_{ld3} \end{pmatrix} = \bar{I}_{ld} \begin{bmatrix} 1 \\ a^2 \\ a \end{bmatrix} \quad \begin{pmatrix} \bar{I}_{li1} \\ \bar{I}_{li2} \\ \bar{I}_{li3} \end{pmatrix} = \bar{I}_{li} \begin{bmatrix} 1 \\ a \\ a^2 \end{bmatrix} \quad \begin{pmatrix} \bar{I}_{lo1} \\ \bar{I}_{lo2} \\ \bar{I}_{lo3} \end{pmatrix} = \bar{I}_{lo} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II-1})$$

Les nombres complexes I_{ld} , I_{li} , I_{lo} étant eux-mêmes définis par la transformation inverse de Fortescue des courants de charge :

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{lo} \\ \bar{I}_{ld} \\ \bar{I}_{li} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{l1} \\ \bar{I}_{l2} \\ \bar{I}_{l3} \end{bmatrix} \quad (\text{II-2})$$

En désignant par $(I_{fref1}, I_{fref2}, I_{fref3})$ le vecteur associé aux courants des références appliquées à l'onduleur, la condition nécessaire et suffisante à la compensation du déséquilibre est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{fref1} \\ \bar{I}_{fref2} \\ \bar{I}_{fref3} \end{bmatrix} = \bar{I}_{li} \begin{bmatrix} 1 \\ a \\ a^2 \end{bmatrix} + \bar{I}_{lo} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

Le système de courants injectés par l'onduleur est donc déduit du système inverse et homopolaire de courants produits par la charge. Dans cette configuration idéalisée, le courant de ligne est alors égal au système direct de courants de charge.

Notons que la compensation du système homopolaire n'est pas forcément indispensable. En effet, dans le cas où le secondaire du transformateur est constitué d'un bobinage de type zigzag, le flux résultant de la circulation de ces courants est globalement nul et aucun courant homopolaire n'est alors produit au primaire. Dans le cas d'un couplage classique en étoile avec neutre, on peut également bloquer la remontée du courant homopolaire en opérant un couplage en triangle des enroulements primaires. Dans la suite de notre étude, nous allons nous placer dans le cas général où cette compensation doit tout de même être effectuée par l'onduleur.

II.2.2.2 Propriétés.

L'injection d'un courant homopolaire par l'onduleur conduit à une somme non nulle des courants de compensation i_{f1} , i_{f2} et i_{f3} . Le courant résultant de cette somme est en outre rigoureusement égal au courant traversant le conducteur de neutre relié à la charge. Cette propriété nous oblige donc à choisir une structure d'onduleur permettant la circulation de ce courant au moyen d'une liaison entre le point milieu de la source continue de l'onduleur et le point neutre du réseau. Cette liaison permet en prime une entière unicité de la tension délivrée par chaque cellule de commutation indépendamment de l'état des deux autres cellules. La structure ainsi déduite possède donc les mêmes degrés de libertés que la simple juxtaposition de trois onduleurs monophasés sur un même bus continu.

En outre, puisque le courant se refermant par le point milieu de l'onduleur est égal au courant dans le conducteur de neutre, il peut être alors judicieux de raccorder ce point milieu non pas au point neutre du réseau mais plutôt au point neutre de la charge. Cette variante permet alors d'annuler toute circulation de courant (aux harmoniques près) dans le conducteur de neutre et de réduire considérablement la section de celui-ci. Ainsi, le rôle joué par ce conducteur est tout simplement d'imposer un potentiel fixe quelle que soit la symétrie de la charge. La structure finale de l'onduleur est représentée en Fig III-5

En considérant que les courants de ligne (I_{s1} , I_{s2} , I_{s3}) soient parfaitement compensés, le système de tensions appliquées à la charge et au compensateur est également équilibré. Sur cette base, nous allons dresser un bilan énergétique de l'ensemble compensateur-réseau au moyen des notations en valeurs instantanées suivantes :

Tensions de ligne :

$$\begin{pmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{pmatrix} = \sqrt{2}V_s \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \varphi_v) \\ \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi_v) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi_v) \end{pmatrix} \quad (\text{II-4})$$

Courants de compensation :

$$\begin{pmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{pmatrix} = \sqrt{2}I_{fi} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \varphi_{fi}) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi_{fi}) \\ \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi_{fi}) \end{pmatrix} + \sqrt{2}I_{fo} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \varphi_{fo}) \\ \cos(\omega t + \varphi_{fo}) \\ \cos(\omega t + \varphi_{fo}) \end{pmatrix} \quad (\text{II-5})$$

La puissance instantanée mise en jeu au point de raccordement du compensateur sur le réseau est donnée par :

$$p = v_{s1}i_{f1} + v_{s2}i_{f2} + v_{s3}i_{f3} \quad (\text{II-6})$$

Le développement de l'expression (II-6) à l'aide de (II-4) et (II-5) conduit au résultat suivant :

$$p = 3V_s I_{fi} \cos(2\omega t + \varphi_v + \varphi_{fi}) \quad (\text{II-7})$$

Le résultat (II-7) montre qu'aucune puissance moyenne n'est mise en jeu entre le réseau et le compensateur de déséquilibre avec toutefois une puissance fluctuante de fréquence double de celle du réseau. La source de tension continue de l'onduleur peut donc être réalisée par deux condensateurs. Bien entendu, cette propriété n'est valable que si la compensation s'effectue simultanément sur les trois phases. Une compensation sur une ou deux phases nécessiterait obligatoirement une source continue active [BH & EN-96].

La détermination de la puissance instantanée à l'entrée de l'onduleur doit tenir compte de la chute de tension aux bornes des inductances de liaisons du fait de la

circulation des courants de compensation. Si ces inductances ont une valeur égale sur les trois phases, la puissance instantanée qu'elles produisent est donnée par :

$$p_L = (i_{f1} i_{f2} i_{f3}) L \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{pmatrix} \quad (\text{II-8})$$

A l'aide de (II-6), le développement de la relation (II-8) donne :

$$p_L = -3L\omega I_{fo}^2 \sin(2\omega t + 2\varphi_{fo}) \quad (\text{II-9})$$

Dés lors, la puissance instantanée totale mise en jeu à l'entrée de l'onduleur est donnée par la somme de (II-7) et de (II-9) :

$$p_T = P_{T\max} \cos(2\omega t + \phi) \quad (\text{II-10})$$

Avec :

$$P_{T\max} = \sqrt{(3V_s I_f i)^2 + (3L_f \omega I_{fo}^2)^2 + 18V_s I_{fi} I_{fo}^2 L_f \omega \sin(\varphi_v + \varphi_f i - 2\varphi_{fo})} \quad (\text{II-11})$$

$$\text{et} \quad \tan(\phi) = \frac{3V_s I_{fi} \sin(\varphi_v + \varphi_{fi}) + 3L_f \omega I_{fo}^2 \cos(2\varphi_{fo})}{3V_s I_{fi} \cos(\varphi_v + \varphi_{fi}) - 3L_f \omega I_{fo}^2 \sin(2\varphi_{fo})} \quad (\text{II-12})$$

Nous déduisons de cette analyse que la puissance instantanée à l'entrée de l'onduleur fait intervenir deux composantes : une première composante proportionnelle à l'amplitude du courant inverse ; une seconde composante liée à la présence des inductances de liaison et proportionnelle à l'amplitude du courant homopolaire.

En outre, en négligeant tous les termes de dissipation et de stockage transitoire d'énergie au sein de l'onduleur, cette puissance instantanée totale est intégralement échangée avec les deux condensateurs constituant l'étage continu. Puisque cette puissance fluctue à une fréquence double de celle du réseau, la tension totale du bus continu évolue également à cette fréquence, de façon identique à un fonctionnement globalement monophasé de l'onduleur. Compte tenu de cette propriété et de la connaissance de l'expression analytique de cette puissance, il sera alors possible de dimensionner spécifiquement et exactement les deux condensateurs du bus continu.

Notons également que même si la présence des inductances n'affecte pas la puissance moyenne à l'entrée de l'onduleur, celles-ci consomment de la puissance réactive que l'onduleur doit compenser au moyen de composantes inverses et homopolaires de tensions directement en quadrature avec les composantes de courants de même ordre. La tension qui doit être délivrée par chaque cellule de commutation est donc donnée par la composition vectorielle entre la tension du réseau et la tension inverse et homopolaire aux

bornes de chaque inductance. Ce résultat signifie en réalité que l'onduleur doit délivrer trois tensions d'autant plus déséquilibrées que la chute de tension aux bornes des inductances est élevée par rapport à la tension du réseau. Cette propriété est importante et signifie que les trois cellules de commutation de l'onduleur ont a priori un taux de modulation différent. Les cellules étant raccordées au même bus continu, une commande de l'onduleur en pleine onde est alors fondamentalement incompatible avec le fonctionnement en compensateur et ceci indépendamment de toute autre considération (fréquence de découpage, distorsion harmonique).

II.2.2.3 Calcul des courants de compensation

La commande du compensateur consiste à déterminer en premier lieu les courants de compensation (i_{f1} , i_{f2} , i_{f3}) à partir de la mesure des courants de charge (i_{11} , i_{12} , i_{13}) et éventuellement des tensions de ligne (v_{s1} , v_{s2} , v_{s3}). La détermination des courants de compensation revient donc à extraire des courants de charge, les composantes inverses et homopolaires. La méthode la plus naturelle pour obtenir le système inverse consiste à utiliser la transformation de Fortescue. Dans le cas particulier du raccordement d'une charge monophasée, cette méthode donne alors très simplement le résultat recherché. Pour tous les autres cas, il est nécessaire de déterminer l'amplitude et la phase de chaque courant de charge. Si la charge est linéaire, on peut alors faire appel à un détecteur de phase ou à une simple mesure automatique de puissance moyenne. Une telle opération fait intervenir des moyennes calculées sur un horizon au moins égal à une période du réseau d'alimentation ce qui conduit à un temps de réponse de l'ordre de 10 ms lors de régimes transitoires déséquilibrés. Pour obtenir un système de réglage plus rapide, nous allons examiner **une méthode basée sur les puissances fluctuantes** (Fig II-1) produites par la charge.

Les puissance fluctuantes sont définies comme suit [Jo & Se & Jù-2003] :

\tilde{P} : La puissance active instantanée, c'est l'énergie par unité de temps échangée entre la source et la charge. C'est une énergie qui ne se transforme pas à la charge et qui doit être compensée.

\tilde{q} : La puissance instantanée imaginaire (VARI). C'est l'énergie échangée dans le système de phase et qui correspond plus à des courants indésirables.

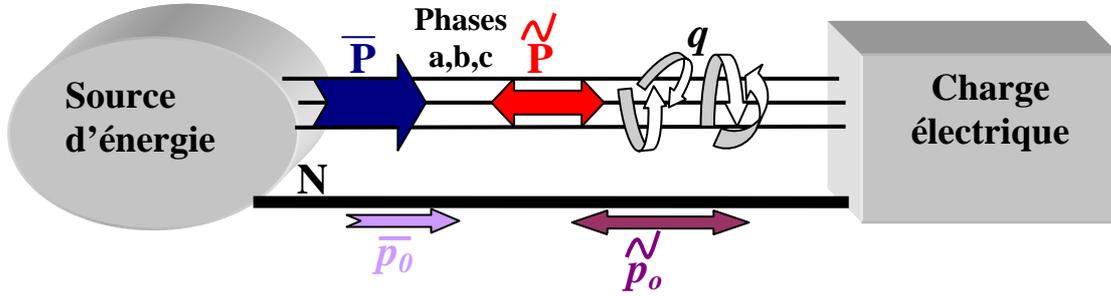


Fig II-1 : Puissances fluctuantes.

Le principe de cette méthode consiste à calculer la puissance fluctuante mise en jeu par la charge déséquilibrée et à l'identifier à la puissance instantanée produite par le système inverse de compensation. Il sera alors possible d'en extraire très simplement l'amplitude et la phase des courants inverses recherchés.

Dans la suite, les systèmes de courants de charge et de tensions de ligne seront respectivement notés comme suit :

$$\begin{pmatrix} i_{l1} \\ i_{l2} \\ i_{l3} \end{pmatrix} = \sqrt{2}I_{lo} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \varphi_{lo}) \\ \cos(\omega t + \varphi_{lo}) \\ \cos(\omega t + \varphi_{lo}) \end{pmatrix} + \sqrt{2}I_{ld} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \varphi_{ld}) \\ \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi_{ld}) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi_{ld}) \end{pmatrix} + \sqrt{2}I_{li} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \varphi_{li}) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi_{li}) \\ \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi_{li}) \end{pmatrix} \quad (\text{II-13})$$

$$\begin{pmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{pmatrix} = \sqrt{2}V_{sp} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \varphi_{so}) \\ \cos(\omega t + \varphi_{so}) \\ \cos(\omega t + \varphi_{so}) \end{pmatrix} + \sqrt{2}V_{sd} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \varphi_{sd}) \\ \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi_{sd}) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi_{sd}) \end{pmatrix} + \sqrt{2}V_{si} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \varphi_{si}) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi_{si}) \\ \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi_{si}) \end{pmatrix} \quad (\text{II-14})$$

Avec I_{ld} , φ_{ld} , I_{li} , φ_{li} et V_{sd} , φ_{sd} , V_{si} , φ_{si} les paramètres respectifs du système direct et inverse de courants de charge et de tensions de ligne.

En opérant le produit de la tension et du courant sur chaque fil de ligne et en sommant sur les trois phases, la puissance fluctuante totale mise en jeu par la charge est :

$$p_{fl} = 3V_{sd}I_{li} \cos 2\omega t + \varphi_{sd} + \varphi_{li} + 3V_{si}I_{ld} \cos 2\omega t + \varphi_{si} + \varphi_{ld} + 3V_{so}I_{lo} \cos 2\omega t + \varphi_{so} + \varphi_{lo} \quad (\text{II-15})$$

Si le conducteur de neutre est utilisé, le système homopolaire de tensions est nul. Si au contraire le neutre n'est pas utilisé c'est au tour du système homopolaire de courants d'être nul. Cette remarque montre en fait que quelle que soit la configuration du réseau BT adoptée, aucune puissance fluctuante ne peut être produite par les composantes homopolaires. Le dernier terme de la relation (II-15) est donc nul. La puissance fluctuante n'est alors mise en jeu que par des composantes appartenant à des systèmes d'ordres opposés.

La relation (II-15) peut également s'écrire sous la forme suivante :

$$\frac{P_{fl}}{3V_{sd}I_{li}} = \cos(2\omega t + \varphi_{sd} + \varphi_{li}) + \frac{V_{si}/V_{sd}}{I_{li}/I_{ld}} \cos(2\omega t + \varphi_{si} + \varphi_{ld}) \quad (\text{II-16})$$

L'amplitude du second terme de la relation (II-16) correspond au rapport entre la puissance apparente de la charge déséquilibrée et la puissance de court-circuit de la ligne d'alimentation [BH & EN-96]. En considérant une ligne de distribution chargée à son point nominal, ce rapport est donné par la tension de court-circuit du transformateur d'alimentation de la ligne, soit environ 5 % pour une alimentation de 1 MVA, 4 % pour 100 kVA. Ainsi, au prix de cette erreur, la relation (II-15) peut être approximée par :

$$P_{fl} \approx 3V_{sd}I_{li} \cos(2\omega t + \varphi_{sd} + \varphi_{li}) \quad (\text{II-17})$$

Par ailleurs, la puissance fluctuante produite par le compensateur ne fait intervenir que le système direct de la tension de ligne et le système inverse de compensation. Cette puissance s'écrit :

$$P_{fc} = -3V_{sd}I_{fi} \cos(2\omega t + \varphi_{sd} + \varphi_{fi}) \quad (\text{II-18})$$

Puisque l'approximation opérée dans la relation (II-16) revient à négliger la puissance fluctuante produite par le système de tensions inverse délivrée par le réseau, la condition de compensation des courants de ligne repose alors sur la suppression globale de la puissance fluctuante, soit $p_{fc} + p_{fl} = 0$, d'où :

$$I_{fi} \cos(2\omega t + \varphi_{sd} + \varphi_{fi}) = \frac{P_{fl}}{3V_{sd}} \quad (\text{II-19})$$

Afin d'extraire I_{fi} et φ_{fi} en tenant compte d'un fonctionnement transitoire déséquilibré, il est alors judicieux de faire appel à la notion de puissance réactive fluctuante. Moyennant la même simplification que celle effectuée sur la puissance active fluctuante, cette grandeur est définie comme le produit du courant de charge par la tension

de ligne respectivement en quadrature arrière. La sommation sur les trois phases conduit au résultat suivant :

$$q_{fl} \approx 3V_{sd}I_{li} \sin(2\omega t + \varphi_{sd} + \varphi_{li}) \quad (\text{II-20})$$

L'application du même calcul au compensateur donne :

$$q_{fc} = -3V_{sd}I_{fi} \sin(2\omega t + \varphi_{sd} + \varphi_{fi}) \quad (\text{II-21})$$

Avec comme condition de compensation supplémentaire : $q_{cf} + q_{fi} = 0$. à l'aide des relations (II-17), (II-18) et (II-20), (II-21), la référence de courant inverse est donnée par :

$$I_{frefi} = \frac{\sqrt{p_{fl}^2 + q_{fl}^2}}{3V_{sd}} \quad (\text{II-22})$$

Dans le cas où le déséquilibre en tension reste limité à quelques pour-cent, le calcul de V_{sd} peut se ramener à une moyenne de la valeur efficace des tensions de ligne.

En considérant la tension de ligne v_{s1} comme référence de phase, soit $\varphi \approx 0$. L'extraction de φ_{li} est obtenue par une démodulation de p_{fl} et q_{fl} par un système en quadrature de composantes respectives $\cos 2\omega t$ et $\sin 2\omega t$. Par la suite on impose $\varphi_{fref} = \varphi_{li}$.

En fin, le calcul des puissances fluctuantes s'effectue en soustrayant à la puissance totale, la puissance moyenne calculée uniquement sur une demi-période. Soit :

$$p_{fl} = V_{s1}i_{l1} + V_{s2}i_{l2} + V_{s3}i_{l3} - \frac{2}{T} \int_{t-T/2}^t (V_{s1}i_{l1} + V_{s2}i_{l2} + V_{s3}i_{l3}) dt \quad (\text{II-23})$$

$$q_{fl} = V_{s1}^L i_{l1} + V_{s2}^L i_{l2} + V_{s3}^L i_{l3} - \frac{2}{T} \int_{t-T/2}^t (V_{s1}^L i_{l1} + V_{s2}^L i_{l2} + V_{s3}^L i_{l3}) dt \quad (\text{II-24})$$

Où $V_{s1}^L, V_{s2}^L, V_{s3}^L$, représente le système de tensions en quadrature arrière.

L'intérêt de cette méthode est qu'elle repose sur une détermination en valeur instantanée du système de courants inverse et de sa phase pour mieux prendre en compte les régimes transitoires déséquilibrés de la charge. A cet effet, le calcul des moyennes glissantes dans les relations (II-23) et (II-24) est effectué sur un horizon d'une demi-période du réseau ce qui conduit à un temps de réponse de l'ordre de 5 ms. Toutefois, il faut noter que les courants de charge doivent être sinusoïdaux et que le gain obtenu en rapidité se fait au détriment de la précision. Celle-ci est d'autant meilleure que la tension du réseau est de puissance de court-circuit élevée par rapport à la puissance apparente de la

charge. En présence d'harmoniques, il faudra prévoir un filtrage des courants de charge avant leur traitement.

II.2.3 Méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires

II.2.3.1 Généralités sur les puissances instantanées

En présence des harmoniques, la puissance apparente est composée de trois parties : active (P), réactive (Q) et déformante (D) comme le montre la relation (II.25) (Cf. Fig. I.1).

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (\text{II-25})$$

Cette méthode exploite la transformation α - β pour obtenir les puissances réelles et imaginaires. Notons par (V_α, V_β) et (I_α, I_β) les composantes orthogonales du repère α - β associées respectivement aux tensions de raccordement du filtre actif parallèle (V_s) et aux courants absorbés par les charges polluantes (I_l). La transformation α - β -o triphasée permet d'écrire, la relation des tensions suivante :

$$\begin{bmatrix} V_o \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II-26})$$

Et la relation des courants ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} I_o \\ I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_l \\ I_l \\ I_l \end{bmatrix} \quad (\text{II-27})$$

Les composantes avec l'indice (o) représentent les séquences homopolaires du système triphasé de courant et de tension.

La puissance active instantanée, notée $P(t)$, est définie par la relation suivante :

$$\begin{cases} P(t) = V_{s1} \cdot I_{s1} + V_{s2} \cdot I_{s2} + V_{s3} \cdot I_{s3} = p(t) + p_0(t) \\ p(t) = V_\alpha \cdot I_\alpha + V_\beta \cdot I_\beta \\ p_0(t) = V_o \cdot I_o \end{cases} \quad (\text{II-28})$$

Avec $p(t)$ la puissance réelle instantanée, $p_0(t)$ la puissance homopolaire instantanée.

L'avantage de la transformation α - β -0 est la séparation des séquences homopolaires du système triphasé de courant ou de tension. De la même manière, la puissance imaginaire instantanée peut s'écrire sous la forme suivante :

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}} \left[(V_{s1} - V_{s2}) \cdot I_{s3} + (V_{s2} - V_{s3}) \cdot I_{s1} + (V_{s3} - V_{s1}) \cdot I_{s2} = V_{\alpha} I_{\beta} - V_{\beta} I_{\alpha} \right] \quad (\text{II-29})$$

La puissance q a une signification plus large que la puissance réactive habituelle. En effet, contrairement à la puissance réactive, qui ne considère que la fréquence fondamentale, la puissance imaginaire prend en compte toutes les composantes harmoniques de courant et de tension. C'est pourquoi on lui donne une autre dénomination (puissance imaginaire) avec comme unité le *voltampère imaginaire (VAI)*. A partir des relations (II.26) et (II.27), nous pouvons établir la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & V_{s\beta} \\ -V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II-30})$$

Dans le cas général, chacune des puissances p et q comporte une partie continue et une partie alternative, ce qui nous permet d'écrire l'expression ci-dessous :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{II-31})$$

Avec :

- \bar{p} une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension
- \bar{q} une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension,
- \tilde{p} et \tilde{q} des puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.

Afin d'isoler les puissances actives et réactives conventionnelles, il faut connaître avec précision les fréquences des pulsations des puissances instantanées formées à partir de la relation (II.29). Pour cela, nous baserons notre étude sur *l'analyse fréquentielle des puissances instantanées* données dans différents cas de courant et tension (Annexe I).

Il est à noter que l'on considère désormais que le réseau étudié est composé de trois fils ce qui empêche les composantes homopolaires d'y circuler, et de faire généraliser par la suite cette méthode sur un réseau BT à quatre fils (trois phases plus neutre distribué).

II.2.3.2 Séparation des puissances perturbatrices

Après avoir identifié les pulsations des puissances instantanées, le filtre de puissance chargé d'isoler les puissances active et réactive conventionnelles peut être dimensionné. Un circuit constitué d'un filtre passe bas avec un soustracteur peut être employé, comme le présente la Figure Fig. II.2.

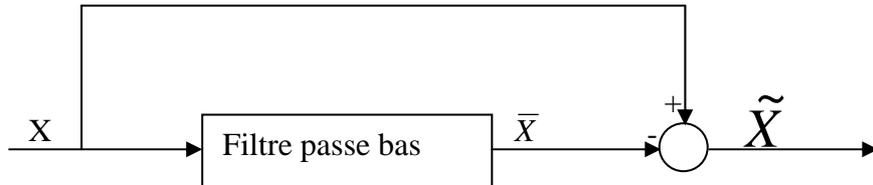


Fig. II.2 : Schéma représentant le principe de séparation des puissances

L'ordre de ce filtre passe-bas définit la dynamique et l'efficacité de la méthode d'identification. Des filtres de puissance du quatrième ou cinquième ordre ont été proposés [AK-86]. Dans notre étude, nous avons choisi un filtre passe-bas du deuxième ordre en vue de simplifier l'approche d'implantation numérique de ce dernier. En effet, un ordre plus élevé entraînerait des temps de calcul plus longs ce qui peut être préjudiciable dans notre étude. La relation suivante donne l'expression générale d'un filtre passe-bas du deuxième ordre :

$$\frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (\text{II-32})$$

La fréquence de coupure, $f_c = \omega_0/2\pi$, est choisie pour que le filtre de puissance puisse bloquer toute composante perturbatrice des puissances instantanées (\tilde{X}). Elle doit aussi permettre le passage des composantes continues représentant les puissances active et réactive à la fréquence fondamentale (\bar{X}). Cette fréquence est donc choisie selon le type de la charge, soit :

- 60 Hz pour un courant de charge équilibré avec un temps de réponse du filtre de 20 ms,
- 20 Hz pour un courant de charge déséquilibré avec un temps de réponse du filtre de 60 ms.

II.2.3.3 Calcul des courants perturbateurs

En inversant la relation (II.16), nous pouvons recalculer les courants dans le repère $\alpha\beta$ comme le montre l'équation (II.19) :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{II-33})$$

En considérant les équations (II-31) et (II-33), nous pouvons séparer le courant dans le repère $\alpha\beta$ en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques. Ceci conduit à:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II-34})$$

Courants actifs
Courants réactifs
Courants harmoniques

avec $\Delta = V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2$ supposé constant dans l'hypothèse d'une tension sinusoïdale équilibrée du réseau électrique.

Cette expression montre donc que l'identification des différentes composantes du courant dans le repère $(\alpha\beta)$ revient à séparer des termes continus des puissances réelle et imaginaire instantanées. Les courants perturbateurs triphasés qui représentent les courants identifiés, *dits courants de référence* (I_{ref}), sont calculés à partir de la transformation $\alpha\beta$ inverse (*transformation C2-3*) donnée par la relation (II.35) :

$$\begin{bmatrix} I_{ref1} \\ I_{ref2} \\ I_{ref3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{p\alpha} \\ I_{p\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II-35})$$

avec $I_{p\alpha}, I_{p\beta}$ courants perturbateurs calculés dans le repère $\alpha\beta$ à partir des courants réactifs et harmoniques de la relation (II-34).

II.2.3.4 Algorithme d'identification

Finalement, l'algorithme d'identification que nous avons défini peut être représenté par le synopsis de la Fig. II.3. Par souci de simplification, nous décrivons les matrices des relations (II-26) et (II-27), après avoir enlevé les composantes homopolaires, et (II-33) respectivement par les blocs notés C_{32} et C_{23} .

