

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M. ING.

PAR
SINA SAFARI

ÉTUDE D'UNE COMMANDE NON-
LINÉAIRE SUR UN FILTRE ACTIF

MONTRÉAL 12 FÉVRIER 2002

© droits réservés de Sina Safari 2002

**CE PROJET D'APPLICATION A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :**

- **Mme Ouassima Akhrif, professeur-tuteur et professeur
au Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure**
- **M. Ambrish Chandra, professeur-cotuteur et professeur
au Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure**
- **M. Maarouf Saad, professeur
au Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure**
- **M. Pierre-Jean Lagacé, professeur
au Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure**

IL A FAIT L'OBJET D'UNE PRÉSENTATION DEVANT UN JURY ET UN PUBLIC

LE 14 JANVIER 2002

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

ÉTUDE D'UNE COMMANDE NON LINÉAIRE POUR LA COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF

SINA SAFARI

(Sommaire)

La percée technologique d'application de l'électricité de plus en plus performante a été rendue possible en grande partie grâce à l'arrivée sur le marché des composantes de l'électronique de puissance. Ces applications de l'électronique de puissance peuvent parfois avoir des effets négatifs. Elles sont souvent sensibles aux imperfections de l'onde de tension, et elles sont dans la plupart des cas elles-mêmes génératrices d'imperfection.

La perturbation harmonique est la rançon du développement de l'électronique de puissance à tous les niveaux d'utilisation. Les appareils qui génèrent des harmoniques vont des téléviseurs, dont la puissance unitaire est faible mais qui sont très nombreux, aux applications de très forte puissance comme les électrolyseurs destinés à la fabrication de l'aluminium.

Aujourd'hui, le problème des harmoniques n'intéresse plus seulement le chercheur ou le professeur d'université, mais aussi les chefs d'entreprise, les responsables commerciaux, les ingénieurs de production et les techniciens de fabrication. Cependant, l'intérêt pour les harmoniques a poussé les scientifiques à développer différentes sortes de filtres pour éliminer les harmoniques. Le filtre actif est celui qui a le plus d'efficacité au niveau du filtrage des harmoniques.

Dans ce projet, nous développons une méthode de commande pour commander un filtre actif. Les commandes existantes sont plus des commandes linéaires. Les commandes linéaires ont déjà montré leur efficacité, mais puisque le système est un système non linéaire, l'utilisation d'une commande non linéaire pourrait donner une nouvelle percée dans le domaine des filtres actifs.

STUDY OF NON LINEAR CONTROL SYSTEM FOR AN ACTIVE FILTER

SINA SAFARI

(abstract)

Technological breakthrough of application of the electricity of a more and more high-performance became possible thanks largely to the advent of power electronic components. These applications of the power electronic could sometimes have negative effects. They are often sensitive to the imperfections of the voltage wave. In fact they are most of the times, themselves, the generators of imperfections.

The harmonic disruption is the ransom of the development of the power electronic at all levels of application. The appliances that generate harmonics range from television sets, for which the unit power is weak but high in numbers, to very high power applications such as electrolysis destined to the fabrication of the aluminum.

Today, the problem of harmonics doesn't just interest researchers and university professors anymore, but the company heads, the commercial officials, the production engineers and the manufacturing technicians. However, the interest for harmonics urged the scientists to develop different types of filters to eliminate the harmonics. The active filter is the one that has more efficiency in filtering harmonics.

In this project, we develop a method of control for controlling an active filter. The existing methods of control are more of linear control type. The linear controls have already proven their efficiency, but since the system is a non linear one, the use of a non linear control could make a breakthrough in the field of active filter.

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier toutes les personnes qui ont contribué de près où de loin à la réalisation de ce travail.

Notamment mes directeurs de recherche Madame Ouassima Akhrif et Monsieur Ambrish Chandra, pour tout le support et l'encadrement dont j'ai bénéficié tout le long de mon projet.

Un grand merci à tous mes proches et à tous mes amis pour leur soutien moral et leurs encouragements. Je pense en particulier à mes parents et à mon frère qui ont été toujours à mes côtés aux moments difficiles. Aussi, je tiens à remercier la compagnie Mitsubishi Electric, pour me donner l'occasion de retourner aux études et de finir mon travail.

Mes remerciements vont aussi à tous les professeurs de l'ETS qui ont contribué à ma formation dans cet établissement. Mes collègues du GREPCI pour leurs conseils et leur disponibilité.

À toutes ces personnes, j'offre mes profondes gratitude et reconnaissance.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE.....	i
ABSTRACT.....	ii
REMERCIEMENTS.....	iii
TABLE DES MATIÈRES.....	iv
LISTES DES FIGURES.....	vi
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS.....	viii
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 : Revue de la littérature.....	4
1.1 Introduction.....	4
1.2 Contraintes dues à la compensation passive.....	5
1.3 Filtres actifs.....	8
1.3.1 Classification selon le type de convertisseur.....	8
1.3.2 Classification selon la configuration de base.....	10
1.4 Commande d'un filtre actif	11
1.5 Comment commander un filtre actif?.....	12
1.5.1 Méthode de commande à courant indirect.....	12

1.5.2	Méthode de commande à courant direct	14
1.5.3	Méthode de commande instantanée.....	16
1.6	Méthode de commande proposée.....	18
1.7	Conclusion.....	18
CHAPITRE 2 : Commande non linéaire.....		19
2.1	Introduction.....	19
2.2	Comparaison des systèmes linéaires et des systèmes non linéaires.....	20
2.3	Linéarisation au sens “entrée-sortie”.....	21
2.4	Exemple d’application d’une commande non linéaire.....	23
2.5	Conclusion.....	27
CHAPITRE 3 : Modélisation du système.....		28
3.1	Introduction.....	28
3.2	Modélisation du système pour la simulation.....	29
3.2.1	La charge.....	30
3.2.2	Le convertisseur triphasé (filtre actif).....	31
3.3	Équations dans les axes d et q ou transformé d et q (équations de PARK)	32
3.4	Modèle mathématique.....	35
3.5	Validation du modèle mathématique.....	40
3.6	Conclusion.....	42
CHAPITRE 4 : Simulation et résultats		43
4.1	Application de la commande non linéaire sur le système.....	43
4.2	Commande à modulation de largeur d’impulsion (MLI).....	50

4.3 Application de la MLI sur le système.....	52
4.4 Résultats de simulation.....	54
4.5 Performance du système.....	59
4.6 Conclusion.....	62
CONCLUSION GÉNÉRALE ET RECOMMANDATIONS.....	63
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	65
ANNEXES.....	67
A- Paramètres du systèmes	67
B- Schéma du montage (<i>Power Système Blockset</i>) utilisé.....	73
C- Résultats des simulations avec le contrôleur PI.....	75

LISTE DES FIGURES

	Page
1.1 Configuration de base d'un réseau électrique muni d'un filtre actif.....	5
1.2 Diagramme unifilaire du branchement typique des filtres passifs.....	6
1.3 Les deux types de convertisseurs. (a)source de tension. (b)source de courant.....	9
1.4 Les deux configurations de base. (b)Filtre actif shunt, (a) Filtre actif série.....	11
1.5 Commande au courant indirect.....	14
1.6 Commande au courant direct.....	15
1.7 Commande instantanée.....	17
3.1 Système triphasé ayant un filtre actif et une charge non linéaire.....	29
3.2 Redresseur ayant une charge R-L.....	30
3.3 Effet des harmoniques sur le courant de la source.....	31
3.4 Compensateur actif.....	32
3.5 Transformation selon les axes α et β	33
3.6 Modèle Simulink de la transformée d et q.....	35
3.7 Compensateur connecté à une ligne monophasée.....	36
3.8 Modèle Simulink de l'équation 3.17.....	40
3.9 Tension DC du système (en boucle ouverte).....	41
3.10 Résultat de l'équation 3.16 (boucle ouverte).....	41

4.1	Modèle <i>Simulink</i> de l'équation (4.10).....	47
4.2	Schéma block du système de contrôle.....	48
4.3	Construction d'un quart MLI sinusoïdale.....	51
4.4	Commande MLI et le calcul des courants de référence.....	52
4.5	Modèle <i>Simulink</i> utilisé pour la simulation et génération des courants de la commande.....	53
4.6	Modulation de largeur d'impulsions. (a) Comparaison entre la porteuse et le courant de références. (b) Le résultat de la comparaison (signaux de la commande).....	54
4.7	Courant et tension de la source.....	55
4.8	Tension DC (V_{dc}).....	56
4.9	Courant de la charge.....	57
4.10	Courant du compensateur.....	57
4.11	Spectre harmonique.....	58
4.12	Courant et tension de la source (circuit ouvert).....	60
4.13	Tension DC (circuit ouvert).....	60
4.14	Courant et tension de la source (court circuit).....	61
4.15	Tension DC (circuit ouvert).....	61

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

GREPCI	Groupe de recherche en électronique de puissance et commande industrielle
V_{sf}	Tension de la source (composante fondamentale)
V_{sh}	Tension de la source (composante harmonique)
V_d	Tension DC
I_d	Courant dans un convertisseur du type source de courant
PWM	Pulse-Width Modulation
PI	Proportionnel Intégral
MOSFET	Transistor à effet de champs
i_a, i_b, i_c	Courant dans les phases a, b et c
i_α	Courant selon axe α
i_β	Courant selon axe β
v_s	Tension de la source
i_s	Courant de la source
I_{cr}	Composante rms du courant de compensateur
I_{Lr}	Composante rms du courant de la charge
I_c	Courant de compensateur (valeur crête)
I_L	Courant de la charge (valeur crête)
I_s	Courant de la source (valeur crête)

n	Nombre de phase
C	Condensateur
R	Résistance
L	Inductance
THD	Taux de distorsion harmonique

INTRODUCTION

L'utilisation des filtres actifs devient de plus en plus populaire à cause de la pollution croissante des réseaux électriques. Un filtre actif sert principalement à dépolluer le réseau et garder le THD selon la norme IEEE 519-1992 [2]. Une des tâches la plus importante des filtres actifs est d'éliminer les harmoniques. En effet, les charges non linéaires produisent des harmoniques et polluent les réseaux électriques.

Il existe en fait des moyens conventionnels (compensation passive) pour remédier à la plupart des imperfections rencontrées dans les réseaux électriques et causées par les harmoniques et la puissance réactive. Citons les filtres passifs shunts L-C syntonisés à des fréquences fixes pour éliminer les harmoniques prépondérants connus (5^{ème}, 7^{ème}, etc), les condensateurs shunts pour compenser la puissance réactive et les condensateur séries pour diminuer l'impédance équivalente de la ligne et augmenter la puissance maximale transportée. Cependant, les charges non linéaires comme par exemple les cycloconvertisseurs créent des harmoniques d'ordre variables qui ne sont pas suffisamment absorbables par les filtres passifs et se propagent vers la source en provoquant parfois la résonance parallèle entre les filtres passifs et l'impédance de la source. D'autres charges non linéaires comme les ponts à diodes ou à thyristors génèrent des harmoniques d'ordre fixes, mais souvent ils ne sont pas adéquatement éliminés à cause de la dépendance entre le comportement des filtres passifs et la valeur de l'impédance de la source, celle ci étant parfois variable. Les distorsions et le déséquilibre des tensions de la source entraînent à leur tour la surcharge et l'échauffement des filtres passifs et affectent la charge sensible aux harmoniques. Au pire des cas l'impédance de la source entre en résonance série avec les filtres passifs à cause des harmoniques des courants engendrés par les distorsions des tensions

d'alimentation. De plus la performance des filtres passifs est sensible à la tolérance des composants L-C, ce qui affecte souvent leurs syntonisations.

Face à cette situation les recherches se poursuivent dans le but de trouver le biais nécessaire pour remédier aux lacunes dues à la compensation passive et permettre, par conséquent, le conditionnement parfait de l'énergie électrique. Les filtres actifs de puissance, plus généralement dénommés les conditionneurs de la qualité de l'énergie, sont proposés comme solution pour remédier aux inconvénients de la compensation passive. Un autre moyen possible de migration consiste à effectuer une modification de topologie et de contrôle des charges non linéaires (convertisseurs) en rendant ainsi leur comportement quasi linéaire.

L'objectif de ce projet est de faire une étude sur une nouvelle méthode de commande appliquée à une compensation active. Comme nous le savons, il existe des méthodes assez fiables dans le domaine des filtres actifs. Une des méthodes de contrôle utilisée est la commande par un PI simple qui a montré son efficacité dans ce domaine. Mais puisque le système est un système non linéaire, nous pensons que l'application d'une commande non linéaire sur ce système est avantageuse. Pour cela nous avons besoin d'un modèle mathématique. Le modèle que nous utilisons dans ce projet est un modèle déjà approuvé par d'autres chercheurs [1], mais sans utilisation d'une commande non linéaire. Pour ce travail nous appliquons une commande non linéaire sur ce modèle mathématique. Le système choisi est un système déjà développé au GREPCI à l'École de Technologie Supérieure. En résumé, le but de ce travail est d'appliquer une commande non linéaire sur un modèle mathématique. C'est à dire de remplacer le contrôleur déjà existant dans le système GREPCI par la nouvelle méthode de commande. Pour cela, nous utilisons le logiciel *Matlab*, *Simulink* et *Power System Blockset*.

Dans le premier chapitre de cet ouvrage, nous discuterons des filtres actifs, leur comportement et leur configuration de base. Nous discuterons aussi des filtres passifs et

leur inefficacité dans un réseau électrique, quand il s'agit d'alimenter une charge non linéaire et nous parlerons de leur configuration de base en la comparant avec celle des filtres actifs. Finalement nous mettrons en évidence les problématiques concernant des filtres actifs et la commande de ces derniers et par la suite nous parlerons des différentes méthodes déjà existantes et leur fonctionnement dans un réseau électrique.

Dans le second chapitre nous discuterons de la commande non linéaire et nous la comparons par la suite avec des commandes linéaires. Nous discuterons aussi de l'application de la commande non linéaire dans un système.

Dans le troisième chapitre, Nous discuterons du système global et les composantes utilisées. Par la suite nous démontrerons les modèles mathématiques trouvés à partir du système et utilisés pour la commande de ce dernier.

Finalement dans le quatrième chapitre, nous abordons le principe de l'application de la commande non linéaire dans le système. Nous montrons la transformation de notre modèle mathématique à une commande non linéaire et aussi le système final et les résultats des simulations en les comparant avec les systèmes déjà existants.

CHAPITRE 1

REVUE DE LA LITTÉRATURE

1.1 Introduction

Pour réduire la propagation des harmoniques dans les réseaux électriques, il a fallu installer des filtres passifs lorsque la situation les requérait. Cette solution n'était pas très efficace à cause des résonances qu'elle puisse produire et de la sensibilité de la syntonisation des filtres face à la tolérance des composants passifs. Une compensation active [4] s'impose comme meilleur outil pour l'élimination des harmoniques engendrés par les charges non-linéaire; d'où l'idée d'installer des filtres actifs au voisinage des charges polluantes ou aux points de raccordement pour éliminer les harmoniques ou au moins les empêcher de se propager dans les réseaux. La configuration de base d'un réseau électrique ayant un filtre actif est montré dans la figure 1.1.

Un filtre actif comporte un convertisseur fonctionnant en source de tension contenant des interrupteurs semi-conducteurs commandables à l'amorçage et au blocage comme les BJT (*Bipolar Junction Transistor*), GTO (*Gate Turn-Off Thyristors*), MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistors*) ou IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistors*). Lorsque le convertisseur est branché en dérivation avec la ligne à travers d'une réactance, il est dit filtre actif shunt. Il peut être aussi branché en série avec la ligne par l'intermédiaire d'un transformateur de courant et est dénommé, dans ce cas, filtre série.

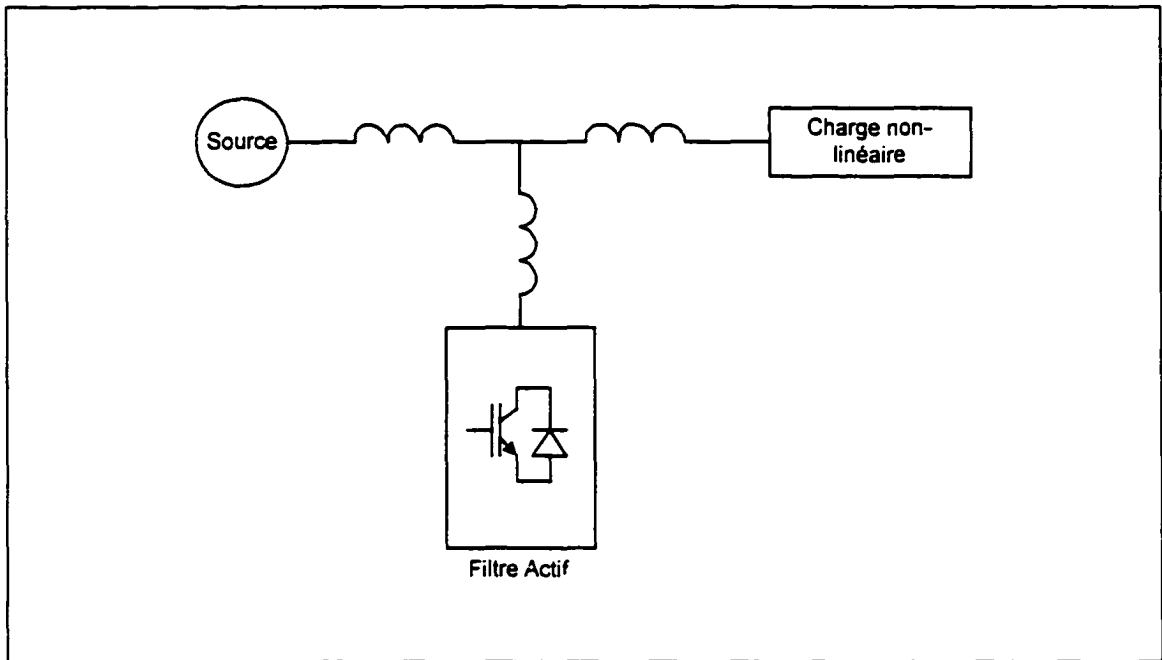


Figure 1.1 Configuration de base d'un réseau électrique muni d'un filtre actif

Dans ce chapitre, on aborde les différents modes de la compensation active dans un réseau électrique triphasé. Les inconvénients de la compensation passive sont tout d'abord traités pour mieux apercevoir les problèmes existants et de la nécessité d'y trouver des nouvelles techniques de mitigation.

1.2 Contraintes dues à la compensation passive

Les filtres passifs shunt et les condensateurs shunts ou séries ont été mis en application depuis le milieu des années 1920, principalement pour compenser les harmoniques créés par les charges, fournir la puissance réactive demandée, et augmenter la capacité de transport des réseaux. Les filtres passifs les plus utilisés sont du type L-C

passé-bande syntonisés à des fréquences fixes coïncidentes avec les rangs des harmoniques dominants (5^{ième}, 7^{ième}, 11^{ième}) ou bien du type R-L-C passé haut. La figure 1.2 montre un arrangement typique des filtres passifs.

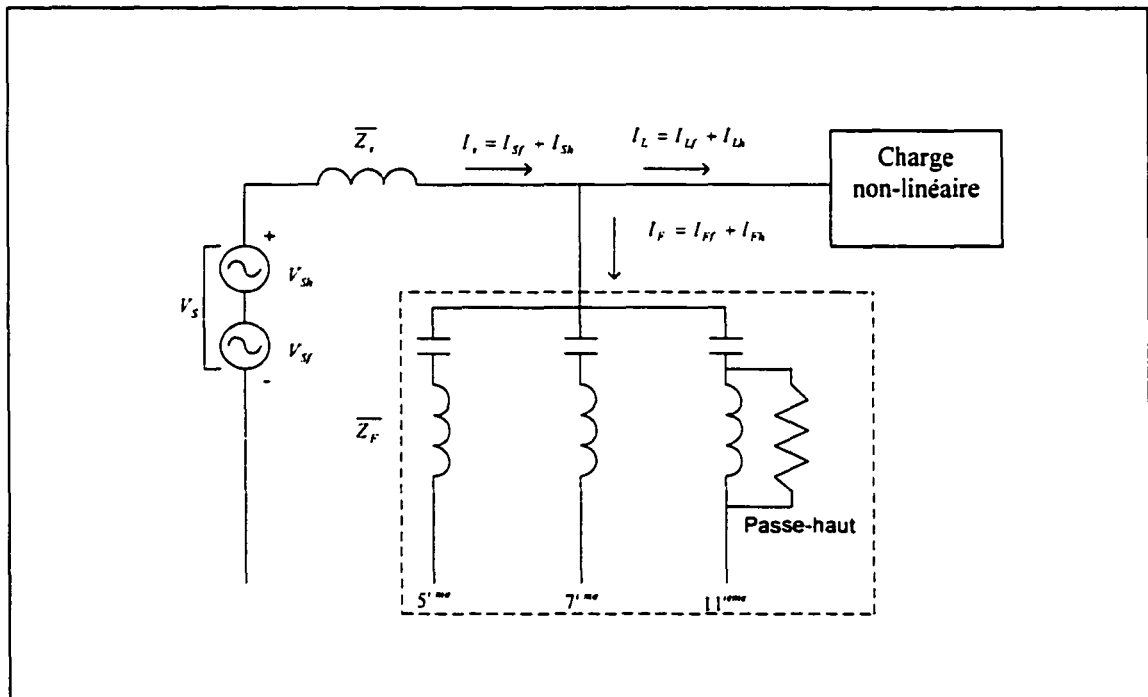


Figure 1.2 Diagramme unifilaire du branchement typique des filtres passifs

Dans le cas général, la tension V_s à la source contient une composante fondamentale V_{sf} et une composante harmonique V_{sh} . Z_s est l'impédance de la ligne et Z_F représente l'impédance globale des filtres. Le courant dans la ligne est décomposé en son terme fondamental I_{sf} et le terme I_{sh} comportant des harmoniques. Le courant harmonique I_{Fh} est absorbé par les filtres afin de compenser les harmoniques, et le courant I_{Ff} est le courant circulant dans les filtres à la fréquence fondamentale pour contribuer à la correction du facteur de puissance. Le courant I_L de la charge comporte la composante fondamentale I_{Lf} et la composante harmonique I_{Lh} .

