

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

BADJI MOKHTAR-ANNABA UNIVERSITY
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR-ANNABA



جامعة باجي مختار - عنابة

Faculté des sciences de l'ingénieur

Année : 2006

Département d'Electromécanique

MEMOIRE :

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de **MAGISTER**

**CONTRIBUTION DES DISPOSITIFS STATIQUES
DE COMPENSATION DANS LES SYSTEMES
ELECTROMECHANIQUES**

Option :

Electromécanique

Présenté par :

BOUGHABA MOURAD

Rapporteur : Dr DIABI .R M.C U. Annaba

Devant le jury :

Président : Dr HADJADJ .OE M.C U. Annaba

Examineurs : Dr YOUSFI .A M.C U. Annaba

Membre invité : HAMDAOUI .R C.C U. Annaba

" DEDICASE "

Je dédie ce modeste travail a l'esprit de défunt mon cher père et de ma mère pour son sacrifice et son soutien moral et psychique.

*A mes frères : **RAFIK, KARIM** et a ma seule sœur **HOUDA**.*

*A tout les membres de la famille "**BOUGHABA**".*

A tout mes amis sans exception

*Et a la mémoire de défunt "**LASMAR ABD.MALEK**"
Et tous les membres de la classe **Electromécanique** promotion "**2004**"*

"REMERCIEMENT"

*Mes sincères remerciement vont tout d'abord à mon encadreur : MR **DIABI. R** et co-encadreur **HAMDAOUI. R** pour leurs orientations et ses encouragements.*

Je remercie aussi toutes les personnes qui m'ont aidé à achever ce travail tout les enseignants de l'institut électromécanique.

*Je tient de remercie profondément MR **HASSAN** et son épouse pour leur soutien, ainsi que MR **HANI** et **CHOKRI**.*

SOMMAIRE

Introduction générale**CHAPITRE I : AMELIORATION DE LA QUALITÉ DE L'ONDE AVEC SYSTÈMES D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE**

Introduction	Erreur ! Signet non défini.
I.1 Approche théorique sur la qualité de l'énergie	Erreur ! Signet non défini.
I.1.1 Théorie généralisée de l'énergie électrique	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
I.1.2 Origines et Effets des Perturbations Electriques.....	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
I.1.2.1 <i>Les perturbations harmoniques</i>	Erreur ! Signet non défini.
I.1.2.2 <i>Les perturbations sur la valeur efficace de la tension</i>	Erreur ! Signet non défini.
I.2 L'amélioration de la qualité de l'énergie	Erreur ! Signet non défini.
I.2.1 Le rôle de l'Electronique de Puissance dans l'amélioration de la qualité de l'énergie	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>

CHAPITRE II : LES PERTURBATIONS INDUITES DANS LE RESEAU PAR LES CONVERTISSEURS STATIQUES ET PHENOMENE D'EMPIETEMENT

II.1 Les perturbations induites dans le réseaux par les convertisseurs statiques	Erreur ! Signet non défini.
II.1.1 Propagation des harmoniques	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
II.1.2 Les harmoniques produits par les redresseurs	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
II.2 Phénomène d'empiètement :	Erreur ! Signet non défini.
II.2.1 Présentation de phénomène	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
II.2.2 Angle de commutation.....	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
II.2.2.1 <i>calcul de l'angle de commutation</i>	Erreur ! Signet non défini.
II.2.2.2 <i>Chute de tensions $\Delta_1 U_d$, $\Delta_1 U_d'$</i>	Erreur ! Signet non défini.
II.2.2.3 <i>variation de l'angle de commutation μ' en fonction de l'angle de retard α :</i>	Erreur ! Signet non défini.
II.2.2.4 <i>variation de l'angle de commutation μ pour un angle de retard α nul (pont de diodes)</i>	Erreur ! Signet non défini.
II.2.3 Effets des commutations.....	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
II.2.3.1 <i>Altération de la forme d'onde des tensions</i>	Erreur ! Signet non défini.
II.2.3.2 <i>Déphasage des ondes de courants</i>	Erreur ! Signet non défini.
II.2.4 <i>Raté de commutation</i>	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
II.2.5 Exemples de simulation à partir de plusieurs circuits de base ..	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
II.2.5.1 <i>Cas d'un pont redresseur à diodes</i>	Erreur ! Signet non défini.
II.2.5.1.1 <i>Valeurs des éléments pour la simulation</i>	Erreur ! Signet non défini.
II.2.5.2 <i>Cas d'un pont redresseur à thyristors</i>	Erreur ! Signet non défini.
II.2.5.2.1 <i>Valeurs des éléments pour la simulation</i>	Erreur ! Signet non défini.
II.2.5.2.2 <i>Résultats des simulations</i>	Erreur ! Signet non défini.
II.2.5.3 <i>Interprétation des résultats</i>	Erreur ! Signet non défini.