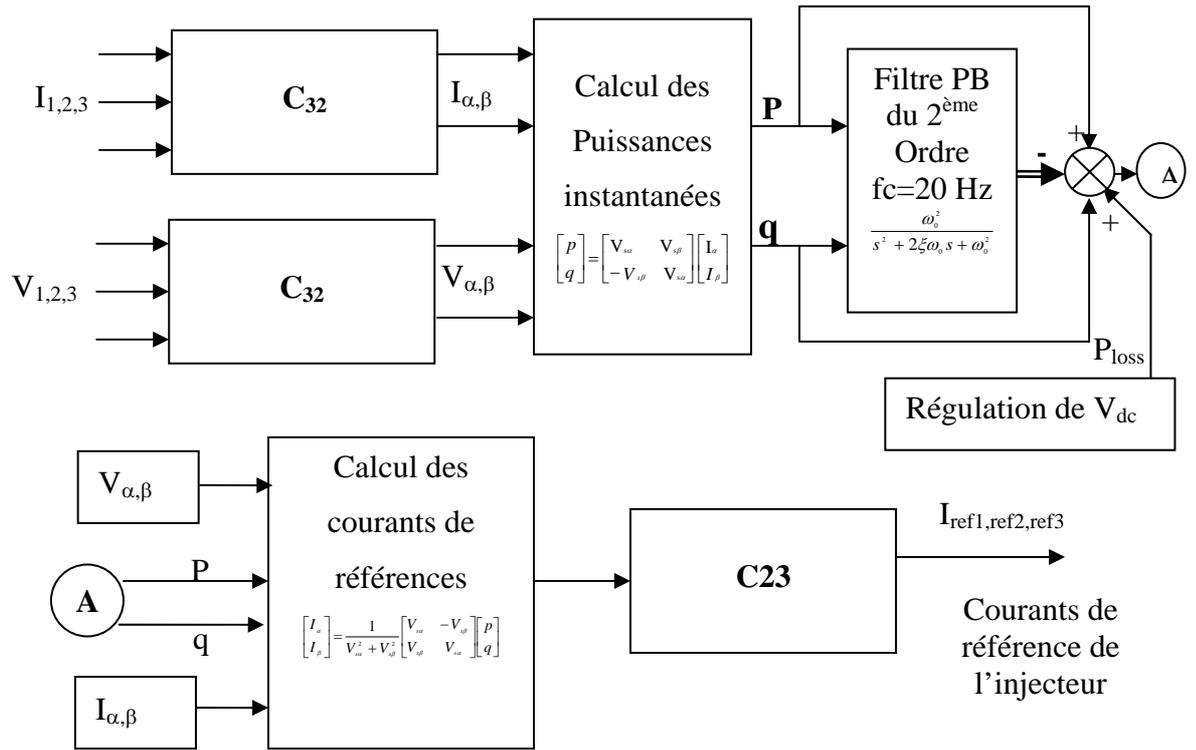


Fig. II-3 : Schéma de principe de la méthode d'identification des puissances instantanées

II.3 Régulation de la tension continue

La tension moyenne V_{dc} aux bornes des deux condensateurs en parallèle doit être maintenue à une valeur fixe. Les principales causes susceptibles de la modifier sont les pertes dans le filtre actif (interrupteurs et filtre de sortie). La régulation de la tension moyenne aux bornes des condensateurs de stockage d'énergie doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence. La sortie du régulateur P_c s'ajoute, à un signe près, à la puissance active perturbatrice \tilde{P} et donne lieu à un courant fondamental actif corrigeant ainsi V_{dc} (Cf. Fig. II.4). La puissance P_c représente la puissance active nécessaire pour maintenir la tension V_{dc} égale à la valeur de la tension de référence souhaitée (V_{dc-ref}).

Le régulateur employé ici est un régulateur proportionnel simple (K_c) avec une action de filtrage au préalable sur la tension mesurée V_{dc} , réalisée par un filtre passe-bas du deuxième ordre de manière à atténuer les fluctuations à 300 Hz.

La fonction de transfert du filtre passe bas est de :

$$F(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi \omega_c s + \omega_c^2} \quad (\text{II-36})$$

Avec :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{K_c}{C_{dc-ref} \cdot \tau_c}} \quad \text{et} \quad \xi = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_{dc} \cdot V_{dc-ref}}{K_c \cdot \tau_c}} \quad (\text{II-37})$$

La régulation est stable, mais pour obtenir un amortissement suffisant, le produit $K_c \cdot \tau_c$ doit être limité. D'ordinaire pour satisfaire cette condition et compte tenu des performances dynamiques et statiques, la valeur de ξ doit être comprise entre 0,4 et 0,7.

En négligeant les pertes de commutations dans l'onduleur ainsi que l'énergie stockée dans l'inductance du filtre de sortie, la relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur équivalent peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P_c = P_{loss} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (\text{II-38})$$

Notons que la relation (II.24) est non linéaire. Pour des faibles variations de la tension V_{dc} autour de sa référence V_{dc-ref} , elle peut être linéarisée à travers les relations suivantes :

$$\begin{cases} P_c = C_{dc} \cdot V_{dc-ref} \frac{d}{dt} (V_{dc}) \\ V_{dc}(s) = \frac{P_c(s)}{V_{dc-ref} \cdot C_{dc} \cdot s} \end{cases} \quad (\text{II-39})$$

A partir de la relation (II-37), et en prenant en compte le régulateur proportionnel (K_c), la boucle de régulation de la tension continue peut être représentée par le schéma de la Fig. II.4. Le choix du paramètre K_c aura pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire à la dynamique du filtre actif.

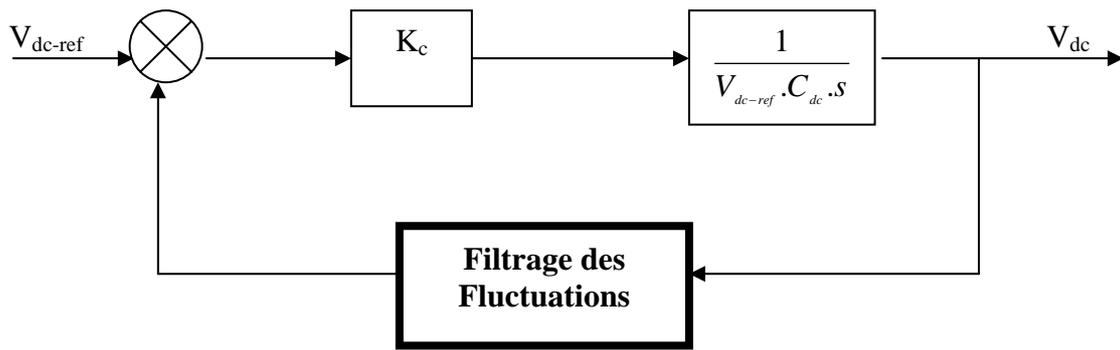


Fig. II.4 : Boucle de régulation de la tension continue

II.4 Commande de l'onduleur

Le but de la commande de l'onduleur est de permettre la meilleure reproduction des courants perturbés de référence, à travers les ordres de commande appliqués aux drivers interrupteurs de puissance. Les deux principales familles de commande des convertisseurs statiques sont :

- la commande par hystérésis,
- la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

II.4.1 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existant entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur [BENCH-98]. L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande. La simplicité de la mise en oeuvre, comme le montre la Figure Fig.II.5, est le principal atout de cette technique. En revanche, les commutations évoluant librement à l'intérieur de la bande d'hystérésis, on ne peut maîtriser correctement le spectre haute fréquence dû aux fréquences de commutations.

Afin de résoudre ce problème de la maîtrise des fréquences de commutation et de sa répercussion sur les interrupteurs, une autre stratégie de commande peut être proposée à savoir la commande par hystérésis modulée. Mais dans cette stratégie de commande, il est difficile de définir la largeur de la bande de l'hystérésis. De plus, le fonctionnement avec une fréquence de commutation quasi fixe nous empêche de conserver l'avantage d'une rapidité illimitée obtenue par la commande par hystérésis.

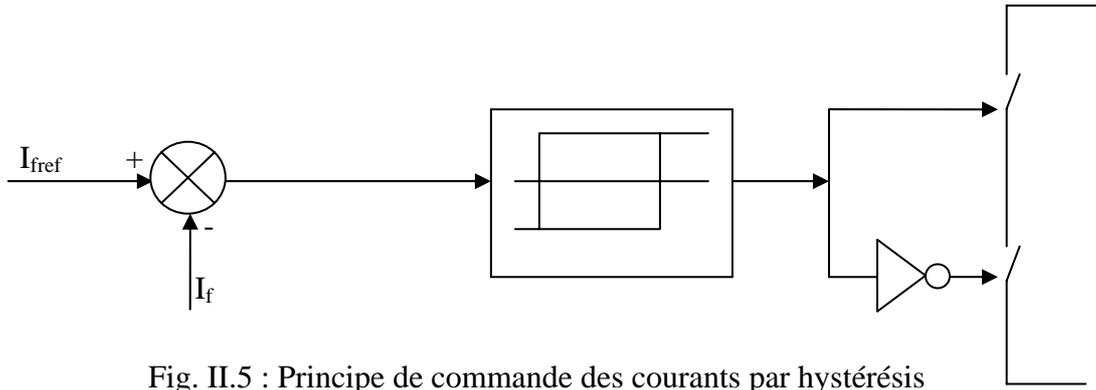


Fig. II.5 : Principe de commande des courants par hystérésis

II.4.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Afin de contourner les problèmes précédents, nous introduirons une deuxième famille de commande de l'onduleur : la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). La technique de commande par MLI résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur.

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel, dite *MLI intersective*. Cette technique de commande met en oeuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Le schéma de principe est donné par la Fig. II.6.

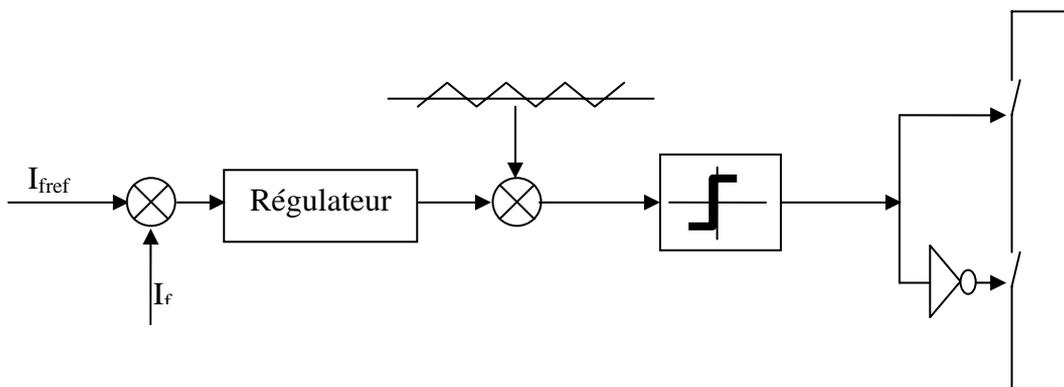


Fig. II.6 : Principe de commande des courants par MLI

D'autres techniques de MLI existent également dans la littérature comme la MLI à échantillonnage régulier où on peut distinguer deux méthodes :

- la MLI à échantillonnage régulier symétrique où la référence est échantillonnée à chaque période de la porteuse,
- la MLI à échantillonnage régulier asymétrique où la référence est échantillonnée à la demi-période de la porteuse.

Plus récemment, nous avons vu apparaître des techniques de commande, dites *commande à modulation vectorielle et commande par logique floue*. La MLI vectorielle diffère des techniques présentées précédemment par le fait qu'elle ne s'appuie pas sur des modulations appliquées à chacun des interrupteurs. Par contre la commande par logique floue repose sur l'expérience des manipulateurs du processus.

Finalement, nous avons choisi, dans la suite de notre étude, la technique de commande à hystérésis dans le cadre de commandes classiques et la commande moderne par logique floue qui sera abordée en détail dans les chapitres qui suivent. Les résultats de simulation de la commande MLI à échantillonnage naturel seront exposés [BH & EN-96] suite à des études déjà faites en vue de comparer des grandeurs régulées.

II.5 Régulation du courant du compensateur actif parallèle

Le choix du régulateur du courant du filtre actif se fait en fonction des objectifs de régulation et de l'ordre du filtre de sortie. Deux régulateurs *PI* et *contrôleur flou*, correspondant respectivement aux filtres de sortie du premier ordre, ont été déjà proposés pour réguler le courant du filtre actif parallèle en cours de cette étude.

Dans ce chapitre et afin de réaliser les objectifs de régulation, que nous détaillerons plus loin, nous analyserons les problèmes, ainsi que les limites, de ces deux types de régulateurs : le régulateur *PI* et le régulateur flou qui sera abordé en chapitre IV.

II.5.1 Structure de la boucle de régulation

De la Fig. II.7, en négligeant les effets des résistances du filtre de sortie sur le courant de référence I_f (pour les harmoniques basses fréquences qui sont loin de la fréquence de commutation), nous pouvons écrire la relation suivante caractérisant le courant du filtre actif I_f :

$$L_f = \frac{d}{dt} \bar{I}_f = V_f - V_s \quad (2-40)$$

Notons par $\Delta \bar{I}_f$ la différence entre le courant de référence et le courant mesuré à partir de la relation suivante :

$$\Delta \bar{I}_f = I_{fref} - I_f \quad (II-41)$$

Des équations (II-38) et (II-39), nous obtenons l'expression ci-dessous :

$$L_f \frac{d}{dt} \Delta \bar{I}_f = \left(\bar{V}_s + L_f \frac{d}{dt} \bar{I}_{fref} \right) - V_f \quad (II-42)$$

Le premier terme de la partie droite de la relation (II.42) peut être défini comme tension de référence (V_{fref}), ce qui nous donne l'expression suivante :

$$V_{fref} = \left(\bar{V}_s + L_f \frac{d}{dt} \bar{I}_{fref} \right) \quad (II-43)$$

L'écart entre V_{fref} et V_f produit alors une erreur sur le courant. Selon la relation (II-43), la tension de référence est composée de deux termes à fréquences différentes. Le premier représente la tension du réseau V_s directement mesurable. Le second est égal à la chute de tension aux bornes de l'inductance L_f , lorsque celle-ci est traversée par un courant égal à celui de la référence. Ce terme doit être élaboré par un régulateur de courant, comme le montre la Figure Fig. II-7.

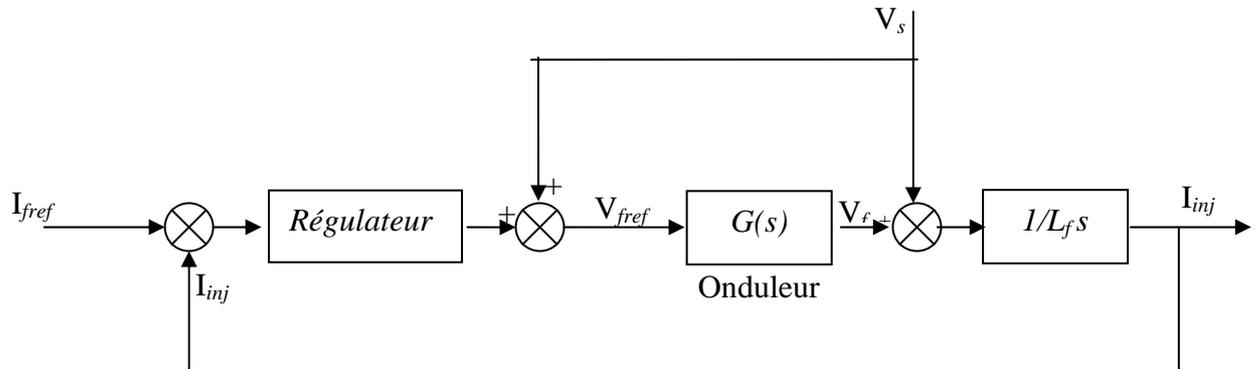


Fig. II.7 : Schéma de la régulation des courants du compensateur.

Dans ce schéma, $G(s)$ représente l'onduleur qui peut être modélisé par la relation suivante [AK-97] :

$$\begin{cases} G(s) = K \frac{1}{1 + \tau s} \\ K = \frac{V_{dc}}{2V_p} \end{cases} \quad (II-44)$$

avec V_{dc} la tension côté continu de l'onduleur, V_p l'amplitude de la porteuse triangulaire et (τ) représente le retard causé par le calcul des courants perturbateurs.

Dans un premier temps, nous pourrions considérer le gain K comme étant égal à l'unité 1 dans le cas où $V_{dc} = 2V_p$. De plus, nous introduirons, dans la boucle de régulation du courant, un retard (τ) correspondant à une période d'échantillonnage (T_e) : $\tau = T_e$. Ce retard correspond au temps de calcul, dû à une implantation numérique de la partie contrôle-commande du filtre actif parallèle. En effet, lors d'une implantation numérique, les ordres de commande envoyés sur l'onduleur ne peuvent être pris en compte qu'après une première période d'échantillonnage nécessaire à l'élaboration de ces derniers.

II.5.2 Méthode de régulation par PI

Un régulateur doit satisfaire aux objectifs généraux de la régulation ainsi qu'aux contraintes liées au rejet des perturbations. Dans le cas d'un régulateur aussi simple que le régulateur PI , et à cause du manque de degré de liberté que nous impose ce dernier, seule la poursuite des références pour un point de fonctionnement fixe pourra être envisagée. A cela s'ajoute le problème du compromis à trouver dans le cas d'une structure de *filtre actif parallèle* avec un filtre de sortie du premier ordre (choix de l'inductance) [ALA–2000.1, ALA–2002]. En effet, un régulateur PI ne peut pas assurer, avec les seuls paramètres de correction K_P et K_I , les objectifs de régulation en boucle fermée pour un système d'origine d'ordre supérieur à un.

La Figure Fig. II-8 représente le modèle électrique monophasé de l'association du compensateur actif parallèle de puissance représenté par une source de tension $V_f(t)$ et la charge non linéaire reliée au réseau électrique par une source de courant regroupant une composante fondamentale et des composantes harmoniques $i_c(t)$.

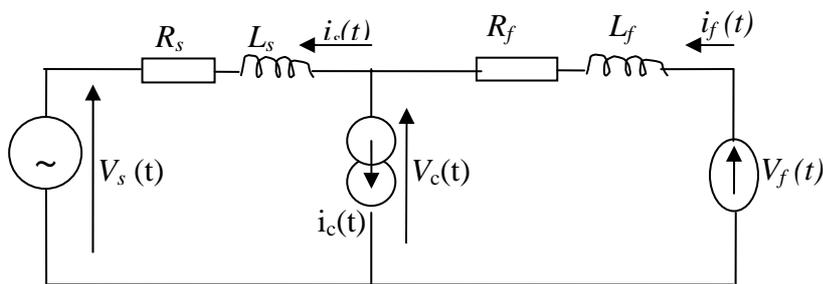


Fig II-8: Modèle électrique de l'ensemble compensateur réseau.

Du fait que la grandeur à asservir étant le courant du compensateur, nous avons alors la fonction de transfert :

$$i_f(s) = \frac{R_s + L_s s}{(R_f + R_s) + (L_f + L_s)s} i_c(s) + \frac{V_f(s) - V_c(s)}{(R_f + R_s) + (L_f + L_s)s} \quad (\text{II-45})$$

La relation (II-45) peut être associée à un correcteur ramené à une fonction de transfert $K(s)$ comme l'illustre la Figure Fig II-9.

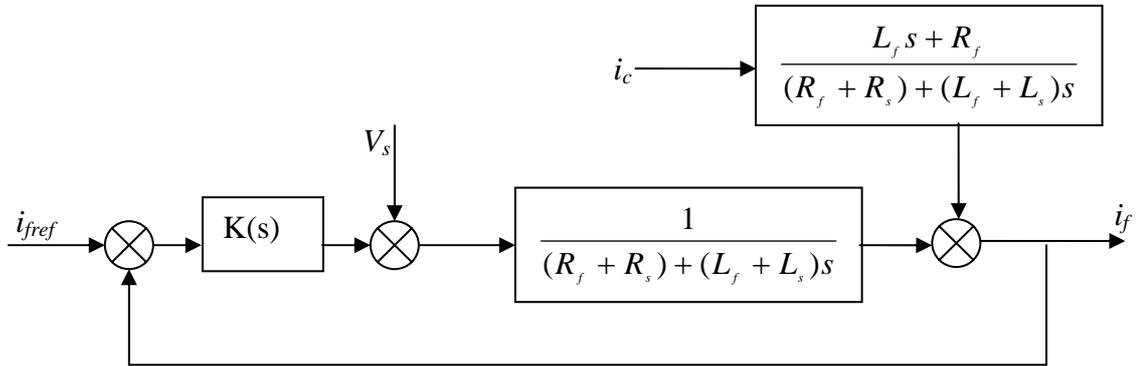


Fig. II-9 : schéma fonctionnel d'un régulateur proportionnel.

La grandeur de sortie en boucle fermée aura par la suite l'expression :

$$i_f(s) = \frac{H(s)K(s)}{1 - H(s)K(s)} i_{fref}(s) - \frac{H(s)}{1 - H(s)K(s)} V_s(s) + \frac{G(s)}{1 - H(s)K(s)} i_c(s) \quad (\text{II-46})$$

Avec $G(s) = \frac{L_f s + R_f}{(R_f + R_s) + (L_f + L_s)s}$ et $H(s) = \frac{1}{(R_f + R_s) + (L_f + L_s)s}$

De la fonction de transfert (II-46), nous pouvons spécifier certaines contraintes sur le régulateur proportionnel $K(s)$ suivant les objectifs de régulation auxquels nous nous attachons. Ainsi, nous souhaitons que la composante fondamentale i_{fref} se retrouve

complètement dans i_f , ce qui implique impérativement $\left| \frac{i_f}{i_{fref}} \right|_{\omega_1} \rightarrow 1$, mais que les grandeurs

perturbatrices V_s et i_c n'affectent pas le courant i_s ce qui se traduit par $\left| \frac{i_f}{V_s} \right|_{\omega_1} \rightarrow 0$ et

$\left| \frac{i_f}{i_c} \right|_{\omega_k} \rightarrow 0$ et ce quelque soit ω_k .

Dans ce cas, le choix d'un correcteur avec un grand gain s'avère utile. Cependant, le rejet des perturbations sera efficace si la dynamique en boucle fermée est très élevée,

chose que le régulateur proportionnel ne peut satisfaire. Pour remédier, nous avons adopté un régulateur de type proportionnel intégral représenté dans la figure II-10.

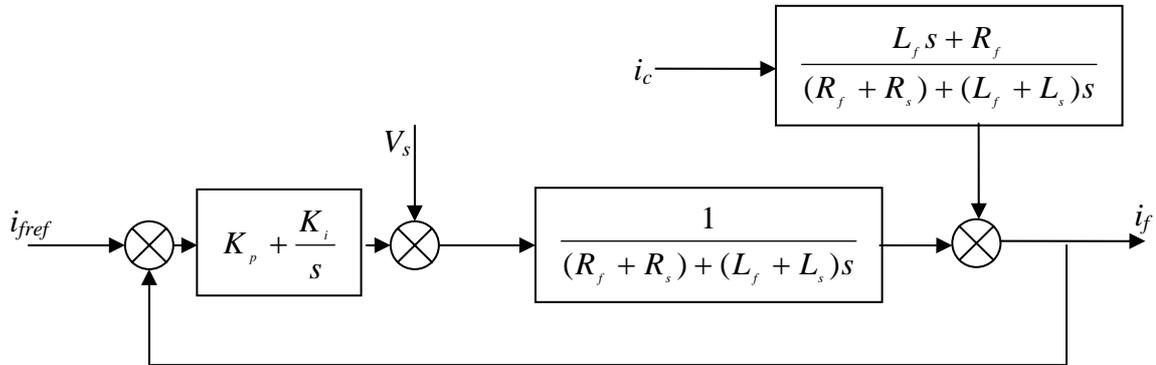


Fig. II-10 : schéma fonctionnel d'un régulateur proportionnel intégral.

La fonction de transfert en poursuite sera alors :

$$\frac{i_f(s)}{i_{fref}(s)} = \frac{\omega_c^2(1 + Ks)}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (\text{II-45})$$

Avec
$$K = \frac{K_p}{K_i}, \quad K_p = 2\xi\omega_c(L_f + L_s) - (R_f + R_s), \quad K_i = \omega_c^2(L_f + L_s)$$

K_p : gain du correcteur proportionnel, K_i : gain du correcteur intégral.

Puisque les paramètres réseau sont des constantes prédéfinies, l'ajustement des gains K_p et K_i dépend uniquement du coefficient d'amortissement ξ et de la pulsation de coupure ω_c .

Pratiquement, la valeur du taux d'amortissement ξ varie entre 0,4 et 0,707. Alors que le choix de la valeur de ω_c , plus sa valeur est élevée plus le temps de montée diminue. Cependant, nous ne pouvons l'augmenter infiniment car la fonction de transfert en boucle fermée de notre système possède un zéro qui est fonction des paramètres K_p et K_i qui sont à leur tour fonction de ω_c . Ce zéro cause un problème car il influe sur le dépassement qui peut donner des amplitudes importantes suite à de mauvais choix. Dès lors, il est nécessaire de faire un compromis entre la rapidité du système et le dépassement. Pour se faire, un bon choix de la valeur de ω_c ne peut être réalisé que par simulation pour reproduire un comportement fidèle à la réalité.

II.6 Conclusion

Nous avons consacré ce deuxième chapitre à l'étude des différentes méthodes de calcul des courants de référence en montrant leurs avantages et leurs inconvénients en plus de leurs limites d'utilisation. De plus, une étude a été établie pour les différentes stratégies de commandes classiques avec une comparaison basée sur les critères efficacité et simplicité d'implantation. Aussi et sans trop détailler, nous avons entamé la régulation de la tension continue. Dans notre étude, nous avons choisi d'identifier les courants de référence par la méthode des puissances instantanées que nous avons appliqué pour rééquilibrer la tension d'un réseau triphasé basse tension à quatre fils.

CHAPITRE III

STRUCTURE
ET DIMENSIONNEMENT
DU COMPENSATEUR ACTIF,

III.1 Introduction

Les objectifs de recherche que nous nous sommes fixés dans ce chapitre devront nous permettre d'améliorer les performances du compensateur dans le cas de conditions sévères (déséquilibre important) de fonctionnement des réseaux électriques basse tension (BT). compte tenu du déséquilibre important de tension dans les réseaux BT, nous traitons plus spécialement le rééquilibrage des courants déséquilibrés.

Dans le but d'atteindre une partie de ces objectifs, nous aborderons une structure du compensateur constituée d'un filtre actif parallèle associant un filtre du premier ordre en sortie de l'onduleur qui est composé d'une simple inductance permettant ainsi d'améliorer les ondulations des courants à injecter dans le réseau. Cette solution permet d'empêcher, sans entraîner d'effets secondaires, les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique. Il nous a paru important d'aborder ces problèmes qui restent encore peu abordés dans la littérature scientifique.

Finalement, ce chapitre sera consacré à l'étude de la partie puissance de la structure générale du filtre actif parallèle, nous introduirons les trois principaux blocs de cette structure, à savoir l'onduleur de tension, l'élément de stockage d'énergie et le filtre de sortie. Le chapitre présent sera achevé par les résultats de simulation en cas de l'application de la commande classique par hystérésis qui sera à son tour comparée à la commande par MLI parue dans différents articles.