Les caractéristiques des filtres passifs dépendent de la valeur de l'impédance de la source. D'une façon générale l'impédance du filtre à sa fréquence de coupure centrale doit être beaucoup plus faible que l'impédance de la source afin que le filtre soit un trajet favorable pour les harmoniques. En plus, l'impédance de la source à la fréquence du réseau doit être faible pour éviter les chutes considérables de la tension fondamentale à travers la ligne. Ces deux conditions contradictoires imposent la nécessité d'avoir une impédance variable avec la ligne qui aura une valeur négligeable à la fréquence fondamentale et une valeur très élevée à la fréquence des harmoniques. Un autre inconvénient à noter, c'est que dans la conception d'une branche d'un filtre actif il faut tenir compte de la marge de variation de la fréquence du réseau. Plus cette marge est vaste, plus la variation des harmoniques prévus est grande et le dimensionnement physique du filtre devient irréalisable. Un autre facteur est que les filtres passifs n'atténuent pas des harmoniques occasionnels non prévus comme par exemple le 2^{ème} et le 4^{ème} harmoniques qui peuvent exister si un déséquilibre survient à la charge.

Les filtres passifs sont effectivement capacitifs à la fréquence fondamentale. Ils fournissent alors en même temps une partie de la puissance réactive absorbée par les charges. La compensation essentielle de la puissance réactive est assurée par des condensateurs shunts. Ces condensateurs éprouvent les mêmes difficultés que les filtres passifs vis-à-vis de la résonance.

Les avantages qu'on peut accorder à la compensation passive série, sont : l'amélioration de la stabilité du réseau durant les deux régimes permanent et dynamique, la réduction des pertes et des chutes de tension, et l'amélioration de la répartition de la charge en cas de plusieurs circuits en parallèle.

L'inconvénient majeur de la compensation passive est la diminution de l'impédance de la ligne ce qui favorise la propagation des harmoniques de la charge à travers la source. Un autre inconvénient est la possibilité de production de la résonance

série du type *subharmonique* entre l'impédance de la ligne et le condensateur série. La fréquence à laquelle cette fréquence survient est,

$$f_f = \sqrt{\frac{X_c}{X_s}} f \quad (1.1)$$

La formule (1.1) illustre l'éventualité de production d'une résonance série entre les condensateurs ajoutés et la ligne à une fréquence f_f inférieur à la fréquence fondamentale f du réseau.

1.3 Filtres actifs

La notion actuelle des filtres actifs de puissance (FAP) a été présentée par L. Guygui (1976). Ces filtres visent à améliorer la qualité de l'énergie électrique en atténuant les harmoniques et en éliminant la possibilité de la production des résonances. Ils rendent les caractéristiques équivalentes de la ligne et du filtrage plus flexible devant les imperfections des charges et de la source. Ces filtres sont conçus par une série de semi-conducteur (IGBT, MOSFET, etc.) fonctionnant comme des interrupteurs. Nous montrons les différents types de convertisseur (FAP) utilisés, en expliquant leur fonctionnement plus loin dans ce chapitre.

1.3.1 Classification selon le type du convertisseur.

L'élément principal d'un filtre actif est le convertisseur à semi-conducteur. Ce convertisseur peut être du type source de tension ou du type source de courant comme le montre la figure (1.3).

La source continue d'un convertisseur du type source de tension est un condensateur qui s'oppose à la variation de la tension V_d à ses bornes, tandis que celle d'un convertisseur du type source de courant est une inductance qui s'oppose à la variation du courant I_d . Une certaine quantité de l'énergie doit être emmagasinée en permanence dans la source continue. Mais à cause des pertes dans les interrupteurs et

dans le condensateur ou l'inductance selon du type, la source continue doit recevoir son énergie du réseau continuellement soit à travers le convertisseur avec un contrôle convenable du fonctionnement ou bien à travers d'un dispositif séparé.

Le filtre $L_r C_r$ est indispensable pour atténuer les harmoniques reliés à la fréquence de découpage. Dans sa conception il faut tenir compte de l'impédance globale incluant la source.

Les convertisseurs de type source de tension ont les avantages sur les types des sources de courant d'avoir un rendement plus élevé, un moindre coût initial et d'être expansibles en plusieurs étages en parallèle. Il paraît que la plupart des filtres actifs qui ont été mis en application possèdent des convertisseurs du type source de tension. Ces convertisseurs ont montré une très bonne efficacité au niveau de l'atténuation des harmoniques en éliminant la possibilité de la production des résonances.

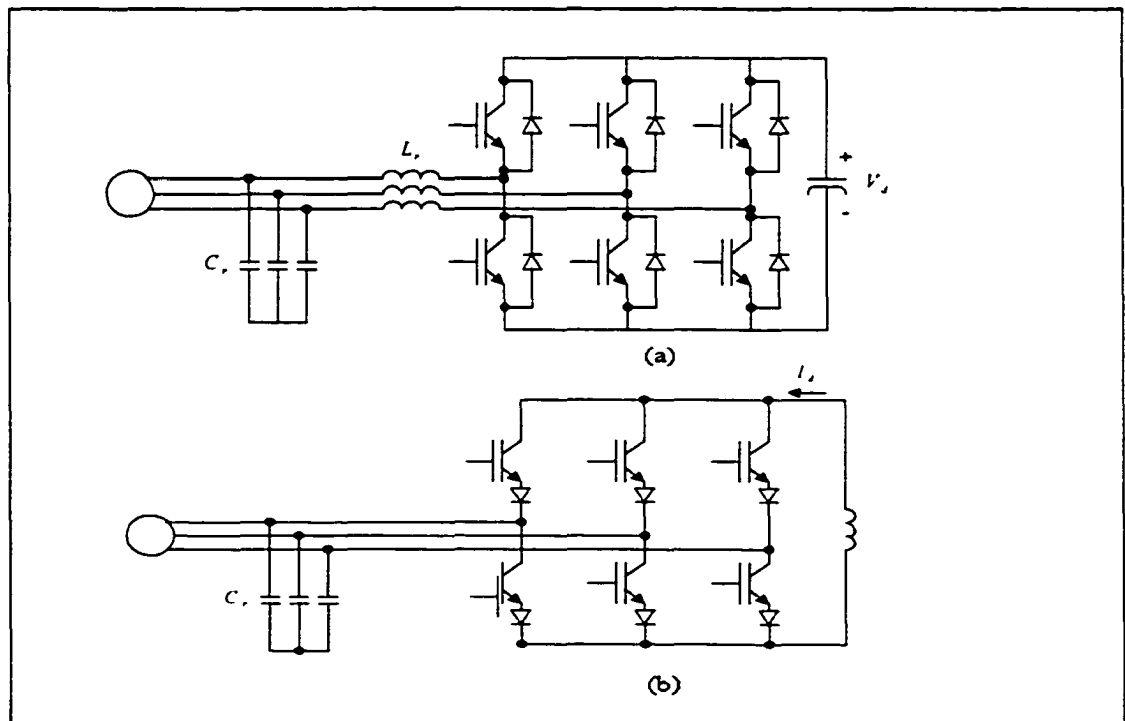


Figure 1.3 Les deux types de convertisseurs. (a) Source de tension. (b) source de courant.

1.3.2 Classification selon la configuration de base

Il existe deux configurations de base pour un filtre actif. La figure 1.4 (b) montre la configuration shunt où le filtre est branché en parallèle avec la ligne. Il peut servir pour injecter un courant afin de compenser les harmoniques générés par un pont à diodes ou à thyristors alimentant une charge inductive. Il peut aussi amortir la résonance parallèle ou série entre la ligne et les filtres passifs. Une autre qualité est sa capacité de corriger le déséquilibre de la charge pour présenter à la source une charge équivalente équilibrée. Dans ce projet nous utilisons la configuration shunt. Cette configuration est très efficace dans le cas des charges non-linéaires comme; le pont à diodes ou à thyristors qui ont eux même une charge inductive à alimenter. La configuration de shunt n'est pas très efficace quand le pont à diodes ou à thyristors a une charge capacitive à alimenter. Il paraît que la configuration shunt est plus utilisée que la configuration série. Cela est dû à la bonne performance de ce dernier dans les réseaux électriques. .

La deuxième configuration de base est le branchement du filtre actif en série avec le circuit à l'intermédiaire d'un transformateur du courant (TC) comme le montre la figure 1.4(a) . Le filtre actif de puissance impose une tension v_c en série avec le circuit pour isoler la source de la charge. Le filtre série est utile pour empêcher les harmoniques produits par un pont à diodes ou à thyristors à charge capacitive de se propager vers la source. Il entrave de même la circulation des harmoniques contenus dans la source vers la charge sensibles aux harmoniques. Il peut aussi corriger le déséquilibre des tensions dans un réseau électrique.

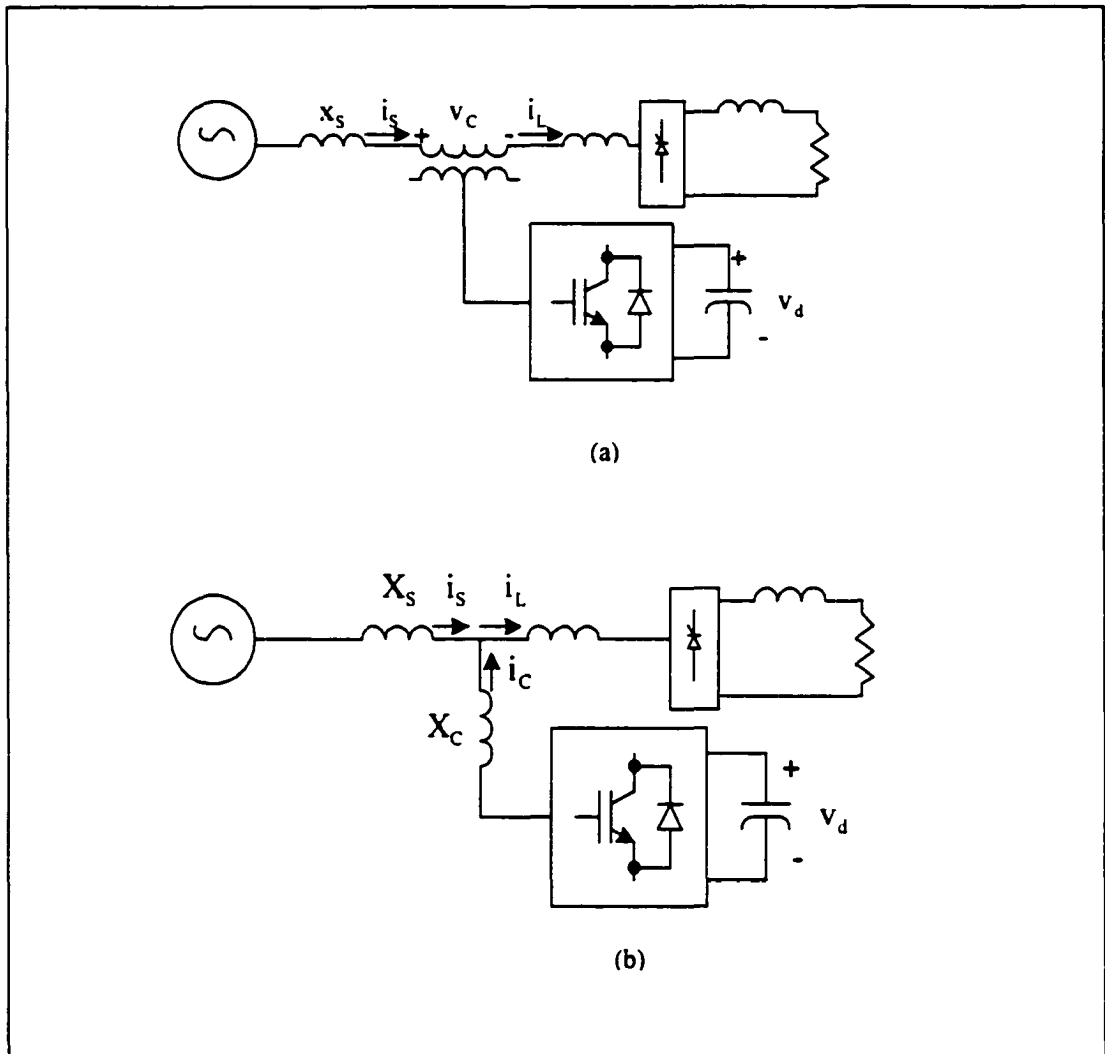


Figure 1.4 Les deux configurations de base. (a) Filtre actif série. (b) Filtre actif Shunt.

1.4 Commande d'un filtre actif

Depuis des années il est devenu très difficile d'ajouter des lignes de transport de l'énergie électrique sans avoir des pollutions dans les réseaux. Il existe plusieurs facteurs qui perturbent les réseaux électriques. Un des facteurs le plus important est le taux d'harmonique. En effet, les charges non linéaires produisent un taux d'harmonique important dans les réseaux électriques. Ce problème et d'autres facteurs indésirables sont des raisons qui limitent la quantité d'énergie transportée et qui causent des pertes considérables en empêchant ainsi l'ultime exploitation de l'énergie électrique produite.

Aujourd'hui les scientifiques proposent différentes solutions pour éliminer les harmoniques dans les réseaux électriques. Une des solutions a été l'utilisation des filtres passifs. Cela a montré des marges de manœuvre limitées que nous allons en discuter plus en profondeur dans le prochain chapitre. Les filtres actifs viennent alors combler les limitations des filtres passifs par les charges non linéaires. Un filtre actif est constitué d'un ou de plusieurs convertisseurs de puissance, le plus souvent de type source de tension, à interrupteurs commandables à l'amorçage et au blocage, et fonctionnent à une fréquence de découpage beaucoup plus élevée que les fréquences des harmoniques prépondérants afin d'avoir une bonne réponse dynamique et une largeur suffisante de la bande passante.

1.5 Comment commander un filtre actif?

L'aspect le plus important dans la compensation active est la command. En effet à cause de la non linéarité du système, il est difficile de commander un filtre actif pour pouvoir éliminer les harmoniques provenant de la charge non linéaire. Il existe déjà plusieurs méthodes de commandes. Les méthodes qui existent déjà sont des méthodes approximatives. Puisque le système est un système non linéaire les chercheurs ont essayé de rendre le système linéaire. Dans ce chapitre nous allons en discuter plus en profondeur les différentes méthodes déjà existantes.

1.5.1 Méthode de commande à courant indirect

Cette méthode consiste à produire des courants de commande pour pouvoir commander le filtre actif [2]. Pour obtenir ces courants, il faut d'abord mesurer les courants et les tensions des lignes. Le calcul des courants de référence est l'étape suivante, pour cela l'utilisation d'un DSP ou d'autres sortes de micro-contrôleurs est indispensable. Dans le DSP, on mesure la tension de DC au bord du filtre actif en le

comparant avec sa valeur de référence. La valeur obtenue passe par un contrôleur PI qui lui à son tour fournit une valeur, considérée comme la valeur crête du courant. Pour obtenir les courants de référence, il faut calculer les phases. Les phases s'obtiennent d'une façon assez simple en calculant la valeur crête de tension, en l'inversant et ensuite en la multipliant par les tensions des lignes déjà mesurées. En multipliant les phases obtenues par la valeur crête du courant, les courants de références sont calculés. Finalement, les courants de références passent par un PWM (*Pulse-Width Modulation*) et se comparent avec les courants des lignes. Les valeurs obtenues vont être soustraire de nouveau avec le *carrier signal* fournit par le PWM. Les résultats sont des valeurs de courants de commande. La méthode de courant indirect est une méthode qui a fait ses preuves, mais on y trouve des défaillances surtout quand on fournit l'énergie par un générateur au lieu des sources idéales. Nous avons effectué des tests à ce niveau et on a remarqué que le système régit bien mais que le régime transitoire est plus long. Le système prend un temps plus long avant que le système se stabilise.

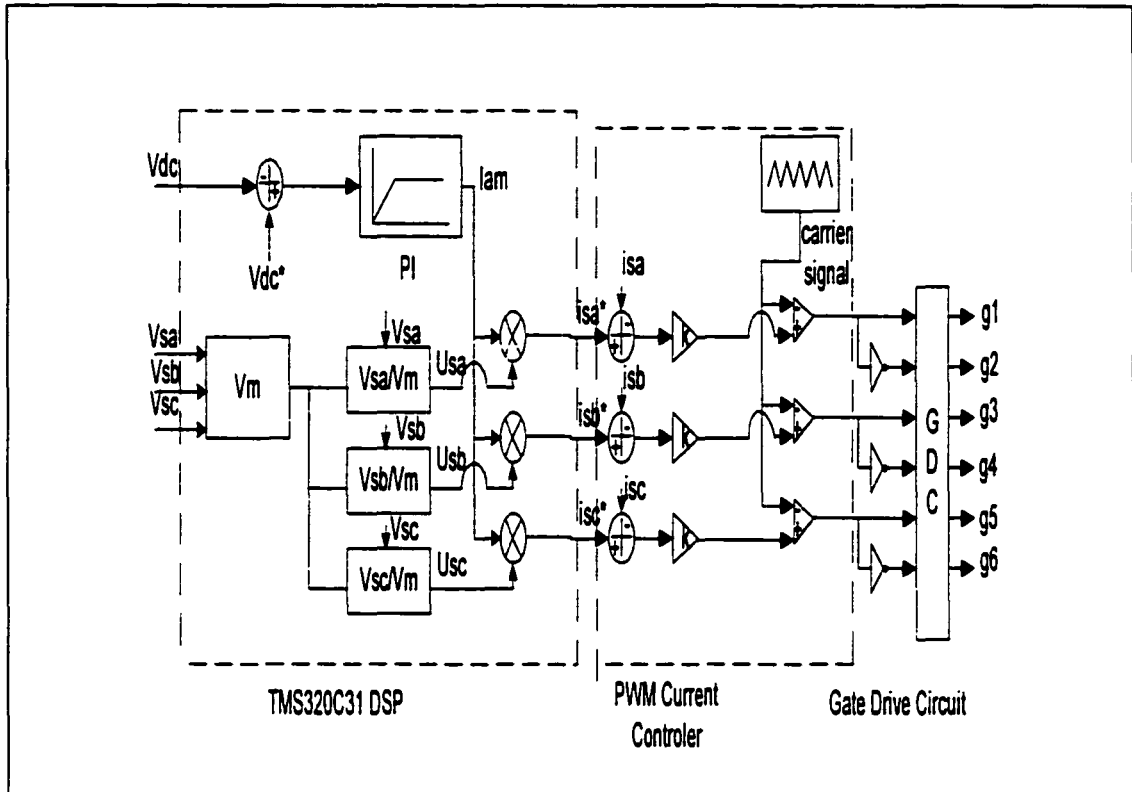


Figure 1.5 : Commande au courant indirect

1.5.2 Méthode de commande à courant direct

Une des méthodes utilisées pour commander un filtre actif, est la méthode de commande à courant direct [2]. Globalement, cette méthode ressemble beaucoup à la méthode de courant indirect. Elle consiste à calculer les valeurs références des courants de compensateur. Pour obtenir ces valeurs, il faut d'abord trouver les courants de référence de la source. Ces valeurs sont mesurées par la même méthode que la méthode de courant indirect. Les valeurs trouvées vont être soustrait aux valeurs des courants de charge et les résultats donnent les courants de référence du compensateur.