CHAPITRE III : MODELISATION ET COMMANDE DE L'ONDULEUR DE TENSION	
<u>Introduction</u>	Erreur ! Signet non défini.
<u>III.1 Configurations de l'onduleur de tension</u>	Erreur ! Signet non défini.
<u>III.2 Modélisation de l'onduleur de tension</u>	Erreur ! Signet non défini.
III.2.1 Commande à la fréquence des grandeurs de sortie (pleine onde)	Erreur ! Signet non défini.
III.2.2 Commande à des fréquences supérieures	Erreur ! Signet non défini.
III.2.2.1 Commande en MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)	Erreur ! Signet non défini.
III.2.2.2 MLI vectorielle	Erreur ! Signet non défini.
<u>III.3 Exemple de simulation d'un onduleur de tension avec neutre raccordé</u>	Erreur ! Signet non défini.
III.3.1 valeurs et paramètre de simulation	Erreur ! Signet non défini.
III.3.2 cas ou m=9	Erreur ! Signet non défini.
III.3.2 cas ou m=100	Erreur ! Signet non défini.
<u>III.4 Influence de l'indice de modulation</u>	Erreur ! Signet non défini.
<u>III.5 Résultats de simulation</u>	Erreur ! Signet non défini.
<u>III.6 Conclusion</u>	43
CHAPITRE IV : INTRODUCTION A LA COMPENSATION PAR LES CONVERTISSEURS DE L'ECTRONIQUE DE PUISSANCE	
<u>IV.1 Briques Élémentaires des compensateurs D'EP</u>	Erreur ! Signet non défini.
IV.1.1 Éléments Passifs Commutés (EPC)	Erreur ! Signet non défini.
IV.1.2 Onduleur de tension	Erreur ! Signet non défini.
<u>IV.2 Topologies de compensation</u>	Erreur ! Signet non défini.
IV.2.1 Compensation Série	Erreur ! Signet non défini.
IV.2.2 Compensation Shunt	Erreur ! Signet non défini.
IV.2.3 Compensation Universelle	Erreur ! Signet non défini.
<u>IV.3 Conclusion</u>	49
CHAPITRE V : FILTRE ACTIF PARALLELE	
<u>V.1. Principes de fonctionnement</u>	Erreur ! Signet non défini.
<u>V.2. Structure générale</u>	Erreur ! Signet non défini.
<u>V.3 Etude de la partie puissance</u>	Erreur ! Signet non défini.
V.3.1 Onduleur de tension	Erreur ! Signet non défini.
V.3.1.1 Structure générale	Erreur ! Signet non défini.
V.3.1.2 Tension fournie par l'onduleur	Erreur ! Signet non défini.
V.3.1.4 Représentation vectorielle	Erreur ! Signet non défini.
V.3.2 Système de stockage d'énergie	Erreur ! Signet non défini.
V.3.3 Filtre de sortie	Erreur ! Signet non défini.
<u>V.4 Etude de la partie contrôle commande</u>	Erreur ! Signet non défini.
V.4.1 Introduction à la stratégie de commande	Erreur ! Signet non défini.
V.4.2 Méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées	Erreur ! Signet non défini.
V.4.2.1 Généralités sur les puissances instantanées	Erreur ! Signet non défini.
V.4.2.2 Séparation des puissances perturbatrices	Erreur ! Signet non défini.
V.4.2.3 Calcul des courants perturbateurs	Erreur ! Signet non défini.
V.4.2.4 Algorithme d'identification	Erreur ! Signet non défini.

V.4.3 Régulation de la tension continue	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
V.4.4 La commande de l'onduleur	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
V.4.4.1 Commande par hystérésis	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
V.4.4.2 Commande par MLI	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
V.4.5 La Régulation du courant du filtre actif parallèle.....	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
V.5 Résultat de simulation	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
<i>Sommaire</i> V.5.1. cas d'un pont redresseur à diode (charge 1).....	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
V.5.2. cas d'un pont redresseur à diode (charge 2).....	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
V.5.3. cas d'un pont redresseur à thyristors (charge 3)	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
V.5.4. cas du variation de la charge (charge 1 vers charge 2).....	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
V.5.5. Interprétation des résultats:	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
V.6 Conclusion	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>

Conclusion générale	72
Bibliographie	

Résumé :

L'énergie, quelle que soit son origine première, est de plus en plus utilisée sous forme électrique.

Cette évolution est liée à la souplesse d'utilisation de cette forme d'énergie dont l'intérêt est grandement fonction de la qualité du produit fourni aux utilisateurs.

Cependant cette qualité est dégradée par des charges non linéaires raccordées aux réseaux de distribution d'énergie.

Le phénomène le plus gênant est donc la prolifération d'appareillages non linéaires tels les arcs électriques, ou les soupapes électroniques. On est alors confronté à l'apparition potentielle de distorsion de tension.

L'expansion de l'emploi des charges électroniques non linéaire durant les dernières années a significativement contribué à la propagation des harmoniques dans les systèmes électroniques de puissance. Comme ces charges sont indispensables pour des besoins industriels, de nombreuses recherches ont été lancées, ayant pour objectif de fournir un remède au problème engendré par les harmoniques.

Plusieurs solutions ont été proposées, parmi elles l'utilisation des filtres passifs. Cette solution est la plus simple et la moins chère mais sans doute, elle n'est pas la plus efficace.

De plus, le progrès dans le domaine des semi-conducteurs de puissance a permis de concevoir des dispositifs d'élimination des harmoniques appelées : 'filtres actifs', dont l'objectif est l'élimination des problèmes intrinsèques des filtres passifs.

Cette mémoire présente une étude détaillée et la plus large possible des problèmes sus-cités passant par une modélisation et puis une simulation des montages les plus employés du domaine pour finir avec une des interprétations et conclusions qui ont conduit certainement à l'impact du filtre actif parallèle sur les installations électromécaniques.

Mots clés :

Filtre actif – compensateur – onduleur de tension – modélisation – harmonique -puissance réactive - simulation.

Abstract :

Energy, whatever its origin first, is used more and more in electric form.

This evolution is related to the flexibility in use of this form of energy whose interest is largely a function of the quality of the product provided to the users.

However this quality is degraded by nonlinear loads connected to the distribution networks of energy.

The most awkward phenomenon is thus the proliferation of nonlinear equipment such electric arcs, or the electronic valves. Then confronted with the potential appearance of distortion of tension.

During the last years, the expansion use of the electronic nonlinear loads contributed the propagation of the harmonics in the power electronic systems.

As these loads are essential for industrial needs, many researches were launched, having for objective to provide a remedy for the problem generated by the harmonics.

Several solutions were proposed, among them the use of the passive filters. This solution is simplest and the least expensive but undoubtedly, it is not most effective.

Moreover, progress in the field of the semiconductors of power electronic made it possible to design devices for elimination of the harmonics called 'actives filters', whose objective: elimination of the intrinsic problems of the passive filters.

This memory present the detailed study and broadest possible of the problems caused while passing by a modeling and then a simulation of the systems most employed field finished then with one of the interpretations and conclusions which led certainly to the impact of the parallel active filter on the electromechanical systems.