III.2 Structure générale du compensateur actif

La Figure Fig.III.1 donne la structure du réseau basse tension à quatre fils avec l'injecteur actif sujet de notre étude.

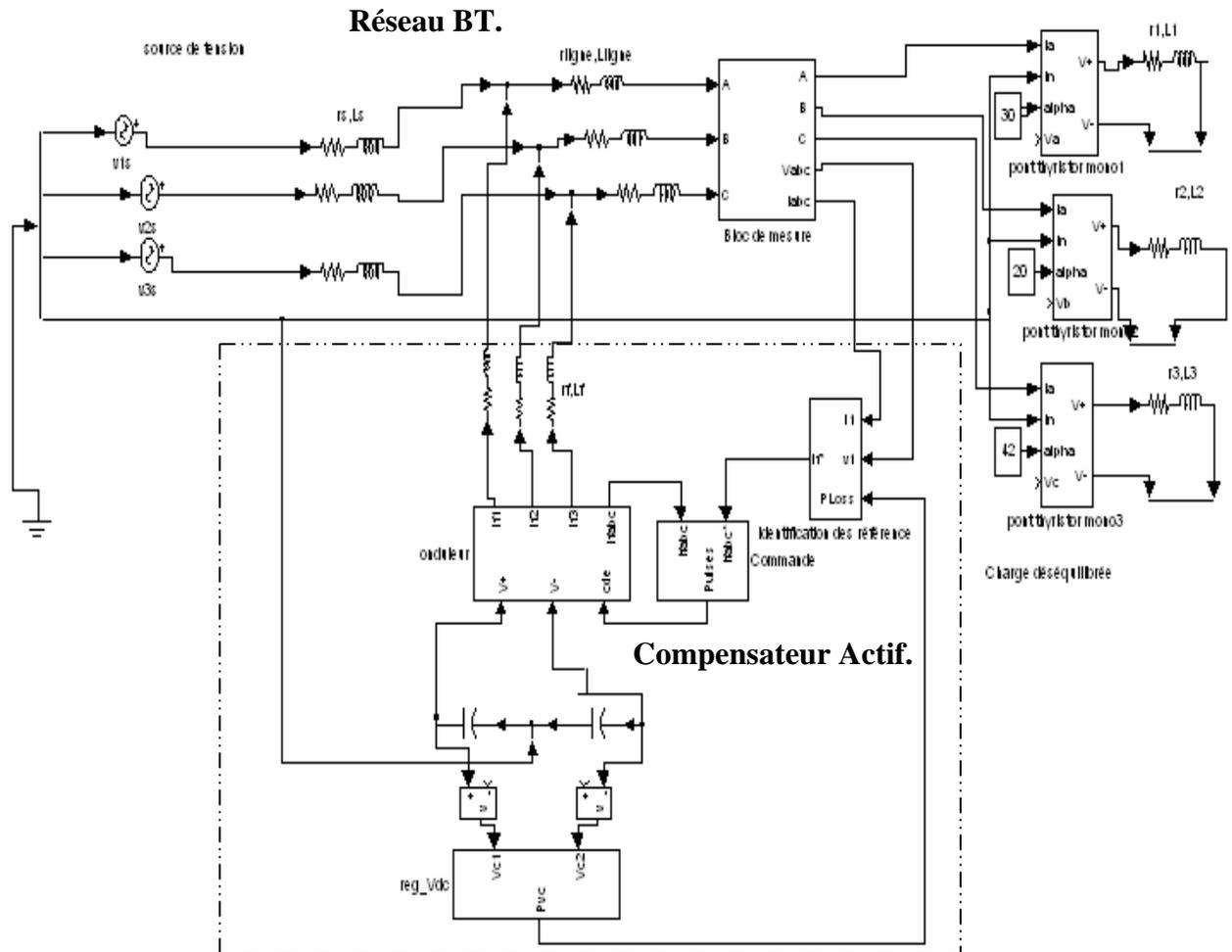


Fig III.1 Modèle physique étudié (Réseau BT, Compensateur et Circuit de commande).

La Figure Fig.III.1 donne la structure générale du filtre actif parallèle, laquelle se présente sous la forme de deux blocs : la *partie puissance* et la *partie contrôle-commande*. La partie puissance est constituée du circuit de puissance ci-après:

- D'un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance, commandables à l'amorçage et au blocage (GTO, IGBT, ...etc.) avec des diodes en antiparallèle,
- D'un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif,
- D'un filtre de sortie.

La partie contrôle-commande quant à elle est constituée du circuit de commande suivant:

- de la méthode d'identification des courants perturbés,

- de la régulation de la tension continue appliquée aux éléments de stockage d'énergie,
- de la régulation du courant injecté sur le réseau à partir de l'onduleur de tension,
- de la commande de l'onduleur de tension.

Le circuit de commande a été déjà étudié dans le chapitre II.

La figure Fig.III-2 donne les deux parties composantes du filtre actif.

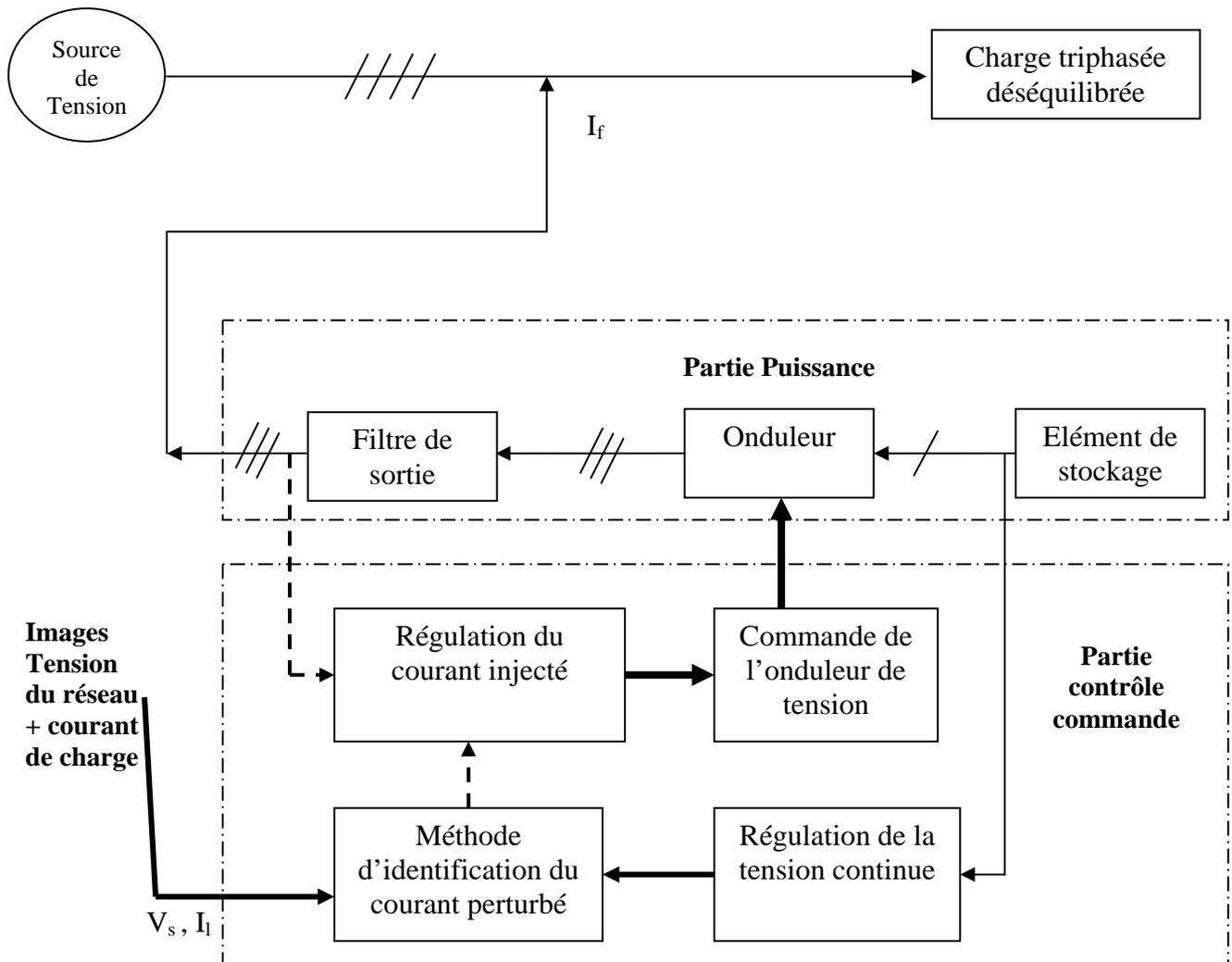


Fig. III.2 : Structure générale du compensateur actif parallèle

III.3 Etage alternatif - Onduleur de tension -

III.3.1 Structure générale

La Figure Fig.III.2 présente un onduleur triphasé à structure de tension. Il se compose de trois bras à interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture, réalisés à partir d'un transistor (GTO ou IGBT) et d'une diode en antiparallèle. Le stockage de l'énergie du côté continu se fait par l'intermédiaire d'un condensateur C_{dc} de tension V_{dc} . Le filtre de sortie est un filtre passif habituellement du premier ordre (L_f, R_f) employé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique.

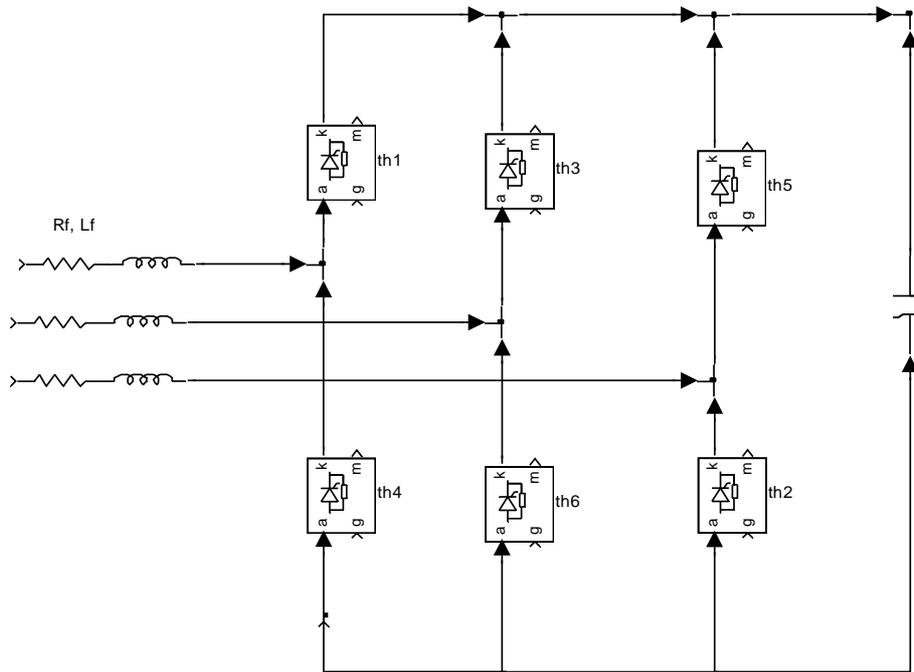


Fig. III.3 : Onduleur de tension triphasé

Cette structure du filtre actif parallèle ne permet pas la fermeture simultanée des semi-conducteurs d'un même bras sous peine de court-circuiter le condensateur de stockage. Par contre, ils peuvent être tous les deux ouverts (pendant un temps mort). La continuité des courants est alors assurée par la mise en conduction d'une des diodes d'un même bras.

En pratique, nous commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. En réalité, le mode, où les semi-conducteurs d'un même bras sont tous les deux fermés, n'existe que durant les commutations. Afin d'éviter un court-circuit à cause du délai de blocage des interrupteurs, il faut insérer sur un même bras, un temps d'attente, également appelé temps

mort, entre la commande de blocage d'un interrupteur et la commande d'amorçage de l'autre [WA-92]. Avec l'hypothèse des commutations instantanées, ce mode de fonctionnement ne sera pas pris en compte et par conséquent, aucun risque de court-circuiter le condensateur n'est à craindre.

III.3-2 Tension fournie par l'onduleur

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la Figure Fig.III.3 dépendent de l'état des signaux de commande (S_1, S_2, S_3), comme défini ci-dessous :

$$S_1 = \begin{cases} 1 & \text{T1 fermé et T4 ouvert.} \\ 0 & \text{T1 ouvert et T4 fermé.} \end{cases}$$

$$S_2 = \begin{cases} 1 & \text{T2 fermé et T5 ouvert.} \\ 0 & \text{T2 ouvert et T5 fermé.} \end{cases}$$

$$S_3 = \begin{cases} 1 & \text{T3 fermé et T6 ouvert.} \\ 0 & \text{T3 ouvert et T6 fermé.} \end{cases}$$

Ainsi, on pourra exprimer huit cas possibles de tension de sortie du filtre actif V_f (référéées au neutre n de la source), comme le montre le Tableau Tab.III.1.

II.3.3 Représentation vectorielle

Dans le plan biphasé (α, β), en considérant V_f le vecteur correspondant aux tensions de l'onduleur, les huit cas possibles du vecteur V_f sont donnés par la Figure Fig.III.4.

N° du cas	S_3	S_2	S_1	V_{f3}	V_{f2}	V_{f1}
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
2	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
3	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
4	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
5	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
6	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$
7	1	1	1	0	0	0

Tab. III.1 : Tensions générées par l'onduleur

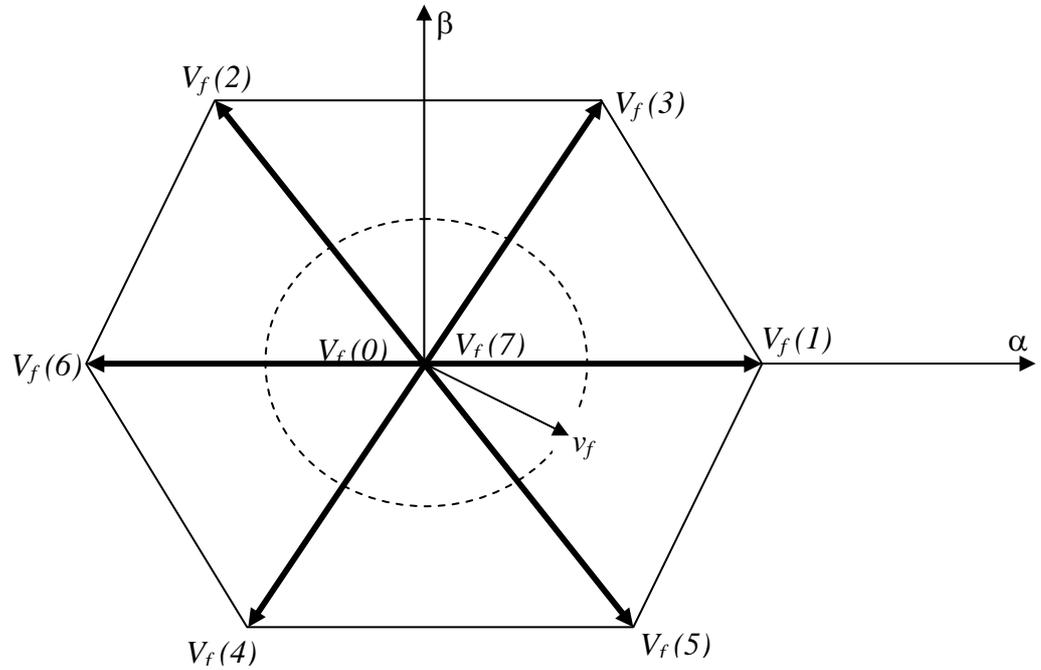


Fig. III.4 : Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur

Où V_f représente la tension de référence que doit produire l'onduleur pour pouvoir créer les courants perturbateurs identifiés. Ceci signifie que l'onduleur n'est capable de fournir des tensions égales aux tensions de référence que si le vecteur formé par ces derniers reste à l'intérieur de l'hexagone montré dans la Figure Fig.III.4 [AK-90, XU-94].

III.4 Dimensionnement du compensateur actif

Le dimensionnement du compensateur, en appliquant la méthode des puissances fluctuantes, consiste à déterminer la valeur des éléments constituant conformément à un cahier des charges. Dans la suite, nous allons surtout mettre en exergue les particularités du dimensionnement et de la commande liées au fonctionnement de l'onduleur en compensateur de déséquilibre. Des applications numériques et des simulations permettront d'en valider et d'en affiner le fonctionnement.

On désigne par V_{fmax} la valeur crête maximale du fondamental de la tension délivrée par une cellule de l'onduleur, et par V_{smax} la tension crête du réseau. La tension V_{fmax} est alors liée à la tension totale du bus continu V_{dc} et au rapport cyclique maximum α_{max} des interrupteurs par la relation :

$$V_{fmax} = \frac{V_{dc}}{2} (2 \alpha_{max} - 1) \quad (III-1)$$

Sachant que le point milieu de la sortie continue est reliée au point neutre du réseau, en négligeant la résistance de l'inductance L_f de liaison, l'équation reliant la tension V_{fmax} à la tension V_{smax} est donnée par :

$$\bar{V}_{fmax} = jL_f \omega \bar{I}_{fmax} + \bar{V}_{smax} \quad (III-2)$$

I_{fmax} étant le courant maximum de compensation qui résulte de la somme du courant inverse de référence et du courant homopolaire. Pour déterminer une valeur de V_{fmax} permettant de réaliser tous les points de fonctionnement, il convient de choisir un courant I_{fmax} qui maximise V_{fmax} . Un tel point de fonctionnement est obtenu lorsque I_{fmax} est en quadrature avec V_{smax} , soit :

$$V_{fmax} = L_f \omega I_{fmax} + V_{smax} \quad (III-3)$$

Une contrainte supplémentaire à intégrer porte sur l'ondulation relative du courant de compensation. En désignant par f_c , la fréquence de commutation, son expression est obtenue à partir de (III-1) et (III-2) pour $\alpha=1/2$:

$$\frac{\Delta I_{fmax}}{I_{fmax}} = K_i = \frac{V_{dc}}{I_{fmax} 4 L_f f_c} \quad (III-4)$$

Finalement, en remplaçant (III-1), (III-4) dans l'équation (III-3), il vient :

$$V_{co} = \frac{2V_{smax}}{2\alpha_{max} - 1 - \pi \frac{f}{K_i f_c}} \quad (III-5)$$

En remplaçant dans la relation (III-4), l'expression de V_{co} , il vient :

$$L_f = \frac{V_{smax}}{2I_{fmax} [(2\alpha_{max} - 1)K_i f_c - \pi f]} \quad (III-6)$$

Le choix des paramètres k_i , f_c et α_{max} permet de déterminer V_{co} et L_f à l'aide de (III-5) et (III-6).

Le calcul de la valeur des deux condensateurs constituant l'étage continu de l'onduleur doit tenir compte d'une double contrainte (Fig. III.5). D'une part, la présence d'une puissance fluctuante échangée avec le réseau lors de l'injection des courants inverses et homopolaires [AF & SE & MA-2003]; d'autre part, la circulation du courant de neutre se refermant au point milieu des deux condensateurs.

La superposition de l'effet de ces deux perturbations permet alors de connaître l'ondulation de tension totale subie par chaque condensateur. La première composante de cette ondulation est à imputer à la puissance fluctuante mise en jeu dans le condensateur équivalent $C/2$:

$$\frac{c}{2} V_{cond} \frac{dV_{cond}}{dt} = P_{rmax} \cos(2\omega t + \phi) \quad (III-7)$$

La résolution de l'équation différentielle (III-7) donne :

$$V_{cond}^2 = \frac{2P_{rmax}}{C\omega} \sin(2\omega t + \phi) + K \quad (III-8)$$

K étant la constante d'intégration.

la figure Fig.III-5, donne la représentation de la source continue de l'onduleur de tension.

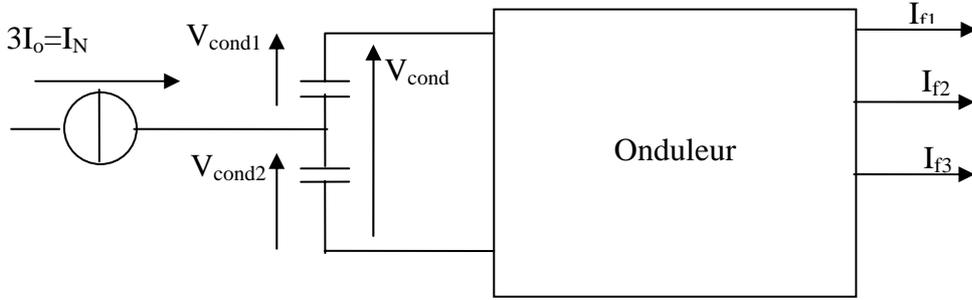


Fig. III-5. Identification des sources d'excitation basse fréquence des condensateurs.

En décomposant V_{cond}^2 sous la forme : $V_{cond}^2 = (V_{co} + \delta V_{cond})^2$, et en supposant que $\delta V_{cond} / V_{co} \ll 1$, la constante d'intégration K peut être identifiée à la tension moyenne au carrée, soit $K \approx V_{co}^2$. Cette approximation permet alors d'expliciter complètement V_{cond} :

$$V_{cond} \approx V_{co} \sqrt{1 + \frac{2P_{rmax}}{V_{co}^2 C \omega} \sin(2\omega t + \phi)} \quad (III-9)$$

A l'aide du résultat (II-12) et au moyen d'un développement à l'ordre 1 de la relation (III-9), l'amplitude relative de l'ondulation est donnée par :

$$\frac{\delta V_{cond}}{V_{co}} \approx \frac{P_{rmax}}{V_{co}^2 C \omega} = \frac{\sqrt{(3V_s I_{f_i})^2 + (3L_f \omega I_{f_o}^2)^2 + 18V_s I_{f_i} I_{f_o} 2L_f \omega \sin(\phi_v + \phi_{f_i} - 2\phi_{f_o})}}{V_{co}^2 C \omega} \quad (III-10)$$

La deuxième composante résulte de la circulation du courant de neutre à travers le condensateur équivalent formé par les deux condensateurs C_1 et C_2 en parallèle.

L'ondulation de tension $\delta V'_{cond}$ qui en résulte est donnée par :

$$\delta V'_{cond} = \frac{3I_{fo}}{\sqrt{2}C\omega} \quad (III-11)$$

La tension aux bornes des condensateurs est alors immédiatement déduite des deux composantes δV_{cond} et $\delta V'_{cond}$ détaillées en (III-10) et (III-11) :

$$V_{cond1} = \frac{V_{co}}{2} + \frac{\delta V_{cond}}{2} - \delta V'_{cond} \quad V_{cond2} = \frac{V_{co}}{2} + \frac{\delta V_{cond}}{2} + \delta V'_{cond} \quad (III-12)$$

On rappelle que δV_{cond} est une ondulation à la pulsation 2ω tandis que $\delta V'_{cond}$ est à la pulsation ω . A partir des relations (III-12), il est possible de déterminer un majorant du courant dans les condensateurs :

$$Max(i_{cond}) = Max\left(\frac{C}{2} \left| \frac{d\delta V_{cond}}{dt} \right| \right) + Max\left(C \left| \frac{d\delta V'_{cond}}{dt} \right| \right) \quad (III-13)$$

Au moyen des résultats (III-10) et (III-11), il vient :

$$Max(i_{cond}) = \frac{\sqrt{(3V_s I_{fi})^2 + (3Lf\omega I_{fo}^2)^2 + 18V_s I_{fi} I_{fo} 2L_f \omega \sin(\varphi_v + \varphi_{fi} - 2\varphi_{fo})}}{V_{co}} + \frac{3I_{fo}}{\sqrt{2}} \quad (III-14)$$

III.5 Etage continu - Système de stockage d'énergie -

Le stockage de l'énergie du côté continu se fait souvent par un système de stockage capacitif représenté par un condensateur C_{dc} qui joue le rôle d'une source de tension continue V_{dc} , comme le montre la Figure Fig.III.5. Le choix des paramètres du système de stockage (V_{dc} et C_{dc}) se répercute sur la dynamique et sur la qualité de compensation du filtre actif parallèle. En effet, une tension V_{dc} élevée améliore la dynamique du filtre actif. De plus, les ondulations de la tension continue V_{dc} , causées par les courants engendrés par le filtre actif et limitées par le choix de C_{dc} , peuvent dégrader la qualité de compensation du filtre actif parallèle. Ces fluctuations sont d'autant plus importantes que l'amplitude du courant du filtre est grande et que sa fréquence est faible. Pour cette raison, nous pouvons estimer que seuls les premiers harmoniques sont pris en compte dans le choix des

paramètres du système de stockage. Pour démontrer ceci, deux méthodes peuvent être utilisées :

- La première méthode se base sur le calcul de l'énergie fournie par le filtre actif pendant une demi-période de la pulsation de puissance liée aux deux premiers harmoniques (5 et 7 pour un pont redresseur de Graetz) [XU-94]. En choisissant un taux d'ondulation acceptable (ε), généralement de l'ordre de 5% de V_{dc} , nous pouvons calculer la capacité C_{dc} à partir de la relation suivante :

$$C_{dc} = \frac{V_s \sqrt{I_5^2 + I_7^2 - 2 I_5 I_7 \cos(5\alpha - 7\alpha)}}{2 \cdot \omega \cdot \varepsilon \cdot V_{dc}^2} \quad (\text{III-15})$$

avec V_s la tension simple du réseau, I_h le courant harmonique du rang h et α l'angle d'allumage des thyristors du pont de Graetz.

Puisque l'augmentation de la valeur de la tension continue améliore la commandabilité du filtre actif (Cf. Tab. III.1 et Fig. III.4) et sachant que le choix de cette tension se répercute en grande partie sur le choix des interrupteurs, la tension continue V_{dc} doit être choisie comme la plus grande tension respectant les contraintes des interrupteurs.

- La deuxième méthode, plus simple, se base sur la mesure du courant harmonique I_h du rang le plus faible. La capacité C_{dc} se calcule de la façon suivante [ALA-2000-1]:

$$C_{dc} = \frac{I_h}{\varepsilon \cdot V_{dc} \cdot \omega_h} \quad (\text{III-16})$$

avec ω_h , la pulsation la plus faible des harmoniques à compenser.

III.6 Filtre de sortie

Le filtre de sortie est un filtre passif utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique. Le filtre de sortie est dimensionné pour satisfaire les deux critères suivants :

- *assurer la dynamique du courant :*

$$\frac{d}{dt} \vec{I}_{hl} = \frac{d}{dt} \vec{I}_f \quad (\text{III-17})$$

avec I_{hl} le courant harmonique de la charge et I_f le courant du filtre actif,

- *empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.*

Nous avons employé au cours de notre étude un filtre de sortie du premier ordre.