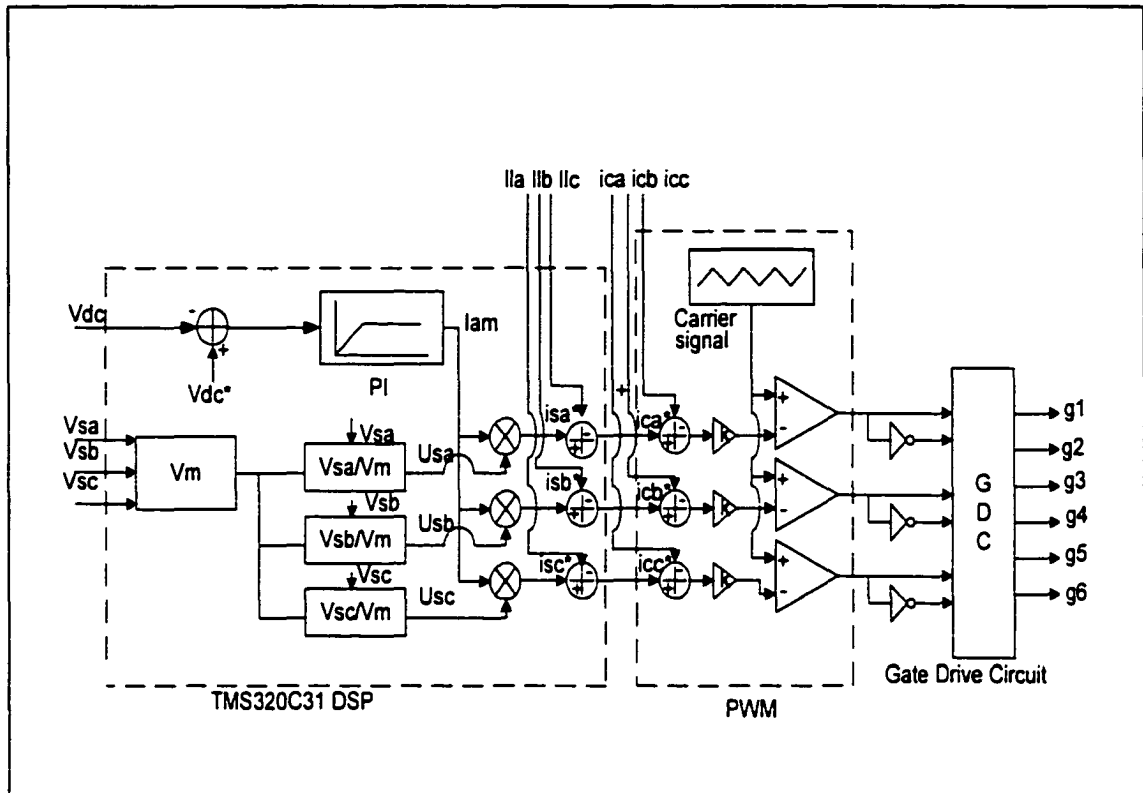


Figure 1.6 Commande au courant direct

Une fois les valeurs de références sont calculées, il ne reste qu'à les soustraire des valeurs des courants du compensateur mesurées dans le réseau. Comme la méthode à courant indirect, utilisation d'un PWM (*Pulse-Width Modulation*) devient essentiel pour générer les courants de commande du filtre actif. Cette méthode de commande est simple et efficace, mais comme la méthode à courant indirect, elle devient plus difficile à réaliser quand il s'agit d'un générateur fournisseur de l'énergie plutôt que des sources idéales. Nous n'avons pas effectué des tests précis sur cette méthode de commande, mais puisque la production des courants de référence est la même que la commande au courant indirect, nous avons déduit que le système doit réagir à peu près de la même manière que la commande au courant indirect.

1.5.3 Méthode de commande instantanée

La méthode de commande instantanée nous montre une nouvelle façon de commander un compensateur actif [1]. Le travail du compensateur est de compenser la puissance réactive et d'éliminer les harmoniques provenant de la charge. Cette méthode a une approche différente par rapport à d'autres méthodes déjà vues. Cette originalité est au niveau du calcul des courants de références et aussi la commande. Pour calculer les courants de références, cette méthode nous propose d'utiliser un EPROM(*Erasable Programmable Read Only Memory*) pour générer des courants de références avec des phases différentes. Les courants obtenus sont sous la forme numérique, il faut alors un convertisseur numérique/analogique pour les rendre analogiques. Pour l'amplitude maximale de ces courants, cette méthode utilise comme les autres méthodes déjà vues, un PI (Proportionnel Intégral) pour fournir la valeur crête du courant. Donc le PI, fournit la valeur crête des courants de référence. Ces courants vont être soustraits aux valeurs des courants de source par une hystérésis. Dans cette méthode les composantes numériques sont plus utilisées que dans les autres méthodes. La méthode de commande instantanée est une méthode efficace, mais au niveau de la commande, on remarque quelques problèmes. Puisque notre système est un système non linéaire, modéliser une commande efficace est assez difficile à obtenir.

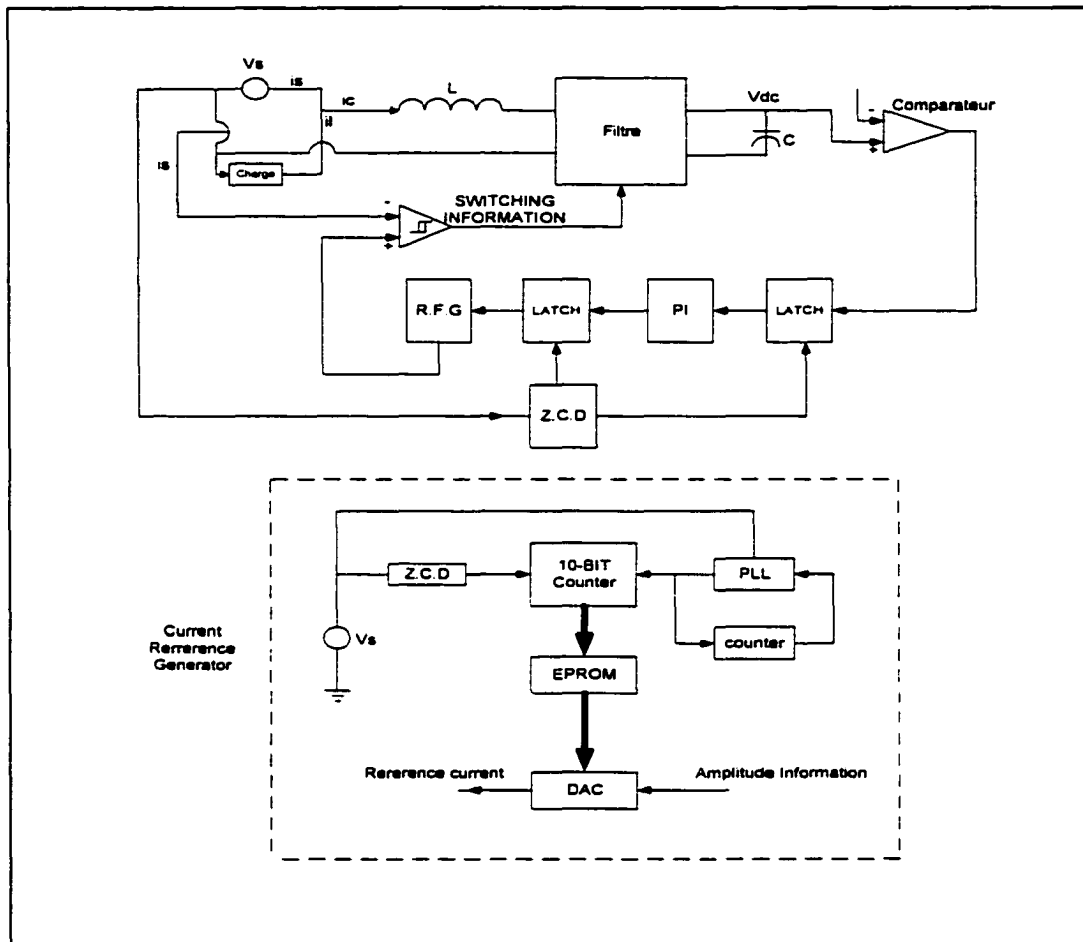


Figure 1.7 Commande instantanée

Cette méthode essaie de rendre linéaire un modèle non autour d'un point de fonctionnement du courant du compensateur. Théoriquement cette méthode est très approximative et si on applique une très grande perturbation, le système risque de ne pas pouvoir supporter ce changement d'état.

1.6 Méthode de commande proposée

D'après les trois méthodes présentées, les courants de source et de compensateur sont très importants pour commander le filtre actif. En effet, il existe une relation entre ces deux courants. Le courant de source est égal à la somme de courant du filtre et de la charge. En se basant sur les trois méthodes suivantes, nous pouvons en tirer une nouvelle méthode de commande plus efficace.

Puisque notre modèle mathématique est un modèle non linéaire, l'utilisation d'une commande non linéaire est avantageuse. En se basant sur les modèles mathématiques obtenus dans la méthode de commande instantanée et la méthode de commande à courant direct, nous présentons une nouvelle méthode de commande et un nouveau modèle mathématique dans le cadre de ce projet. Dans les prochains chapitres nous développerons le modèle trouvé et discuterons de la méthode utilisée pour la commande d'un filtre actif.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons discuté les différentes méthodes de commande d'un filtre actif et la problématique qui en existe. Ces méthodes nous aident à développer une nouvelle méthode plus puissante et plus efficace.

Dans le prochain chapitre, nous allons discuter des avantages et des inconvénients des filtres actifs et passifs, en expliquant leur configuration de base. Nous allons aussi expliquer l'utilisation des filtres actifs dans les réseaux électrique avec des charges non linéaires et par la suite nous parlons de leur fonctionnement.

CHAPITRE 2

COMMANDE NON LINÉAIRE

2.1 Introduction

Le souci constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisation de plus en plus précises. Mais, si un tel modèle tient compte du comportement d'un système dans une large plage de fonctionnement, il est le plus souvent non linéaire. De ce fait, les outils fondamentaux de synthèse de lois de commande utilisées dans le domaine linéaire deviennent caduques et l'utilisation d'autres méthodes est nécessaire.

La détermination et la mise en œuvre des lois de commande sont difficiles, car elles résultent de la complexité du modèle mathématique non linéaire. La commande non linéaire est utilisée pour concevoir et analyser des systèmes de commande incorporant des éléments non linéaires. Les méthodes de commande linéaire négligent de prendre en considération des éléments non linéaire tels un relais ou un quantificateur. Plusieurs approches ont été utilisées pour traiter ce problème. Une de ces approches est de chercher un moyen de linéariser de façon exacte le système, dès lors il est possible, après linéarisation, d'utiliser la théorie du contrôle des systèmes linéaires. Une des méthodes utilisée est la linéarisation au sens entrée et sortie. Cette méthode est expliquée plus en détail dans ce chapitre.

2.2 Comparaison des systèmes linéaires et des systèmes non linéaires

Dans les systèmes à commander, la stabilité joue un rôle important. Une commande est appliquée à un système pour le commander et le maintenir stable. Le concept de stabilité permet de garder la sortie d'un système bornée quelle que soit son entrée. En commande non linéaire, le concept d'instabilité sera élargi pour inclure des sorties qui présentent des comportements périodiques bien que d'amplitude constante, cela, nous permet de constater que le système ne se stabilise pas à une valeur précise et continue à osciller. Un tel comportement est fréquent en commande non linéaire et démontre l'existence des cycles limites plutôt que des valeurs limites.

Les paramètres internes dans un système linéaire affectent la stabilité du système. Autrement dit, le système est dépendant de ces paramètres, mais il ne dépend pas de l'entrée appliquée au système. Contrairement au système linéaire, la stabilité d'un système non linéaire dépend des entrées et des conditions initiales. Dans la commande non linéaire une entrée peut jouer un rôle très important dans la stabilité à la sortie. Un autre facteur qui fait la différence entre la commande linéaire et la commande non linéaire est la sortie. En effet dans une commande linéaire, la sortie est généralement unique, alors que dans un système non linéaire, il peut y avoir une pluralité de solutions différentes pour une même entrée ou pour des conditions initiales inchangées. Un des principes très utilisé en commande linéaire est le principe de commutativité. Ce principe est surtout utilisé pour des systèmes à une seule entrée et de sortie. En commande non linéaire, lorsque deux systèmes sont connectés en cascade, nous différencions entre les systèmes globaux. C'est à dire si un relais qui précède un amplificateur constitue un système fort différent d'un amplificateur suivi d'un relais.

2.3 Linéarisation au sens "entrée-sortie"

Linéarisation d'un système non linéaire permet d'appliquer une commande linéaire à un système non linéaire [11]. Une des méthode utilisée est la méthode de linéarisation au sens "entrée-sortie".

Dans la linéarisation au sens "entrée-sortie", γ est considéré comme le "degré relatif" du système. Le degré relatif représente le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour obtenir l'entrée u dans son expression. Le degré relatif est toujours plus petit ou égal à l'ordre n du système. De façon générale, si le degré relatif est égal à l'ordre du système, alors il y a linéarisation au sens entrée-état et si le degré relatif est plus petit que l'ordre du système, alors il y a une linéarisation au sens entrée-sortie

La linéarisation au sens "entée-sortie" à un système mono variable non linéaire d'ordre n peut s'exprimer sous la forme :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x)\end{aligned}\tag{2.1}$$

où $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}$, $y \in \mathbb{R}$ et f et g sont continûment différentiables

on dérive la sortie par rapport au temps une première fois

$$\begin{aligned}\dot{y} &= \frac{\delta h}{\delta x} \dot{x} = \frac{\delta h}{\delta x} [f(x) + g(x)u] \\ \dot{y} &= L_f h + L_g h u\end{aligned}\tag{2.2}$$

Où $L_f h(x)$ et $L_g h(x)$ sont les dérivées de Lie par rapport à f et g . Si $L_g h(x) \neq 0$ pour

$\forall x \in \mathcal{R}^n$, alors la loi de commande :

$$u = \frac{(v - L_f h)}{L_g h} \quad (2.3)$$

entraîne

$$\dot{y} = v \quad (2.4)$$

Si, $L_g h(x) = 0$, alors on doit dériver à nouveau

$$\ddot{y} = L_f^2 h + (L_g L_f h)u \quad (2.5)$$

où $L_f^2 h$ représente $L_f(L_f h)$. si $L_g L_f h(x) \neq 0 \forall x \in \mathcal{R}^n$ alors

$$u = \frac{(v - L_f^2 h)}{L_g L_f h} \quad (2.6)$$

qui résulte en

$$\ddot{y} = v \quad (2.7)$$

Finalement, si γ est le plus petit entier, tel que $L_g L_f^i h(x) = 0$ pour $i = 0, \dots, \gamma-2$ et $L_g L_f^{\gamma-1} h(x) \neq 0 \quad \forall x \in \mathbb{R}^n$, alors la loi de commande est :

$$u = \frac{v - L_f^\gamma h(x)}{L_g L_f^{\gamma-1} h(x)} \quad (2.8)$$

entraîne

$$y(\gamma) = v \quad (2.9)$$

2.4 Exemple d'application d'une commande non linéaire

Pour mieux décrire le comportement d'une commande non linéaire, il vaut mieux regarder un exemple pratique. Pour exemple, prenons le cas de pendule et appliquons la linéarisation au sens entrée-sortie.

Voici l'équation du pendule :

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{\tau}{J} - \frac{M}{J} gl \sin \theta \end{aligned} \quad (2.10)$$

Commandons la position du moteur, on prend donc

$$y = \theta \quad (2.11)$$

Soit $x_1 = \theta$, $x_2 = \omega$ et $u = \tau$

D'où

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} x_2 \\ -\frac{Mg}{J} l \sin x_1 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J} \end{bmatrix}$$

Ces relations permettent d'exprimer les équations d'état sous la forme

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u$$

$$y = h(x)$$

(2.13)

$$y = h(x) = x_1$$

$$\dot{y} = \frac{\delta h}{\delta x}(x)\dot{x} = \frac{\delta h}{\delta x}[f(x) + g(x)u]$$

où

$$\frac{\delta h}{\delta x} = \nabla_x = \begin{bmatrix} \frac{\delta h}{\delta x_1} & \frac{\delta h}{\delta x_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

ainsi

$$\dot{y} = L_f h(x) + L_g h(x)u$$

$$\dot{y} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} f(x) + \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} g(x)u \quad (2.15)$$

$$\dot{y} = x_2 + 0u$$

on déduit que $\dot{y} = L_f h(x) = x_2$ et $L_g h(x) = 0$

Donc nous devons dériver une seconde fois

$$\ddot{y} = \frac{\delta \dot{y}}{\delta x} \dot{x} = \frac{\delta}{\delta x} (L_f h) [f(x) + g(x)u]$$

$$\ddot{y} = [0 \quad 1] f(x) + [0 \quad 1] g(x)u \quad (2.16)$$

$$\ddot{y} = \frac{-Mgl}{J} \sin x_1 + \frac{1}{J} u$$

On voit que $L_f^2 h(x) = \frac{-Mgl}{J} \sin x_1$ et $L_g L_f h(x) = \frac{1}{J} \neq 0$

En appliquant la loi de commande u , on obtient

$$u = \frac{1}{L_g L_f h} (v - L_f^2 h)$$

$$u = Mgl \sin x_1 + Jv \quad (2.17)$$

Donc

$$\ddot{y} = v \quad (2.18)$$

Concevons v par un commande linéaire comme :

$$v = \ddot{y}_d + k_d (\dot{y}_d - \dot{y}) + k_p (y_d - y) \quad (2.19)$$

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu ce qu'est la méthode de linéarisation au sens entrée-sortie. Cette méthode va être plus tard appliquée au modèle mathématique trouvé dans le chapitre 3.

Dans le prochain chapitre, nous modélisons le système et par la suite, nous déduisons un modèle mathématique correspondant à celui-ci.

CHAPITRE 3

MODÉLISATION DU SYSTÈME

3.1 Introduction

Dans un réseau électrique, une charge non linéaire produit des harmoniques non désirables qui polluent le réseau. Les effets des harmoniques les plus connus et les plus spectaculaires sont la destruction de condensateurs ou de disjoncteurs sous l'effet de forts courants harmoniques amplifiés par des résonances. Ce phénomène est généralement observable sur des réseaux internes d'usines alimentant des convertisseurs statiques et en présence des condensateurs installés sans des précautions. Un autre phénomène, de plus en plus rencontré, est l'échauffement des transformateurs et des conducteurs de neutre sous l'effet de courants harmoniques de rang 3. On rencontre le plus souvent ce type de situation en milieu tertiaire, en raison de la multiplication des matériels informatiques monophasés. Il est d'usage de dire que, dans les installations industrielles, les tensions harmoniques inférieures à 5% et 7% de la tension fondamentale ne produisent pas d'effet notable. Entre 5% et 7%, on commence à observer des effets, de 7% à 10%, ces effets sont fréquents, et pour plus de 10%, les effets sont quasi certains [1].

Comme nous avons expliqué dans les chapitres précédents, l'utilisation d'un filtre actif est nécessaire pour l'élimination des harmoniques non désirables. Dans ce

chapitre, nous allons décrire le système utilisé pour résoudre le problème des harmoniques et aussi pour la simulation.

3.2 Modélisation du système

Le système utilisé dans ce travail est conçu d'une source triphasé (déphasé de 120 degrés), une charge non linéaire et un convertisseur ou plus précisément un filtre actif. Bien sûr un système de commande s'ajoutera dans le système global pour commander le filtre actif. Mais d'abord regardons plus en détail le système global. Figure 3.1 montre le système triphasé ayant une charge non linéaire.

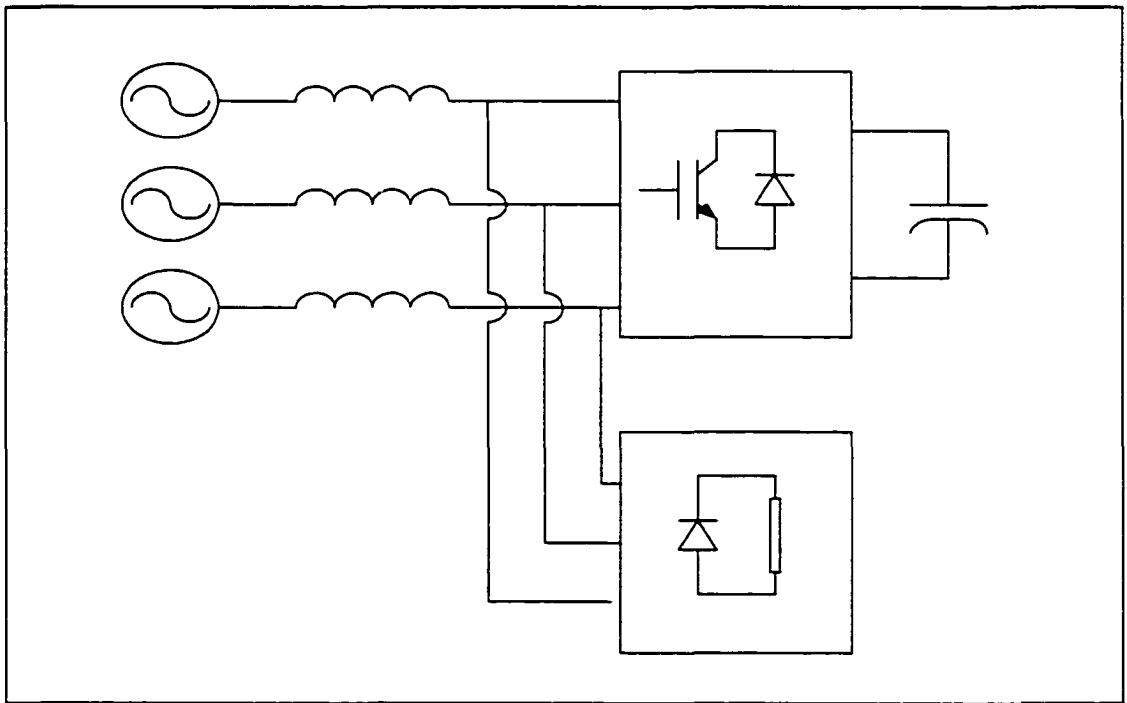


Figure 3.1 Système triphasé ayant un filtre actif et une charge non linéaire

3.2.1 La charge

La charge utilisée dans ce système est une charge non linéaire. Elle représente un redresseur triphasé au pont de diode avec une charge inductive. La figure 3.2 montre la charge utilisée.