Resume

ملخص:

الطاقة مهما كان أصلها تستعمل غالبا على الشكل الكهربائي. هذا التطور مربوط بليوننة استعمال هذا الشكل من الطاقة من خلاله النتيجة متعلقة بشكل كبير و أساسي بنوعية المنتج المعد للمستعملين.

على أية حال هذه النوعية تخفض بالأحمال الاخطية الموصولة بشبكات توزيع الطاقة .

إن الظاهرة الأصعب هي في تكاثر الأجهزة الاخطية مثل الأقواس الكهربائية, أو الصمامات الإلكترونية , لذا فنحن نواجه بالظهور المحتمل لتشويه التوتر.

إن توسع استعمال الأحمال الإلكترونية الاخطية في السنوات الأخيرة ساهم في توليد التوفيقات بالشكل الملحوظ الأنظمة الإلكترونية للقدرة , وبما أن هذه الاحمال ضرورية للحاجات الصناعية , العديد من البحوث أطلقت في هذا المجال هدفها إيجاد حل لهذه المشكلة.

عدة حلول اقترحت من بينها استعمال المرشحات الخاملة, هذا الحل أسهل و أقل غلاء لكن بلا شك هو ليس أكثر فعالية.

علاوة على ذلك التقدم في ميدان أشباه موصلات القوة جعل من الممكن تصميم أدوات إزالة هذه التوافقيات تدعى "المرشحات النشطة", و التي الهدف منها إزالة المشاكل الجوهرية للمرشحات الخاملة.

هذه المذكرة تقدم الدراسة المفصلة و الموسعة في ما يتعلق بالمشاكل المذكورة مسبقا , مرورا بعرض ثم محاكاة الأنظمة الأكثر استعمالا و شيوعا في الميدان , منتهية بذلك بتقديم التفسيرات و الاستنتاجات التي قادت بالتأكيد إلى تأثير المرشح النشط المتوازي على الأنظمة الكهروميكانيكية.

INTRODUCTION GENERALE

L'énergie, quelle que soit son origine première, est de plus en plus utilisée sous forme électrique.

Cette évolution est liée à la souplesse d'utilisation de cette forme d'énergie dont l'intérêt est grandement fonction de la qualité du produit fourni aux utilisateurs. Cette qualité peut être caractérisée de la façon suivant :

- Symétrie des systèmes polyphasés;
- Stabilité de la fréquence et de l'amplitude des tensions;
- Forme d'onde des tensions sinusoïdales.

Cependant cette qualité est dégradée par des charges non linéaires raccordées aux réseaux de distributions d'énergie.

Le phénomène le plus gênant est donc la prolifération d'appareillages non linéaires tels les arcs électriques, ou les soupapes électroniques. On est alors confronté à l'apparition potentielle de distorsion de tension.

L'électronique de puissance permet, par ses structures, le contrôle des flux de puissance entre deux sous systèmes et ce, de manière souple et rapide. Par puissance, on entend toutes les formes d'échange : puissances active et réactive. En fonction de l'application, le flux peut être unidirectionnel ou bidirectionnel, et son contrôle peut être continu (la puissance transférée peut prendre n'importe quelle valeur entre le maximum disponible et zéro), discrète (seulement certaines valeurs sont possibles) ou de type tout/rien.

Un champ d'application, important et en croissance soutenue, des systèmes d'électronique de puissance est le réseau électrique, en particulier le réseau de distribution. L'électronique de puissance peut être utilisée pour contrôler le flux de puissance soit entre deux parties différentes du même réseau soit entre le réseau et des systèmes qui se connectent pour absorber et/ou injecter de l'énergie.

L'électronique de puissance a ainsi une influence très importante dans l'évolution des réseaux électriques et dans les prochaines années, son rôle sera encore plus important, car ses applications classiques ont été élargies par d'autres fonctionnalités.

L'expansion de l'emploi des charges électroniques non linéaire durant les dernières années a significativement contribué à la propagation des harmoniques dans les systèmes électriques de puissance. Comme ces charges sont indispensables pour des besoins industriels (les démarreurs électroniques des moteurs, les variateurs électroniques de la vitesse), de nombreuses recherches

ont été lancées, ayant pour objectif de fournir un remède au problème engendré par les harmoniques.

Plusieurs solutions ont été proposées, parmi elles l'utilisation des filtres passifs. Cette solution est la plus simple et la moins chère mais sans doute, elle n'est pas la plus efficace. L'efficacité de ces filtres se trouve dégradée par la présence de certains facteurs :

Introduction générale

- ~~Insuffisante habilité à couvrir une large bande de fréquence qui nécessite~~ l'installation des plusieurs filtres.
- Naissance de résonance série et parallèle avec les réseaux qui conduit à l'amplification de tout harmonique à fréquence voisine de celle de la résonance.

De plus le progrès dans le domaine des semi conducteurs de puissance a permis de concevoir des dispositifs d'élimination des harmonique appelés : "Filtres actifs", dont l'objectif est l'élimination des problèmes intrinsèque des filtres passifs.

Ce mémoire présente une étude approfondie accompagnée d'un travail de simulation, balayant la décomposition des signaux en spectre d'harmonique, étude faite à base des séries de fourier. Suivie de l'impact de l'électronique de puissance sur la qualité de l'énergie ensuite vient l'effet de la réponse en temps réel par le calcul et la simulation qui sera enchaîné par l'étude des onduleurs comme moyen de compensation, pour arriver en fin à la compensation parallèle avec tous les modèles mathématiques, la simulation détaillée ainsi que l'interprétation des résultats obtenues.