Ce type de filtre est le plus utilisé dans la littérature [AK-90, XU-94]. Il est composé d'une inductance L_f de résistance interne R_f , comme le montre la Figure Fig.III.3. Un filtre de ce type ne permet pas de satisfaire simultanément les deux critères de dimensionnement du filtre de sortie. En effet, seule une valeur relativement faible de L_f peut réaliser une bonne dynamique du filtre actif en satisfaisant l'égalité (III-4). Malheureusement, une valeur faible de L_f permet à la majorité des composantes dues aux commutations de se retrouver côté réseau et par conséquent d'affecter les installations et les équipements électriques. Inversement, une valeur relativement élevée de L_f va empêcher ces composantes de se propager sur le réseau électrique mais affectera la dynamique du filtre actif et dégradera alors la qualité de compensation.

Le bon dimensionnement du filtre de sortie du premier ordre dépendra donc du compromis à trouver entre la dynamique et l'efficacité du filtre actif parallèle. Ce compromis est très difficile à fixer [GU-2000]. Cependant, ce filtre auxiliaire peut causer des effets secondaires non désirés comme la résonance avec d'autres éléments passifs installés sur le réseau électrique. Il occasionne également une consommation de puissance active par sa résistance d'amortissement. De plus, la qualité de filtrage de ces filtres auxiliaires se dégrade avec le temps à cause du vieillissement de leurs éléments passifs.

III.7 Simulation, Commentaires des Résultats et Conclusion

III.7-1 Simulation:

La Fig. (III-6) donne le réseau à simuler qui se comporte de :

- Une source de tension triphasée (240 V, 50 Hz).
- Une charge triphasée composée de trois ponts redresseurs monophasés alimentant chacun une charge composée d'une inductance en série avec et une résistance comme suit :

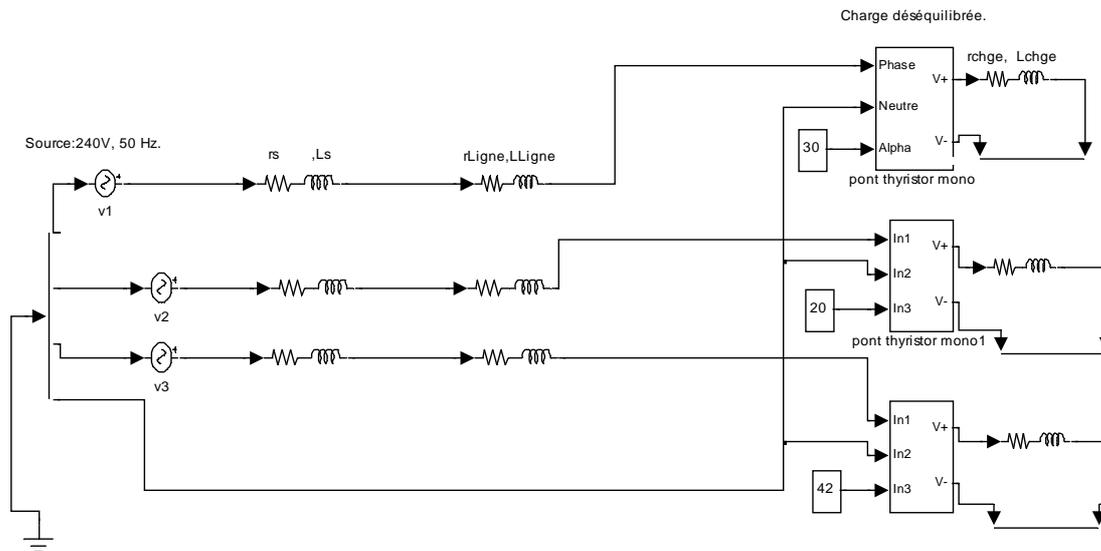


Fig. (III-6) : Réseau Basse tension déséquilibré avant compensation.

Le tableau Tab. (III-2) montre les caractéristiques de la charge prise en considération avant l'introduction de l'injecteur (Compensateur actif).

	Angle d'amorçage en degré des ponts redresseurs	Résistance Charge en Ω	Inductance Charge en mH
1 ^{ère} Phase réseau	30	0.2	1
2 ^{ème} Phase réseau	20	0.3	2
3 ^{ème} Phase réseau	42	0.4	3

Tab. (III-2) : Caractéristique de la Charge déséquilibrée.

III.7-2 Dimensionnement du compensateur :

La figure Fig. (III-7) montre le schéma bloc de l'injecteur qui sert à la compensation active des courants perturbés calculés à la base de la méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires en utilisant les formules de (III-1) à (III-17).

Ce compensateur actif se compose d'un onduleur de tension dans l'élément de base se compose d'un IGBT avec une diode montée en antiparallèle. La connexion de cet onduleur au réseau se fait par le biais d'un filtre inductif qui sert à améliorer l'ondulation du courant injecté régulé. La commande de l'onduleur (partie commande dans le schéma) est faite par hystérésis.

Le tableau Tab. (III-3) donne les paramètres génériques du compensateur.

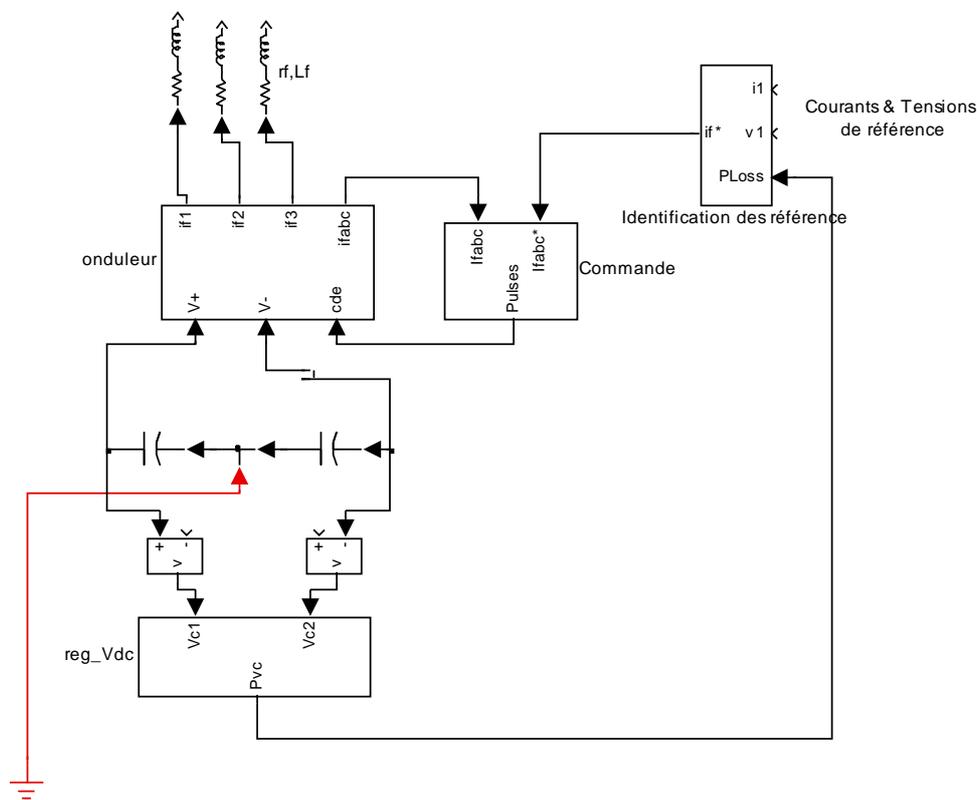


Fig. (III-7) : Schéma Bloc du compensateur actif (Onduleur – Commande – Filtre de sortie)

Capacités de stockage : deux condensateurs de :	4.4 μF.
Tension continue V_{dc} :	800 V
Résistance du filtre de sortie :	5 mΩ
Inductance du filtre de sortie (inductance de liaison) :	50 mH.

Tab. (III-3) : Paramètres du compensateur actif.

III.7-3 Résultats de simulation par la commande classique:

Par l'utilisation de la méthode des puissances instantanées dans l'identification des courants perturbateurs et de la commande par hystérésis de l'onduleur, nous avons obtenus les résultats ci-après.

En absence de compensation, Les Figures de Fig. (III-8) à Fig. (III-11) donnent les courants de lignes circulants dans les trois phases avant la compensation donc en présence de charges polluant notre réseau. Ces courants perturbateurs créent un déséquilibre de courant et de tension. Il est tout à fait claire que ces figures montrent le taux de déséquilibre énorme qui se manifeste dans le conducteur neutre par un courant dépassant 1200 A ce que donne bien sur la figure Fig. (III-12).

Les figures (III-13) à (III-15) donnent les tension de ligne à la tête du départ basse tension ainsi celles du point de raccordement du compensateur actif.

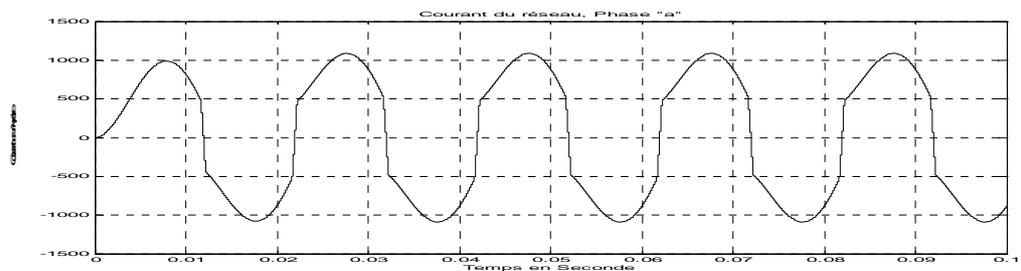


Fig. (III-8) : Courant dans la phase « a ».

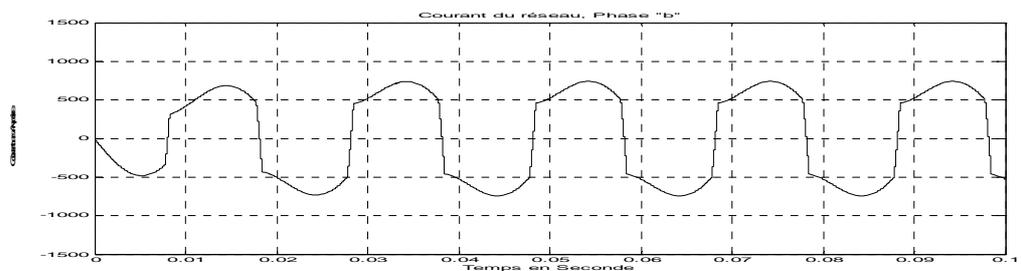


Fig. (III-9) : Courant dans la phase « b ».

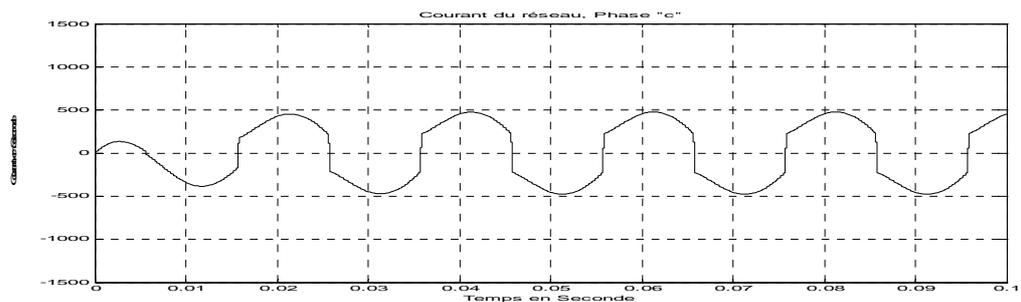


Fig. (III-10) : Courant dans la phase « c ».

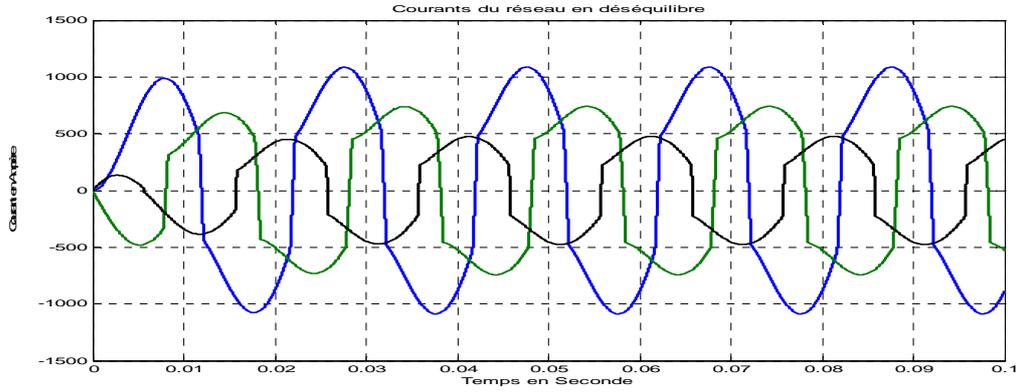


Fig. (III-11) : Courant de ligne avant compensation.

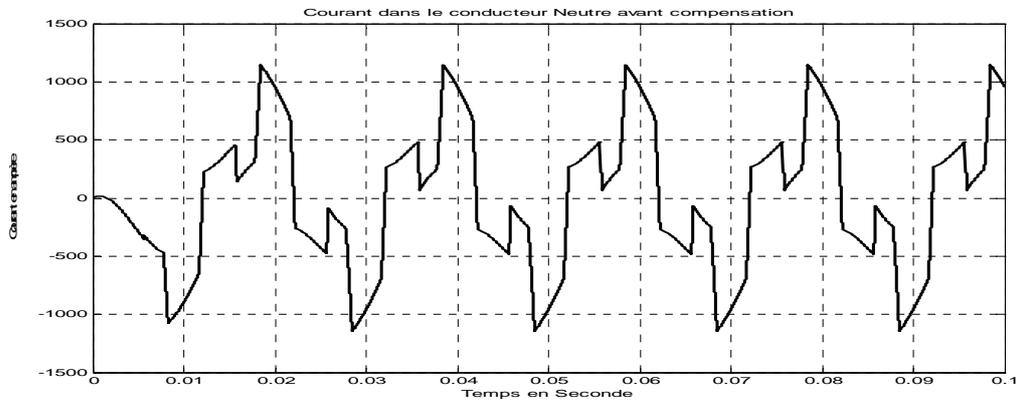


Fig. (III-12) : Courant dans le conducteur neutre du réseau.

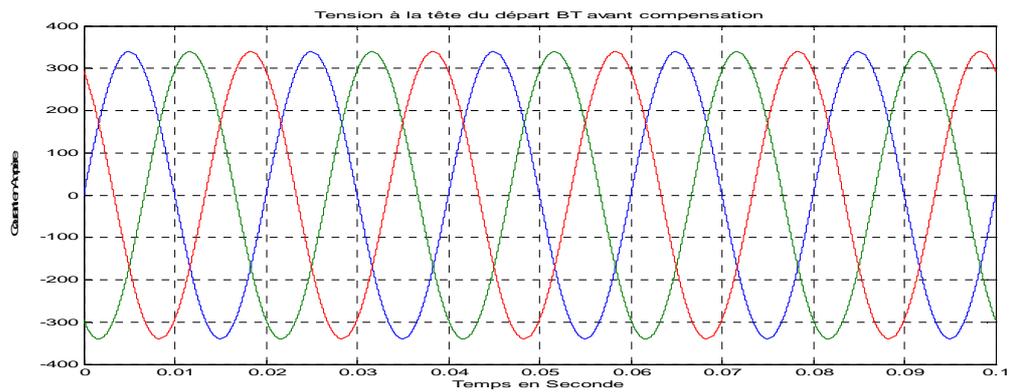


Fig. (III-13) : Tension du réseau à la tête du départ BT.

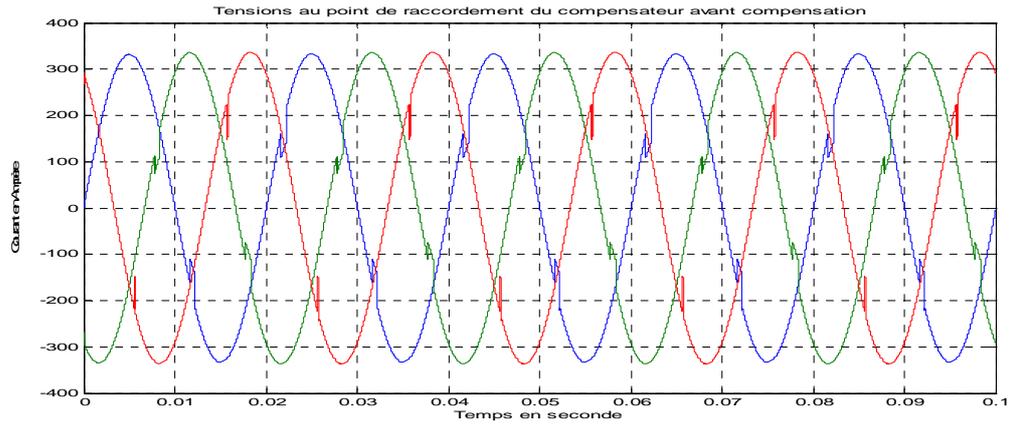


Fig. (III-14) : Tension du réseau au point de raccordement du compensateur avant compensation.

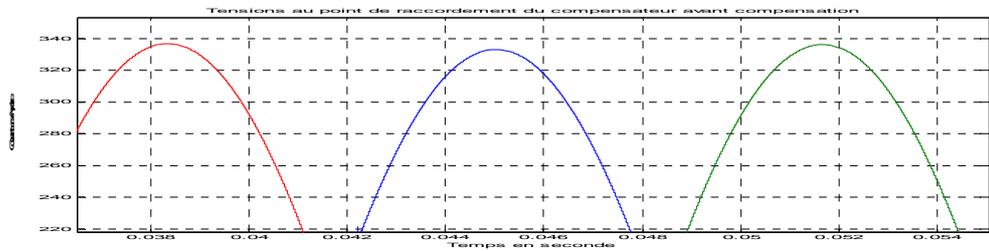


Fig. (III-15): Fig. (III-15) en Zoom.

Toujours dans le cas de la commande de l'onduleur par hystérésis et après la compensation des courants perturbés, Les Figures de Fig. (III-16) à Fig. (III-19) montrent les courants de lignes circulants dans les trois phases après l'insertion de l'injecteur. les courants injectés dans le réseau basse tension par l'onduleur de tension sont les images des références calculées et basées sur les mesures instantanées des courants et tensions de lignes au point d'injection (point de raccordement du compensateur actif). La réduction du déséquilibre de courant et par voie de conséquence des tension dans les trois phases du réseau est bien constatée du fait que le courant dans le conducteur du neutre passe de 1200 A à 100. Le taux de réduction s'évalue donc à 92 % par rapport à l'état initial. Cette

réduction est très remarquable dans la figure Fig. (III-20) qui donne l'allure du courant dans le conducteur du neutre en cas de l'utilisation de la commande par hystérésis de l'onduleur.

Les figures Fig. (III-21) montre la stabilité de la tension de ligne à la tête du départ basse tension après intervention de l'injecteur. Aussi la figure Fig. (III-22) donne la tension du réseau au point de raccordement de l'injecteur dont l'effet de l'hystérésis est remarquablement visible.

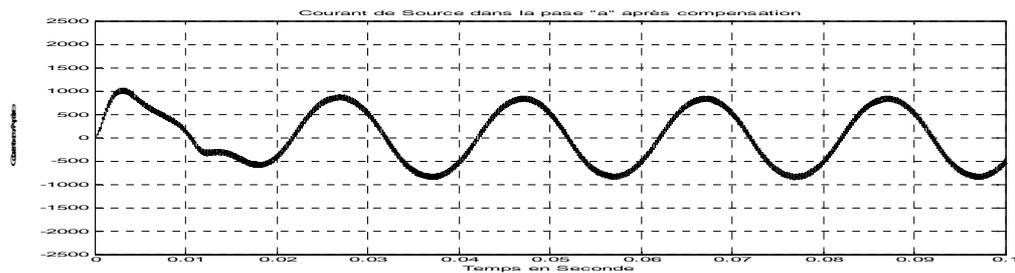


Fig. (III-16) : Courant dans la phase « a ».

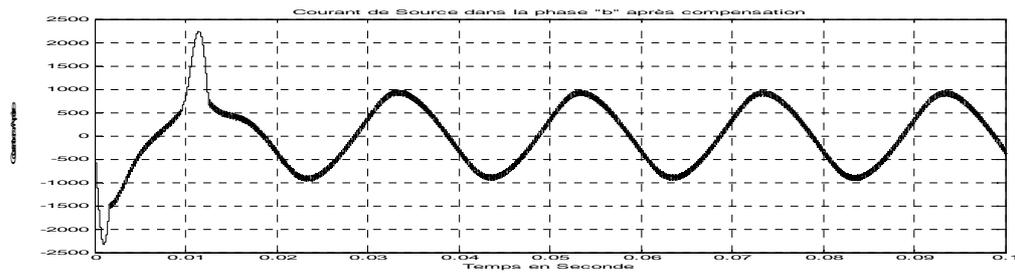


Fig. (III-17) : Courant dans la phase « b ».

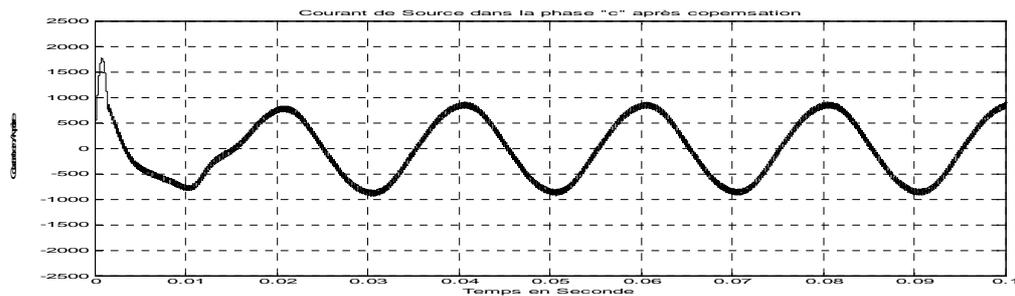


Fig. (III-18) : Courant dans la phase « c ».

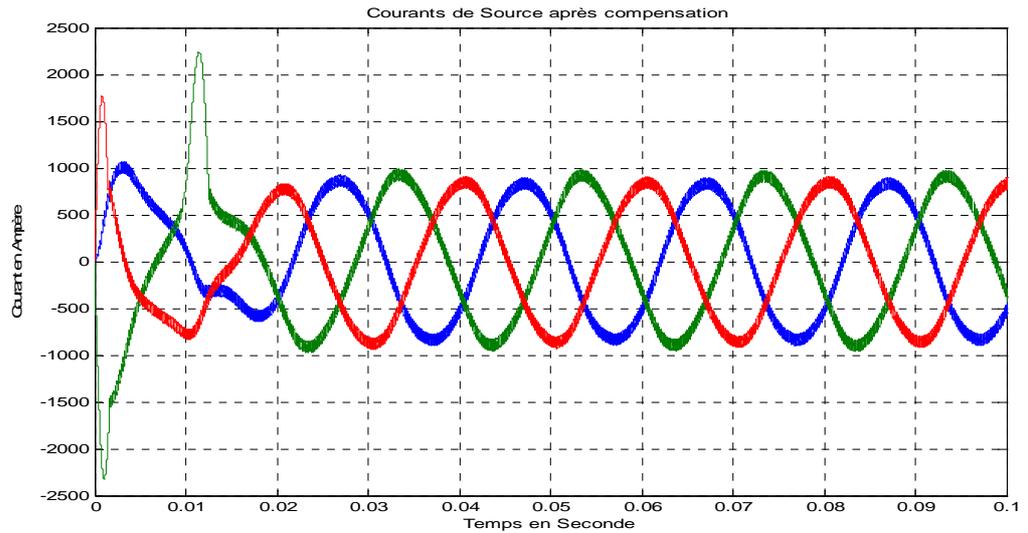


Fig. (III-19) : Courants de ligne dans les trois phases.

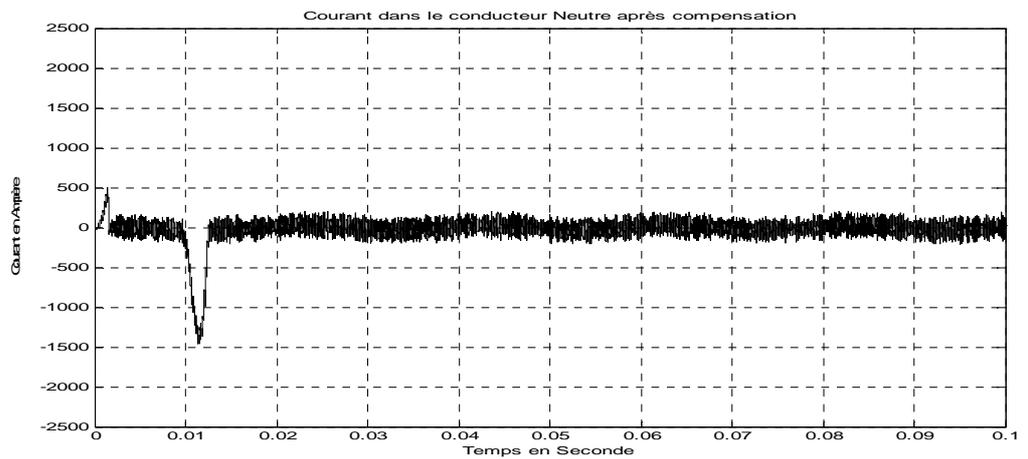


Fig. (III-20) : Courant dans le Conducteur Neutre.

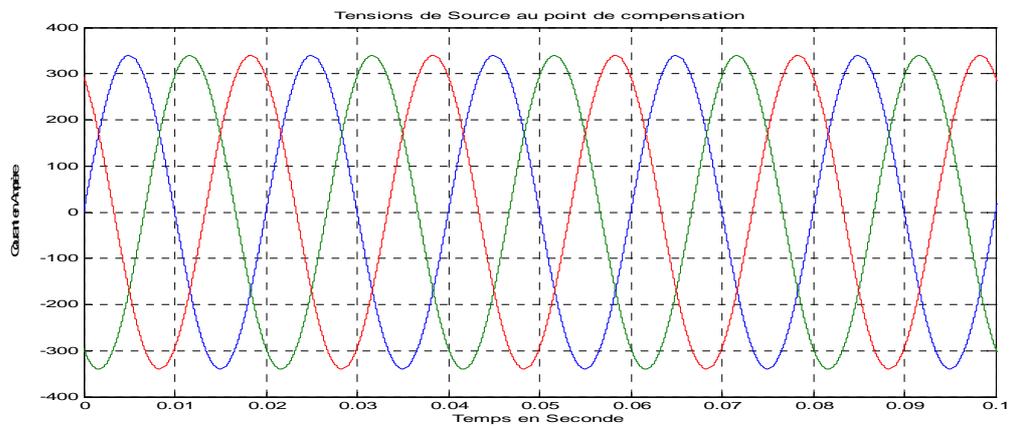


Fig. (III-21) : Tensions de Ligne à la tête du départ BT.