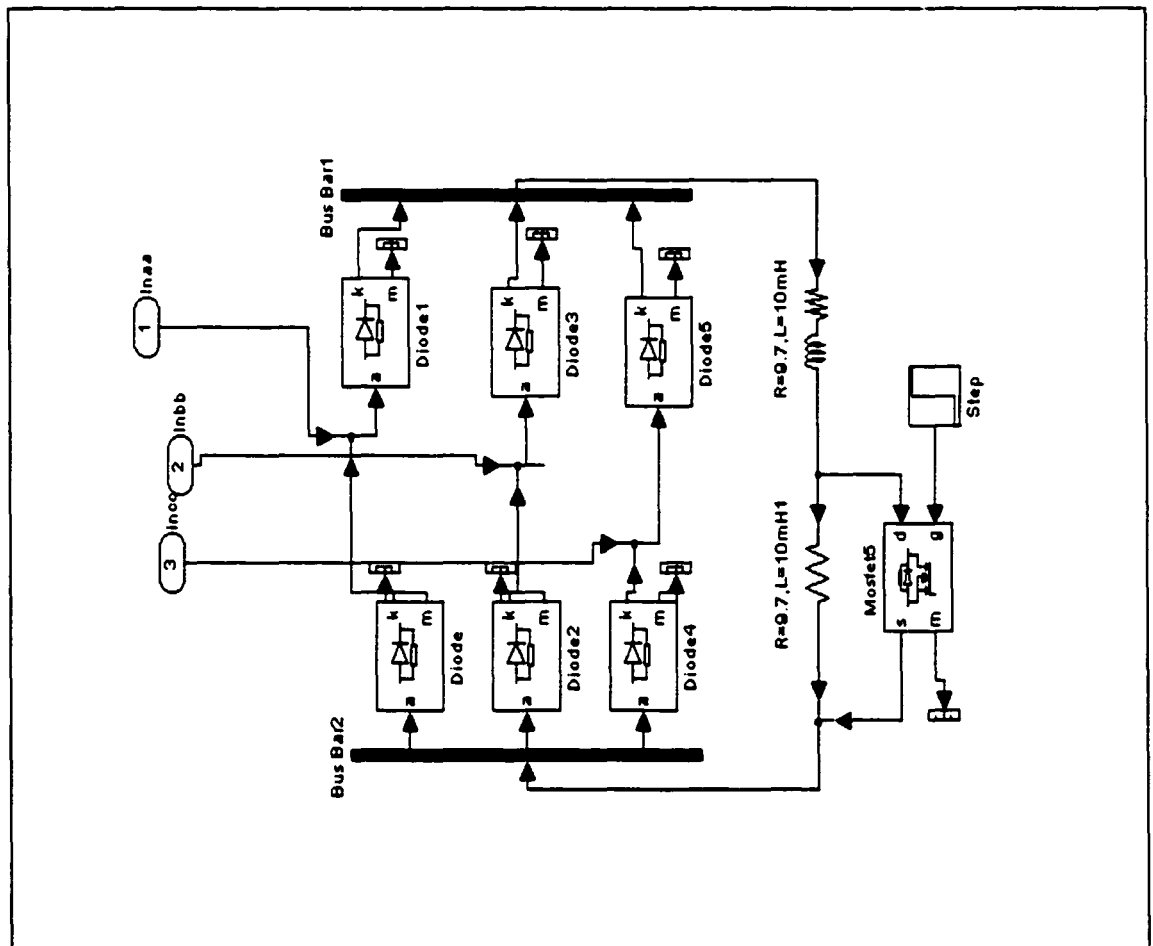


Figure 3.2 : Redresseur ayant une charge R-L

On sait qu'une charge non linéaire produit des harmoniques et les transmet sur le réseau. Ces harmoniques en courant et en tension au côté alternatif peuvent avoir des répercussions néfastes sur le réseau d'alimentation surtout pour des grandes puissances des convertisseurs de courant. Des distorsions de la tension et des couplages inductifs

ou capacitifs sur d'autres consommateurs en sont les conséquences. Figure 3.3 montre l'effet des harmoniques dans le courant des lignes.

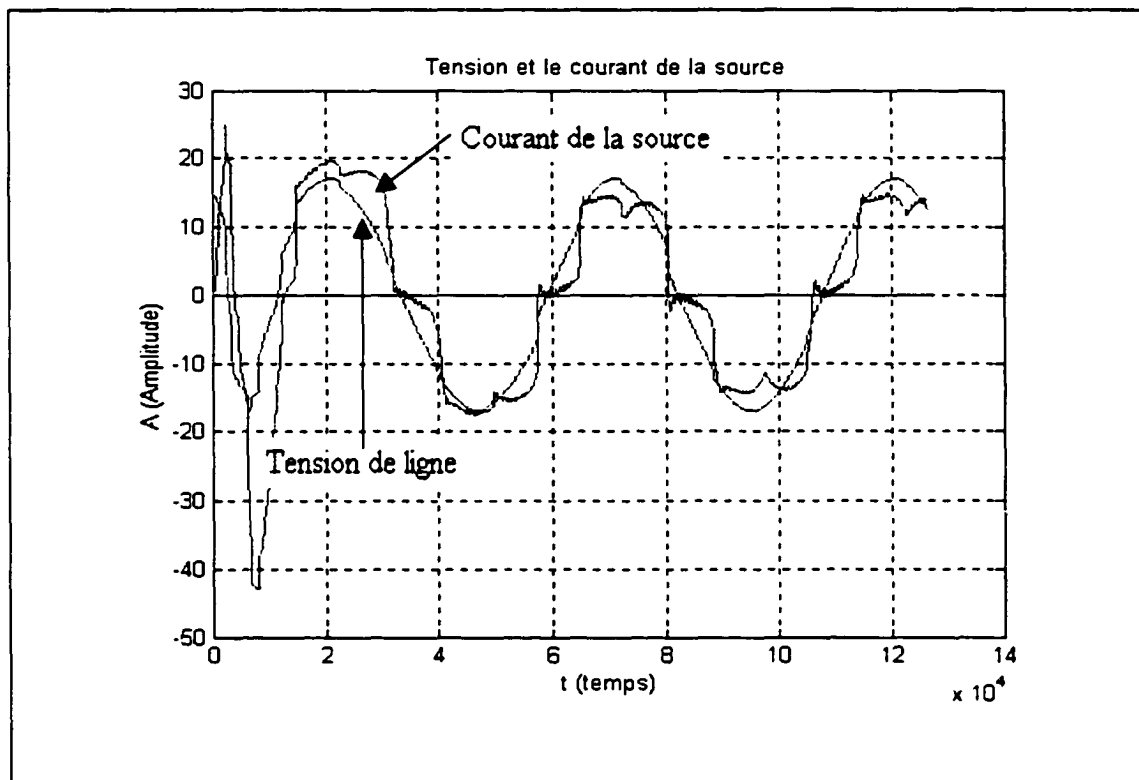


Figure 3.3 Effet des harmoniques sur le courant de la source

Nous constatons que le courant n'est pas sinusoïdal, mais présente une allure presque rectangulaire. De plus, l'onde fondamentale de ce courant est déphasée par rapport à la tension de ligne.

3.2.2 Le convertisseur triphasé (filtre actif)

Le compensateur actif est conçu avec des transistors à effet de champ (*MOSFET*). Les *MOSFETs* sont composés de trois électrodes drain, grille et source. La structure physique des transistors *MOS* fait apparaître une diode en antiparallèle avec le transistor. Cette diode supporte le même courant nominal du transistor mais elle possède

un temps de recouvrement relativement élevé. Figure 3.4 montre le convertisseur utilisé dans ce travail.

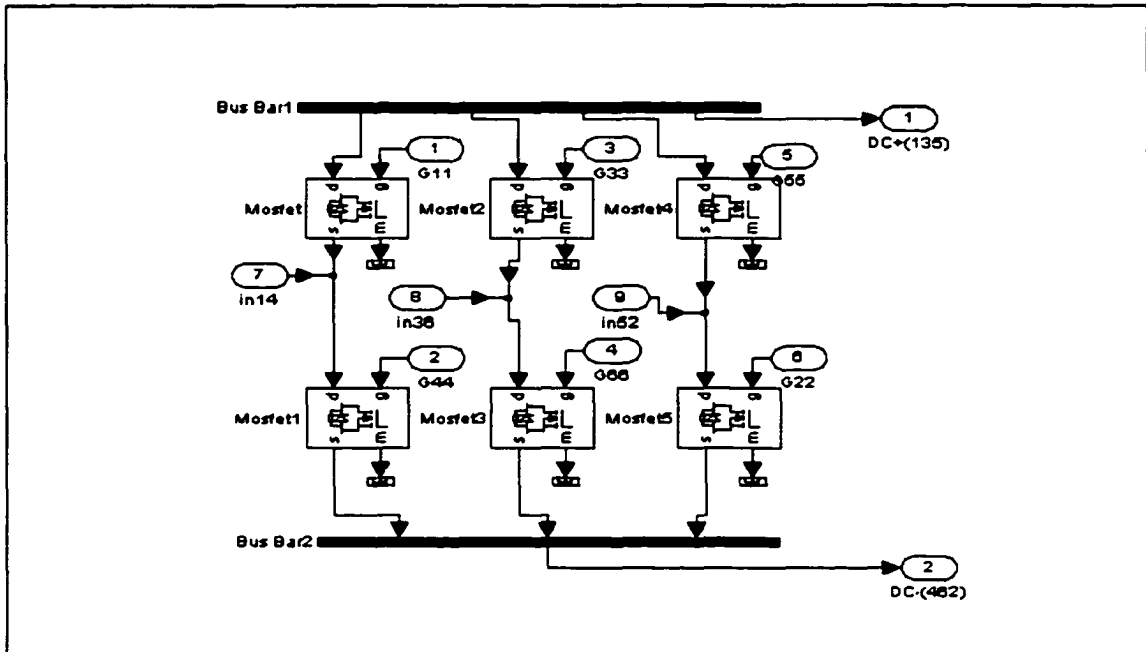


Figure 3.4 Compensateur actif

Nous avons un pont à six transistors qui se comporte comme des interrupteurs. Ces interrupteurs permettent de garder la tension DC invariante. Pour commander ces interrupteurs, nous avons utilisé la commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) où nous expliquerons plus en détail cette méthode de commande dans la prochain chapitre.

3.3 Équations dans les axes d et q (équations de *PARK*)

La transformée d et q est utilisée pour déduire la valeur en phase et la quadrature des courants et des tensions. Dans ce travail, la transformée d et q est utilisée pour déduire la valeur en phase et la quadrature du courant du compensateur. Pour ne pas

s'éloigner de l'objectif général de ce travail, nous allons donner une brève explication de cette transformée dans ce chapitre.

Dans les coordonnées a-b-c, les axes a, b, et c sont fixés dans le même plan et sont déphasés l'un de l'autre par un angle de 120° (figure 3.5). Les vecteurs d'espace instantanés, e_a et i_a sont selon l'axe a, et leur amplitude (+,-) et leur direction varient dans le temps. De la même manière, e_b et i_b sont sur l'axe b et e_c et i_c sur l'axe c.

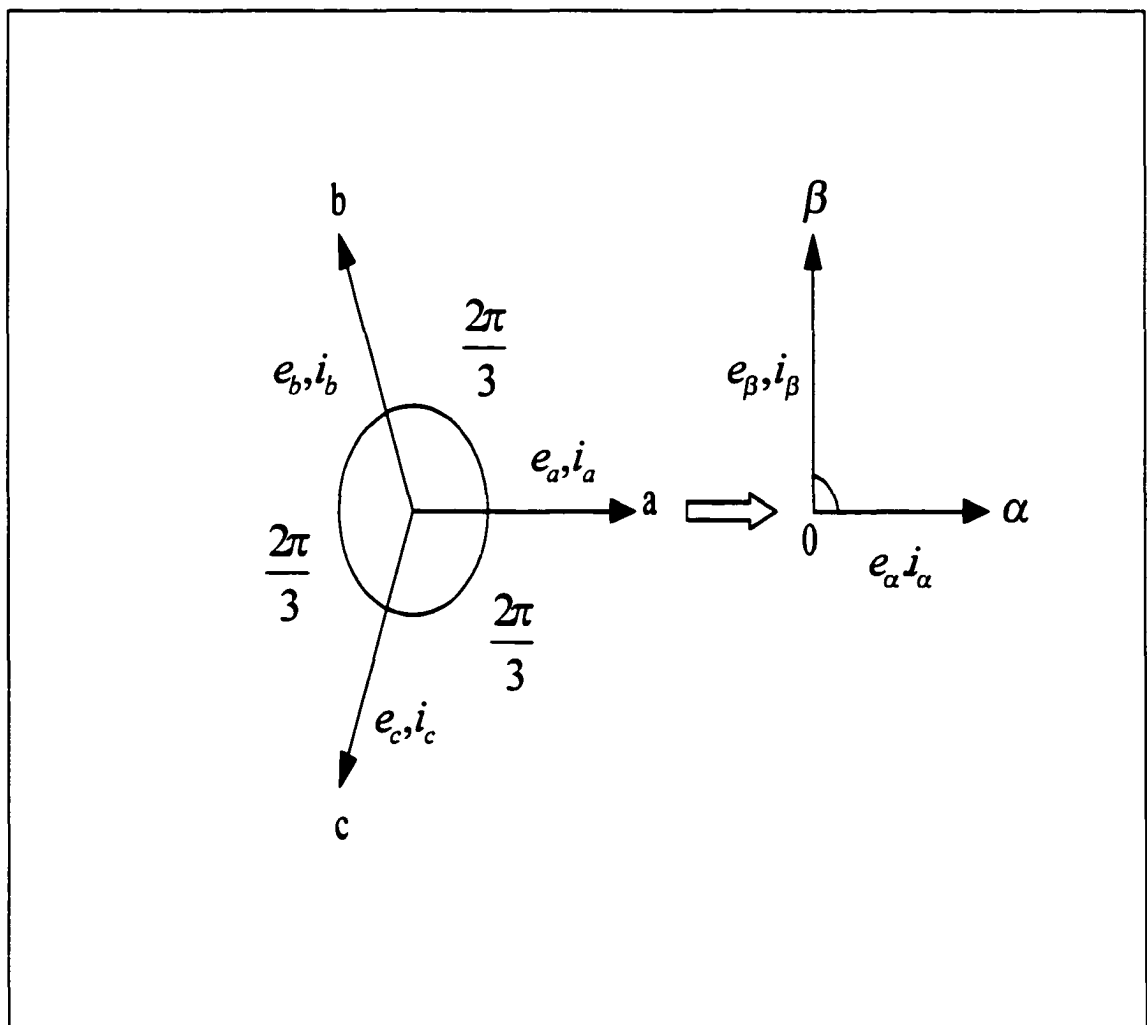


Figure 3.5 Transformation selon les axes α et β

La matrice suivante nous permet de transformer les vecteurs i_a , i_b et i_c dans les coordonnées α - β .

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Les composantes α et β sont appelées les composantes de *Clark*. Pour obtenir les valeurs d et q , nous utilisons la transformée de *Park*. La matrice 3.2 nous permet d'obtenir les valeurs d et q par la matrice de transformée.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Ce qui nous donne :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

La figure 3.6 montre le modèle *Simulink* de la transformée d et q. Le block k est la matrice de la transformée (composantes de *CLARK*).

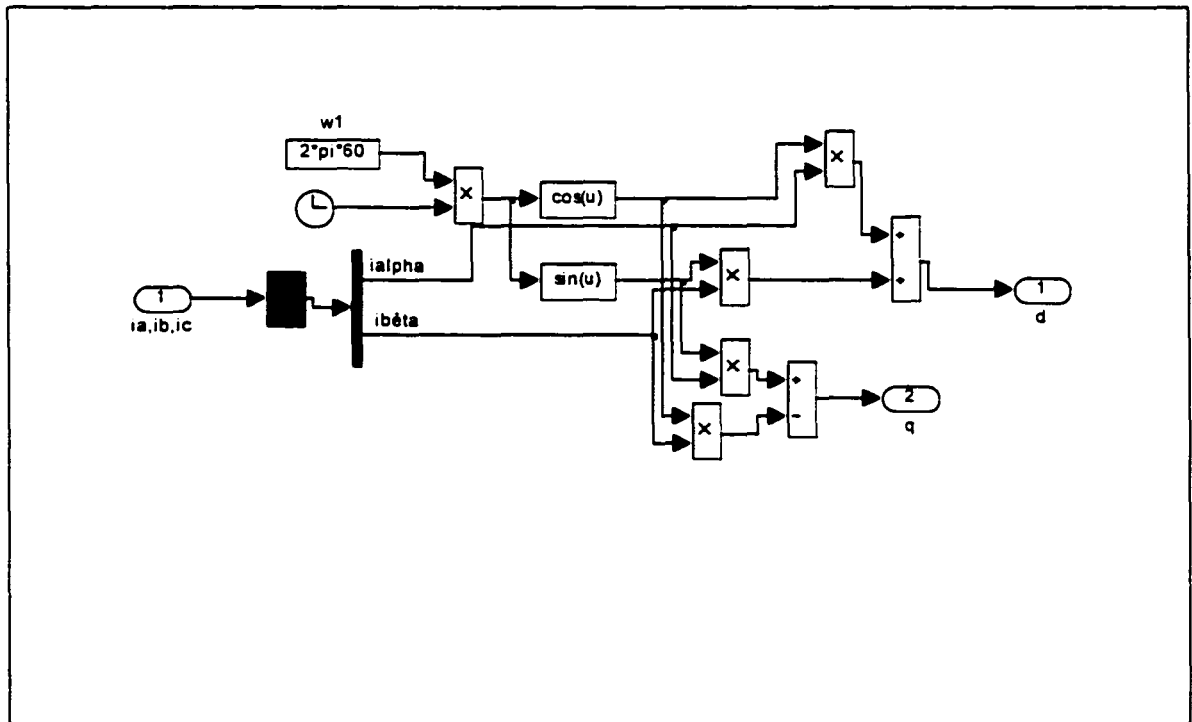


Figure 3.6 : Modèle *Simulink* de la transformée d et q

3.4 Modèle mathématique

La technique utilisée pour déterminer un modèle mathématique est assez simple. Ce modèle mathématique va être utilisé plus tard pour la commande du système. La figure 3.8 nous permet d'analyser le système et d'obtenir notre modèle mathématique. D'après le schéma 3.8, nous pouvons générer un modèle mathématique basé sur la puissance moyenne du compensateur.