Listes des tableaux

Tableau	Désignation	Chapitre	page
Tableau 1	Tensions générées par l'onduleur	V	53
Tableau 1	Valeur des harmonique avons et après Compensation	V	70
Tableau 2	Valeur des harmonique avons et après Compensation	V	70

Liste des figures

Figure	Désignation	Chapitre	Page
Figure 1	Décomposition en composantes harmoniques	I	2
Figure 2	Courant absorbé par un redresseur triphasé à diodes	I	3
Figure 1	Harmonique produit par les redresseurs	II	7
Figure 2	Redresseur triphasé à 6 thyristors	II	8
Figure 3	Variation de l'angle de commutation μ' en fonction de l'angle de retard α	II	10
Figure 4	Commutateur monophasé de courant Variation de l'angle de commutation.	II	11
Figure 5	Pont triphasé à diodes	II	13
Figure 6	Pont redresseur à diodes	II	14
Figure 7	Pont redresseur à thyristors	II	14
Figure 8	Forme de la variation de la tension redressée sans commutation et pendant la commutation	II	15
Figure 9	Forme des courants des diodes	II	15
Figure 10	Forme des courants des phases	II	16
Figure 11	Forme d'onde des tensions simples	II	16
Figure 12	Formes d'onde des tensions composées	II	17
Figure 13	Les Altérations et chute de tension	II	17
Figure 14	Forme de la variation de la tension redressée sans commutation et pendant la commutation	II	18
Figure 15	Forme des courants des thyristors	II	18

Figure 16	Forme des courants des phases	II	19
Figure 17	Forme d'onde des tensions simples	II	19
<i>Listes des figures</i> Figure 18	Formes d'onde des tensions composées	II	20
Figure 19	Les Altération de tension	II	20
Figure 1	Schéma équivalent d'un onduleur de tension triphasé	III	23
Figure 2	Bus continu de l'onduleur de tension avec neutre raccordé	III	26
Figure 3	Allure des tensions d'un onduleur triphasé pour une commande en pleine onde (configuration neutre raccordée).	III	27
Figure 4	Détermination des instants de commutation dans le cas d'une MLI intersective	III	28
Figure 5	Détermination des instants de commutation	III	30
Figure 6	Détermination des instants de commutation	III	31
Figure 7	Formes d'onde des tensions de branche	III	31
Figure 8	Formes d'onde de la tension composée	III	32
Figure 9	Formes d'onde des tensions de phase	III	32
Figure 10	Détermination des instants de commutation	III	33
Figure 11	Instants de commutation des interrepteurs	III	33
Figure 12	Formes d'onde des tensions de branche	III	34
Figure 13	Formes d'onde de la tension composée	III	34
Figure 14	Formes d'onde des tensions de phase	III	35
Figure 15	Analyse temporelle et spectrale de V_a Pour $m=15$	III	37
Figure 16	Analyse temporelle et spectrale de V_{ab} Pour $m=15$	III	38
Figure 17	Analyse temporelle et spectrale de V_a	III	39

	Pour $m=33$		
Figure 18	Analyse temporelle et spectrale de V_{ab} Pour $m=30$	III	40
Figure 19	Analyse temporelle et spectrale de V_a Pour $m=100$	III	41
Figure 20	Analyse temporelle et spectrale de V_{ab} Pour $m=100$	III	42
Figure 1	Réactance commutée par thyristor	IV	45
Figure 2	Banc de condensateurs commutable	IV	45
Figure 3	Schéma équivalent d'un onduleur de tension monophasé	IV	46
Figure 4	Principe de compensation série par convertisseur d'EP	IV	47
Figure 5	Principe de compensation shunt par convertisseur d'EP	IV	48
Figure 6	Principe de compensation universelle par convertisseur	IV	48
Figure 1	Principe du filtre actif parallèle	V	50
Figure 2	Structure générale du filtre actif parallèle	V	51
Figure 3	Structure générale du filtre actif parallèle	V	52
Figure 4	Onduleur de tension triphasé	V	52
Figure 5	Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur	V	54
Figure 6	Schéma représentant le principe de séparation des puissances	V	57
Figure 7	Schéma de principe de la méthode d'identification des puissances instantanées	V	59
Figure 8	Boucle de régulation de la tension continue	V	60
Figure 9	Contrôle de courant par hystérésis	V	61
Figure 10	Contrôle de courant par MLI	V	61
Figure 11	Schéma de la régulation des courants du F.A.P	V	62
Figure 12	Courants de références déduit par la méthode des	V	63

	puissances actives et réactives instantanées		
Figure 13	Analyse temporelle de la compensation	V	64
Figure 14	Analyse spectrale de la compensation	V	64
<i>Listes des figures</i>			
Figure 15	Courants de références déduit par la méthode des puissances actives et réactives instantanées	V	65
Figure 16	Analyse temporelle de la compensation	V	65
Figure 17	Analyse spectrale de la compensation	V	66
Figure 18	Courants de références déduit par la méthode des puissances actives et réactives instantanées	V	66
Figure 19	Analyse temporelle de la compensation	V	67
Figure 20	Analyse spectrale de la compensation	V	67
Figure 21	Courants de références déduits par la méthode des puissances actives et réactives instantanées	V	68
Figure 22	Forme du courant de charge	V	68
Figure 23	Analyse temporelle de la compensation	V	69

Symboles utilisés

A_r	Amplitude de la référence
A_p	Amplitude de la porteuse
D	Puissance déformante
d_K	Fonction de commutation
f	Fréquence
f_m	Fréquence de commutation
$f_{réf}$	Fréquence de référence
h	Rang des harmoniques de courant
i	Courant instantané
I_d	Courant redressé
I_h	Courant harmonique
I_{inj}	Courant injecté
I_L	Courant perturbé
I_S	Courant absorbé par la charge polluante
I_o	Composantes homopolaires du courant
I_α, I_β	Courant au repère $\alpha - \beta$
K	Etat des interrupteurs ($K = a, b, c$)
K_c	Cœf des régulateurs
L	Inductance de phase
L_c	Inductance de commutation
L'	Inductance de fuite du transformateur
L_{lis}	Inductance de lissage
L_s	Inductance de la source
m	Indice de modulation
P	Indice de pulsation de la tension redressée
P	Puissance active
p	Puissance instantanée
p_o	la puissance homopolaire instantanée
\bar{p} \bar{q}	Puissances continues
\tilde{p} \tilde{q}	Puissances alternatives
Q	Puissance réactive
q	Nombre de tension alternative a redressé
q	Puissance imaginaire instantanée
r	Coefficient de réglage (MLI)
R_s R_{ch}	Résistances
rcc	Rapport de court-circuit