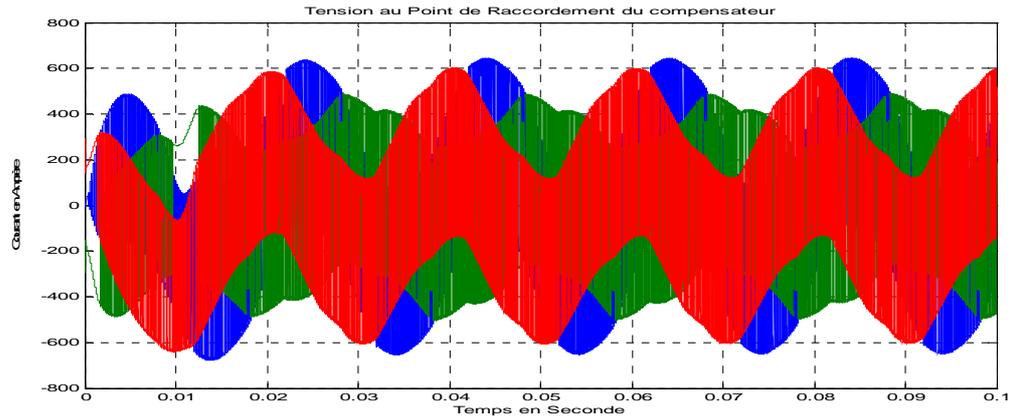


Fig. (III-22) : Tension du réseau au point de raccordement du compensateur après compensation,

Quant aux courants absorbés par la charge déséquilibrée restent inchangés comme le donne le figure Fig. (III-23).

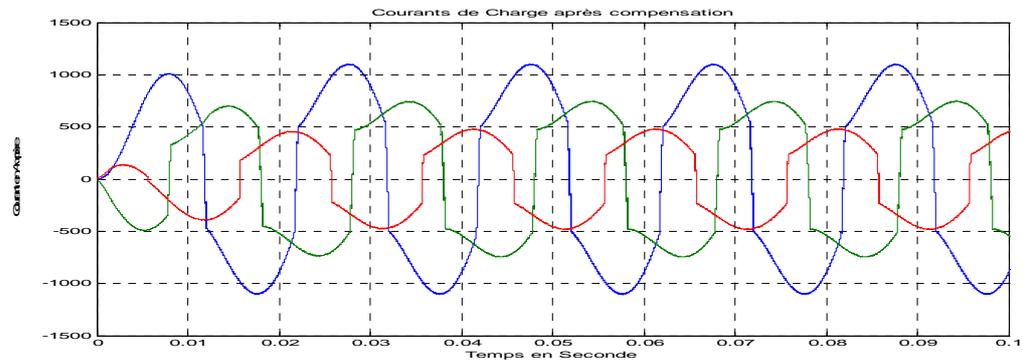


Fig. (III-23) : Courant de charge.

L'apport du **compensateur actif** se traduit d'abord par les courants de références pour la commande des instants de commutation de l'onduleur. Ces courants sont donnés par la figure Fig. (III-24). La figure Fig. (III-25) montre les courants injectés par l'onduleur commandé par hystérésis dans le réseau au point de raccordement. La figure Fig. (III-26) illustre que la poursuite de la sortie de l'onduleur à la référence et qui sont ici identiques au sens près de la bande d'hystérésis.

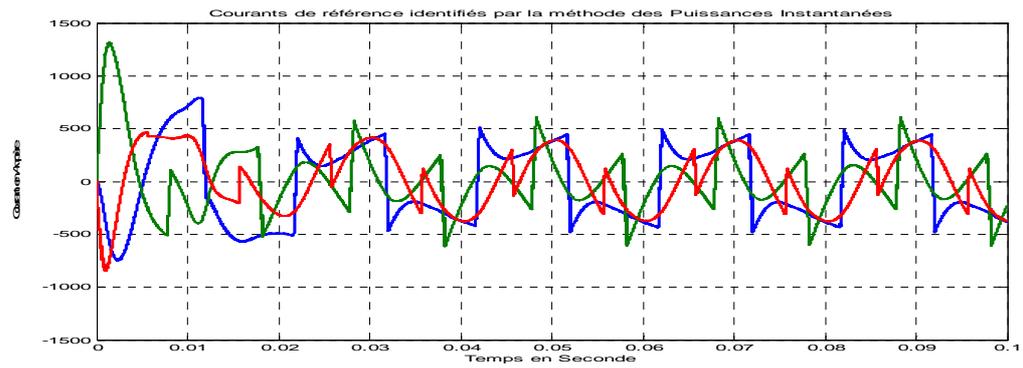


Fig. (III-24) : Courants de référence pou la commande de l'onduleur (Identifiés).

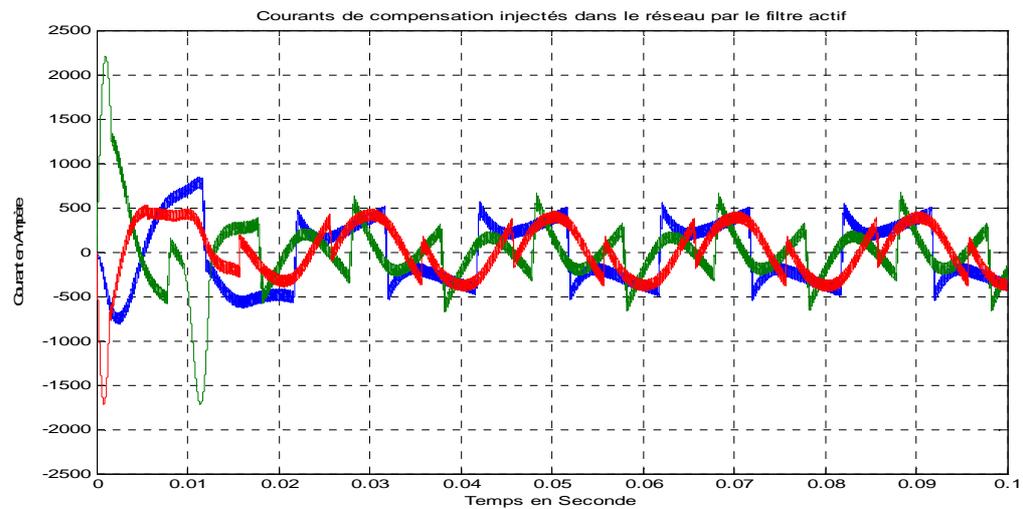


Fig. (III-25) : Courants à injecter dans le réseau par l'onduleur après lissage par le filtre de sortie (de compensation),

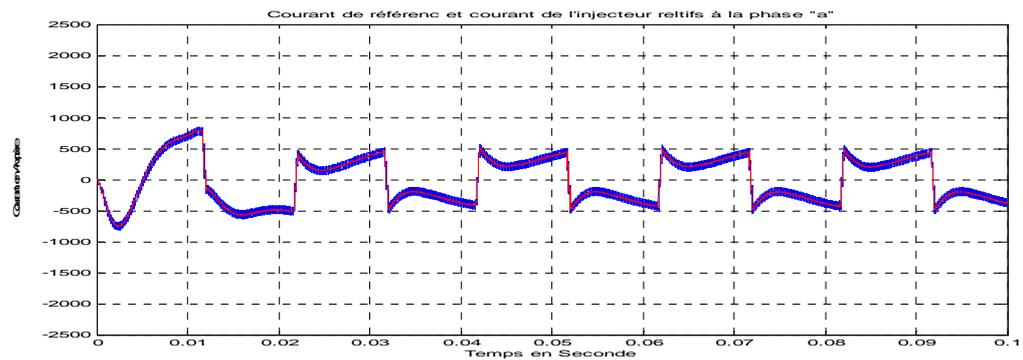


Fig. (III-26) : Poursuite du courant injecté dans la phase « a » à sa référence.

La figure Fig. (III-27) donne la tension au borne des deux condensateurs de l'étage continu de l'onduleur. Nous constatons que l'utilisation d'un correcteur PI a pu maintenir la tension au voisinage de la tension de référence continu qui est de 800 v.

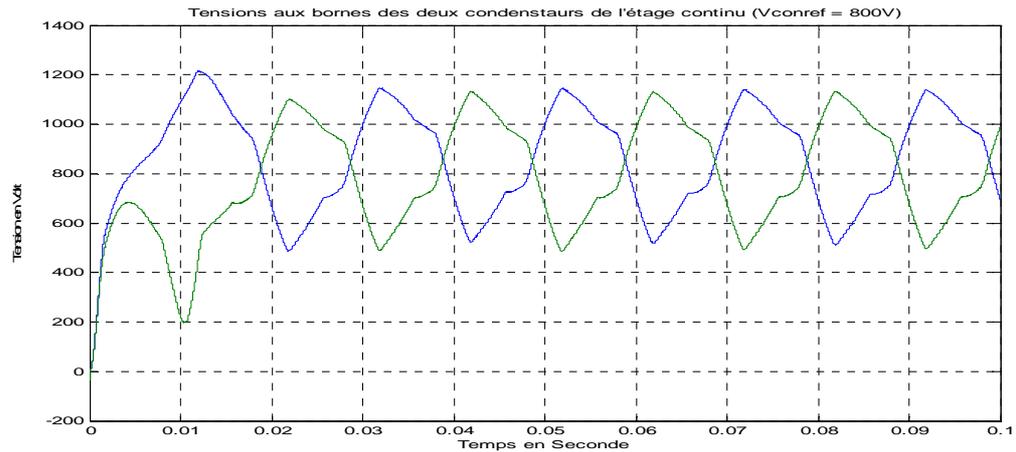


Fig. (III-27) : Tension de l'étage continu.

III.7-4 Conclusion

L'objectif de ce troisième chapitre a été consacré au choix des composants constituant le circuit de puissance du compensateur actif étudié ainsi l'approximation de leur dimensionnement à la réalité des choses. Son dimensionnement améliore le suivi fidèle des courants de compensation aux courants de référence calculés à la base des mesures instantanées en temps réel des tensions et des courants au point d'injection. Quant à la source flottante composant l'étage continu, ce chapitre nous a permis que le choix des capacités influe fortement sur les courants de compensation. Enfin, le filtre de sortie assurant la liaison du filtre actif avec le réseau BT améliore les ondulations des courants à injecter dans le réseau.

Avant le démarrage du compensateur, les figures de (III-8) à (III-12) illustrent un déséquilibre important rejeté par les normes en vigueur. En premier lieu cette perturbation causée par la mauvaise répartition des charges sur les trois phases du réseau, l'insertion de charges non linéaires et plus spécialement des charges monophasées, se manifeste par les courants de lignes véhiculés par chaque phase. Il est tout à fait normal que ces courants soient inégaux à cause de la variété de la demande d'un client à un autre. Tout ce déséquilibre se répercute finalement par la présence d'un courant fort au niveau du conducteur neutre du réseau et qui est de l'ordre de 1200 A dans notre exemple d'étude Figure (III-13). Ce courant néfaste qui peut causer d'importants dommages dans le conducteur support surtout lorsqu'il s'agit d'une faible section, est bien sûr en dehors des limites réglementaires. Il est aussi à noter que ce déséquilibre de courant est l'origine d'un déséquilibre de tension car la chute de tension par phase est aussi importante. Il est

impérativement du devoir du distributeur d'énergie de procéder au rééquilibrage de cette tension.

Il est aussi utile de signaler que la tension en tête du départ basse tension est normalisée et que le déséquilibre est pratiquement induit par les différentes charges.

Pour remédier, on a fait recours à la compensation moderne par l'installation d'un compensateur actif de rééquilibrage de la tension du réseau. L'utilisation des mesures instantanées des courants et des tensions de ligne au point d'injection a permis l'identification des courants des références à temps réel, méthodes d'identification des puissances réelles et imaginaires instantanées. L'installation du régulateur à commande par hystérésis et la simulation via le logiciel MATLAB/SIMULINK/SIM POWERSYSTEM, a donné les résultats illustrés par les figures : de (III-16) à (III-27). Le temps d'échantillonnage est de 10^{-6} secondes.

Ces figures montrent clairement l'apport du compensateur. On trouve un régime transitoire d'une durée de 0.02 secondes et au-delà ces signaux sont rendus sinusoïdaux et équilibrés à un degré très satisfaisant.

Le taux de déséquilibre est très réduit. La réduction est de l'ordre de 92 % par rapport à l'état initial. Le type de la commande utilisé a clairement contribué à l'amélioration des résultats car on trouve que les courants de l'injecteur ont fait une poursuite exacte des courants identifiés (la sortie est superposée à la référence), avec une bande d'hystérésis visible.

La régulation de la tension continue de la source flottante a maintenu la stabilité de cette dernière par l'utilisation d'un régulateur PI. Des ondulations faibles aux alentours de la tension de référence ($V_{dc} = 800$ V) se manifestent et se sont acceptables.

CHAPITRE IV

COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE

IV.1 Introduction

La théorie de la logique floue a été conçue au milieu des années soixante à l'université de Berkeley par le professeur Lotfi Zadeh [Ton-95]. Le texte fuzzy sets (ensembles flous) est paru en 1965 dans la revue « Information and Control ». Il est considéré comme début de la théorie, bien qu'une ébauche en ait été donnée plutôt dans l'histoire par Lukasiewicz en Pologne dans les années vingt [Ton-95].

Jusqu'à 1965, le professeur Zadeh était orienté surtout vers la théorie des systèmes et l'analyse des décisions. A partir de 1968, il a beaucoup publié sur ce contexte. Le mot fuzzy peut se traduire par échevelée, pompette ou encore floue. Cette théorie n'était pas très accessible à l'époque car on avait des façons de penser plus strictes et techniques. A cause de leurs positions rigides, les occidentaux se sont privés d'une chance importante, en n'accordant pas toute leur valeur à ces perspectives.

Depuis le début des années quatre-vingt-dix, les idées formulées dans les années soixante ont été acceptées très rapidement. La logique floue, elle aussi, est considérée maintenant comme une possibilité rationnelle de réaliser une régulation. Les Japonais étaient les premiers à investir cette technique quelques années seulement après les premières publications sur la logique floue. La Japan fuzzy systems Research Foundation (Fondation Japonaise de recherche sur les systèmes flous) a été instituée [Sch 94] dès 1972.

Les Japonais furent les premiers à s'intéresser à la logique floue. Matsushita a eu recours à des algorithmes flous dans ses aspirateurs, capables d'ajuster la puissance d'aspiration en fonction de la présence de la poussière. Canon a développé un caméscope muni d'une mise au point automatique contrôlée par logique floue. Cet appareil peut faire varier la vitesse de focalisation afin d'éviter les erreurs de mise au point. De même, Mitsubishi a conçu un système de climatisation pour les industries, basé sur cinquante règles [Sch 94]. Comparé aux anciens systèmes, ce dernier régule la température cinq fois plus vite, réduit la consommation de 24%, et multiplie par deux la stabilité de la température tout en utilisant moins de capteurs. En 1995, Maytag a sorti un lave-vaisselle « intelligent », basé sur un contrôleur flou, avec en entrée une thermistance, un conductimètre (pour mesurer la concentration du détergent), et un capteur optique qui

détermine l'absorbance de l'eau, afin de connaître son degré de saleté. Le système détermine le cycle le plus approprié, en utilisant le minimum d'énergie, de détergent et d'eau.

La logique floue s'avère très efficace dans les systèmes pour lesquels il n'existe pas de modélisation, pour les systèmes contrôlés par des humains et dans tous les domaines où un « flou » persiste, comme l'économie, les sciences naturelles et les sciences humaines. C'est pourquoi la logique floue est utilisée dans le domaine juridique pour simuler des procès, en science des séismes pour la prévision des tremblements de terre, en médecine pour diagnostiquer le cancer, en économie pour analyser le marché et en informatique pour la reconnaissance de caractères et la commande vocale.

IV.2 Notions de base

IV.2.1 L'univers de discours

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs que peut prendre une variable.

IV.2.2 Discrétisation de l'univers de discours

Pour une conversion numérique plus rapide, il arrive de discrétiser l'univers de discours ce qui revient à le décomposer en un certain nombre d'intervalles où dans chaque intervalle tous les points ont le même degré d'appartenance, ce dernier est donné en fonction de l'intervalle sur un tableau (table d'inférence).

La taille du tableau est liée au nombre de niveaux de quantification, plus le tableau est grand plus le temps de calcul croît. Cependant, la précision du régulateur flou est rigidement liée au nombre de niveaux de quantification, plus les niveaux accroissent plus le régulateur devient plus précis. la figure IV-1 donne la discrétisation de l'univers de discours.

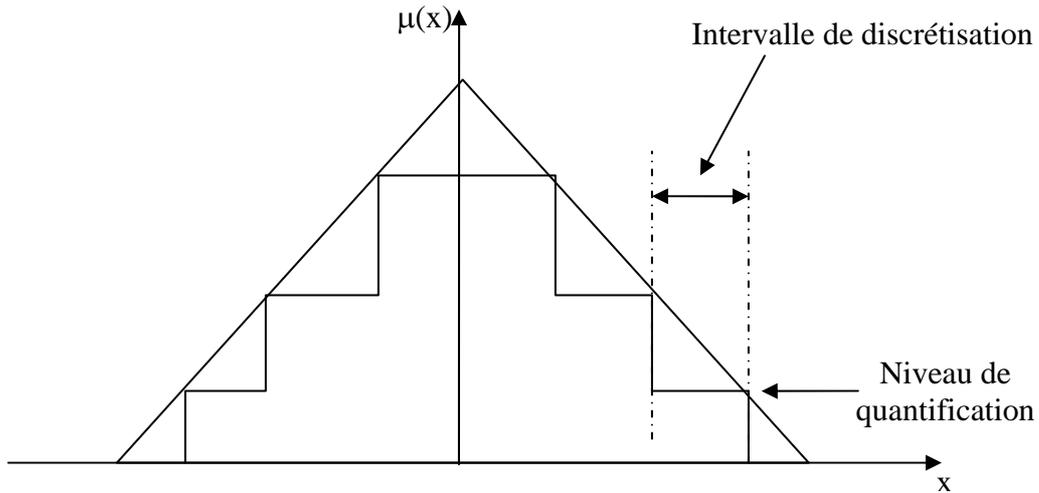


Fig IV.1 Discrétisation de l'univers de discours

IV.2.3 Ensembles flous, variables linguistiques et degré d'appartenance

Le concept de logique floue vient de la connaissance que la variable booléenne ne peut prendre que deux valeurs (vrai ou faux) et, de ce fait, elle est mal adaptée pour la représentation de la plupart des phénomènes courants. La logique classique considère qu'une proposition est soit vraie donc prend l'état logique 1, ou soit fausse donc prend l'état logique 0. Pour la logique floue, une proposition peut être vraie à un certain degré et en même temps fausse à un certain autre degré. Aussi une proposition peut prendre un infinité de valeurs de vérité comprises entre 0 et 1.

Prenons l'exemple de la taille d'un homme, en logique classique, on introduit une valeur « seuil », 1m70 par exemple, en deçà de cette valeur l'homme sera petit et au-delà il fera partie des grands. Petits et grand sont dit variables linguistiques. La figure IV-2 donne les valeurs de vérité en logique booléenne.

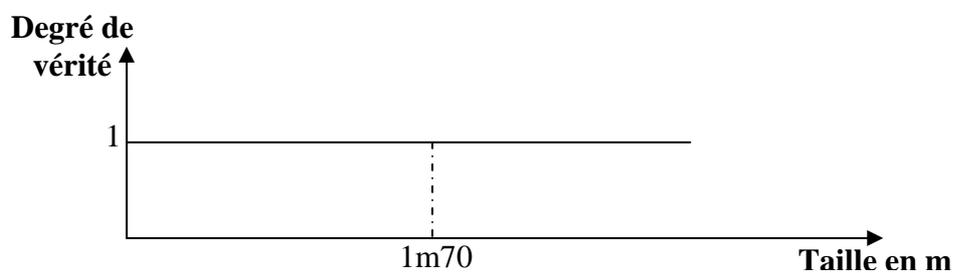


Fig IV.2 Valeur de vérité de la proposition en logique booléenne

Mais cette discontinuité paraît absurde : à un demi-centimètre près, l'homme peut passer d'une catégorie à l'autre. La notion de petite taille est difficilement modélisable avec la logique booléenne classique. En outre, en logique floue, on introduit des fonctions d'appartenance qui définissent, en fonction du paramètre (la taille), les degrés d'appartenance à chaque état.

Dans cet exemple, un homme de 1m70 appartient à la catégorie des grands à 50% avec un degré d'appartenance de 0,5 et il appartient en même temps à la catégorie des petits à 50% avec un degré d'appartenance identique. Quelqu'un de 1m80 est petit à 20% et grand à 80%. la figure IV-3 montre les valeurs de vérité d'une variable en logique floue.

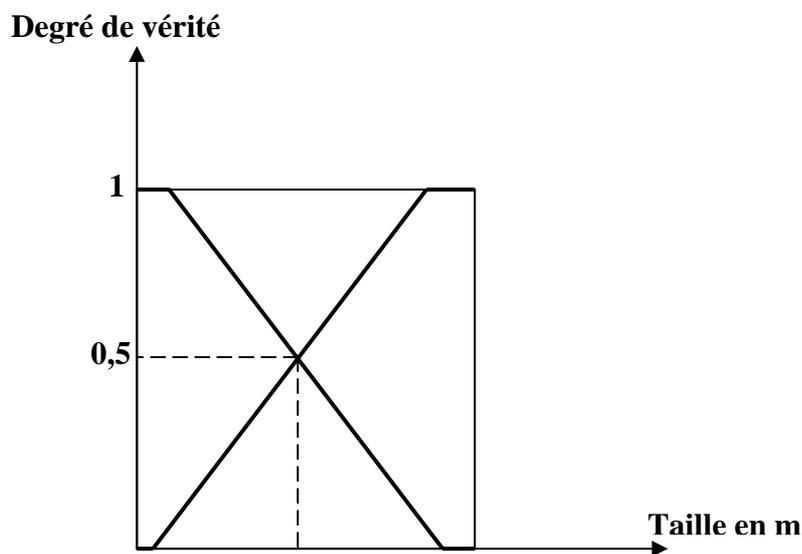


Fig IV.3 Valeur de vérité de la proposition en logique floue.

Ces fonctions étant continues, des petites différences de taille font progressivement passer l'individu d'un état à l'autre, ce qui est beaucoup plus naturel.

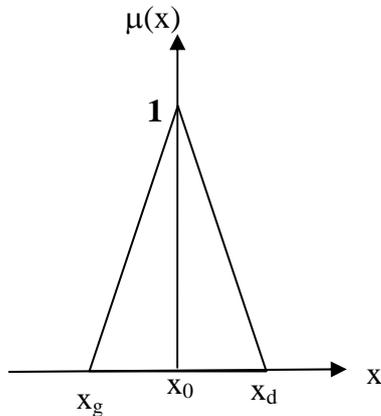
Les variables petit et grand sont dites des variables linguistiques, l'ensemble qui représente une variable est dit nombre flou.

Il existe plusieurs formes de fonctions d'appartenance et pour chaque problème on choisira une fonction appropriée pour la représentation d'une variable.

IV.2.4 Différents types de fonctions d'appartenances

IV.2.4-1 Triangle

IV.2.4-1-1. Définition analytique



$$\mu(x) = \begin{cases} 1 - \frac{x_0 - x}{x_g} & \text{si } x \in [x_0 - x_g, x_0] \\ 1 - \frac{x - x_0}{x_d} & \text{si } x \in [x_0, x_0 + x_d] \end{cases}$$

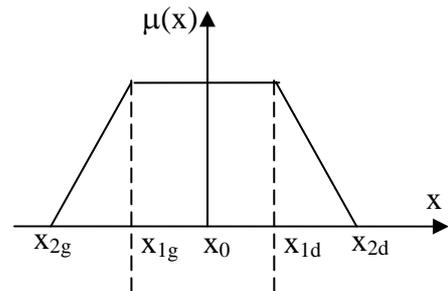
IV.2.4- 1-2. Caractéristiques

- Variation proportionnelle du degré d'appartenance par rapport à x, cette linéarité permet de réaliser un régulateur flou identique à un PID classique,
- Ses sommets peuvent être à l'origine d'une instabilité et/ou de la production d'un bruit. Cependant ils sont aussi exploités pour accroître la précision.

IV.2.4-2 Trapèze

IV.2.4-2-1. Définition analytique

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 - \frac{x_0 - x - x_{1g}}{x_{1g} - x_{2g}} & \text{si } x \in [x_0 - x_{2g}, x_0 - x_{1g}] \\ 1 & \text{si } x \in [x_0 - x_{1g}, x_0 + x_{1d}] \\ 1 - \frac{x - x_0 - x_{1d}}{x_{2d} - x_{1d}} & \text{si } x \in [x_0 + x_{1d}, x_0 + x_{2d}] \end{cases}$$



IV.2.4-2-2. Caractéristiques

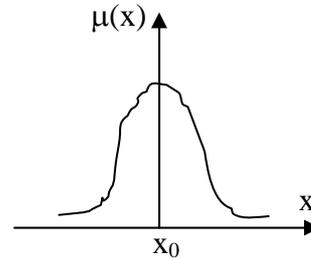
- La sensibilité au bruit et la stabilité peuvent être réglées par la largeur du sommet.
- Le sommet introduit une quantification de l'entrée, avec une résolution égale à sa largeur $\mu(x)=1$ pour $x \in [x_0 - x_{1g}, x_0 + x_{1d}]$, le sommet peut donc être considéré comme un inconvénient.

- Les extrémités du sommet introduisent une discontinuité dans la fonction d'appartenance.

IV.2.4-3- Cloche

IV.2.4-3-1. Définition analytique

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{1}{(1 + \alpha_g^{\beta_g} (x - x_0))^{\beta_g}} & \text{si } x \in [-x, x_0] \\ \frac{1}{(1 + \alpha_d^{\beta_d} (x - x_0))^{\beta_d}} & \text{si } x \in [x_0, +x] \end{cases}$$



α_g, β_g : coefficients définissant la largeur du demi-ensemble gauche

α_d, β_d : coefficients définissant la largeur du demi-ensemble droit

IV.2.4-3-2. Caractéristiques

- La sensibilité au bruit est faible puisque le sommet est presque plat, le risque d'instabilité est réduit.
- La quantification sur l'entrée, et donc l'erreur commise sur sa valeur est réduite par rapport au trapèze car le sommet n'est pas strictement plat.
- Il n'y a plus de discontinuités de la fonction d'appartenance à chaque extrémité du sommet.
- La base en s'élargissant progressivement permet une transition douce entre les ensembles.
- Toutefois, le dimensionnement d'un ensemble se révèle difficile.

IV.2.5 Normalisation

C'est une transformation bijective de l'univers de discours vers l'univers normalisé $[-1, 1]$, cela peut être interprété comme un changement d'échelle (linéaire ou non linéaire).