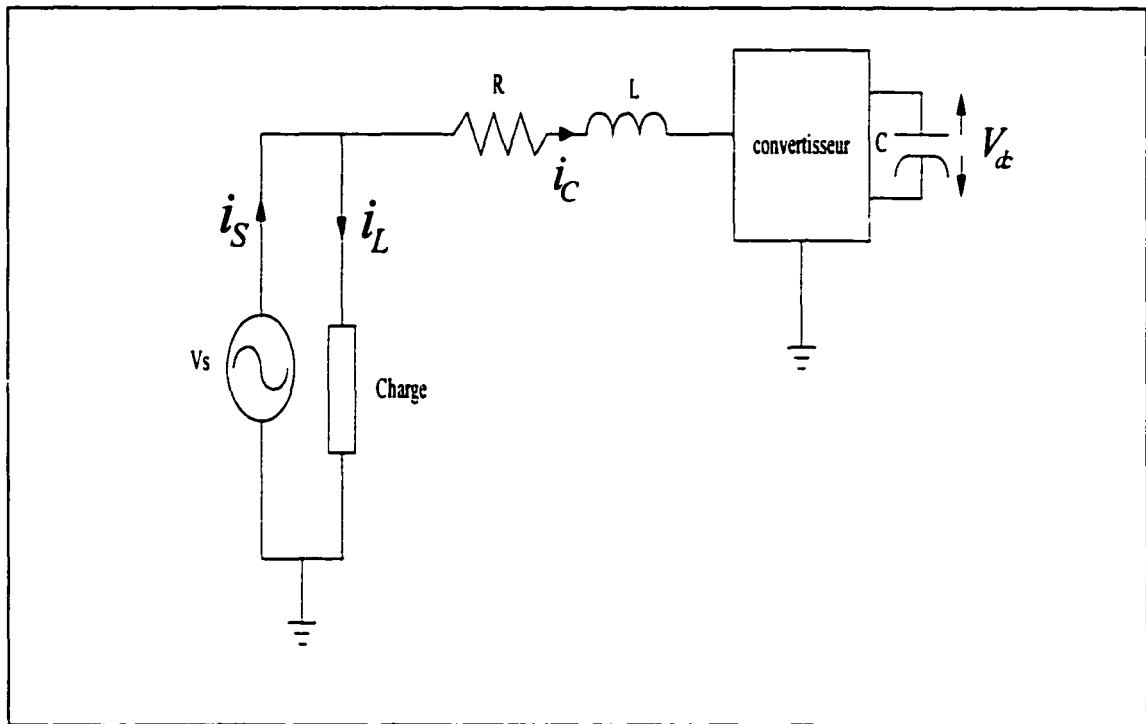


Figure 3.7 : Compensateur connecté à une ligne monophasée

D'après le schéma 3.7, nous pouvons générer un modèle mathématique basé sur la puissance moyenne du compensateur. Bien sûr, ceci est valide si l'amplitude du courant de référence ne change pas par rapport à la tension de la source [1]. Le modèle mathématique est basé sur les hypothèses suivantes :

- 1) La tension de source ne contient pas d'harmonique
- 2) Seulement le composant fondamental est considéré comme harmonique et il n'a pas d'effet sur l'équation de la puissance
- 3) Toutes les pertes dans le système sont présentées par une résistance équivalente connectée en série avec l'inductance de ligne
- 4) Les ondulations dans la tension de la capacité sont négligées

D'après la figure 3.7 :

$$v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega t \quad (3.4)$$

$$i_L = \sqrt{2}I_L \sin(\omega t - \phi) \quad (3.5)$$

Le courant de la charge est considéré déphasé par rapport à la tension de source par un angle ϕ . Donc le courant de la charge peut s'écrire :

$$I_L = I_{Lpr} + jI_{Lqr} \quad (3.6)$$

où I_{Lpr} est le composant en phase du courant de la charge et I_{Lqr} est le composant quadratique du courant de la charge . Ces composants sont trouvés en utilisant la transformée de *Park*. Cette transformée est déjà expliquée dans la section 3.3. Par la même raisonnement le composant *rms* du courant du compensateur est écrit comme le suit :

$$I_{cr} = I_{cpr} + jI_{cqr} \quad (3.7)$$

où I_{cpr} est le composant en phase du courant du compensateur et I_{cqr} est le composant quadratique du courant du compensateur.

En ayant le courant de la charge et le courant du compensateur, nous pouvons déduire le courant de la source. D'après la figure 3.7, nous pouvons constater que le courant de la source est la somme des courants de la charge et celui du compensateur. Donc la valeur rms du courant de la source est :

$$I_s = I_{cpr} + jI_{cqr} + I_{Lpr} + jI_{Lqr} \quad (3.8)$$

Mais $jI_{cqr} = -jI_{Lqr}$, et par cette relation le courant de la source devient

$$I_s = I_{cpr} + I_{Lpr} \quad (3.9)$$

La puissance du convertisseur sont donnée par :

$$P_{comp} = nV_s I_{cpr} \quad (3.10)$$

où n est le nombre des phases (n = 1 est pour une seule phase et n = 3 est pour trois phases)

Les pertes dans la résistance sont données par :

$$P_{pertes} = n(I_{cpr}^2 + I_{cqr}^2)R \quad (3.11)$$

Le taux du changement de l'énergie associé à l'inductance est donné par :

$$P_{ind} = n \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} L (I_{cpr} + jI_{cqr})^2 \right] \quad (3.12)$$

Puisque I_{cqr} est constant pour un certain point opérationnel, l'équation du taux du changement de l'énergie devient :

$$P_{ind} = n \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} L I_{cpr}^2 \right] \quad (3.13)$$

Le taux de l'énergie absorbée par la capacité est :

$$P_{cap} = v_{dc} C \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (3.14)$$

D'après les équations 3.10, 3.12, 3.13 et 3.14, nous pouvons déduire que la puissance totale du compensateur est la somme de toutes les puissances.

$$P_{comp} = P_{pertes} + P_{ind} + P_{cap} \quad (3.15)$$

$$P_{comp} - P_{pertes} - P_{ind} = P_{cap}$$

donc

$$n(V_s I_{cpr} - I_{cpr}^2 R - I_{cqr}^2 R - \frac{d}{dt} \frac{1}{2} L I_{cpr}^2) = v_{dc} C \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (3.16)$$

3.5 Validation du modèle mathématique

Pour démontrer que le modèle mathématique (équ. 3.16) est fiable et que nous pouvons basé notre commande sur ce model, nous avons besoin de valider celui-ci dans le système déjà existant. Pour la validation de l'équation 3.16, nous avons besoin de faire une simulation utilisant le logiciel *Simulink*. Figure 3.8, nous donne le modèle *Simulink* de l'équation 3.16. Comme on le constate, nous avons à la sortie la tension v_{dc} et en simulant le système en boucle ouverte, le signal à la sortie de l'équation devrait être à peu près le même dans le régime permanent que le signal à la sortie du condensateur. Figures 3.9 et 3.10, montrent cette validation. D'après ce résultat, nous pouvons dire que cette équation est fiable et que nous pouvons appliquer la commande sur ce modèle.

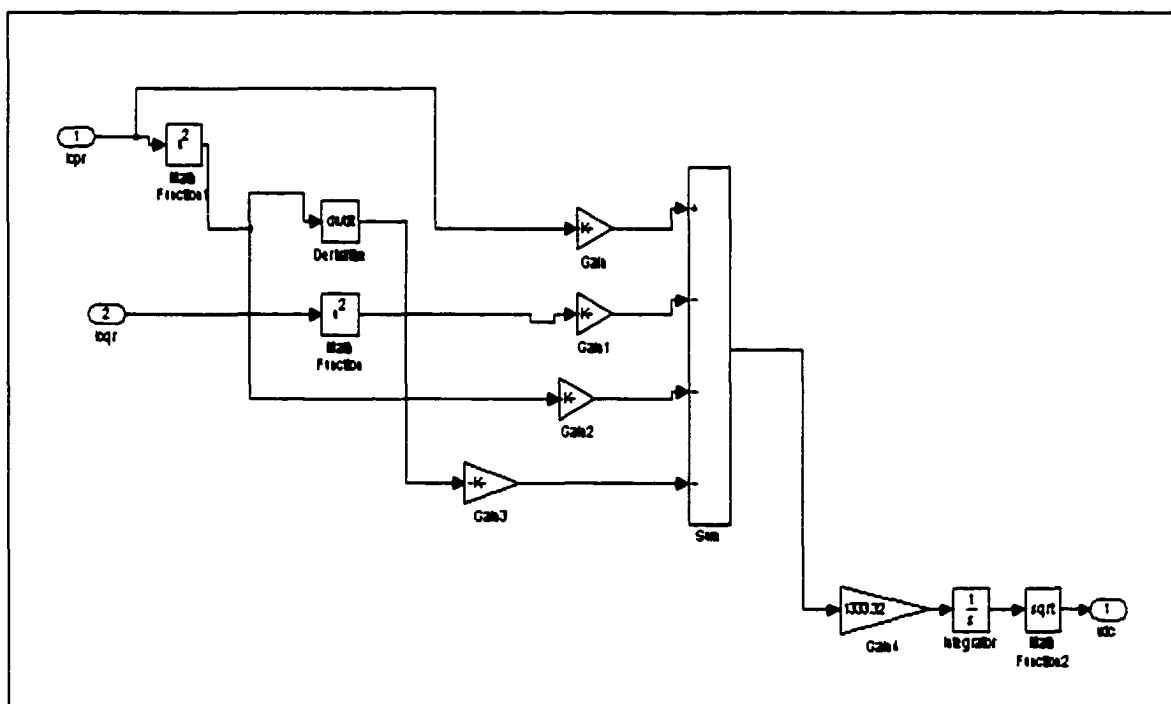


Figure 3.8 : Modèle *Simulink* de l'équation 3.16

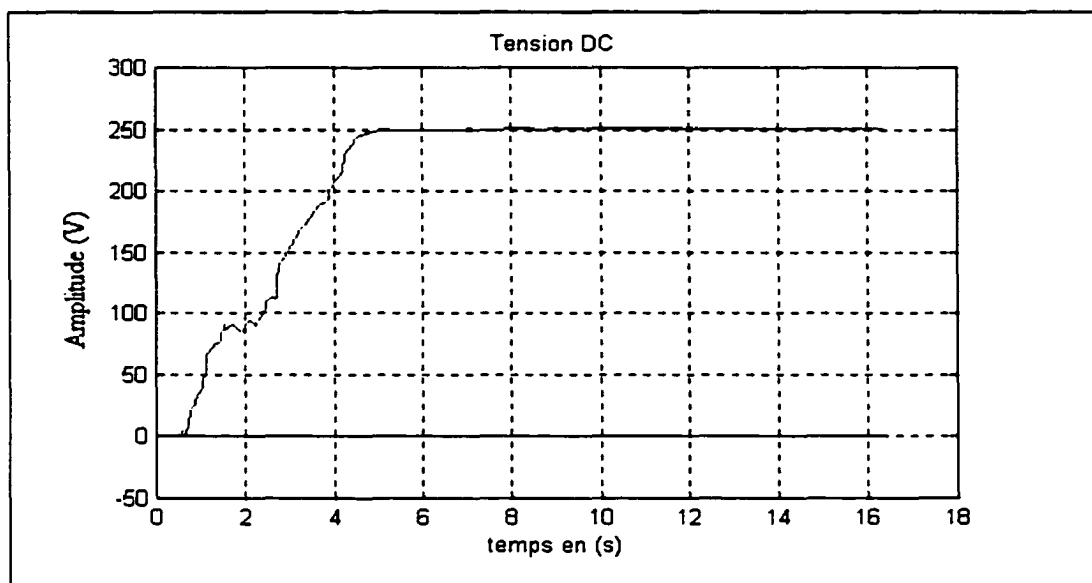


Figure 3.9 : Tension DC du système (en boucle ouverte)

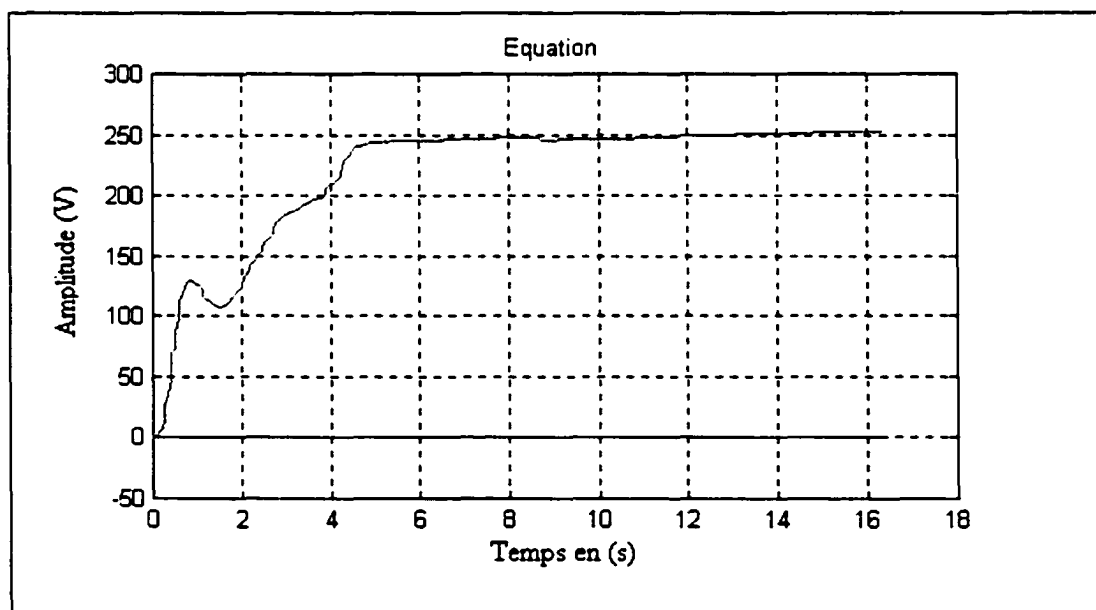


Figure 3.10 : Le signal à la sortie du modèle (boucle ouverte)

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, les différents composants du systèmes triphasés sont vus. Nous avons aussi déduit le modèle mathématique qui va être utilisé plus tard dans le chapitre 4 pour commander le compensateur. La méthode de linéarisation au sens entrée-sortie va être appliquée sur l'équation 3.16 pour générer une commande pour commander le filtre actif.

Dans le prochaine chapitre, nous verrons l'application de la commande non linéaire sur le modèle mathématique trouvé dans ce chapitre. Nous verrons aussi les résultats de la simulation.

CHAPITRE 4

SIMULATIONS ET RÉSULTATS

4.1 Application de la commande non linéaire sur le système

Dans le chapitre 3, nous avons obtenu un modèle mathématique. En appliquant la commande non linéaire sur ce modèle, nous pouvons obtenir un signal de commande. Cette méthode de commande consiste à calculer le courant I_{cpr}^* qui est la valeur de référence en phase du courant du compensateur. En appliquant la méthode de linéarisation au sens entrée-sortie déjà expliquée dans le chapitre 2, à l'équation 3.17, nous pouvons obtenir un contrôleur qui génère à la sortie une valeur de référence en phase du courant du compensateur. D'après équation 3.17, nous avons :

$$n(V_s I_{cpr} - I_{cpr}^2 R - I_{cqr}^2 R - \frac{d}{dt} \frac{1}{2} L I_{cpr}^2) = v_{dc} C \frac{dv_{dc}}{dt}$$

D'après l'équation ci-dessus, choisir les variables d'états est essentiel pour l'application de la commande non linéaire.

Prenons x_1 et x_2 comme deux variables d'états :

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{cases} x_1 = I_{cpr} \\ x_2 = V_{dc} \end{cases} \quad (4.1)$$

Prenons comme entrée; $u = \frac{dx_1}{dt}$ et nous savons que :

$$\frac{d(x_1^2)}{dt} = \frac{d(x_1^2)}{dx_1} \frac{dx_1}{dt} = 2x_1 \frac{dx_1}{dt} = 2x_1 u \quad (4.2)$$

Donc l'équation devient :

$$\frac{dx_2}{dt} = \frac{1}{Cx_2} \left[n(V, x_1 - x_1^2 R - I_{cqr}^2 R - Lx_1 u) \right] \quad (4.3)$$

Maintenant appliquons la linéarisation au sens entrée-sortie et nous savons que :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned}$$

l'équation 4.3 devient alors :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{n}{Cx_2}(V_s x_1 - Rx_1^2 - RI_{cpr}^2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{-nLx_1}{Cx_2} \end{bmatrix} u$$

et

$$y = h(x) = x_2 \quad (4.4)$$

Dérivons la sortie par rapport au temps :

$$\dot{y} = \frac{\partial h}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t}$$

$$\dot{y} = \frac{\partial h}{\partial x} \dot{x} \quad (4.5)$$

$$\dot{y} = \frac{\partial h}{\partial x} (f(x) + g(x)u)$$

et

$$\frac{\partial h}{\partial x} = \nabla_x = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x_1} & \frac{\partial h}{\partial x_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial x_2}{\partial x_1} & \frac{\partial x_2}{\partial x_2} \end{bmatrix}$$

et

$$\frac{\partial h}{\partial x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

ainsi

$$\begin{aligned}
\dot{y} &= \frac{\partial h}{\partial t} f(x) + \frac{\partial h}{\partial x} g(x)u \\
\dot{y} &= [0 \quad 1]f(x) + [0 \quad 1]g(x)u \\
\dot{y} &= [0 \quad 1] \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{n}{Cx_2} [V, x_1 - Rx_1^2 - RI_{cqr}^2] \end{bmatrix} + [0 \quad 1] \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{nLx_1}{Cx_2} \end{bmatrix} u \\
\dot{y} &= \frac{n}{Cx_2} [V, x_1 - Rx_1^2 - RI_{cqr}^2] - \frac{nLx_1}{Cx_2} u
\end{aligned} \tag{4.7}$$

ceci entraîne

$$\dot{y} = v$$

et l'équation (4.7) devient alors :

$$u = \frac{n[V, x_1 - Rx_1^2 - RI_{cqr}^2] - Cx_2 v}{nLx_1} \tag{4.8}$$

Il ne reste qu'à concevoir v par une commande linéaire telle que :

$$\begin{aligned}
v &= k(y_{ref} - y) \\
v &= k(x_{2ref} - x_2) \\
v &= k(v_{dc ref} - v_{dc})
\end{aligned} \tag{4.9}$$

Finalement l'équation de la commande devient alors :

$$\frac{dI_{cpr}}{dt} = \frac{n[V_s I_{cpr} - RI_{cpr}^2 - RI_{cqr}^2] - Cx_2[k(v_{dcref} - v_{dc})]}{nLI_{cpr}} \quad (4.10)$$

Si nous intégrons la sortie dI_{cpr}/dt , nous obtenons I_{cpr} où nous le considérons comme la valeur de référence en phase du courant du compensateur. La figure 4.1, nous montre le modèle *Simulink* de l'équation 4.10 et la figure 4.2 nous montre le système global de la commande.

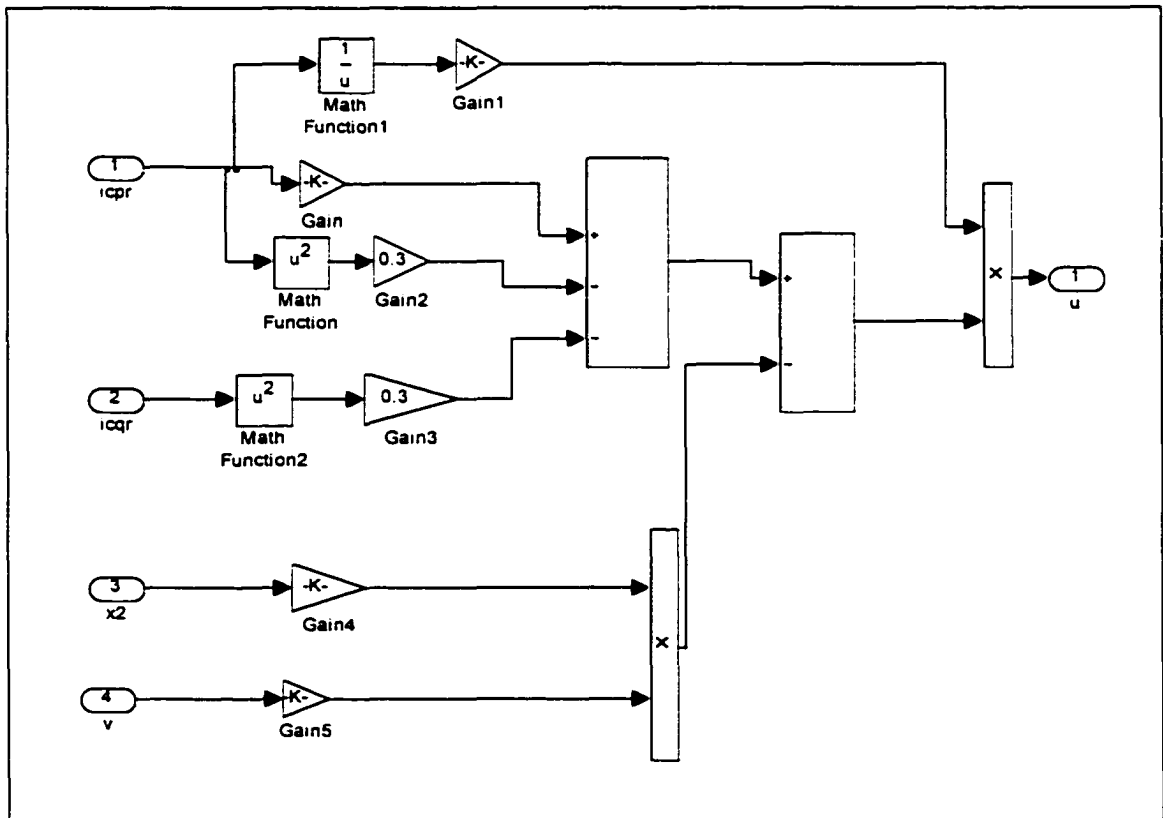


Figure 4.1 : Modèle *Simulink* de l'équation 4.10

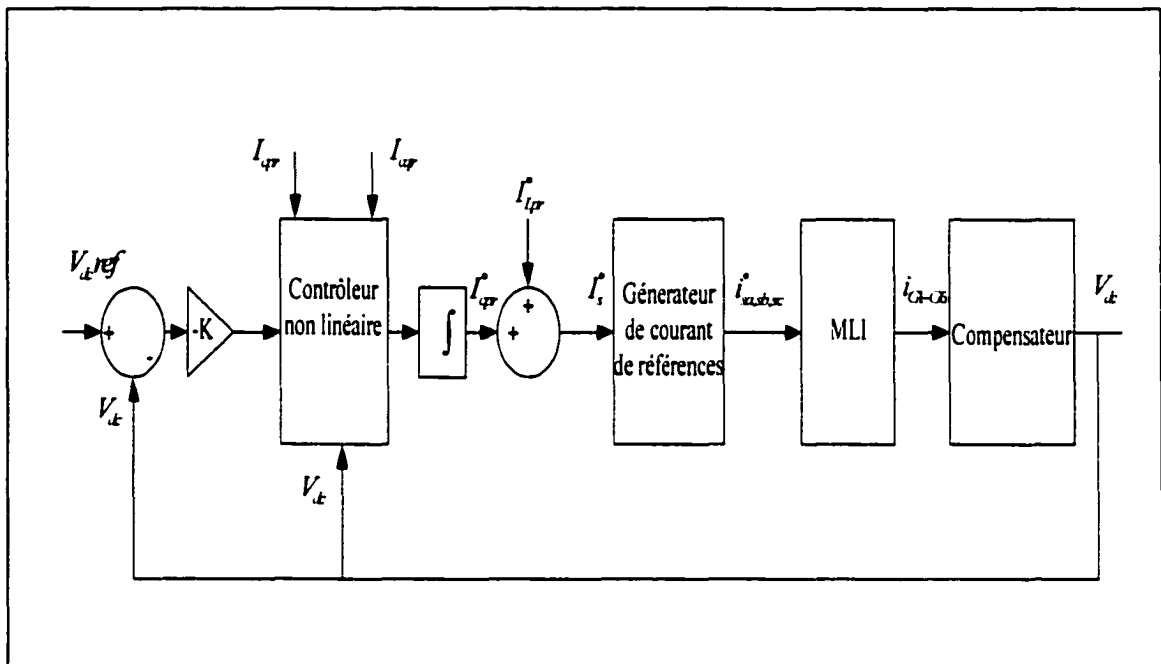


Figure 4.2 Schéma block du système de contrôle

D'après l'équation 3.10 nous savons que l'amplitude crête du courant de la source I_s est la somme des valeurs en phase des courants du compensateur I_{cpr} et de la charge I_{Lpr} . Donc la valeur à la sortie du contrôleur va donner la valeur en phase du compensateur (I_{cpr}) que nous le considérons comme la valeur de référence. D'après l'équation 3.10 et cette valeur de référence, nous pouvons obtenir l'amplitude crête et référence du courant de la source. L'équation 4.11 nous montre cette relation.