S	Puissance apparente
S_1, S_2, S_3	Etat des signaux de commande
t	temps
T	Période
T ou T'	Thyristor
U_d	Valeur moyenne de la tension redressée en charge
U_{d0}	Valeur moyenne de la tension redressée à vide
V	Valeur efficace de la tension a redressée
V_A, V_B, V_C	Valeur efficace des tensions primaires
V_A, V_B, V_C	Valeur efficace des tensions au secondaire
V_1, V_2, V_3	Tensions sinusoïdales
V_1', V_2', V_3'	Tensions sinusoïdales
V_{DC}	Tension continue de l'onduleur de tension
$va0, vb0, vc0$	Tensions des branches
va, vb et vc	Tensions de phase par rapport au neutre de la charge N
V_{No}	La tension entre le neutre de la charge (N) et la référence des tensions de branche
V_0	Composantes homopolaires de tension
V_α, V_β	Tension au repère $\alpha - \beta$
α	Angle de retard au déblocage
μ	Angle de commutation ou d'empiétement pour les redresseurs à diodes
μ'	Angle de commutation ou d'empiétement pour les redresseurs à thyristors
w	Pulsation des tensions d'alimentation
ΔU_d	Chute de tension de la tension redressée moyenne
$\Delta V_1', \Delta V_2', \Delta V_3'$	Altérations de tensions
φ	Déphasage
ω_h	Pulsation la plus faible des harmoniques à compenser
τ	Temps de retard

CHAPITRE I:

*AMELIORATION DE LA QUALITÉ DE L'ONDE
AVEC SYSTÈMES D'ELECTRONIQUE
DE PUISSANCE*

CHAPITRE I : AMELIORATION DE LA QUALITÉ DE L'ONDE AVEC SYSTÈMES D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Introduction :

L'objectif fondamental des réseaux électriques est de fournir aux clients de l'énergie électrique avec une parfaite continuité, sous forme de tensions parfaitement sinusoïdales, avec des valeurs d'amplitude et de fréquence préétablies (en fonction du point de raccordement). Tout écart à cet objectif qui dépasse le seuil établi dans les normes représente une perturbation qui peut être gênante pour le fonctionnement des charges connectées [18].

I.1 Approche théorique sur la qualité de l'énergie

Dans un premier temps, on introduit les bases théoriques pour étudier les perturbations liées à l'onde électrique, la théorie généralisée de l'énergie électrique, l'origine et les effets des perturbations électriques .

I.1.1 Théorie généralisée de l'énergie électrique

La théorie classique de l'énergie électrique ne tient compte que des systèmes électriques basés sur des signaux sinusoïdaux et équilibrés. Cependant les signaux électriques présents sur les réseaux (surtout les courants) sont souvent perturbés et ils ne sont pas parfaitement sinusoïdaux ni équilibrés. Dans le domaine de la qualité de l'énergie, il est indispensable de bien connaître tous les échanges d'énergie entre le réseau et les différentes charges de façon à pouvoir compenser les éventuelles perturbations [18].

L'analyse des signaux non sinusoïdaux et déséquilibrés est basée sur deux concepts mathématiques qui sont les *harmoniques* et les *composantes symétriques*, qui permettent la décomposition des signaux électriques perturbés (non sinusoïdaux et déséquilibrés) en composantes idéales et perturbations.

Le concept d'harmonique a été introduit par Joseph Fourier en démontrant que tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série des sinusoïdes de fréquences discrètes. La composante zéro de la série dite de Fourier est la *composante continue*, tandis que la première composante est appelée *composante fondamentale*. Dans le cas des systèmes raccordés au réseau, celle-ci est une composante à la fréquence nominale du réseau (50Hz). Le reste des composantes de la série sont appelés harmoniques et sont multiples de la fréquence fondamentale [18].

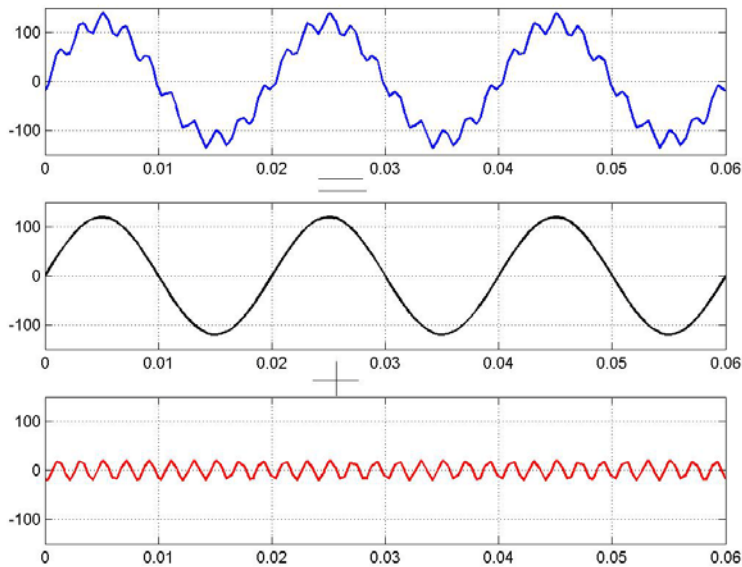


Fig. I.1 : Décomposition en composantes harmoniques

L'outil principal pour étudier les déséquilibres sont les *composantes symétriques*. La principale propriété des composantes symétriques réside dans le fait que n'importe quel système triphasé déséquilibré peut être décomposé en trois composantes équilibrées : la composante *directe*, la composante *inverse* et la composante *homopolaire*. Cette décomposition est applicable à n'importe quel système triphasé. Dans le cas particulier du réseau électrique, on l'applique à la tension et au courant [18].