Remarque : la largeur des intervalles est généralement, par exemple dans le cas où l'entrée du régulateur serait l'erreur, étroite autour du point d'erreur nulle et est de plus en plus large que l'erreur est grande et ce pour une meilleure sensibilité et précision.

IV.3 Raisonnement flou

Le contrôleur flou est basé sur un ensemble de règles du type **Si Alors**, (comme en logique classique) établies en général de manière empirique.

Exemple : **SI** la température est faible **ALORS** le courant est grand.

Ainsi, si la température est faible de 60%, le courant doit être grand de 60%.

Dans l'exemple cité, il n'y a qu'une seule grandeur d'entrée : la température. Il arrive qu'il existe plusieurs variables d'entrée, en général, pour la conception d'un régulateur flou on se base sur l'erreur et la variation ou l'intégrale de l'erreur. L'erreur étant la différence entre la référence et la grandeur régulée. On peut utiliser des connecteurs **ET**, **OU** et **NON**.

Pour l'élaboration des règles, il existe plusieurs méthodes faites de manière empirique pour l'exécution de ces règles. La méthode de **Mamdani**, [Ket 92], par exemple consiste à prendre le minimum parmi les conditions liées par l'opérateur **ET** et à prendre le maximum des conditions liées par l'opérateur **OU**. On retrouve dans les règles utilisées des connecteurs dits de précision du type **environ**, **exactement** ... leur définition précise peut varier mais on peut par exemple, pour traduire un **exactement**, utiliser la fonction d'évolution au carré. La variable étant comprise entre 0 et 1, sa valeur va diminuer sauf si elle est proche de l'unité. De même, pour un **environ**, on peut utiliser la fonction racine carrée.

Les règles floues sont en général de type :

SI « prémisses » ALORS « déductions ».

Si X est A et Y est B ALORS Z est C

tel que A, B, C sont respectivement des ensembles flous représentant les variables x, y et z. A, B et C sont alors des ensembles portant le nom de variables linguistiques. Ces variables linguistiques sont de type grand, positif grand, positif moyen, environ zéro, négatif grand ...

C'est là où réside l'un des avantages de la logique floue. Elle permet d'exploiter directement l'expérience de l'opérateur pour l'élaboration des règles en utilisant un langage semblable à celui utilisé entre les humains pour dialoguer.

Il est à signaler qu'une règle floue lie la variable de sortie aux variables d'entrée afin de tirer des conclusions ou déductions floues.

A titre d'exemple : **SI** x est grand **ET** y est grand **ALORS** z est petit.

Exemple

La figure IV.4 illustre un exemple de représentation floue, la variable x est représentée par cinq variables linguistiques négatif grand (NG), négatif moyen (NM), presque nulle (EZ), positif moyen (PM) et positif grand (PG). L'ensemble représentant une variable linguistique est dit nombre flou.

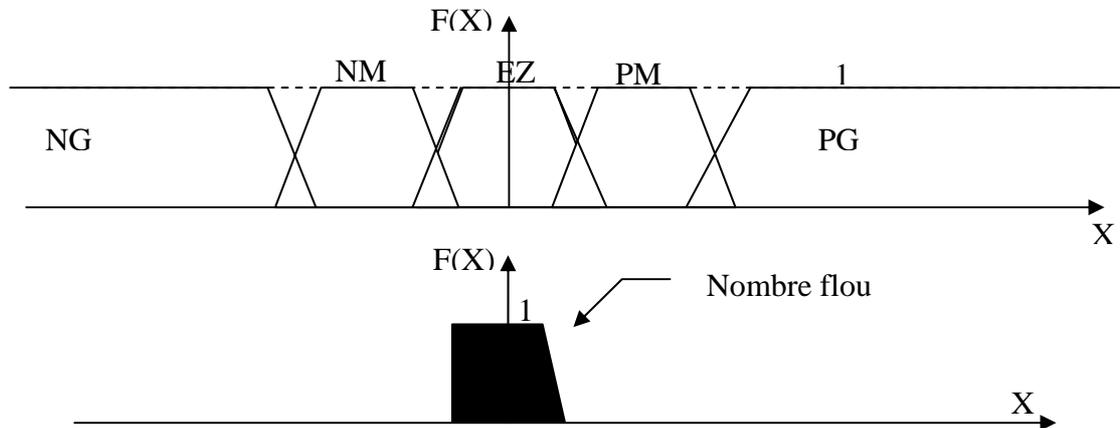


Fig. IV.4 Représentation floue d'une variable

IV.4 Inférence

C'est l'étape où l'on établit les règles floues qui permettent d'aboutir à la commande en fonction des valeurs de l'erreur et de sa variation. Cette opération consiste donc à déterminer les mécanismes de :

- L'exécution des différentes règles floues.
- Faire la synthèse des résultats de toutes les règles.

IV.4.1 Méthodes d'inférence

Toutes les méthodes d'inférence ont été établies d'une manière empirique, parmi ces méthodes on retrouve :

IV.4.1.1 Méthode de Mamdani

La méthode de **Mamdani**, [Ket 92], consiste à prendre le minimum parmi les conditions liées par l'opérateur **ET** et à prendre le maximum de ceux liées par l'opérateur **OU**, ensuite prendre en tout point de l'ensemble représentant la conclusion, le minimum entre la valeur de cet ensemble et celle du maximum des conditions. L'ensemble représentant la commande s'obtient en choisissant en tout point le maximum des ensembles flous résultants de l'exécution des règles.

Exemple

Soient les deux règles suivantes :

1. si x est A₁ et y est B₁ alors z est C₁.
2. si x est A₂ et y est B₂ alors z est C₂.

Pour un couple x₀, y₀ on aura :

Les variables x et y sont représentées chacune par deux nombres flous, respectivement A₁, B₁ et A₂, B₂, la variable z est représentée par deux nombres flous C₁ et C₂ est telle qu'illustrée dans la figure IV.5.

L'exécution des deux règles pour un couple x₀, y₀ est donnée par la fig. IV.5

$$\alpha_1 = \min (\mu_{A_1}(x_0), \mu_{B_1}(y_0)), \quad \alpha_2 = \min (\mu_{A_2}(x_0), \mu_{B_2}(y_0)),$$

$$C'_1 = \min (C_1, \alpha_1), \quad C'_2 = \min (C_2, \alpha_2),$$

$$C = \max (C'_1, C'_2),$$

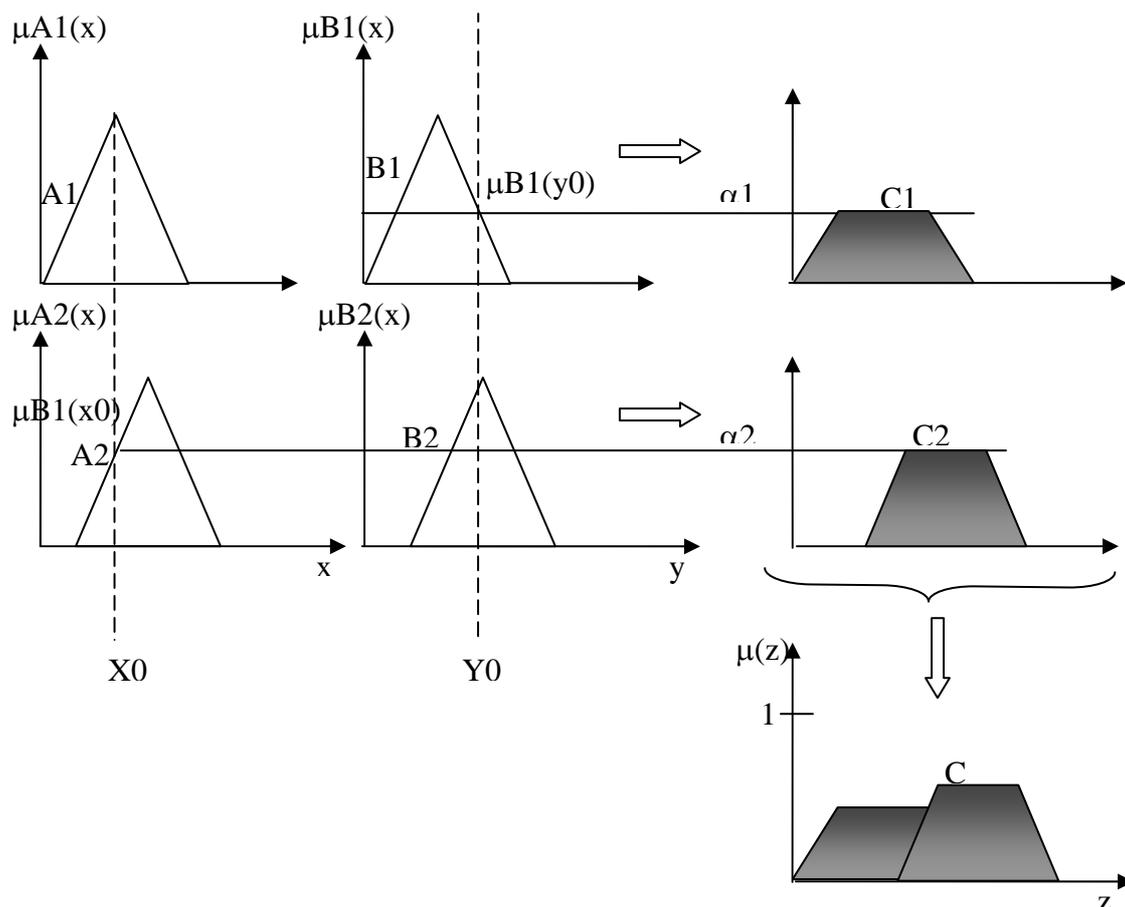


Fig IV.5 : L'inférence par la méthode de Mamdani.

Il existe une multitude de méthodes par exemple, [Jel-99], la méthode prod-somme ou l'opérateur produit remplace l'opérateur min et la somme remplace l'opérateur max.

IV.4.1.2 Méthode de Sugeno

La méthode de Mamdani, datant de 1975, est beaucoup plus répandue dans la théorie du contrôle flou des procédés. La méthode de Sugeno (1985), [Jel-99], en diffère au niveau de la définition de la variable de sortie et, par conséquent, des méthodes de défuzzification.

Rien ne change au niveau de la fuzzification des variables d'entrée. La variable de sortie prend, soit une valeur constante (singleton) indépendante des valeurs des entrées, soit une combinaison linéaire de celles-ci.

Ce singleton sera, lors de l'étape défuzzification, pondéré par les degrés d'appartenance des variables d'entrée.

La règle générale d'une règle de type Sugeno est, pour un système à deux entrées e_1 et e_2 :

Si e_1 est A ET e_2 est B ALORS sortie = $p e_1 + q e_2 + r$.

avec A et B qui sont des fonctions d'appartenance, respectivement de e_1 et e_2 , et p, q, r des constantes choisies par l'utilisateur pour définir la combinaison linéaire des entrées.

IV.5 Commande par logique floue

IV.5.1 Conception d'un régulateur flou

La phase de conception d'un contrôleur flou passe toujours par quatre stades que nous allons détailler successivement.

IV.5.2 Choix des entrées et des sorties

Dans le cas de la régulation de vitesse par exemple on utilise habituellement l'erreur et la variation de l'erreur et parfois son intégrale.

Si la sortie est directement reliée au processus, le contrôleur est alors appelé contrôleur flou de type PD [Buh 94] on peut alors le représenter par la figure IV.6

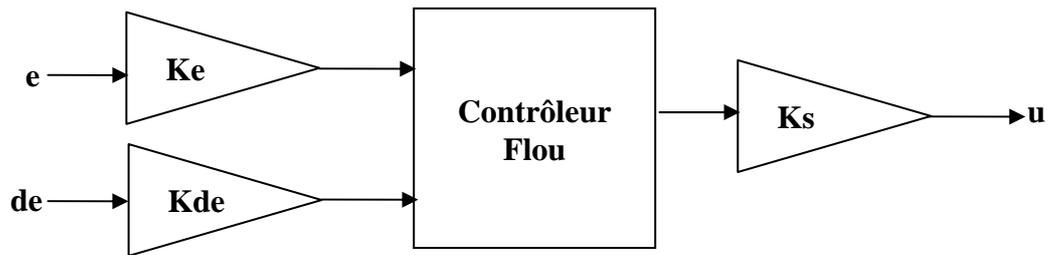


Fig IV.6 : Schéma de principe d'un contrôleur flou de type P.D

Par contre, si la sortie du contrôleur flou est considérée comme un incrément de commande, le contrôleur est appelé contrôleur flou de type PI [Buh 94]. il est représenté sur la figure IV.7.

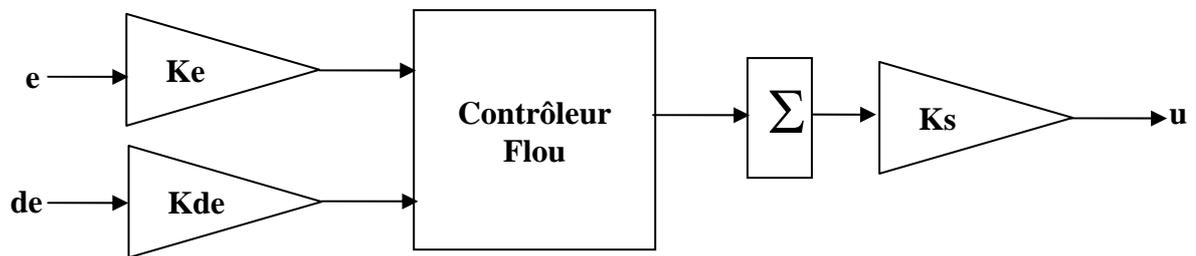


Fig (IV.7) : Schéma de principe d'un contrôleur flou de type P.I

Comme les fonction d'appartenance sont normalisée entre $[-1, 1]$, les variables sont multipliées avec des gains proportionnels. Finalement, la structure du régulateur en logique floue est représentée par la figure (IV.8).

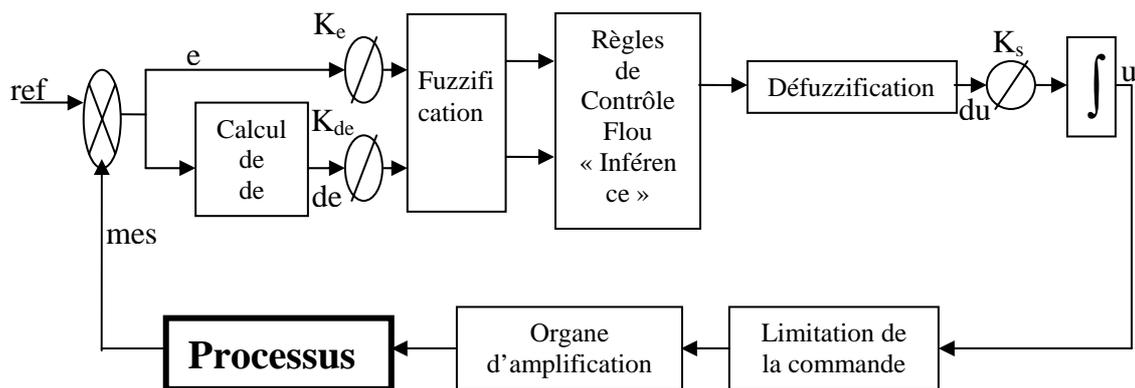


Fig (IV.8) : Structure d'un régulateur par logique floue.

IV.5.3 Définition des fonctions d'appartenance

Une fois les variables d'entrées et de sorties sont fixées, il va falloir déterminer leur description dans l'espace flou c'est-à-dire le nombre d'ensembles flous pour chaque variable ainsi que leurs fonctions d'appartenance.

IV.5.3-1 Influence des ensembles sur la régulation

Le recensement des ensembles autour du point d'erreur nulle accroît la sensibilité du régulateur.

IV.5.3-1-a Influence de la largeur des ensembles

La largeur d'un ensemble doit être égale à la distance entre le sommet de l'ensemble considéré et le sommet de l'ensemble suivant, si la largeur est inférieure à la distance entre les deux sommets, cela produira une discontinuité au niveau de la sortie.

IV.5.3-1-b Influence de la largeur du sommet

Elle influence la statique des systèmes : pour un trapèze, par exemple, cela se traduit par des oscillations de la sortie en régime permanent, et par des oscillations amorties pour une cloche.

IV.5.3-1-c Influence de la pente

Elle influence la dynamique du système, une grande pente produira une variation importante du degré d'appartenance de la règle et par voie de conséquence la sortie du régulateur.

IV.5.4 Définition du comportement du contrôleur

Cette étape concerne l'élaboration de la base des règles du contrôleur. C'est de nouveau à un expert maîtrisant le problème que l'on se réfère le plus souvent. Dans le cadre de la régulation (asservissement), on utilise fréquemment l'erreur et la variation de l'erreur. A partir de ces deux entrées, traduites sous forme de variables floues, il est possible de déterminer les règles dans le domaine temporel et on peut construire une matrice situation/action reprenant toutes les possibilités linguistiques de celles-ci [Ket 92].

IV.5.4-1 Techniques d'écriture des règles

D'une manière générale, l'écriture des règles d'un contrôleur flou fait appel à l'expertise et l'expérience d'opérateurs humains. Dans le cadre de la régulation, on utilise

comme mesures l'erreur (observation) et sa variation. A partir de ces deux mesures et après leur transformation en variables floues, il est possible de déterminer les règles dans le domaine temporel (plus axé vers l'expérience).

IV.5.4-2 Analyse temporelle – détermination de jeu de règle

L'analyse temporelle, qui doit conduire au jeu de règles du contrôleur flou, peut par exemple consister à considérer la réponse à un échelon d'un processus à piloter en fonction des objectifs que l'on se sera fixés en boucle fermée, et à écrire les règles pour chaque type de comportement du processus. la figure IV-10 donne l'analyse temporelle de la réponse à un échelon pour l'extraction des règles d'inférence.

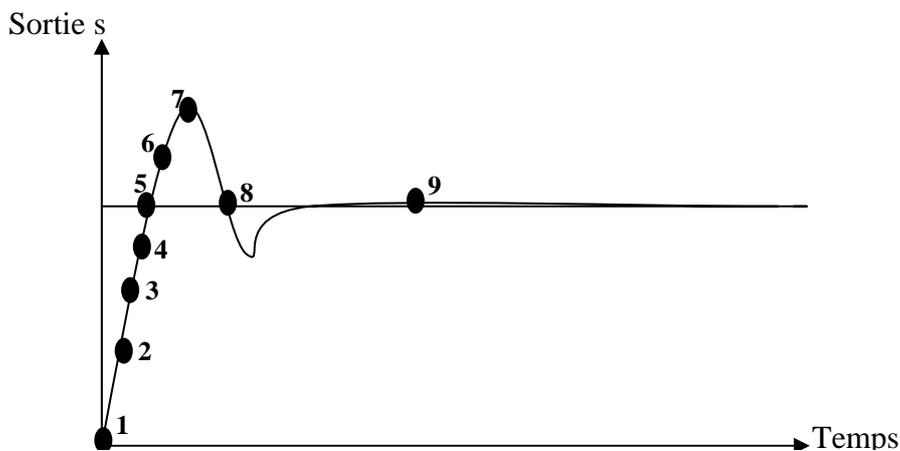


Fig IV.10 : Ecriture du jeu de règles grâce à l'analyse temporelle.

Pour expliquer la procédure à suivre, on considère les neuf points indiqués sur la figure IV-10, suite à la réponse du régulateur à un échelon. Pour chacun de ces points, on explicite l'expertise sous la forme suivante :

En posant $e = r - s$, et $de = e_t - e_{t-1}$.

avec : r : la référence, s : la sortie, e_t : erreur à l'instant t et e_{t-1} : erreur à l'instant $(t-1)$.

- 1. Si $e = PG$ et $de = ZE$ alors $du = PG$: Départ.**
- 2. Si $e = PG$ et $de = NP$ alors $du = PM$: Augmentation de la commande pour gagner l'équilibre.**
- 3. Si $e = PM$ et $de = NP$ alors $du = PP$: Convergence vers l'équilibre correct.**
- 4. Si $e = PP$ et $de = NP$ alors $du = ZE$: Freinage du processus.**
- 5. si $e = ZE$ et $de = NP$ alors $du = NP$: Freinage et inversion de la variation de la commande.**
- 6. Si $e = NP$ et $de = NP$ alors $du = NM$: Rappel du processus vers l'équilibre.**

7. Si $e = NM$ et $de = ZE$ alors $du = NM$: Convergence vers l'équilibre correct.
8. Si $e = NP$ et $de = PP$ alors $du = ZE$: Equilibre.
9. Si $e = ZE$ et $de = ZE$ alors $du = ZE$: Equilibre.

En décrivant point par point le comportement du processus et l'action de variation de commande à appliquer, on en déduit la table suivante (table de contrôleur flou de base) qui correspond en fait à la table de règles très connue de Mac Viar-Whelan [Sch 95].

e \ de	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE

Tableau IV.1 : commandes à appliquer au processus.

IV.5.5 Défuzzification

Les méthodes d'inférences fournissent un ensemble flou résultant $\mu_{res}(X_R)$ pour la variable de sortie X_R . L'opération de défuzzification permet de calculer à partir de cette dernière la valeur réelle de la variable de sortie à appliquer au processus.

On distingue trois méthodes différentes : celle du maximum, celle de la moyenne des maxima et celle du centre de gravité (ou centroïde). Il est toutefois reconnu que la méthode du centre de gravité donne les meilleurs résultats.

- La méthode du centre de gravité consiste à calculer le centre de gravité de la surface délimitée par l'ensemble flou résultant. Il est donné par l'expression :

$$X_{res} = \frac{\int x \cdot \mu(x) dx}{\int \mu(x) dx}$$

La figure IV-11 donne la synthèse du régulateur flou par la méthode du centre de gravité de la surface d'inférence.

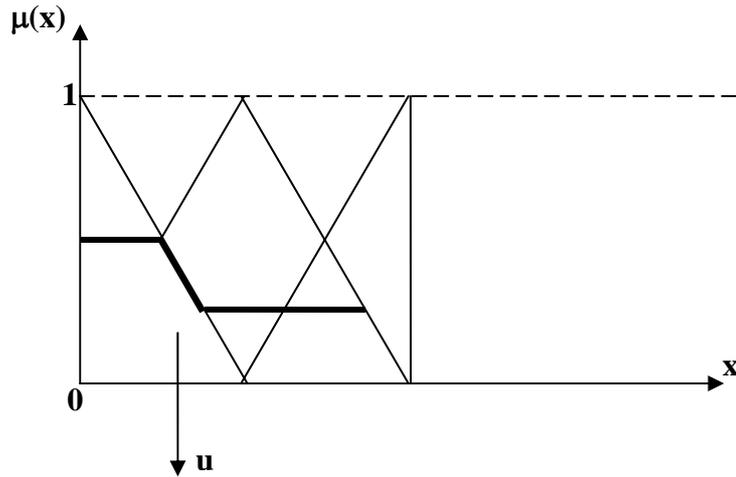


Fig IV-11 : Méthode du centre de gravité.

La figure IV-12 montre la même étape en synthétisant par l'utilisation de moyenne des maximas.

- La méthode de la moyenne des maximums est donnée par l'expression :

$$X_{res} = \frac{\sum_{i=1}^m \mu(x_i) \cdot x_i}{\sum_{i=1}^m \mu(x_i)}$$

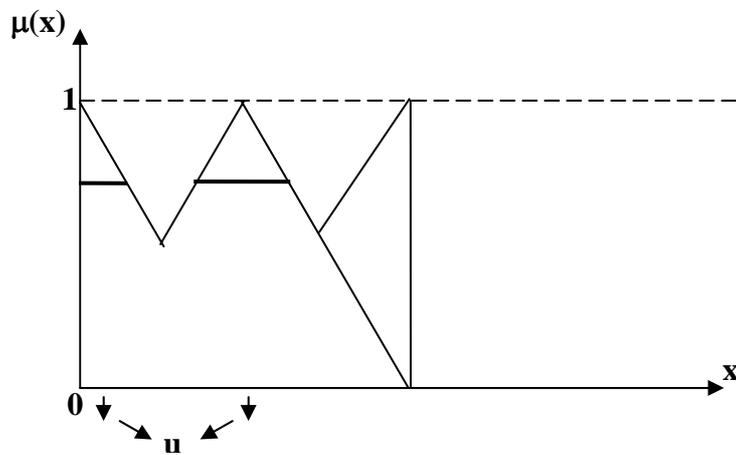


Fig IV-12 : Méthode de la moyenne des maxima

- La méthode du maximum : la commande correspond à un seul point qui est le point milieu de la zone activité avec l'indice le plus fort. la figure IV-13 montre que la défuzzification utilise le maximum de la surface d'inférence.

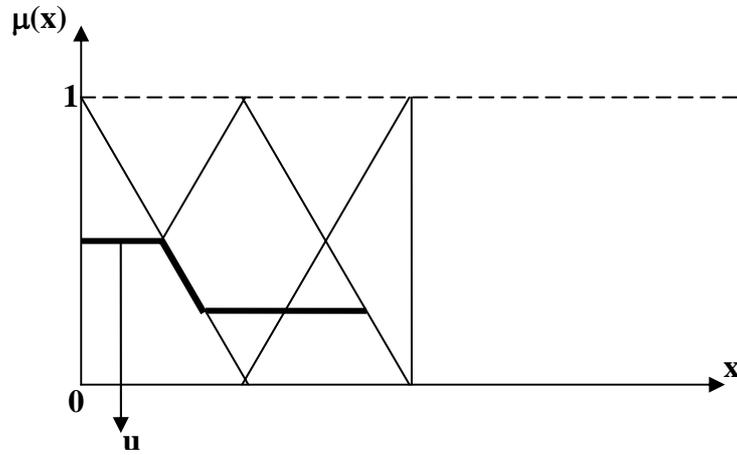


Fig. (IV-13) : Méthode du maximum.

IV.6 simulation, commentaire des résultats et conclusion

IV.6-1 Simulation

Les paramètres du réseau sont les mêmes sus indiqués dans le tableau Tab. (III-2). Aussi les paramètres génériques de l'injecteur restent les mêmes sus mentionnés dans le tableau Tab. (III-3) et ce pour une comparaison des deux types de commandes pour un réseau identique.

Les conditions d'obtention de ces figures sont la simulation du réseau donné par la figure Fig. (III-6) et Fig. (III-7). La commande des instants de commutation de l'onduleur est assurée par un régulateur flou réalisé dans le logiciel MATLAB/Fuzzy.

IV.6-1 Résultats de simulation

Les figures de Fig. (IV-14) à Fig. (IV-18) donnent les courants de lignes dans les trois phases et dans le conducteur neutre. Ces courbes ont été obtenues suite à la compensation active en utilisant la commande par un régulateur flou des instants de commutation des bras de l'onduleur. On voit clairement que l'allure des courants prend la forme sinusoïdale dès l'instant 0.03 seconde et s'alignent à la même amplitude à partir de l'instant 0.05 seconde chose qui est bien visible en la figure Fig. (IV-18).