$$I_s^* = I_{cpr}^* + I_{Lpr}^* \quad (4.11)$$

Une fois la valeur crête référence du courant de la source est obtenue, nous pouvons appliquer la méthode de commande à courant indirect. La méthode à courant indirect consiste dans un premier temps de calculer les phases des courants. Les phases u_{sa} , u_{sb} et u_{sc} des courants sont calculés de manière assez simple. En mesurant les

tensions v_{sa} , v_{sb} et v_{sc} , nous pouvons calculer l'amplitude crête de la tension de la source. Cette valeur est donnée par :

$$V_m = \sqrt{\frac{2}{3}(v_{sa}^2 + v_{sb}^2 + v_{sc}^2)} \quad (4.12)$$

et nous savons que par exemple :

$$\begin{aligned} v_{sa} &= V_m \sin \varphi_1 \\ \frac{v_{sa}}{V_m} &= \sin \varphi_1 \end{aligned} \quad (4.13)$$

Donc les courants de référence peuvent être obtenus de la manière suivante :

$$\begin{aligned} i_{sa}^* &= I_s^* \sin \varphi_1 \\ i_{sb}^* &= I_s^* \sin \varphi_2 \\ i_{sc}^* &= I_s^* \sin \varphi_3 \end{aligned} \quad (4.14)$$

Ces courants de référence vont être comparés avec leurs valeurs mesurées et le résultat de cette comparaison va entrer dans un *MLI (PWM)* pour obtenir les courants de la commande.

4.2 Commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI)

Dans son principe la commande MLI s'obtient par l'intermédiaire d'un comparateur sur les entrées sur lequel on place deux courants ou tensions. Dans le cas de ce projet, nous appliquons deux courants au bord du comparateur. Le premier signal est un signal en dents de scie d'une fréquence f_p qu'on l'appelle la porteuse et le deuxième est le courant fondamental dont on désire de favoriser le tension correspondant dans la charge (ceci dans le cas d'un onduleur de courant); ce sera un courant qui sera sinusoïdal. Le courant à la sortie du comparateur sera le courant de la commande d'un demi-bras d'onduleur. La figure 4.3 précise sur le cas d'une fonction $f(t)$ sinusoïdale pour le courant i_s et dont l'amplitude est telle que $r = (I_s / U)$ soit inférieur à 1 et la détermination des instants t_1, t_2, t_3 ou des angles $\theta_1, \theta_2, \theta_3 \dots$ correspondant à la variable Ωt (et non pas $\omega t = \frac{2\pi}{T}$). La détermination des angles peut être faite expérimentalement de façon analogique ou par le calcul. Elle fixe le nombre de commutations que l'on va être amené à effectuer par quart de période du signal fondamental du puissance. Sur le plan technologique ces détermination peuvent être analogiques, nous parlons alors de MLI sinus-triangle, ou entièrement prédéterminées de façon numérique à l'aide de microprocesseurs, on parle alors de MLI pré-calculée. Pour caractériser les propriétés de la modulation on est amené à faire intervenir deux paramètres. Le premier paramètre est l'indice de modulation m_d (ou m) défini par le rapport de la pulsation de la porteuse ω à la pulsation de la commande Ω (ou ce qui revient au même de la fréquence) :

$$m_d = \frac{\omega}{\Omega} = \frac{f_p}{f} \quad (4.15)$$

La deuxième paramètre est le coefficient de réglage que fait apparaître précédemment :

$$r = \frac{I_m}{U} \quad (4.16)$$

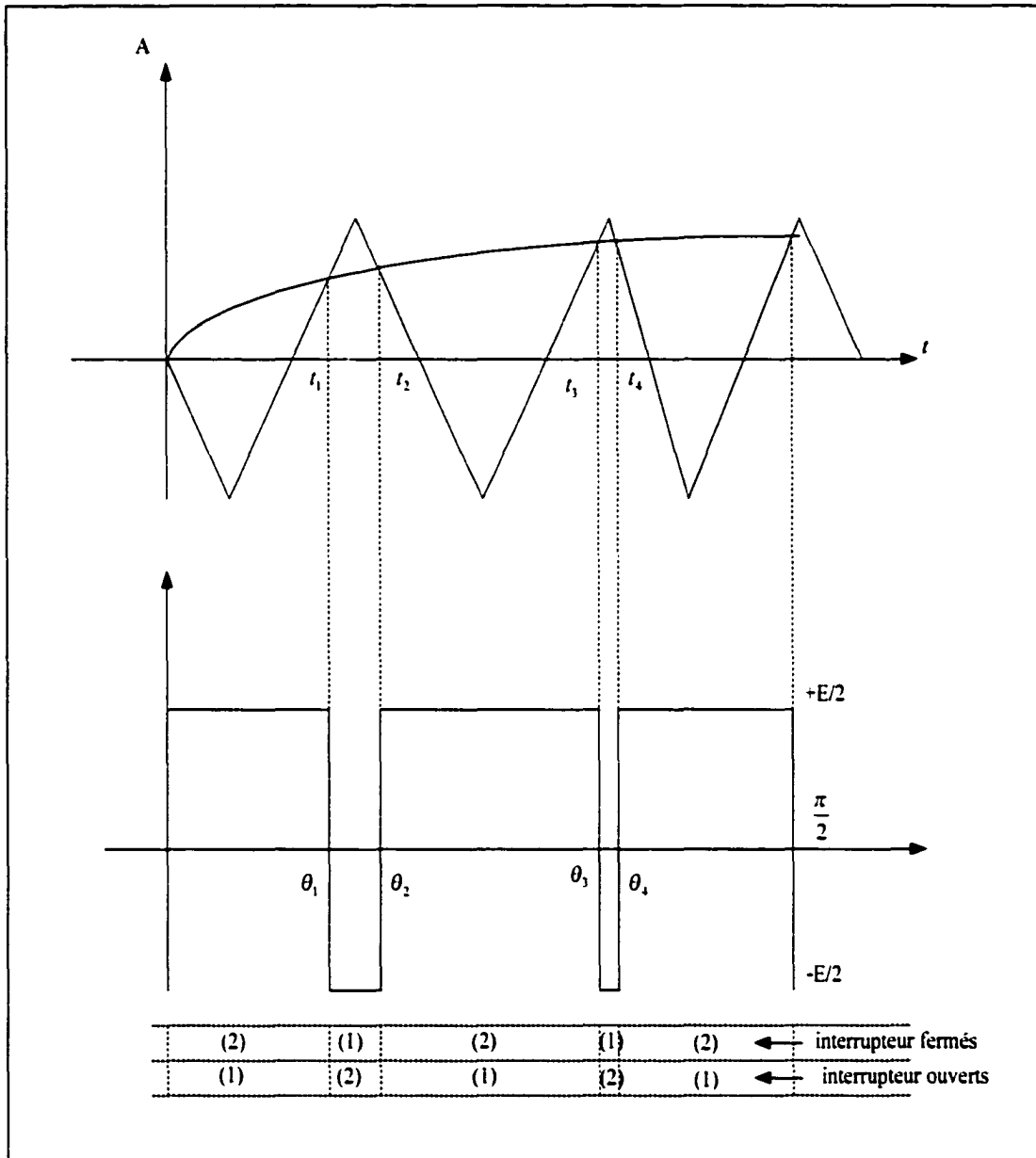


Figure 4.3 : Construction d'un quart MLI sinusoïdale

4.3 Application du MLI sur le système

Dans la section 4.2, nous avons vu la commande à MLI. Dans ce travail cette commande va permettre de commander les signaux de la gâchette du compensateur actif. Dans section 4.1, nous avons démontré la génération des courants de références i_{sa}^* , i_{sb}^* et i_{sc}^* . Nous savons que ces courants vont être comparés avec les valeurs mesurées et le résultat entre dans un MLI. Dans MLI, les résultats de la comparaisons vont être comparés de nouveau avec le signal porteuse ayant la forme des dents de scie. Les résultats entrent dans un opérateur logique pour générer les signaux de la commande du filtre ou plus précisément les signaux de la gâchette des interrupteurs. La figure 4.4, montre la façon où les courants de références et des gâchettes sont calculés et la figure 4.5 montre le modèle *Simulink* utilisé pour la simulation.

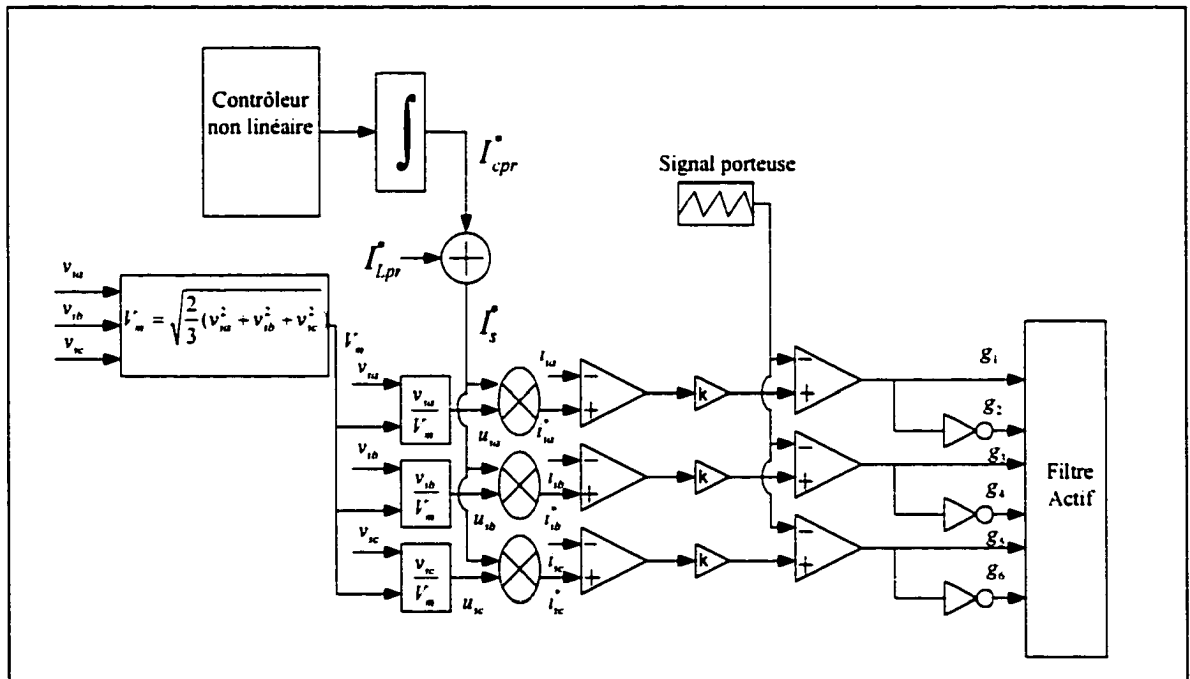


Figure 4.4 : Commande MLI et le calcul des courants de référence

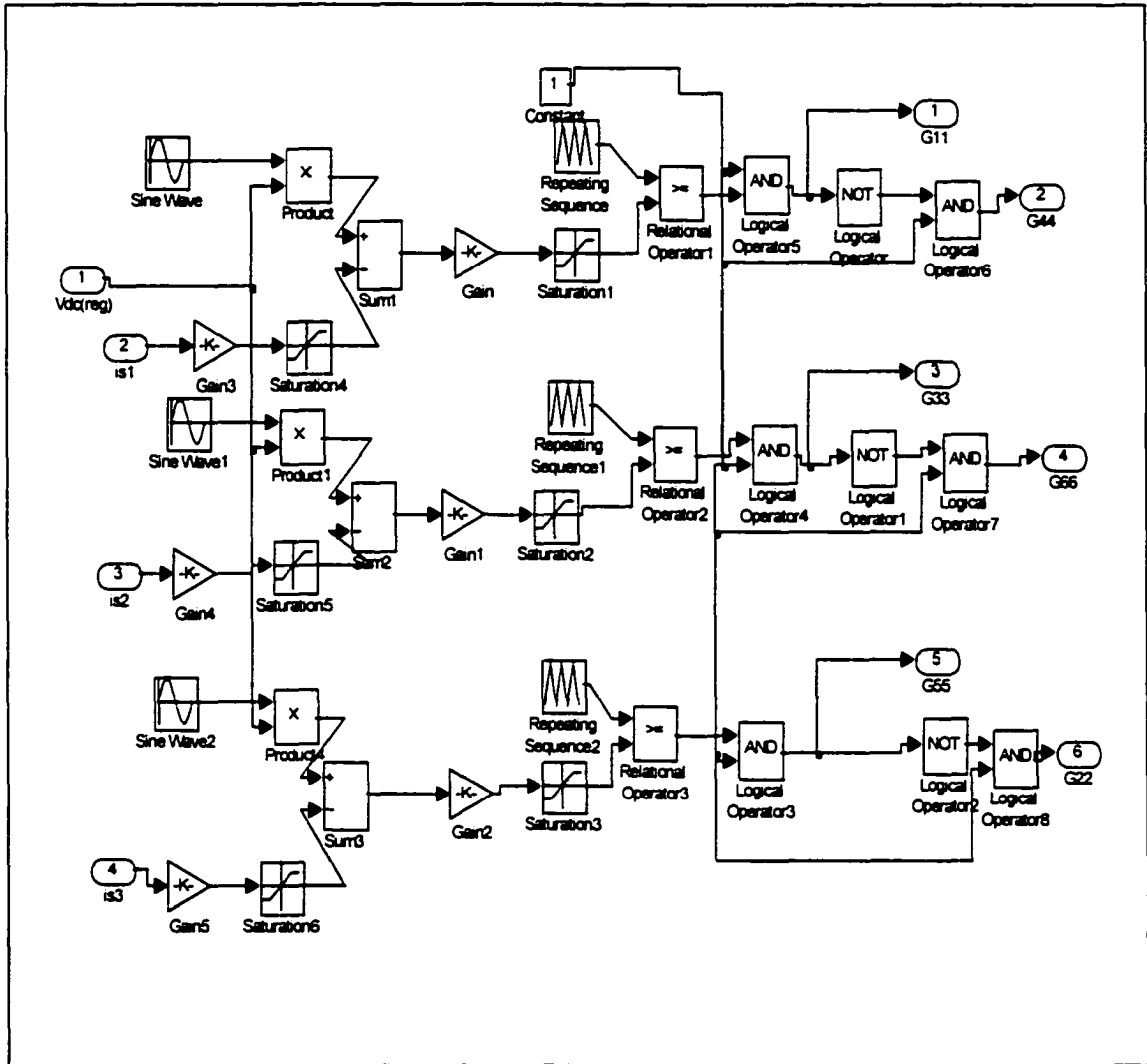


Figure 4.5 : Modèle *Simulink* utilisé pour la génération des courants de la commande

Nous pouvons constater que les courants obtenus sont opposés pour chaque pont. C'est à dire que les courants g_{11} et g_{44} sont opposés, car quand un des interrupteurs est fermé l'autre doit être ouvert pour le même pont. La fréquence de changement d'états est environ de 2 KHz. La figure 4.6 (a) montre le résultat de la comparaison entre le courant de la source avec le courant de la phase, comparé avec le signal de la porteuse ayant une forme triangulaire. La figure 4.6 (b) est le résultat de la simulation de la comparaison de la figure 4.6 (a). Ces schémas sont pris dans un très court laps de temps.

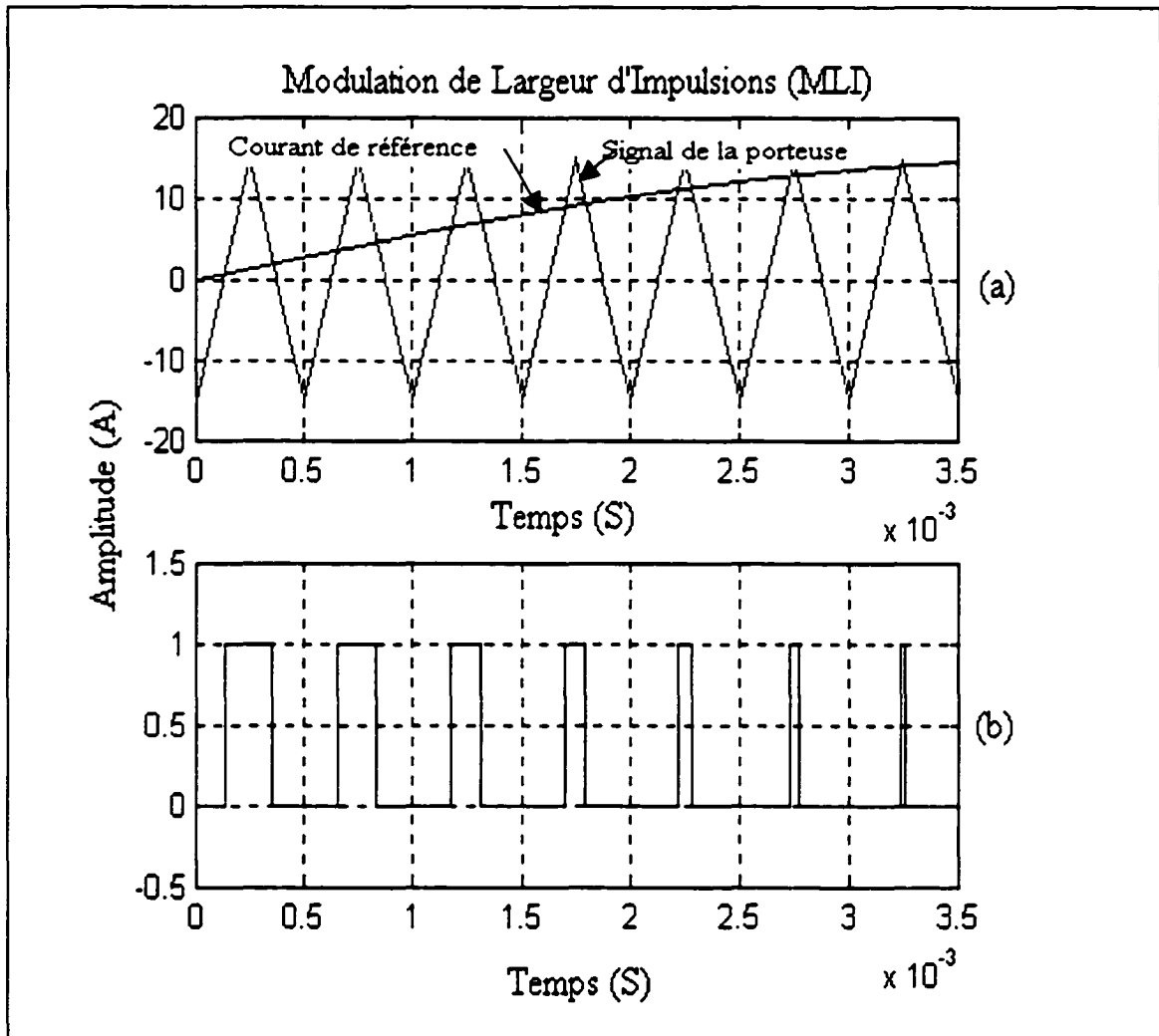


Figure 4.6 : (a) Comparaison entre la porteuse et le courant de référence. (b) Le résultat de la comparaison (signaux de la commande)

4.4 Résultats de simulation

Pour valider la compensation active, il faut vérifier si le courant de la source a une forme sinusoïdale et qu'il est en phase avec la tension de la source. Nous avons vu l'effet des harmoniques sur le courant de la source dans le chapitre 3. Nous avons constaté que la charge non linéaire injecte des harmoniques dans le réseau et surtout sur

le courant des lignes, ceci déphase le courant de la source par rapport à la tension de la source et lui donne une forme rectangulaire de même que le courant de la charge. La figure 4.7, montre le résultat de la simulation utilisant la commande utilisée dans ce projet. Nous constatons qu'après une période de transition le courant de la source entre dans la même phase que la tension de la ligne et a une forme sinusoïdale très acceptable.