Ainsi, ces deux concepts ont permis l'élargissement de la théorie énergétique classique basée en principe sur des signaux parfaitement sinusoïdaux et équilibrés. Les définitions de puissance et d'énergie pour ce type de signaux sont universellement acceptées. Dans un système électrique quelconque, on peut définir les grandeurs de puissance suivantes : la puissance instantanée (p), la puissance active (P) et la puissance apparente (S) :

$$p(t) = v(t).i(t) \tag{I.1}$$

$$P = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} p(t).dt \tag{I.2}$$

$$S = V.I \tag{I.3}$$

Où

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} v^2(t) dt} \quad \text{Et} \quad I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} i^2(t) dt} \quad (1.4)$$

1.1.2 Origines et Effets des Perturbations Electriques

Du point de vue de la qualité de l'énergie, on entend par *perturbation électrique* tout écart de la tension réseau par rapport à sa valeur et à sa forme nominale. Par extension, on peut aussi considérer comme perturbations les phénomènes agissant sur la forme du courant, car ils ont une influence directe sur la tension.

Dans le cadre de cette thèse, on s'intéresse essentiellement à deux familles de perturbations :

- ❖ Les perturbations harmoniques (de courant et/ou de tension).
- ❖ Les perturbations sur la valeur efficace de la tension (creux de tension et fluctuations).

1.1.2.1 Les perturbations harmoniques

a) Origine et représentation

Certains appareils (contenant en général des éléments d'EP pour se raccorder au réseau) absorbent un courant qui n'est pas sinusoïdal. Ces charges sont connues comme étant charges non linéaires et sont principalement à l'origine de la distorsion harmonique présente sur le réseau. On les oppose aux charges dites linéaires qui absorbent un courant de même allure et fréquence que la tension d'alimentation. La Fig. 1.2 illustre le courant non sinusoïdal absorbé par une charge non linéaire [18].

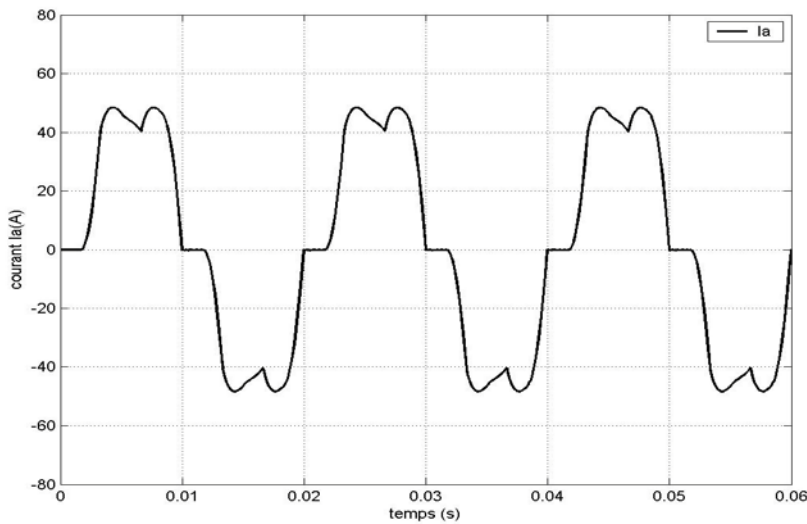


Fig. 1.2 : Courant absorbé par un redresseur triphasé à diodes

b) Effets

Bien que les susceptibilités des différents appareils à l'égard des harmoniques soient très diversifiées, on distingue schématiquement deux sortes d'effets possibles :

- ❖ *Les effets quasi instantanés* sur certains types d'appareillage, tels que l'électronique de puissance, calculateurs, relais, systèmes de contrôle et régulation, etc., la présence d'harmoniques sur les signaux provoque le déplacement du passage par zéro et des modifications de la valeur de crête de l'onde.
- ❖ *Les effets à terme* sur les machines tournantes et les condensateurs, qui se manifestent par des échauffements supplémentaires ; il en découle la destruction de matériel ou plus fréquemment une diminution de leur durée de vie par surcharge thermique.

Ce problème peut être abordé de deux façons :

- On pourrait essayer de *réduire l'impédance du réseau*, en théorie si l'impédance était nulle, la tension et le courant seraient complètement découplés et les harmoniques du courant n'auraient aucun effet sur la tension. Cette solution n'est pas abordable car elle exigerait des modifications très importantes et onéreuses.
- *Ajouter des bifurcations* au système de façon à introduire des voies privilégiées de circulation des harmoniques de courant qui évitent le réseau. Cette solution est la plus utilisée, connue sous le nom de filtrage d'harmoniques.

c) Caractérisation

Différents critères sont définis pour caractériser les perturbations harmoniques. Le taux de distorsion harmonique (*THD*) est le plus employé pour quantifier le contenu harmonique d'un signal :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (I)_h^2}}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} (I)_h^2}} \quad (1.4)$$

1.1.2.2 Les perturbations sur la valeur efficace de la tension

On s'intéresse essentiellement à deux familles de perturbations agissant sur la valeur efficace de la tension, les *creux de tension* et les *fluctuations*.

Un creux de tension est une diminution de la tension à une valeur située entre 1 et 90% de la tension nominale et d'une durée allant de 10ms jusqu'à 1 minute. Une coupure brève est un cas particulier du creux de tension. Sa profondeur est supérieure à 99% et elle est caractérisée uniquement par sa durée (inférieure à 3 minutes). Les coupures longues sont supérieures à 3 minutes [18].

Ce que l'on appelle fluctuation se manifeste par des variations basse fréquence de la valeur efficace, le type le plus connu étant le phénomène de flicker.

a) Origine

La principale source de creux de tension et de coupures brèves sont les courts-circuits et le démarrage de machines de forte puissance. Un court-circuit a comme effet une augmentation très importante du courant dans la ligne où il se produit.

I.2 L'amélioration de la qualité de l'énergie

Une qualité de fourniture idéale n'est ni possible ni viable, car elle aurait un coût excessif. Le but des distributeurs d'énergie est d'assurer un niveau de qualité suffisamment élevée de façon à permettre le fonctionnement satisfaisant de la plupart des charges pendant la plupart du temps, et ce avec un investissement permettant une exploitation rentable du réseau. Normalement, ceci est le cas des pays développés où, mis à part les cas exceptionnels comme les orages de très grande intensité, catastrophes naturelles etc., la qualité de fourniture est plus qu'acceptable pour la grande majorité des clients.