Le déséquilibre est fortement réduit en cas de l'utilisation de la commande par logique floue. Ceci est claire dans le courant circulant dans le conducteur neutre et qui passe de 1200 A avant le démarrage de l'injecteur à 60 A après. Cela se traduit par une réduction de 95% chose qui minimise mieux les pertes et le dimensionnement du conducteur neutre.

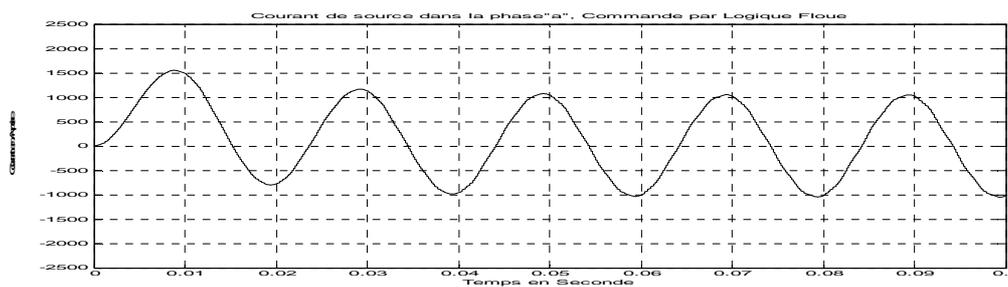


Fig. (IV-14) : Courant de Ligne Phase « a ».

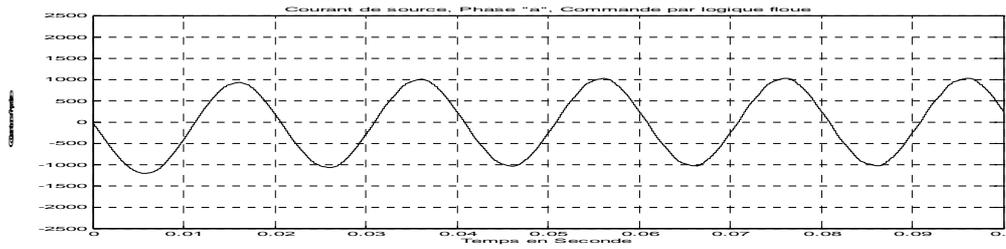


Fig. (IV-15) : Courant de Ligne Phase « b ».

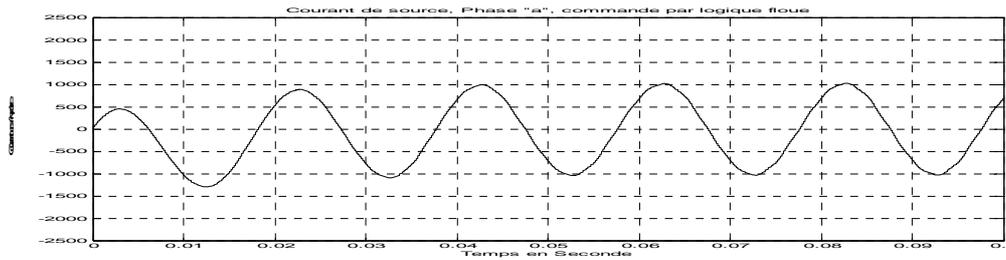


Fig. (IV-16) : Courant de source Phase « c ».

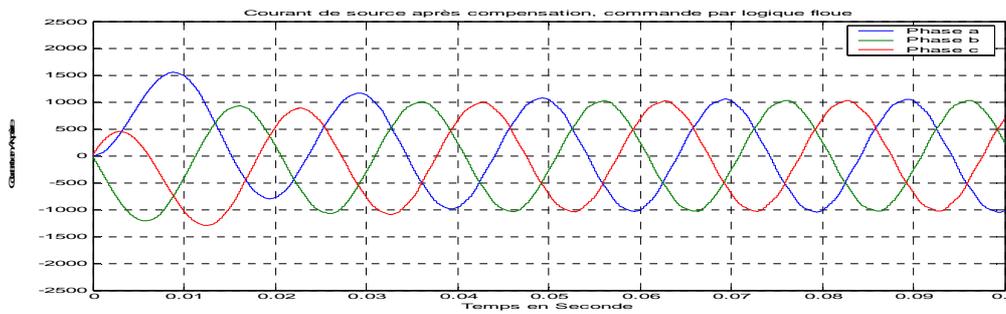


Fig. (IV-17) : Courants de source après compensation (Régulateur Flou).

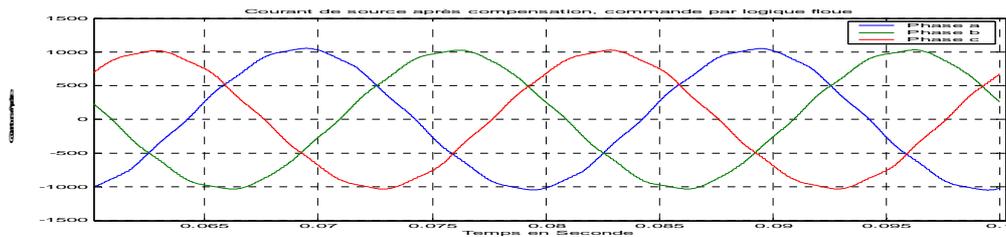


Fig. (IV-18) : Courants de source après compensation (Régulateur Flou) en Zoom.

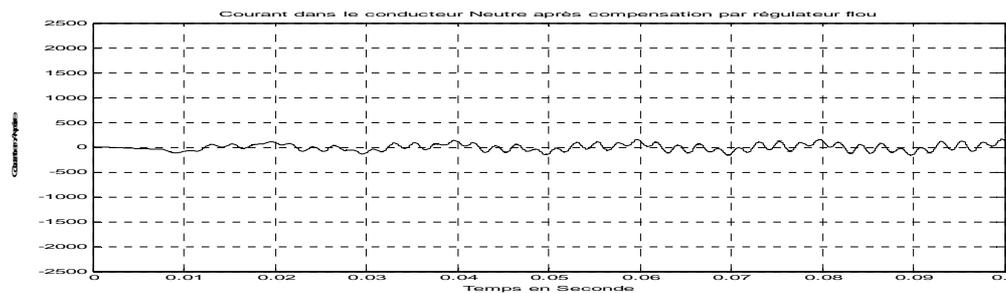


Fig. (IV-19) : Courant dans le conducteur Neutre (Régulateur flou).

Les figures de Fig. (IV-20) à Fig. (IV-24) montrent les courants de compensation dans le cas de l'utilisation du régulateur flou. Ces courants de compensation que injecte l'onduleur dans le réseau sont quasi confondus avec les références calculées à la base des mesures instantanées.

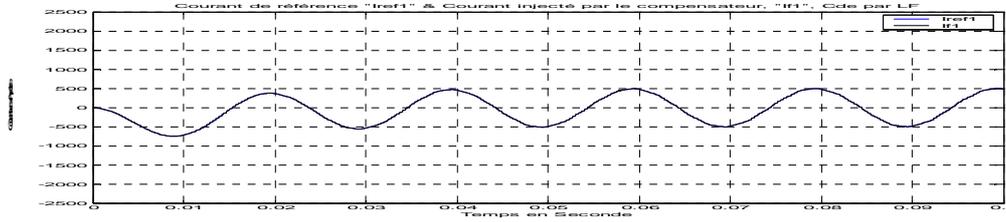


Fig. (IV-20): Courant de compensation Phase « a » (Régulateur flou).

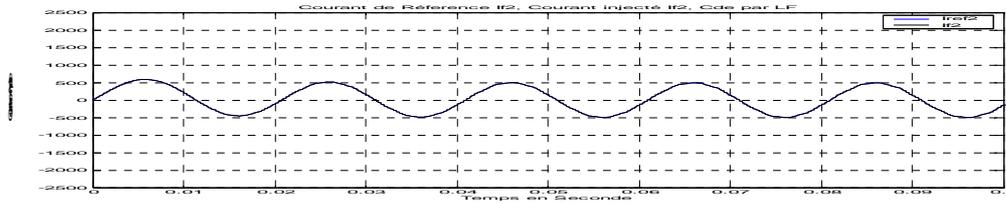


Fig. (IV-21): Courant de compensation Phase « b » (Régulateur flou).

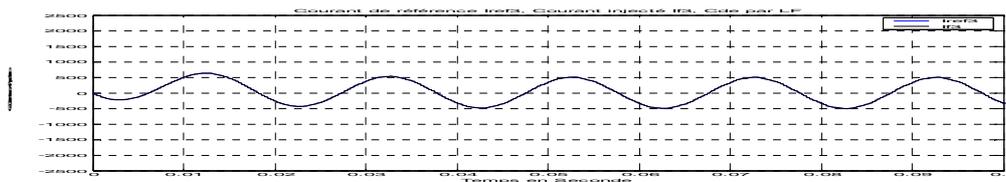


Fig. (IV-22): Courant de compensation Phase « c » (Régulateur flou).

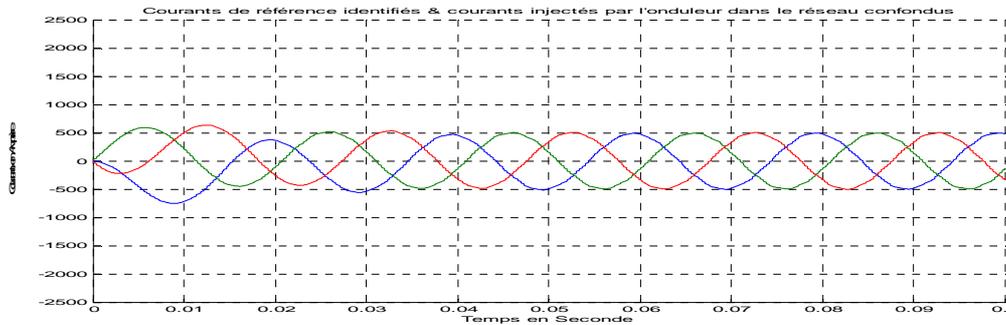


Fig. (IV-23) : Courants identifiés & courants injectés dans le réseau par le compensateur (Superposés par phase).

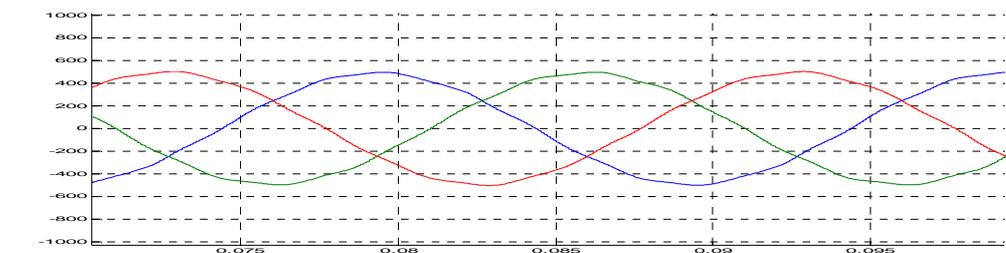
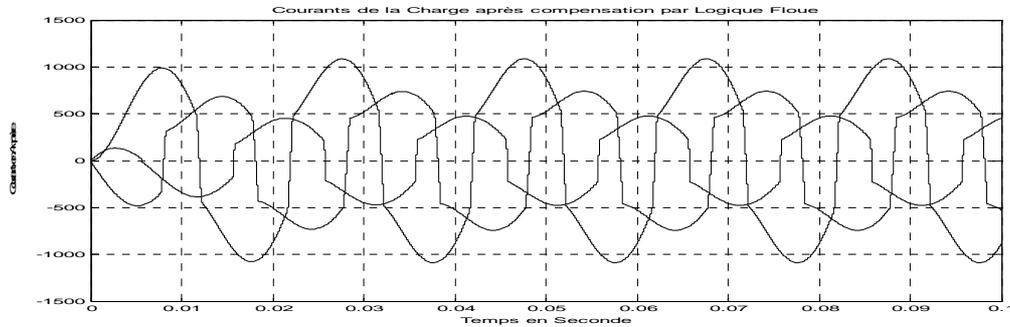


Fig. (IV-24) : Courants identifiés & courants injectés dans le réseau par le compensateur (Superposés par phase) en Zoom.

La figure Fig. (IV-25) illustre les courants absorbés par la charge déséquilibrée. On voit clairement que ces courants sont inchangés du fait de la présence des harmoniques causées par les ponts redresseurs monophasés et les charges monophasées non équitables par phase.



La difficulté d'ordre primordiale est de garder la tension de la source flottante stable aux alentours de la tension de référence. Un correcteur Proportionnel et plus exactement un correcteur PI joue ce rôle avec succès.

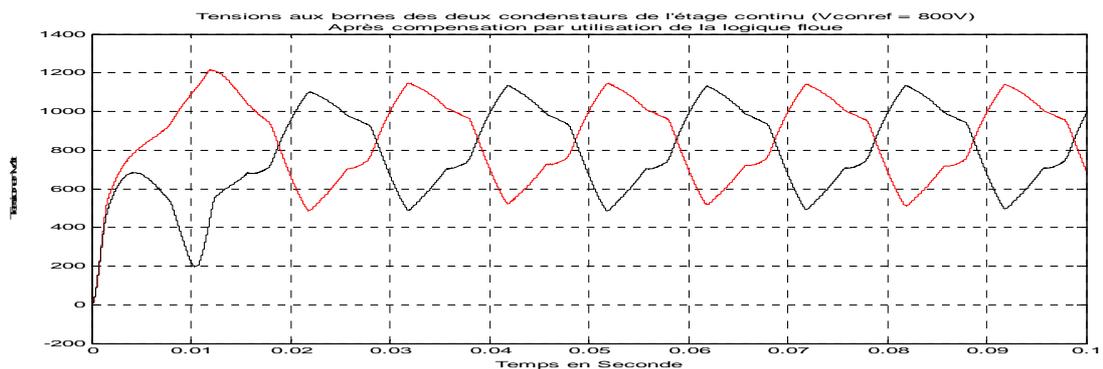


Fig. (IV-26) : Régulation de la tension de l'étage continu par un correcteur PI.

IV.3 Conclusion

Au fil de ce chapitre, nous avons essayé d'aborder la théorie des ensembles floue, chose qui est nouveau pour nous ainsi que son adaptation dans la régulation des processus. Aussi a-t-on essayé de faire l'analyse temporelle pour l'extraction de la table d'inférence (des règles de commande) que doit gérer le régulateur flou pour une meilleure stabilité et une haute précision pour la poursuite de la référence voulue. La logique floue prend aussi beaucoup plus l'expérience de l'être humain envers le processus étudié ce qui donne un avantage de maîtriser les systèmes non modélisables ou ceux qui demande est trop d'hypothèses et de simplifications.

L'utilisation de la commande par logique floue a nettement amélioré les résultats. Au fil des figures de (IV-14) à (IV-17) on constate que les courants de ligne sont rendus plus équilibrés que ceux relatifs à la commande par hystérésis. En premier lieu, le régime transitoire persiste à presque un temps de 0.03 s et, au-delà, on a eu un signal triphasé équilibré à un taux accepté par les normes.

Vu par le conducteur neutre, le déséquilibre initial est réduit à 60 A, soit avec un taux de réduction de 95 %. Quant aux courants délivrés par l'injecteur au réseau, on voit clairement qu'il sont superposés aux courants de références identifiés par la méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires (une poursuite aveugle), chose qui valide le choix de la table d'inférence.

Les courants de lignes ont été fortement rééquilibrés, ce qui donne des tensions de lignes aussi fortement rééquilibrées.

En conclusion, le réglage par logique floue fait preuve de plus de performance par rapport à celui par hystérésis du fait que les courants injectés sont identiques à ceux de la référence et les courants de lignes équilibrés à un taux plus appréciable. Néanmoins, ce régulateur demande plus de mémoire et plus de temps de simulation. Ceci est bien sûr dû à l'expérience de la composante humaine qui se traduit par des règles linguistiques fiables.

Conclusion Générale

Ce travail a été consacré à l'étude et la simulation d'un convertisseur statique de compensation et de rééquilibrage dynamique de la tension d'un réseau triphasé basse tension de distribution électricité. Dans ce contexte, nous nous sommes penchés sur l'étude du cas le plus fréquent où le déséquilibre est produit par le raccordement de charges déséquilibrées linéaires ou non linéaires.

Le rééquilibrage de tension de la ligne basse tension passe obligatoirement par le rééquilibrage des courants entre les trois phases de manière à rendre le courant circulant dans le conducteur neutre normatif.

Nous avons en premier lieu, cité les caractéristiques et les origines de la pollution électrique ainsi que les solutions de dépollution traditionnelles et modernes. Ensuite, nous avons axé notre étude sur le compensateur actif de rééquilibrage des courants de ligne. Les méthodes d'identification en temps réel des courants perturbateurs de référence et du dimensionnement des éléments du convertisseur ont été employées avec succès. Un filtre de sortie a également été proposée afin d'empêcher les composantes, dues aux découpages de l'onduleur, de se propager au réseau bien que son emploi rende plus complexe la partie contrôle commande de l'onduleur.

En réponse aux objectifs tracés, nous avons utilisé une méthode basée sur la puissance fluctuante mise en jeu à basse fréquence et la méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires. Ces méthodes ont été très fructueuses car elles permettent de lier systématiquement les caractéristiques de la charge et du réseau aux éléments constitutifs de l'onduleur à la fois en tension et en courant.

Au niveau du pilotage de l'onduleur, partie essentielle dans le compensateur actif, nous avons eu recours à des correcteurs PI pour satisfaire la nécessité d'équilibrer des tensions aux bornes de chaque condensateur du bus continu. La réalisation d'une régulation des courants injectés dans la ligne du réseau par l'utilisation de la commande à hystérésis a donné des résultats fructueux et satisfaisants en matière de réduction du déséquilibre qui se manifeste essentiellement dans le conducteur du neutre.

L'introduction de la théorie des ensembles flous dans la régulation des processus industriels s'avère très bénéfique et meilleure. Du fait que la conception du régulateur flou repose entièrement sur l'expérience acquise par des manipulateurs expérimentés qui sera par la suite traduite en des règles linguistiques a considérablement poussé nos résultats vers l'atteinte des objectifs voulus. Comparativement avec la commande par hystérésis, la commande par logique floue fait preuve de plus de performances et de progrès en matière de poursuite des courants à injecter dans le réseau aux courants de références désirés voire même superposés dans notre simulation.

Donc, avoir un réseau sain et fidèle demande au distributeur d'énergie un investissement important pour satisfaire les clients de la qualité de service. Le coût d'un tel dispositif de compensation active dépend évidemment, de l'acuité du déséquilibre en courant et du niveau de tension au point de raccordement de la charge.

Finalement et dans notre travail, nous avons développé plusieurs voies de recherche dont certaines ont permis d'envisager de nombreuses orientations futures. Ces perspectives peuvent se résumer comme suit :

- On peut envisager d'approfondir les recherches sur les perturbations engendrées par l'onduleur,
- On peut suivre l'existence possible du phénomène de la résonance.
- Développer les logiciels et la puissance de traitement des microprocesseurs pour atteindre les objectifs de vitesse d'échantillonnage.
- l'utilisation des algorithmes génétiques pour l'optimisation des paramètres des régulateurs flous.
- l'utilisation des réseaux de neurones pour la sélection des fonctions d'appartenances.
- l'amélioration de la partie contrôle commande par l'utilisation d'un régulateur neuro flou.

BIBLIOGRAPHIE

- [AF & SE & MA-2003] L. Afonso, J. Sepulveda, S. Martins, « p-q theory components calculation », IEEE Trans. on Industry applications, 2003.
- [AK-83] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, « Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits », Proceeding International Power Electronics conference. Tokyo, Japan, PP. 1375-1386, 1983.
- [AK-86] H. Akagi, A. Nabae and S. Atoh, « Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters », IEEE Trans. on Industry applications, vol. IA-22, pp. 460-465, 1986.
- [AK-90] H. Akagi, Y. Tsukamoto, A. Nabae, « Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters », IEEE Trans. on Industry applications, vol. 26, No. 1, pp. 93-98, 1990.
- [AK-96] H. Akagi, « New trends in active filters for power conditioning », IEEE Trans. on Industry applications, vol. 32, No. 6, pp. 1312-1322, November/December 1996.
- [AK-97] H. Akagi, « Control strategy and site selection of a shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems », IEEE Trans. on power delivery, vol. 12, No. 1, pp. 354-363, January 1997.
- [ALA-2000-1] M.A.E. Alali, S. Saadate, Y.A. Chapuis, F. Braun, « Energetic study of a shunt active conditioner compensating current harmonics, power factor and unbalanced », EPE-PEMC, Kosic, Slovak Republic, vol. 5, pp. 211-216, September 2000.
- [ALA-2000-2] M.A.E. Alali, S. Saadate, Y.A. Chapuis, F. Braun, « Control and analysis of series and shunt active filters with SABER », IPEC , Tokyo, Japan, PP. 1467-1472, April 2000.
- [All-xx] J. H. Allmeling, “A Control Structure for Fast Harmonics Compensation in Active Filters”, EEH – Power Systems Laboratory Swiss Federal Institute of Technology (ETH Zurich) 8092 Zurich, Switzerland, année de parution non mentionnée sur l’article..
- [Awa-2003] H. Awad, M. Bollen, “Power Electronics for Power Quality improvements”. IEEE Trans. 2003.
- [BENCH-98] L. Benchaita, « Etude par simulation numérique et expérimentation d’un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle-commande », Thèse de l’Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, Octobre 1998.
- [BH & EN-96] Bhavaraju V.B. and Enjeti P.N., “An Active Line Conditioner to Balance Voltage in a three-Phase system”, IEEE Trans. On IA 32 (1996) pp 287-292.

- [BI-69] B. Bird, J.F Marsh, P.L McLellan, « Harmonic reduction in multiple converter by triple frequency current injection », *Inst. Elect. Eng. Proc.*, vol. 116, No. 10, pp. 1730-1734, April 1969.
- [Buh 94] H. Buhler, “Réglage par Logique Floue”, édition Presse polytechniques et université Romandes 1994.
- [Can-2001] R. Gannett, “Control strategies for high power four-leg voltage source inverters”, Thesis Master, the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University. 2001.
- [Cav-2001] C. Cavaliere, “Modelagem do STATCOM no EMTDC-PSCAD, *O uso de módulos e Aplicações em Sistemas de Distribuição*”. *These de doctorat, Déc. 2001, brazil.*
- [CH-2000] A. Chandra, B. Zingh, B.N. Zingh, K. Al-Haddad, « An improved control algorithm of shunt active filter for voltage regulation, harmonic elimination, power factor correction and balancing of nonlinear loads », *IEEE Trans. on power electronics*, vol.15, No. 3, pp. 495-507, May 2000.
- [Cou-2001] T. GOURAUD, « Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique », Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes, 2001.
- [DE-98] T. Deflandre, P. Murras, « Les harmoniques sur les réseaux électriques » Edition Eyrolles, 1998.
- [DeCH-96] F. De Chateauvieux, « Creux de tension et coupures brèves » Notes EDF, Groupe de travail UIE power quality: Guide sur la qualité de l'électricité pour l'alimentation des installations industrielle, partie 2, HR-22/96/045.A, 1996.
- [Dia-2001] Xu Dianguo, G. Jianjun, L. Hankui, and G. Maozhong , “Improved Hysteresis Current Control for Active Power Filter”. Dept. of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, China, 2001
- [Gac-97] L. Gacogne, « Eléments de logique floue », Ed. HERMES, Paris 1997.
- [GR-77] M. Grandpierre, B. Trannoy, « A static power device to rebalance and compensate reactive power in three phase network: design and control », *IEEE Ind. Appl. Soc. Annual meeting*, pp. 127-135, 1977.
- [GU-2000] S. Guffon, « Modélisation et commandes à structure variable de filtres actifs de puissance » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Juillet 2000.
- [GY-76] L. Gyugyi and E.C. Strycula, « Active AC power filters », *IEEE/IAS Annual Meeting*, pp. 529-535. 1976.
- [Jel-99] Go. Jelena, « Idées nettes sur la logique floue », Ed. Presse Polytechnique Université Romandes, Lausanne 1999.

- [**Jo & Se & Jù-2003**] JoaoL A et Sepulveda F et Julio SM, p-q theory Power Calculations, IEEE Trans (2003).
- [**KA-83**] H. Kawahira, T. Nakamura, S. Nakazawa, « Active power filters », JIEE IPEC, Tokyo, Japon, pp. 981, 1983.
- [**Ket 92**] Raouf Ketata, « méthodologies de régulation numérique incluant la logique floue », Thèse de doctorat d'état de l'institut des sciences appliquées de Toulouse, 1992.
- [**Lin-2003**] B. Lin, Y. Lee, and T.Yu Yang, “**Active Power Filter with Neutral-Point Switch-Clamped Scheme**”. Department of Electrical Engineering, National Yunlin University of Science and Technology. IEEE Trans. 2003
- [**Mal-2001**] M. Sc. Mariusz Malinowski, “Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers”. Thèse de Warsaw University of Technology, 2001.
- [**ME-90**] P. Meynaud, « Qualité de la tension dans les réseaux électriques – creux de tension, flicker et harmoniques » Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, D 4 260, pp. 1-25, 1990.
- [**ME-96**] P. Meynaud, P. Pene, G. desquilbet, « Déséquilibre de tension » Notes EDF, 96NR00003, 1996.
- [**MO-77**] N.Mohan, « Active filter for ac harmonic suppression », IEEE/PES winter meeting, A77 026-8, 1977.
- [**NAK-89**] T. Nakajima, E. Masada, « An active power filter with monitoring of harmonic spectrum », EPE-89, 3rd European conference on power electronics and applications, Aachen, Germany, 1989.
- [**Ric-97**] F. Richardeau, N. Aouda et T. Meynard « Convertisseur de rééquilibrage de la tension d'un réseau », Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle , INP de Toulouse, Aout 1997.
- [**SA-71**] H.Sasaki, T.Machida, « A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic compensation-consideration on basic design », IEEE Trans. Power Appl. Syst. , vol. 90, No. 5, pp. 2009-2019, 1971.
- [**SAL-96**] A. Salem Nia, « Contribution à l'étude théorique et expérimental d'un filtre actif parallèle à commande analogique et numérique en temps réel » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, Septembre 1996.
- [**Sch 94**] H Scholten, « Logique floue et régulation PID. Théorie et pratique de la régulation active », Elektor-1994.
- [**SEG-95**] G. Seguier et R. Bausiere, « les convertisseurs de l'électronique de puissance : la conversion continu – alternatif », Vol.04, Ed. TDL, 1995.

[SZ-84] B. Szabados, « Répercussion sur le réseau électrique de l'alimentation des convertisseurs de grande puissance » REG, N°. 12, pp. 791-796, 1984.

[Tar-2003] M. Tarafdar. Haque, "Single-phase pq theory" Electrical Engineering Department, Tabriz University, Tabriz, IRAN, 2003.