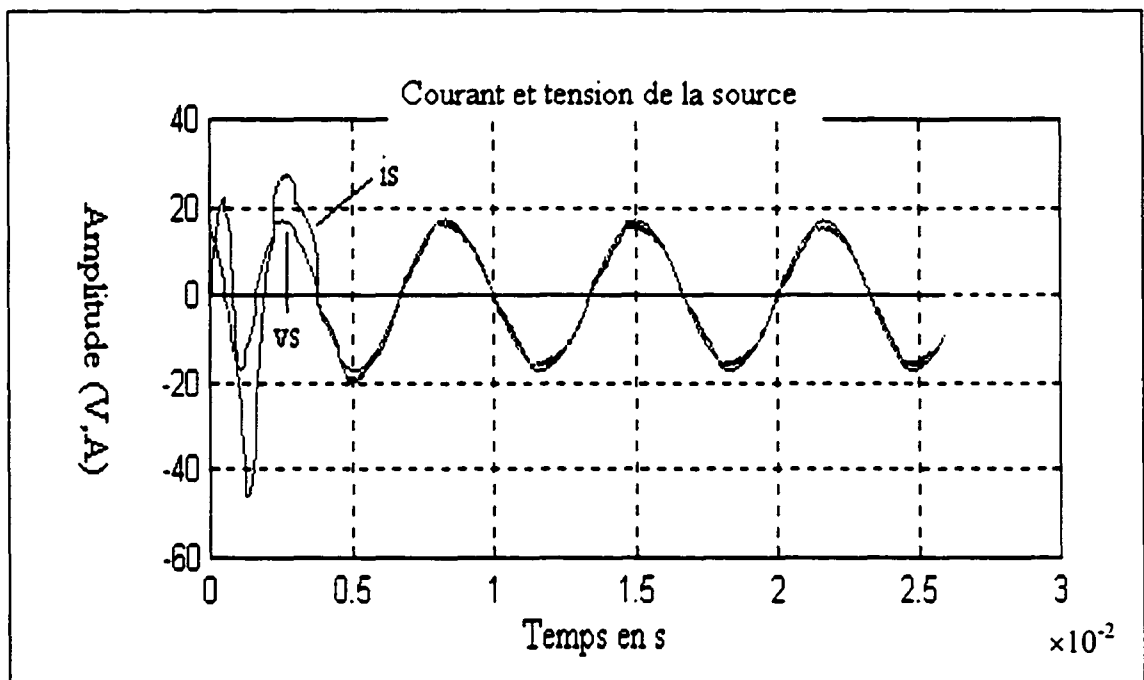


Figure 4.7 : Courant et tension de la source

Un autre facteur qui détermine si le système est stable ou non, est la tension DC qui doit être constante. Le système de commande aussi permet de garder la tension DC constante à la sortie du filtre. Figure 4.8 montre la tension DC (V_{dc}).

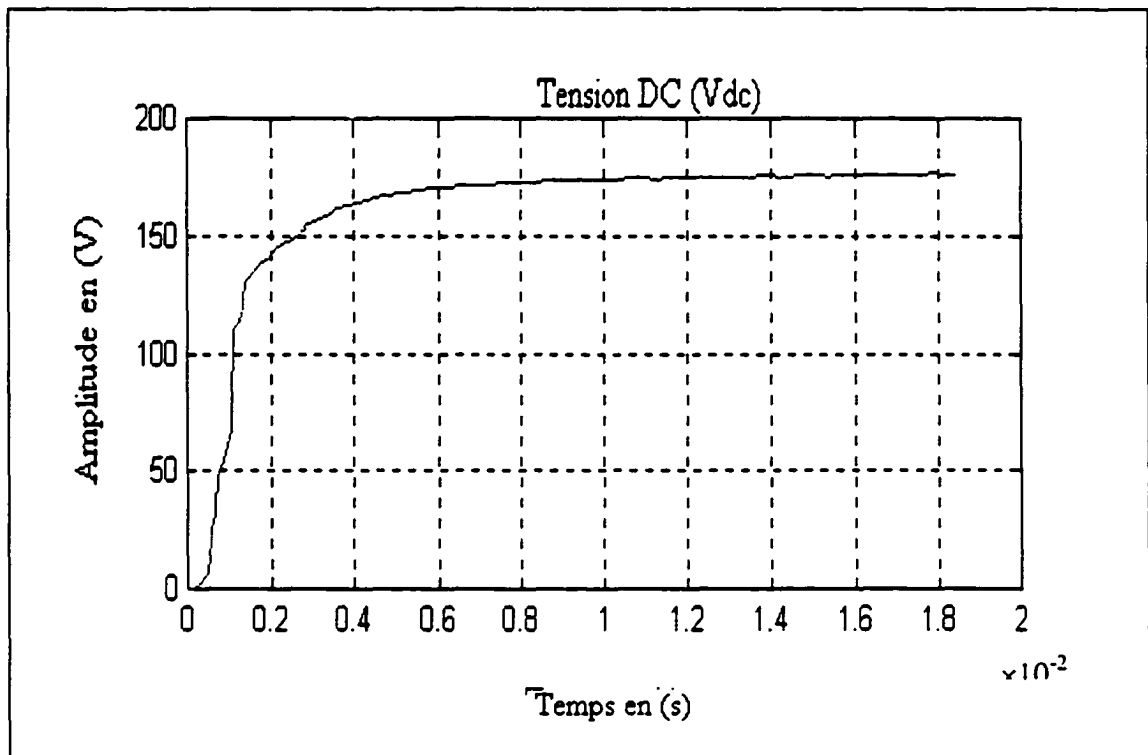


Figure 4.8 : Tension DC (V_{dc})

La figure 4.9 montre le courant de la charge qui a une forme rectangulaire et la figure 4.10 montre le courant du compensateur qui est en vérité la différence entre le courant de la source et le courant de la charge.

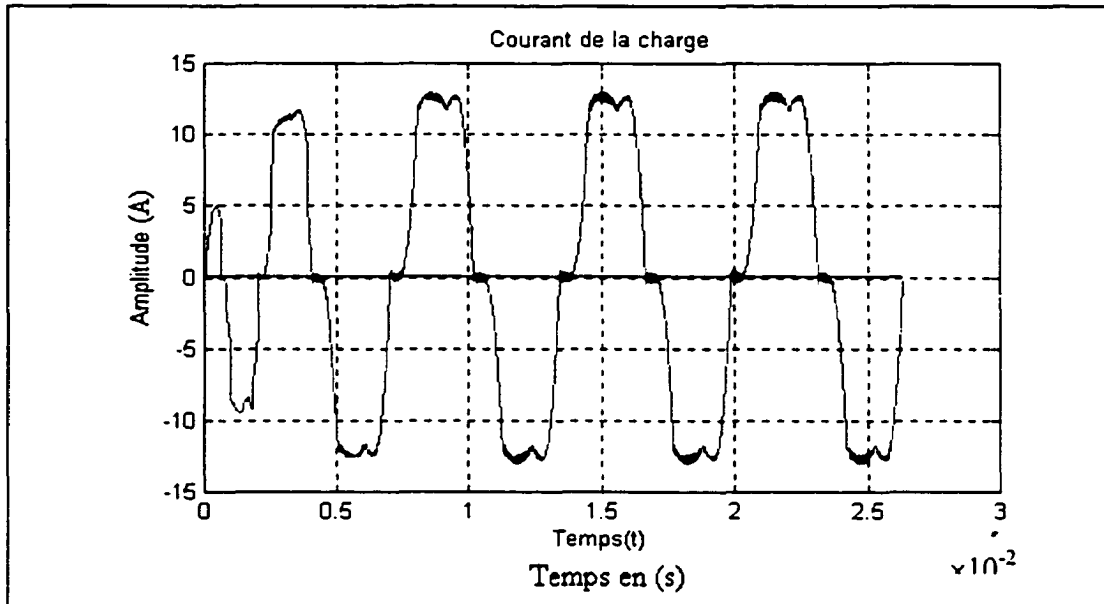


Figure 4.9 : Courant de la charge

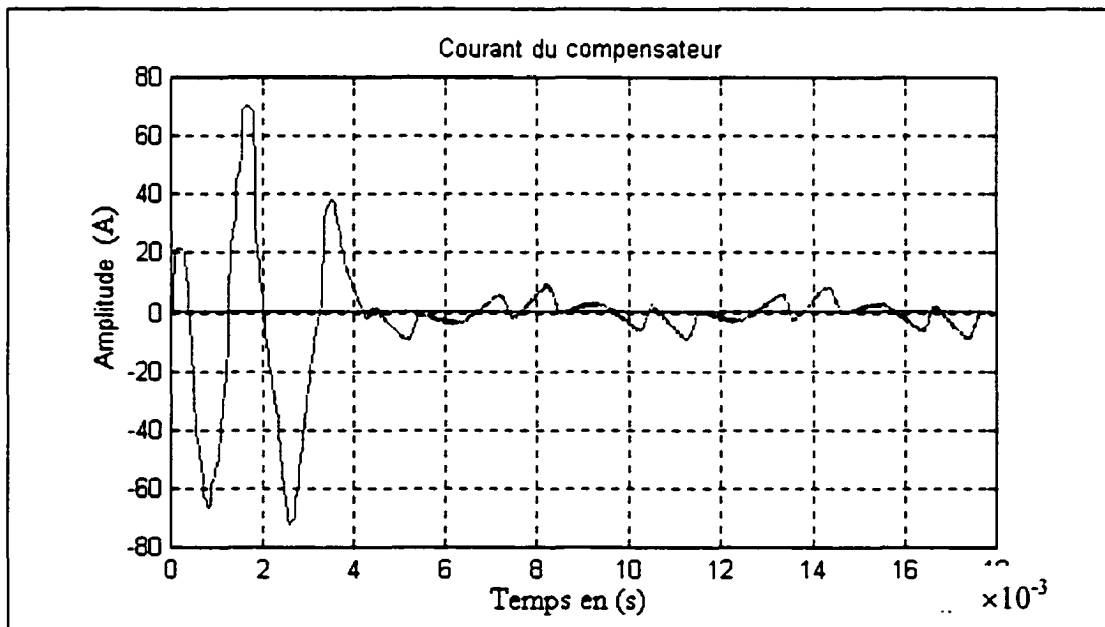


Figure 4.10 : Courant du compensateur

Pour la validation de la compensation, nous avons besoin de déterminer la qualité d'onde. Pour cela, il faut déterminer le THD. Le THD est la valeur numérique représentant la perturbation harmonique globale de tension ou de courant. Ce taux est défini comme étant le rapport de la racine carrée de la somme des carrés des taux d'harmoniques de tous les rangs présents, à la valeur efficace du fondamental. Une bonne qualité du courant de la source est défini en bas de 5% par IEEE-519. Le THD pour le système utilisé est de 5.4% ce qui est acceptable. La figure 4.11 montre le spectre des harmoniques dans le courant de la source.

$$THD_i = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^n I_h^2}{I_1^2}} = 5.4\% \quad (4.17)$$

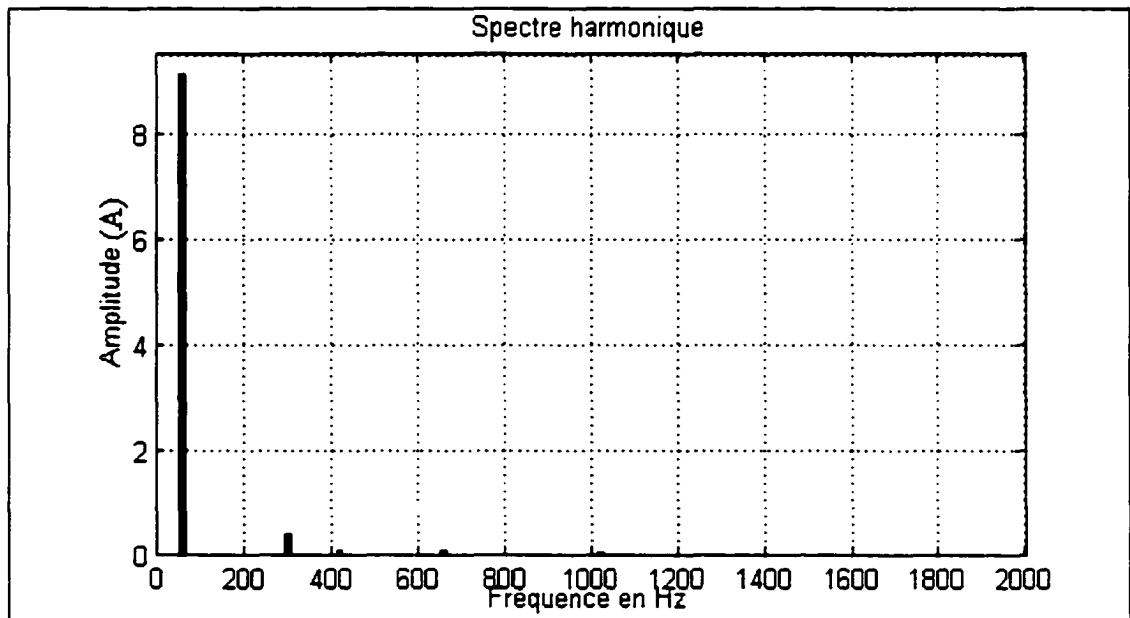


Figure 4.11 : Spectre harmonique

D'après la figure 4.11, nous constatons les différents rangs harmoniques. Le premier spectre est la fondamentale. La deuxième spectre est l'harmonique du 5^{ème} rang

à une amplitude au tour 0.5 ampère. Ce qui reste, ce sont des harmoniques à très basse amplitude et de rang 7, 11 et 17.

4.5 Performance du système

Dans le cas idéal, nous avons démontré que notre système avec la nouvelle commande non linéaire réagit bien, mais dans un cas réel, ceci peut ne pas être aussi évident. Un court circuit dans le système ou une coupure du courant dans un laps de temps sont des faits qui peuvent arriver. Pour démontrer que le système se comporte bien à ces changements, nous avons effectué des tests. Le premier test est une coupure de courant pour un très court laps de temps à l'aide d'un interrupteur placé sur une des phases. Comme on le voit dans les figures 4.12 et 4.13, le système réagit assez bien une fois le courant est revenu et le compensateur commence à récompenser de manière assez efficace. Deuxième test consiste à faire un court circuit dans le système. Utilisant un interrupteur nous pouvons forcer un court circuit entre deux phases. Le court circuit est fait en mettant un interrupteur connecté entre deux phase, on peut le fermer et forcer un court circuit. En appliquant le court circuit dans le système, nous pouvons constater que le système réagit assez bien et que le compensateur récompense une fois que l'interrupteur est ouvert. La figure 4.14, montre la tension et le courant de la source (v_s , i_s). Nous constatons au temps $t = 1$, l'interrupteur est fermé. Ce qui produit un court circuit dans le système et on voit une fois que celui ci est ouvert $t = 1.75$, le compensateur commence à récompenser et que le courant de la ligne entre dans la même phase que la tension. La figure 4.15, montre l'effet du court circuit à la tension DC du système. Nous constatons encore une fois que le système se stabilise une fois que l'interrupteur est ouvert.

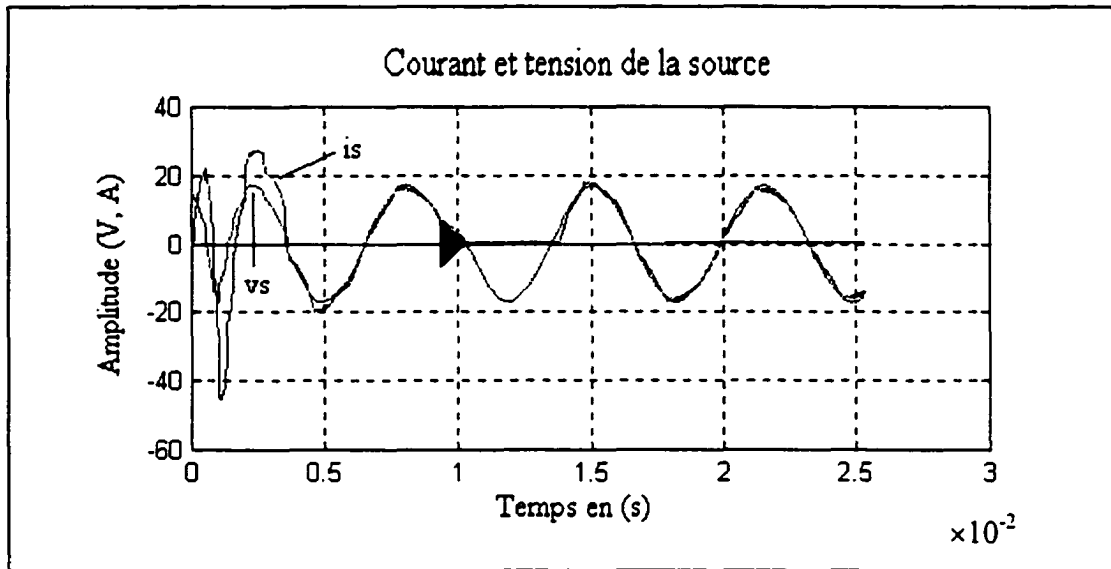


Figure 4.12 : Courant et tension de la source (circuit ouvert)

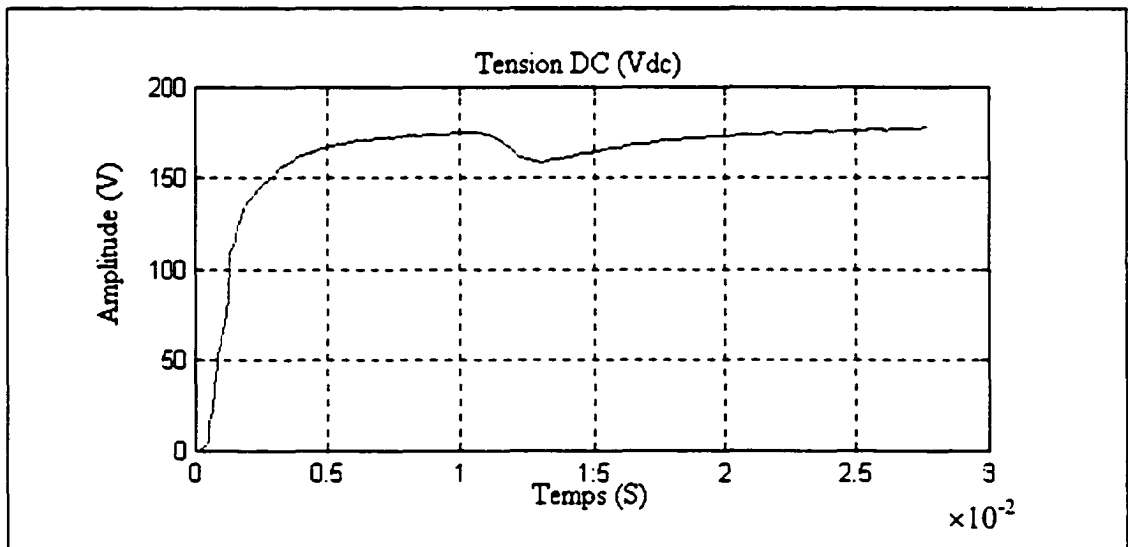


Figure 4.13 : Tension DC (circuit ouvert)