1.2.1 Le rôle de l'Electronique de Puissance dans l'amélioration de la qualité de l'énergie

L'électronique de puissance peut jouer un rôle très important dans la plupart des actions d'amélioration de la qualité de l'énergie.

Ainsi, elle peut être présente dans toutes les techniques d'amélioration basées sur des *actions sur la charge* (modification des caractéristiques et compensation des perturbations) et de *minimisation des effets des perturbations* (remplacement et compensation des perturbations) [18].

Ainsi dans le cas de la modification des caractéristiques de la charge, l'EP permet une alimentation graduelle des moteurs par exemple, de façon à éviter les surintensités au démarrage ou même de modifier la façon d'absorber de l'énergie du réseau, en remplaçant une source d'harmoniques importante comme un redresseur à diodes par une autre topologie à prélèvement sinusoïdal.

CHAPITRE III:

*LES PERTURBATIONS INDUITES DANS LE
RESEAU PAR LES CONVERTISSEURS STATIQUES
ET PHENOMENE D'EMPIETEMENT*

CHAPITRE II : LES PERTURBATIONS INDUITES DANS LE RESEAU PAR LES CONVERTISSEURS STATIQUES ET PHENOMENE D'EMPIETEMET

II.1 Les perturbations induites dans le réseaux par les convertisseurs statiques

Le réseau triphasé est perturbé par les récepteurs qu'il alimente

- ◆ Soit parce que ces derniers génèrent des harmoniques,
- ◆ Soit parce qu'ils absorbent des courants déséquilibrés,
- ◆ Soit parce qu'ils consomment de la puissance réactive.

Les deux premiers types de perturbations déforment ou déséquilibrent les tensions des réseaux dont l'impédance n'est pas nulle .le troisièmes réduite la puissance active que les générateurs, les transformateurs ou les lignes peuvent produire ou transmettre.

Les convertisseurs directement reliés au réseau alternatif sont les redresseurs, les gradateur, ils sont tous générateurs des d'harmoniques et la plus part consomment de la puissance réactive [10].

II.1.1 Propagation des harmoniques

Chaque courant harmonique se propage dans le réseaux, arrivant à un nœud il se partage entre les branches dans le rapport inverse de leurs impédances.

En tout point, le produit du courant harmonique par l'impédance du réseau à la fréquence correspondante donne la tension harmonique.

Le courant harmonique va donc plutôt vers les impédances faibles que l'impédance est elle-même plus faible [10].

Les calculs de propagation, montrent qu'en règle générale plus on s'éloigne du générateur d'harmoniques, plus la tension harmonique diminue car :

- ◆ Le courant diminue à cause des dérivations successives ;
- ◆ Surtout, en remontant du perturbateur vers le cœur du réseau, on rencontre des impédances de plus en plus faibles.

II.1.2 Les harmoniques produits par les redresseurs

Les redresseurs sont les convertisseurs les plus utilisés, soit qu'il alimente directement des récepteurs de courant continu, soit qu'il constitue le premier élément des chaînes de conversion d'énergie à partir du réseau.

Chapitre II : Les perturbations induites dans le réseau et phénomène d'empêchement
Les redresseurs génèrent des harmoniques et consomment de la puissance réactive.

L'étude simplifiée des harmoniques suppose le redresseur alimenté par une source de tension parfaite d'impédance nulle fournissant des tensions sinusoïdales, et débitant sur un récepteur de courant parfait absorbant un courant redressé parfaitement lissé.

Alors les courants d'entrée sont formés de créneaux rectangulaires à temps de montée et de descente nuls.

En monophasé, on trouve dans le courant pris au réseau, le fondamental et tous les harmoniques impaires :

$$I_1, I_3, I_5, I_7 \dots I_n \dots \text{avec } n = 2K \pm 1$$

En triphasé, dans les courants pris au réseau, on trouve le fondamentale et les harmoniques de rang n égal à $K_p \pm 1$ comme montre la Fig. II.1, en désignant par p l'indice de pulsation de la tension redressée :

$$I_1, I_2, I_4, I_5, I_7 \dots I_n \dots \text{ pour } p=3,$$

$$I_1, I_5, I_7, I_{11}, I_{13} \dots I_n \dots \text{ pour } p=6,$$

$$I_1, I_{11}, I_{13}, I_{23}, I_{25} \dots I_n \dots \text{ pour } p=12 \dots$$

La valeur des harmoniques existants est inversement proportionnelle à leur rang : Dans le cas des redresseurs à diodes et des redresseurs à thyristors ou tous les thyristors sont commandés avec le même angle de retard α [10].

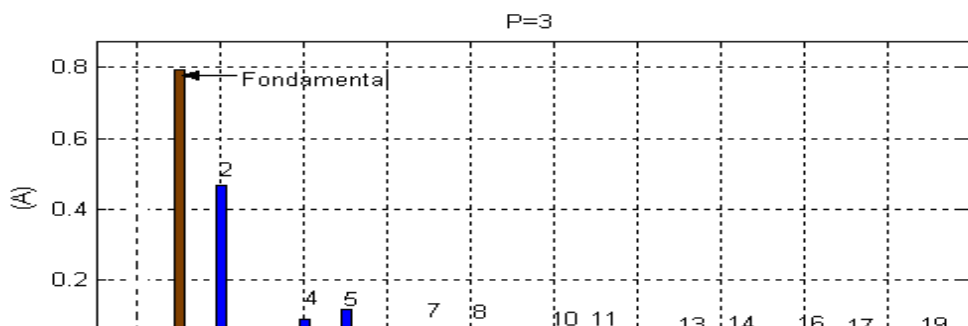
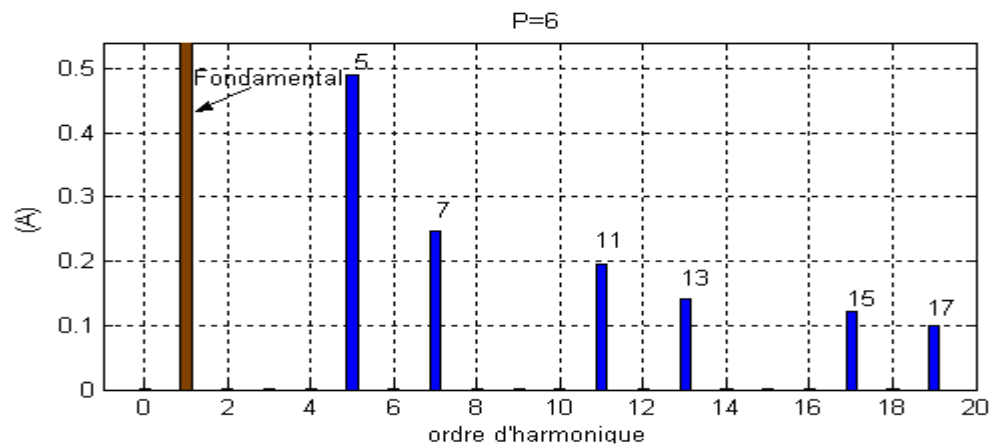