[TO-99] R. Tounsi, « Développement d'un contrôle commande pour un compensateur série de creux de tension. Validation par simulation du fonctionnement avec des charges industrielles » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Octobre 1999.

[Ton-95] J. R. Tong Tong, « La logique Floue », Ed. HERMES, Paris 1995.

[WA-92] Miao-Xin Wang, « Filtrage actif de puissance : Etude et réalisation d'un filtre actif à commande numérique en temps réel » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 1992.

[XU-94] J. Xu, « Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, Janvier 1994.

Annexes

Annexe I

L'analyse fréquentielle des puissances instantanées

Nous effectuons cette analyse en prenant l'exemple d'un pont redresseur à thyristor triphasé (pont de Graetz). Cette analyse va permettre par la suite, d'une part de définir la dynamique du filtre de puissance chargé d'isoler les puissances actives et réactives conventionnelles et d'autre part de connaître la limite des applications de cette méthode d'identification. Le courant I_s consommé par ce pont redresseur peut être décomposé en série de Fourier, comme le décrit l'équation suivante :

$$I_s(t) = \sqrt{2} I_1 \left[\begin{aligned} & \sin(\omega t - \alpha) - \frac{1}{5} \sin(5(\omega t - \alpha)) - \frac{1}{7} \sin(7(\omega t - \alpha)) + \frac{1}{11} \sin(11(\omega t - \alpha)) + \\ & + \frac{1}{13} \sin(13(\omega t - \alpha)) - \frac{1}{17} \sin(17(\omega t - \alpha)) - \frac{1}{19} \sin(19(\omega t - \alpha)) + \dots \end{aligned} \right] \quad (\text{A.1-1})$$

avec I_1 le courant fondamental et (α) l'angle d'allumage des thyristors.

Nous remarquons que les courants harmoniques sont de rang $(6K \pm 1)$ ($K = 1, 2, 3, \dots \text{etc.}$) et que la valeur efficace de chaque courant harmonique I_h est inversement proportionnelle au rang correspondant ($I_h = I_1/h$).

Dans cette annexe, les cas de la tension du réseau et du courant de la charge polluante les plus probables à parvenir, vont être analysés et les pulsations des puissances instantanées pour chaque cas vont être calculées.

Courant harmonique équilibré avec une tension sinusoïdale équilibrée

La tension du réseau électrique, dans ce cas, est une tension sinusoïdale équilibrée donnée par la relation suivante :

$$\begin{cases} V_{s1} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega t) \\ V_{s2} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{s3} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{A.I-2})$$

Le courant de la charge polluante est celui représenté par l'équation (A.I-1). En faisant la transformation α - β , nous obtenons les courants et les tensions suivants :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{3} V_s \begin{pmatrix} \sin \omega t \\ -\cos \omega t \end{pmatrix} \quad (\text{A.1-3})$$

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{3} I_1 \left[\begin{pmatrix} \sin \omega t \\ -\cos \omega t \end{pmatrix} - \frac{1}{5} \begin{pmatrix} \sin 5(\omega t - \alpha) \\ -\cos 5(\omega t - \alpha) \end{pmatrix} - \frac{1}{7} \begin{pmatrix} \sin 7(\omega t - \alpha) \\ -\cos 7(\omega t - \alpha) \end{pmatrix} + \dots \right] \quad (\text{A.1-4})$$

Dans ce calcul, nous allons analyser la puissance réelle $p(t)$ puis généraliser les résultats pour la puissance imaginaire $q(t)$. La puissance réelle peut être calculée à partir des équations (A.I-3) et (A.I-4) comme le montre la relation (A.I-5):

$$p(t) = \underbrace{3V_s I_1 \cos(\alpha)}_{\bar{P}} + \underbrace{\frac{3V_s I_1}{5} \cos(6\omega t - \alpha) - \frac{3V_s I_1}{7} \cos(6\omega t - 7\alpha) - \dots}_{\tilde{P}} \quad (\text{A.I-5})$$

Le premier terme (continu) de cette relation représente la puissance active conventionnelle, tandis que les autres termes représentent la puissance alternative causée par les courants perturbateurs (harmonique et déséquilibrés dans ce cas). A partir de cette relation, nous pouvons tracer la transformation du spectre de la puissance active instantanée :

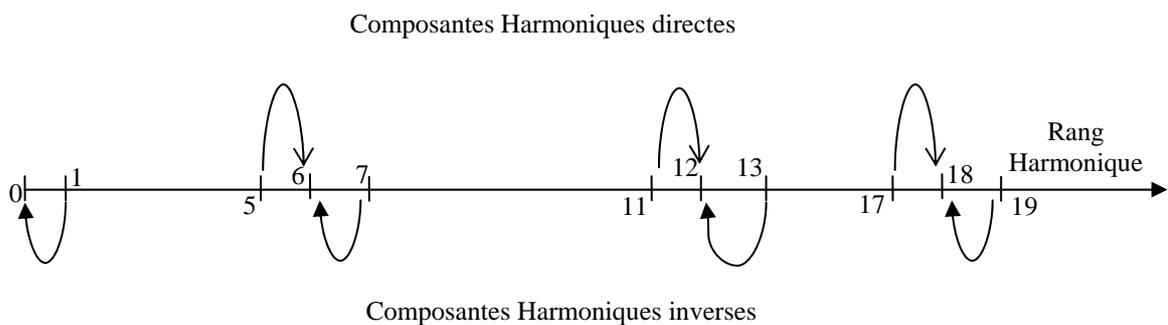


Fig. (A.I-1) : Transformation du spectre de la puissance réelle instantanée (courant harmonique et tension sinusoïdale équilibrée)

De la Fig. (A.I-1) nous constatons que la puissance conventionnelle active devient une composante continue, alors que les courants harmoniques $(5,7)$, $(11,13)$, $(17,19), \dots$ causent des puissances perturbatrices aux pulsations respectives $(6\omega, 12\omega, 18\omega, \dots)$. Le même spectre peut être obtenu pour la puissance imaginaire instantanée.

Annexe II

Description mathématique d'un Compensateur actif parallèle

A.II-1 Tensions et courants de lignes

Les tensions et les courants de ligne sont donnés par les relations suivantes :

▪ **Tensions :**

$$\begin{cases} V_{s1} = \sqrt{2} V_s \cos(\omega t) \\ V_{s2} = \sqrt{2} V_s \cos(\omega t + 2\pi / 3) \\ V_{s3} = \sqrt{2} V_s \cos(\omega t - 2\pi / 3) \end{cases} \quad (\text{A.II-1})$$

▪ **Courants :**

$$\begin{cases} I_{s1} = \sqrt{2} I_s \cos(\omega t + \varphi) \\ I_{s2} = \sqrt{2} I_s \cos(\omega t + 2\pi / 3 + \varphi) \\ I_{s3} = \sqrt{2} I_s \cos(\omega t - 2\pi / 3 + \varphi) \end{cases} \quad (\text{A.II-2})$$

avec V_s , I_s et ω sont respectivement les amplitudes de la tension de ligne, le courant de lignes et la fréquence angulaire.

Par transformation des équations (A.II-1) et (A.II-2) dans le système de coordonnées α - β on aura :

$$\begin{bmatrix} V_{L\alpha} \\ V_{L\beta} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_s \begin{pmatrix} \cos \omega t \\ -\sin \omega t \end{pmatrix} \quad (\text{A.II-3})$$

Ces tensions seront exprimées dans les coordonnées d-q comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{L\alpha} \\ V_{L\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} V_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{V_{L\alpha}^2 + V_{L\beta}^2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.II-4})$$

A.II-2 Tensions et courants de l'onduleur

Les tensions entre phase de l'onduleur peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{Sab} \\ V_{Sbc} \\ V_{Sca} \end{bmatrix} = V_{dc} \cdot \begin{pmatrix} S_a - S_b \\ S_b - S_c \\ S_c - S_a \end{pmatrix}$$

(A.II-5)

Les tensions de phase seront :

$$\begin{bmatrix} V_{Sa} \\ V_{Sb} \\ V_{Sc} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} f_a \cdot V_{dc} \\ f_b \cdot V_{dc} \\ f_c \cdot V_{dc} \end{pmatrix} \quad (\text{A.II-6})$$

Ou :

$$\begin{cases} f_a = \frac{2 \cdot S_a - (S_b + S_c)}{3} \\ f_b = \frac{2 \cdot S_b - (S_a + S_c)}{3} \\ f_c = \frac{2 \cdot S_c - (S_a + S_b)}{3} \end{cases} \quad (\text{A.II-7})$$

dont les valeur de f_a, f_b, f_c seront égales à : $0, \pm 1/3, \pm 2/3$.

A.II-3 Description du compensateur actif shunt :

Les équations de tensions d'un système triphasé équilibré sans neutre sont :

$$\bar{V}_L = \bar{V}_s + \bar{V}_s = R \bar{i}_L + \frac{d\bar{i}_L}{dt} \cdot L + \bar{V}_s \quad (\text{A.II-8})$$

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{Sab} \\ V_{Sbc} \\ V_{Sca} \end{bmatrix} \quad (\text{A.II-9})$$

En plus pour les courants on a l'équation :

$$C_{dc} \cdot \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a \cdot i_{s1} + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c - i_{dc} \quad (\text{A.II-10})$$

La combinaison des équations (A.II-1) à (A.II-10) donne le schéma block du filtre actif dans le plan triphasé :

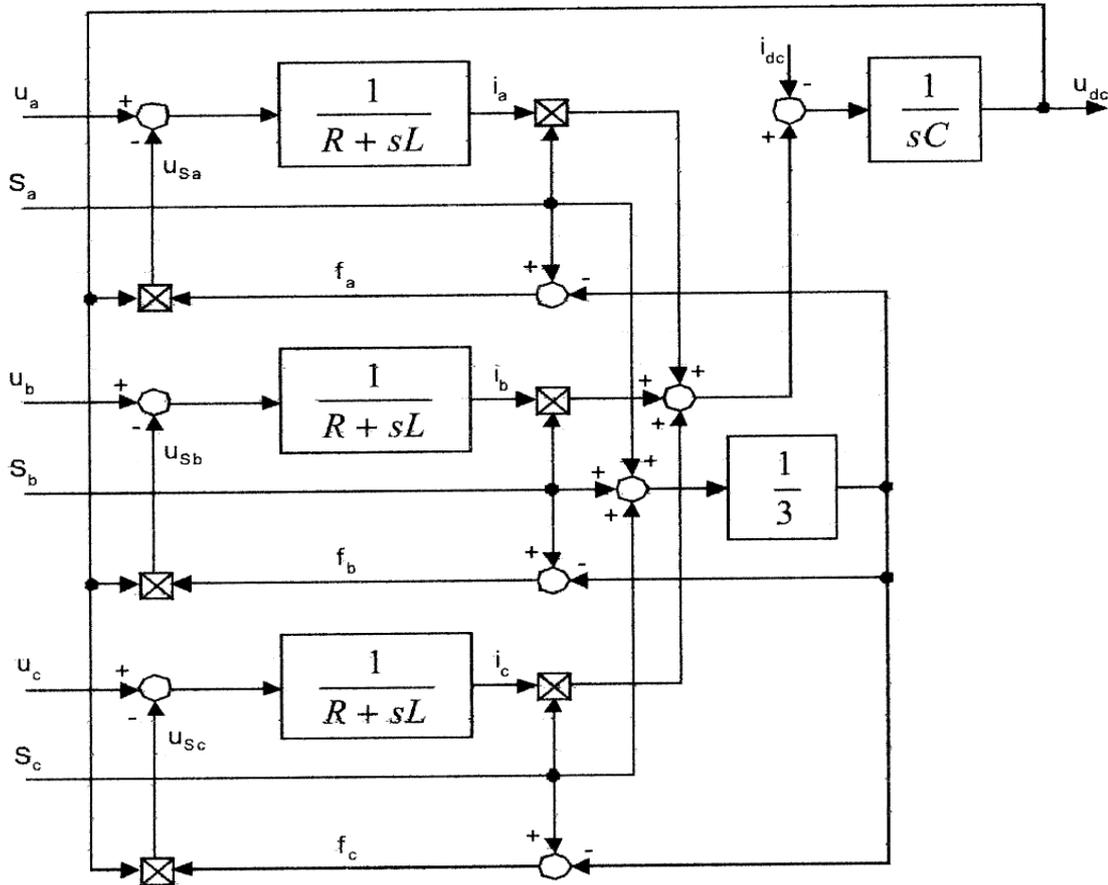


Fig. (A.II-1) : Diagramme du Compensateur actif dans le Plan « a-b-c » des coordonnées naturelles.

Model du compensateur dans le plan des coordonnées stationnaires α - β

En appliquant la transformation α - β aux équations de tensions et du bus continu, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{S\alpha} \\ V_{S\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.II-10})$$

Et :

$$C_{dc} \cdot \frac{dV_{dc}}{dt} = (S_\alpha \cdot i_{L\alpha} + S_\beta \cdot i_{L\beta}) - i_{dc} \quad (\text{A.II-11})$$

$$\text{Dont : } S_{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{6}}(2.S_a - S_b - S_c); \quad S_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}(S_b - S_c).$$

Le diagramme block se présente comme suit :

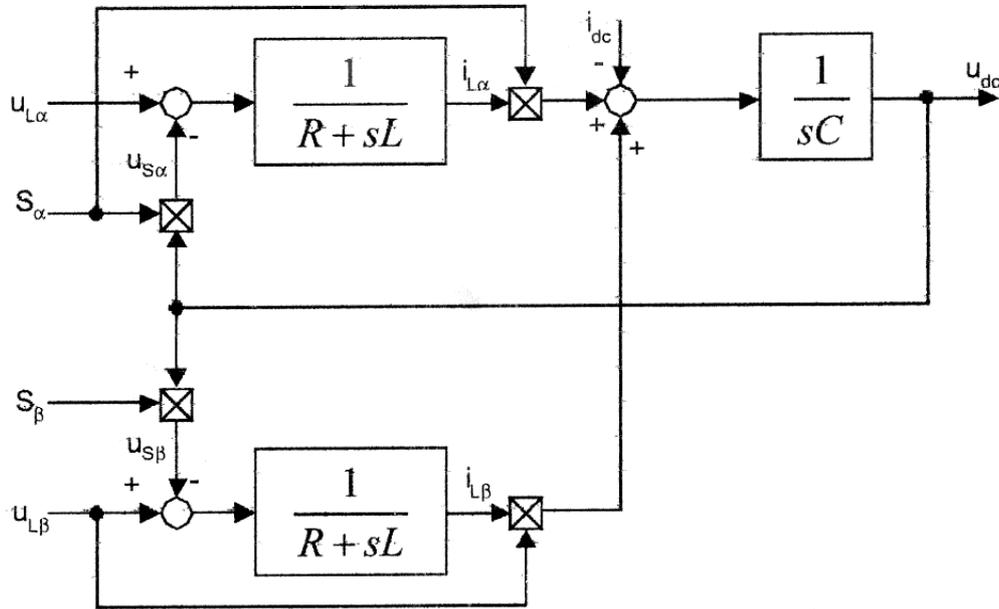


Fig. (A.II-2) : Diagramme block du compensateur dans le plan des coordonnées stationnaires α - β .

Model du compensateur dans le plan des coordonnées stationnaires (d - q - o)

En appliquant la transformation de PARCK, les équations du compensateur deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_{Ld} \\ V_{Lq} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} + L \cdot \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_{\alpha} - \omega i_{Lq} \\ \frac{d}{dt} i_{\beta} + \omega i_{Ld} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{Sd} \\ V_{Sq} \end{bmatrix} \quad (\text{A.II-12})$$

$$C_{dc} \cdot \frac{dV_{dc}}{dt} = (S_d \cdot i_{Ld} + S_q \cdot i_{Lq}) - i_{dc} \quad (\text{A.II-13})$$

$$\text{Dont : } S_d = S_{\alpha} \cos \omega t + S_{\beta} \sin \omega t \quad ; \quad S_q = S_{\beta} \cos \omega t - S_{\alpha} \sin \omega t$$

Le schéma block dans le plan de PARCK deviendra donc :

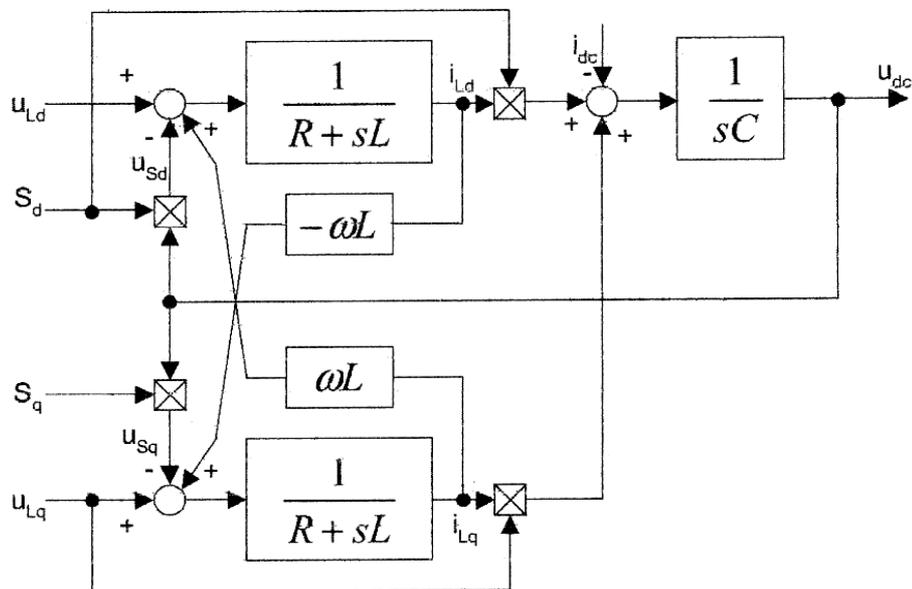


Fig. (A.II-2) : Diagramme bloc du compensateur dans le plan des coordonnées stationnaires $d-q$.

Nomenclature

- C : capacité d'un condensateur.
- C_{32}, C_{23} : transformations de Concordia, directe et inverse.
- C_{dc} : capacité du condensateur étage continu.
- C_h : composante harmonique de rang h.
- D : puissance déformante.
- de : dérivée de l'erreur.
- e : erreur.
- F.P : facteur de puissance.
- f_c : fréquence de coupure.
- h : ordre d'harmonique.
- I, i : Courant.
- i_{f1}, i_{f2}, i_{f3} : Courants de compensation.
- i_{11}, i_{12}, i_{13} : courant de charge.
- I_f : courant de compensation.
- I_{ref} : courants de référence.
- $I_{p\alpha}, I_{p\beta}$: courants perturbateurs calculés dans le repère α - β .
- K_i : gain d'un régulateur intégral.
- K_p : gain d'un régulateur proportionnel.
- l : indice relatif à la ligne du réseau.
- L : Inductance.
- L_f : inductance de liaison.
- MLI : modulation de largeur d'impulsion.
- P : puissance active.
- p : puissance instantanée.
- P_c : puissance absorbée par le filtre actif.
- P_{fc} : puissance active produite par le compensateur.
- p_{fl} : puissance fluctuante active totale mise en jeu par la charge.
- PI : régulateur proportionnel intégral.
- p_L : puissance instantanée produite par les inductances de liaison.
- P_t : puissance instantanée totale.
- \tilde{P} : Puissance active instantanée.
- \bar{p} : Puissance continue liée à la composante fondamentale active.

Nomenclature.

q_{fc} : puissance réactive produite par le compensateur.

q_{fl} : puissance fluctuante réactive totale mise en jeu par la charge.

\bar{q} : Puissance continue liée à la composante fondamentale réactive.

\tilde{q} : Puissance instantanée imaginaire (VARI).

R, r : Résistance électrique.

S : puissance apparente.

S_h : taux d'harmonique d'ordre h .

THD : taux global de distorsion harmonique :

V, v : Tension.

V_{s1}, V_{s2}, V_{s3} : tensions de ligne.

V_{cond} : tension au bornes d'un condensateur du bus continu.

V_{cond}, V_{co} : Tension de sortie continue de l'onduleur en notation instantanée et moyenne ;

V_{dc} : tension étage continu.

V_{fref} : tensions de référence

V_p : tension de la porteuse.

X^L : Composante en quadrature arrière.

X_{dk} ($k=1, 2, 3$) : composantes relatives au système direct.

X_{ik} ($k=1, 2, 3$) : composantes relatives au système inverse.

X_{ok} ($k=1, 2, 3$) : composantes relatives au système homopolaire.

$\alpha = e^{j2\pi/3}$: L'opérateur rotation de $2\pi/3$.

α - β : indices relatifs au plan (α - β -o) des coordonnées.

ξ : Coefficient d'amortissement.

ω : Pulsation électrique de l'alimentation ;

$\mu(x)$: fonction d'appartenance de la variable x .

φ_c : Phase à l'origine des courants de compensation ;

φ_1 : Phase à l'origine des courants de charge ;

α_{max} : rapport cyclique des interrupteurs.

φ_v : Phase à l'origine des tensions de ligne ;

τ_v : taux de déséquilibre de tension.

δV_{cond} Ondulation de tension absolue de la tension V_{cond} ;

Résumé : Dans un réseau électrique basse tension, les déséquilibres de courant produisant des déséquilibres de tension ont des effets néfastes sur les équipements électriques. De plus, dans l'objectif d'améliorer la qualité de l'énergie électrique, en la rendant conforme aux nouvelles contraintes normatives, nous avons également été amené à développer et à appliquer des méthodes d'automatique avancées. L'objectif de ce travail de recherche est de traiter le dimensionnement, le pilotage et la simulation d'un compensateur actif de rééquilibrage dynamique de la tension d'un réseau triphasé basse tension avec neutre distribué. Les sources créant le déséquilibre sont identifiées et les structures de l'onduleur de tension et le filtre de sortie qui assurent la compensation sont décrites. Le principe de rééquilibrage consiste à l'identification des courants perturbateurs de référence par la méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires. En outre, une formulation du dimensionnement est faite pour lier les paramètres du déséquilibre aux éléments constitutifs du compensateur. L'asservissement des courants et la régulation de la tension de l'onduleur sont analysés en s'appuyant sur la commande par hystérésis et la commande par logique floue. Les résultats de simulation ont permis de valider l'étude du compensateur actif et la robustesse du régulateur flou.

Mots Clés : Filtre actif parallèle, déséquilibre, pollution électrique, méthodes d'identification des perturbations, Régulateur flou, commande à hystérésis.

ملخص. إن التيارات غير المتوازنة تؤثر سلباً على نوعية الخدمات في الشبكات الكهربائية و تلحق ضرراً بالأجهزة الموصولة بها. تهدف هذه الدراسة إلى المعالجة الآلية لضبط توتر متوازن في الأطوار الثلاثة و جعل التيار الساري في الطور الأحادي في حدود المعايير المسموح بها دولياً. يقوم بهذا الدور مصفاة الكترونية توصل على التوازي عن طريق مصفاة عادية مع الشبكة. تسمح لنا طريقة الطاقة الأتية باستخراج التيارات المرجعية لحلقات التحكم الآلي في التيارات التي تحقنها المصفاة الفعالة في أطوار الشبكة لتحقيق توتر متوازن. إن استعمال نظرية المنطق الغامض في دارة التحكم للتيارات أعطت نتائج جيدة مقارنة مع طرق التحكم الكلاسيكية.

الكلمات المفتاحية. المصفاة الفعالة على التوازي، التلوث الكهربائي، التيارات المشوشة، اللاتوازن، التحكم الآلي، المنطق الغامض.

Abstract: In an electrical supply network low tension, imbalances of current producing of imbalances of tension have harmful effects on the electric components. Moreover, in the objective to improve quality of the electric power, while making it in conformity with the new normative stresses, we were also brought to develop and apply advanced methods of automatic. The objective of this research task is to treat dimensioning, the control and of the simulation of an active compensator of dynamic rebalancing of the tension of a three-phase network low tension with distributed neutral. The sources creating imbalance are identified and the structures of the inverter of tension and the filter of exit which ensure the compensation are described. The principle of rebalancing consists with the identification of the currents of reference by the method of the real and imaginary instantaneous powers. Moreover a formulation of dimensioning is made to bind the parameters of imbalanced load to the components of the compensator. The control of the currents and the regulation of the tension of the inverter are analyzed while being based on the control by hysteresis and the control by fuzzy logic. The results of simulation made it possible to validate the study of the active compensator and the robustness of the fuzzy regulator.

Key Words: Parallel active Filter, imbalanced load, electric pollution, methods of identification of the disturbances, fuzzy Regulator, control with hysteresis.

Sommaire

Introduction générale.

Chapitre I : Perturbations des réseaux électriques et principe de compensation active.

I.1 Introduction	06
I.2 Caractéristiques et origines des perturbations électriques	06
I.2.1 Perturbations harmoniques en tensions et en courants	08
I.2.2 Déséquilibre de courants et de tensions	12
I.3 Solutions de dépollution électrique	15
I.3.1 Solutions de dépollutions traditionnelles	15
I.3.1 Solutions de dépollutions modernes	18
I.4 Filtres actifs « compensateur actif »	19
I.5 Conclusion	22

Chapitre II : Stratégies de commandes classiques du compensateur

II.1 Introduction	25
II.2 Méthodes d'identifications des courants perturbés	25
II.2.1 Généralités sur les méthodes d'identification	25
II.2.2 Méthode des puissances fluctuantes	26
II.2.3 Méthodes des puissances instantanées réelles et imaginaires	34
II.3 Régulation de la tension continue	38
II.4 Commande de l'onduleur	40
II.4.1 Commande par hystérésis	40
II.4.2 Commande par MLI	41
II.5 Régulation du courant du compensateur actif parallèle	42
II.5.1 Structure de la boucle de régulation	42
II.5.2 Méthode de régulation par PI	44
II.6 Conclusion	47

Chapitre III : Structure et dimensionnement du compensateur actif

III.1 Introduction	49
III.2 Structure générale du compensateur actif	50
III.3 Etage alternatif – Onduleur de tension –	52
III.3.1 Structure générale	52
III.3.2 Tension fournie par l’onduleur	53
III.4 Dimensionnement du compensateur actif	54
III.5 Etage continu - Système de stockage d’énergie -	57
III.6 Filtre de sortie	59
III.7 Conclusion, résultats de simulation et commentaires	60

Chapitre IV : Commande par logique floue

IV.1 Introduction	72
IV.2 Notions de base	73
IV.2.1 L’univers de discours	73
IV.2.2 Discrétisation de l’univers de discours	73
IV.2.3 Ensembles flous, Variables linguistiques et degré d’appartenance	74
IV.2.4 Différents types de fonctions d’appartenance	75
IV.2.5 Normalisation	77
IV.3 Raisonnement flou	77
IV.4 Inférence	79
IV.5 Commande par logique floue	81
IV.6 Conclusion, Résultats de simulation et commentaires	88

<i>Conclusion générale</i>	93
----------------------------	----

<i>Bibliographie</i>	96
----------------------	----

<i>Annexes</i>	101
----------------	-----