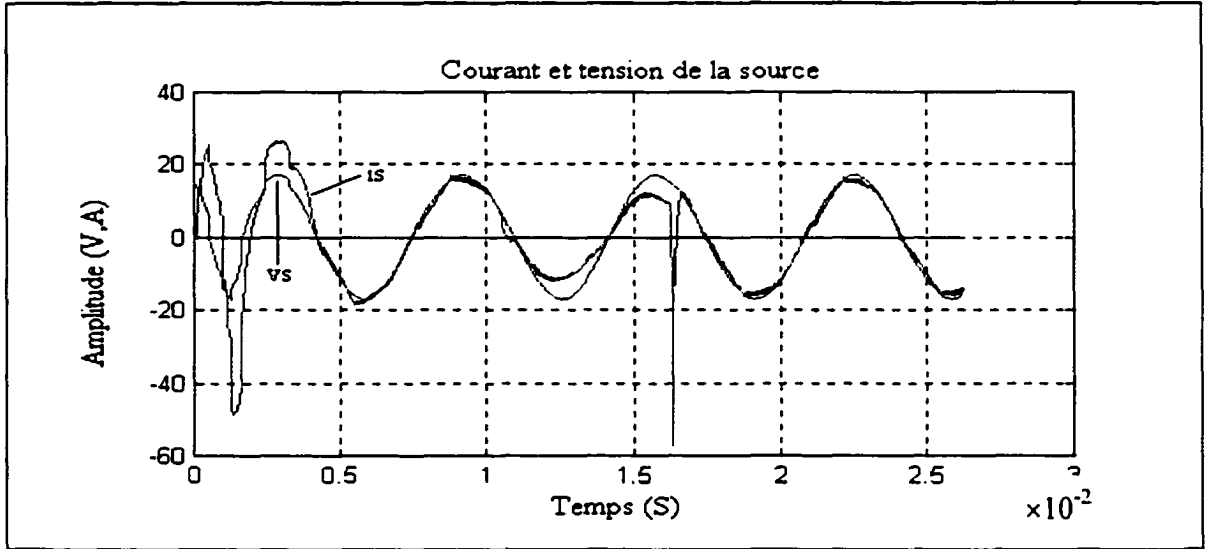


Figure 4.14 : Courant et tension de la source (court circuit)

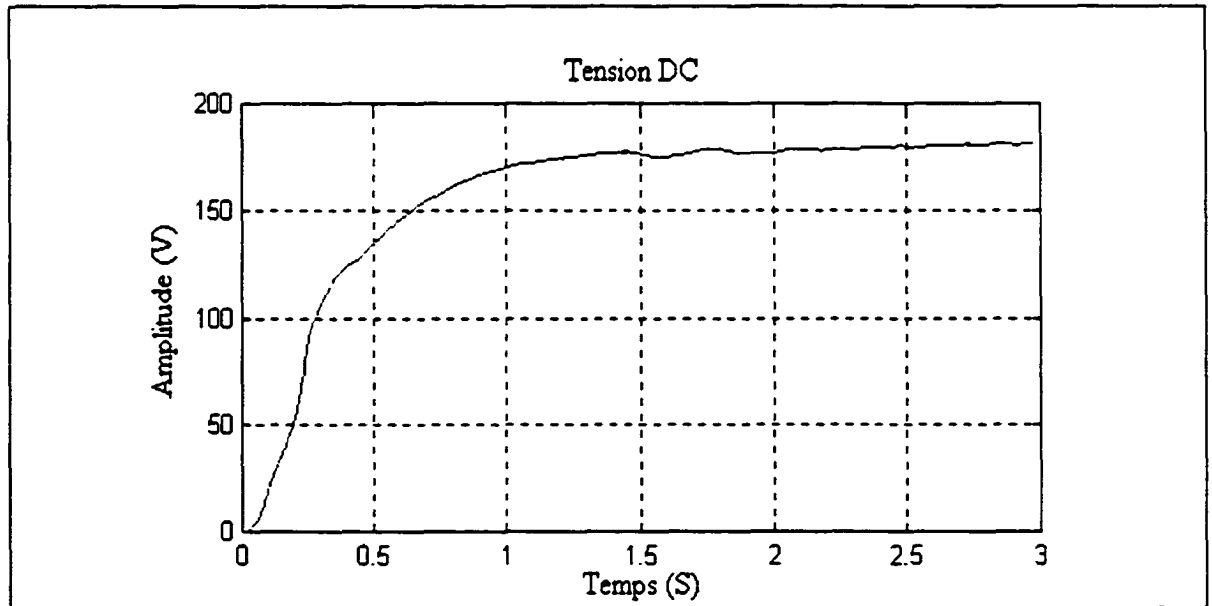


Figure 4.15 : Tension DC (court circuit)

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu l'application de la commande non linéaire sur un système électrique menant un compensateur actif. Les résultats sont satisfaisants mais il y a toujours la place pour l'amélioration. Ce qui est intéressant est l'obtention d'un THD qui est dans la norme imposée par l'industrie.

Dans le prochain chapitre, nous discuterons plus en détail les avantages et les inconvénients de ce modèle en le comparant avec des modèles ou des méthodes déjà existants.

CONCLUSION GÉNÉRALE ET RECOMMANDATIONS

Les études, simulations et analyses effectuées dans le cadre de ce projet ont permis d'évaluer et de comprendre, les différentes méthodes de commande utilisées dans l'industrie et aussi en théorie pour la compensation active.

L'objectif de ce projet a été de faire une étude sur l'application d'une commande non linéaire sur un filtre actif. Le système qui a été choisi, a été conçu et simulé au GREPCI. Les résultats avec la méthode classique de commande ont été satisfaisants, mais l'approche pour résoudre les problèmes des harmoniques a été différente. Nous avons voulu faire une étude approfondie sur une nouvelle méthode de commande. Nous avons appliqué la méthode de linéarisation au sens entrée-sortie sur le système qui a été déjà muni d'un contrôleur PI. Les résultats que nous avons obtenus ont été satisfaisants au niveau de la compensation. Mais si nous essayons de faire encore une étude plus approfondie, nous constatons qu'au niveau de la réalisation pratique et de la stabilité, nous avons encore du chemin à faire. En effet, le modèle mathématique utilisé dans le cadre de ce projet, n'est pas très stable ou au moins il n'est pas stable pour l'application de ce genre de commande ou de système. Nous avons eu des difficultés à valider le modèle utilisé dans le système choisi. Comme nous l'avons déjà dit, nous remarquons qu'au niveau pratique, nous aurons à dépenser plus d'argent pour la réalisation de ce système. En comparant, les méthodes déjà existantes et la méthode déjà évaluée dans ce projet, nous constatons que nous avons à faire plus de mesures pour réaliser cette méthode que les autres méthodes. Nous aurons à faire, 13 mesures comparativement aux dix mesures de la méthode de commande à courant indirect [2]. Nous savons qu'au niveau pratique les capteurs pour ce genre de mesure sont assez chers. Donc il est plus

profitable d'utiliser moins de capteurs possible. Le point positif de cette méthode de commande est que la compensation est plus rapide. Dans la méthode à courant indirect, il prenait un temps relativement plus long pour que le compensateur commence à faire la compensation. Ce temps est le temps qui prend pour que le condensateur à la sortie du compensateur se charge. Nous appelons ce délai, le régime transitoire du système. Dans la méthode utilisée dans ce projet, le régime transitoire est beaucoup plus court que le compensateur muni d'un PI (voir annexe C). Ce qui veut dire que nous avons un temps de compensation plus rapide. Mais au niveau pratique, la capacité est préchargée et il n'y a pas vraiment de régime transitoire.

Ce projet a permis d'établir une nouvelle percée dans l'application de la commande non linéaire à l'électronique de puissance et dans le domaine des filtres actifs. Donc, il est recommandé de faire des études plus approfondies au niveau des modèles. La méthode quant à elle a prouvé que si le modèle est stable, elle peut fonctionner et même donner des résultats assez impressionnants. Bien sûr, les paramètres choisis dans un système, jouent un rôle important pour la validation de cette méthode.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] K. Chatterjee, B. G. Fernandes, and Gopal K. Dubey, *An instantaneous reactive volt-ampere compensateur and harmonic suppressor system*, IEEE transactions on power electronics. Vol. 14. No. 2. March 1999, pp381-392.
- [2] B.N. Singh, Ambrish Chandra et Kamal AL-Hadad *Performance comparaison of two current control techniques applied to an active filter*, harmonics and quality of power proceeding, 1998. Proceeding 8th international conference on, Vol. 1, 1998 pp 133-138.
- [3] J. Nastran, R. Cajhen, M. Seliger, and P. Jereb, *Active power filter for non linear ac loads*, IEEE transactions on power electronics. Vol. 9. January 1994, pp92-96.
- [4] H. Akagi and A. Nabae, *The p-q theory in three-phase systems under non-sinusoidale conditions*, ETEP. Vol. 3, No. 1, January 1993, pp27-31.
- [5] Fang-Zhang Peng, Hirofumi Akagi and Akira Nabae, *A study of active power filters using quad-series voltages-source PWM converters for harminic compensation*, IEEE tansactions on power electronics. Vol. 5, No. 1. January 1999, pp9-15.
- [6] H.L. Jou, C. Wu, and H. Y. Chu, *New single phase active power filter*, Proc. Inst. Elect. Eng. Vol. 141. No. 3. October 1994, pp129-134.
- [7] T. C. Shuter, H. T. Vollkommer, Jr., and J. L. Kirkpatrick, *Survey of harminics levels on the american electric power distribution system*, IEEE transactions on power delivery. Vol. 4. October 1989, pp2204-2213.

- [8] Singh B., Al-Haddad Kamal, and Chandra Ambrish, *A review of active filters for power quality improvment*, IEEE transactions on industrial electronics, Vol. 46. No. 5. October 1999, pp960-971.
- [9] Singh B., Chandra Ambrish and Al-Haddad K., *A three phase active power filter for harmonic and reactive power compensation*, Electrical and computer engineering, 1996. Canadian Conference on, Vol, 2, 1996 pp834-841
- [10] Réal-Paul Bouchard, Guy Olivier, *Électrotechnique deuxième édition*, presses internationales Polytechnique, 1999.
- [11] Stoline Jean-Jaques and Weiping Li, *Applied non linear control*, Prentice Hall, 1991, pp216-233
- [12] L. Gyugyi, E.C. Strycula, *Active AC power filters*, IEEE Transactions on Industry Applications, 1976, pp. 529-535.
- [13] L. Gyugi, *Unified power-flow control concept for flexible AC transmission systems*, IEE Proceedings-C, vol. 139, no. 4, July 1992.

ANNEXE A

Paramètres du système

PARAMÈTRES DU SYSTÈME

Paramètres des transistors *MOSFETs* dans le convertisseur

Mosfet (mask) (link)

MOSFET in parallel with a series RC snubber circuit. In on-state the MOSFET model has internal resistance (R_{on}) and inductance (L_{on}). In off-state the MOSFET model has infinite impedance. The internal inductance cannot be set to zero. Discretization of the MOSFET is available only through the Universal Bridge block.

Parameters

MOSFET on-state resistance R_{on} (Ohms):

MOSFET on-state inductance L_{on} (H):

Internal diode resistance R_d (Ohms):

Initial current I_c (A):

Snubber resistance R_s (Ohms):

Snubber capacitance C_s (F):

OK Cancel Help Apply

Paramètres utilisée dans la charge

Diodes

Diode (mask) [link]

Implements a diode in parallel with a series RC snubber circuit. In on-state the Diode model has an internal resistance (R_{on}) and inductance (L_{on}). For most applications the internal inductance should be set to zero. The Diode impedance is infinite in off-state mode.

Parameters

Resistance R_{on} (Ohms)

Inductance L_{on} (H)

Forward voltage V_f (V)

Initial current I_s (A)

Snubber resistance R_s (Ohms)

Snubber capacitance C_s (F)

OK Cancel Help Apply

Résistance et l'inductance de la charge

Les Paramètres du réseau

Tension (V_s) de la source

Phase 1

The image shows two screenshots of circuit simulation software dialog boxes. The top dialog box is titled 'AC Voltage Source (mask) (link)' and 'Ideal sinusoidal AC Voltage source'. It contains the following parameters: 'Peak amplitude (V)' with a value of 1, 'Phase (deg)' with a value of 0, 'Frequency (Hz)' with a value of 60, 'Sample time' with a value of 0, and 'Measurements' set to 'None'. The bottom dialog box is titled 'Series RLC Branch (mask) (link)' and 'Implements a series RLC branch'. It contains the following parameters: 'Resistance R (Ohms)' with a value of 1, 'Inductance L (H)' with a value of 10e-3, 'Capacitance C (F)' with a value of inf, and 'Measurements' set to 'None'. Both dialog boxes have 'OK', 'Cancel', 'Help', and 'Apply' buttons at the bottom.

AC Voltage Source (mask) (link)
Ideal sinusoidal AC Voltage source

Parameters

Peak amplitude (V): 1

Phase (deg): 0

Frequency (Hz): 60

Sample time: 0

Measurements: None

OK Cancel Help Apply

Series RLC Branch (mask) (link)
Implements a series RLC branch

Parameters

Resistance R (Ohms): 1

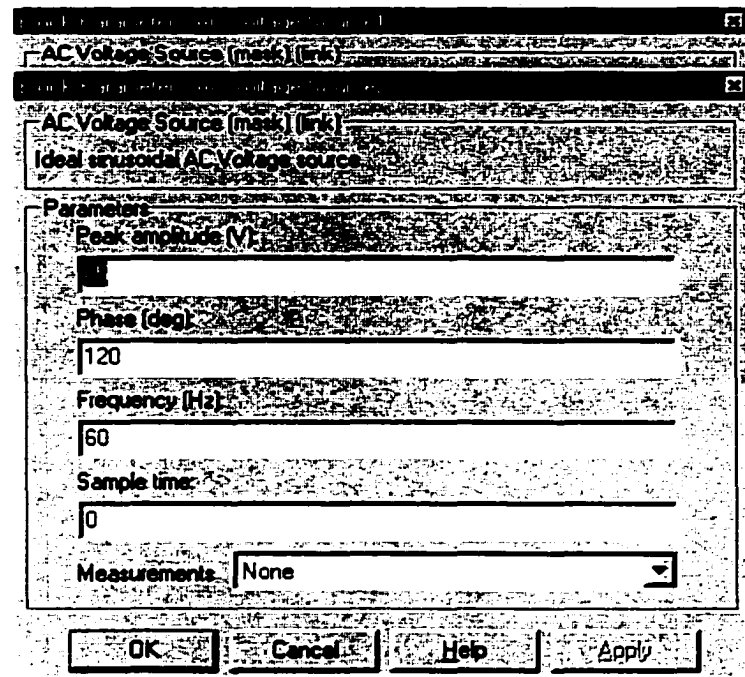
Inductance L (H): 10e-3

Capacitance C (F): inf

Measurements: None

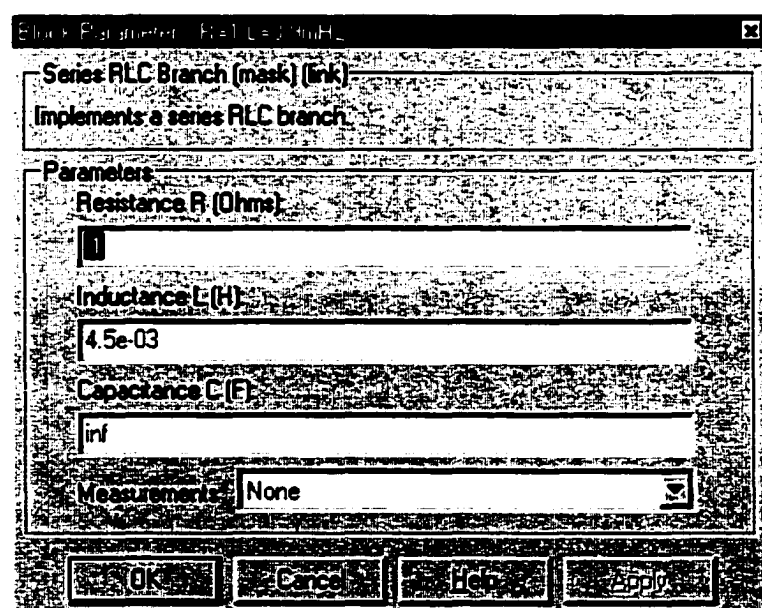
OK Cancel Help Apply

Phase 2



Phase 3

Inductance (L) et la résistance (R) de la ligne



Condensateur (C) à la sortie du filtre

Block Properties: Parallel RLC Branch

Parallel RLC Branch (mask) (link)
Implements a parallel RLC branch.

Parameters:

Resistance R (Ohms)
[inf]

Inductance L (H)
[inf]

Capacitance C (F)
3000e-06

Measurements: None

OK Cancel Help Apply

Inductance à l'entrée de la charge

Block Properties: Series RLC Branch

Series RLC Branch (mask) (link)
Implements a series RLC branch.

Parameters:

Resistance R (Ohms)
[inf]

Inductance L (H)
2e-03

Capacitance C (F)
[inf]

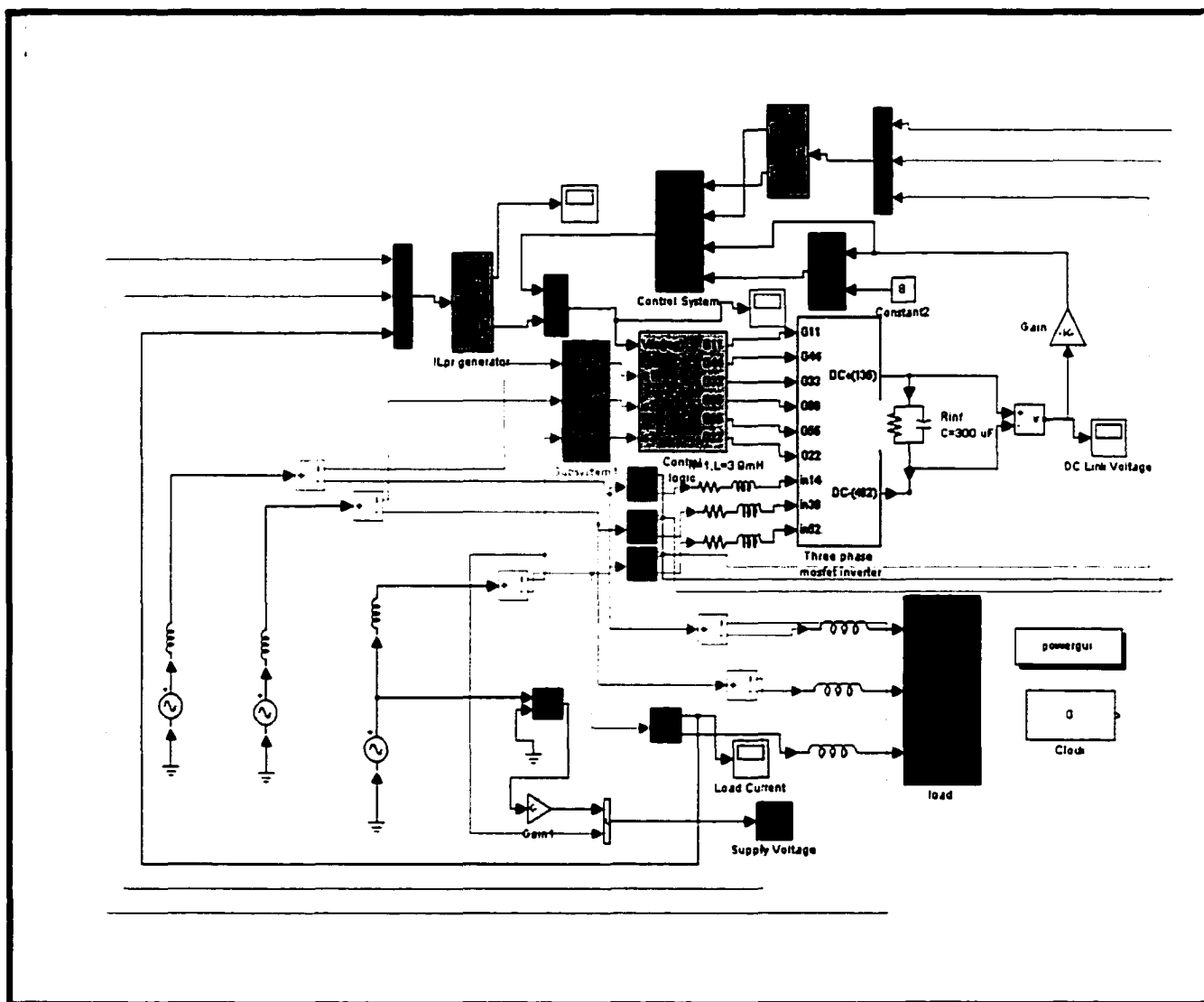
Measurements: None

OK Cancel Help Apply

ANNEXE B

Schéma du montage (Power Système Blockset)

SCHÉMA DU MONTAGE (POWERLIB)



ANNEXE C

Résultats des simulations avec le contrôleur PI

RÉSULTATS DES SIMULATIONS AVEC LE CONTRÔLEUR PI