Fig. II.1 : Harmonique produit par les redresseurs

II.2 Phénomène d'empiètement :

II.2.1 Présentation de phénomène

La principale "imperfection" de la source est son les inductance ; elle rend les commutations non instantanées : il y a empiètement des intervalles de conduction des semi-conducteurs.

La Fig. II.1 représente le redresseur triphasé le plus usuel, le pont à 6 thyristors. On schématise la source par une source de tension sinusoïdale V_A, V_b, V_C , en série avec une inductance L dans chacune des phases. L est la somme de l'inductance du réseau à l'entrée du convertisseur et de l'inductance de fuites du transformateur d'ordinaire intercalé entre le redresseur proprement dit. Ces inductance sont, comme les tensions V_A, V_B, V_C , ramenées au secondaire des transformateur.

Si on suppose le courant I_d parfaitement lissé, les inductances L sont sans effet entre les commutation car alors les courants i_A, i_B, i_C sont constants. Mais les inductances empêchent le transfert instantané du courant d'un semi-conducteur au suivant. [10]

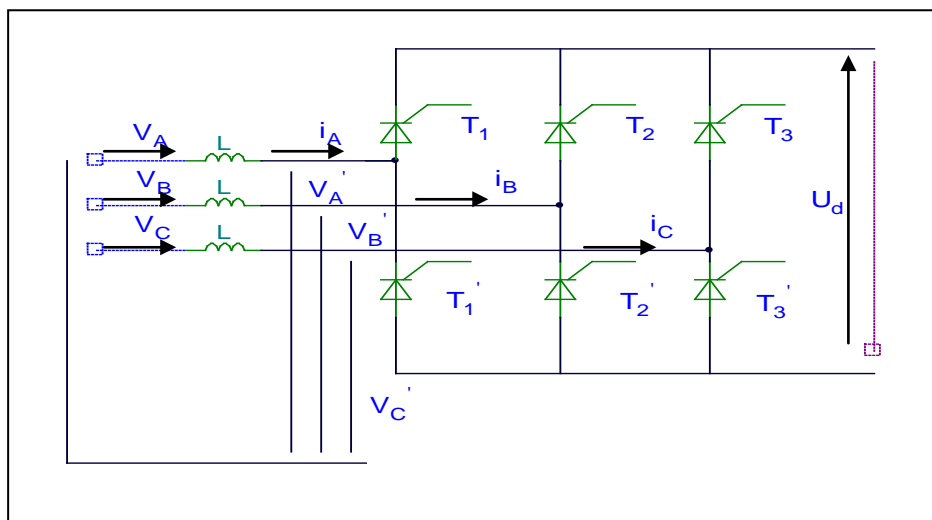


Fig. II.2 : Redresseur triphasé à 6 thyristors

Pendant la commutation $T_3 - T_1$,

$$V_A' = V_C' = (V_A + V_C) / 2 \quad ; \quad (II-1)$$

$$V_B' = V_B \quad ; \quad (II-2)$$

$$V_A' - V_B' = -3V_B / 2 \quad (II-3)$$

Chapitre II : Les perturbations induites dans le réseau et phénomène d'empiétement
 Pendant la commutation de $I_2 = I_3$

$$V_A' = V_A \quad ; \quad (II-4)$$

$$V_B' = V_C' = (V_B + V_C) / 2 \quad ; \quad (II-5)$$

$$V_A' - V_B' = -3V_A / 2 \quad ; \quad (II-6)$$

II.2.2 Angle de commutation

II.2.2.1 calcul de l'angle de commutation

La relation qui donne la valeur de l'angle :

$$1 - \cos \mu = \frac{L_c \omega I_d}{V \sqrt{2}} \left(1 - \frac{1}{q} \right) \quad \text{Pour les redresseurs à diodes} \quad (II-7)$$

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu') = \frac{L_c \omega I_d}{V \sqrt{2} \sin \frac{\Pi}{q}} \quad \text{Pour les redresseurs à thyristors} \quad (II-8)$$

II.1.2.2 Chute de tensions $\Delta_1 U_d$, $\Delta_1 U_d'$

$$\Delta_1 U_d = \frac{2q}{2\Pi} L_c \omega I_d \left(1 - \frac{1}{q} \right) \quad (II-9)$$

$$\Delta_1 U_d' = \frac{2q}{2\Pi} L_c \omega I_d \left(1 - \frac{1}{q} \right) \quad (II-10)$$

La chute de tension due aux réactances est indépendante de l'angle de retard α

II.2.2.3 variation de l'angle de commutation μ' en fonction de l'angle de retard α :

La relation qui détermine μ' est :

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu') = \frac{L_c \omega I_d}{V \sqrt{2} \sin \frac{\Pi}{q}} \quad (II-11)$$

La comparaison de cette relation avec celle établie pour les redresseurs à diodes

$$1 - \cos(\mu) = \frac{L_c \omega I_d}{V \sqrt{2} \sin \frac{\Pi}{2}} \quad (II-12)$$

Donne :

$$\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu') = 1 - \cos(\mu) \quad (II-13)$$

La Fig. II.3 montre pour quelques valeurs de μ , les variations de μ' en fonction de α

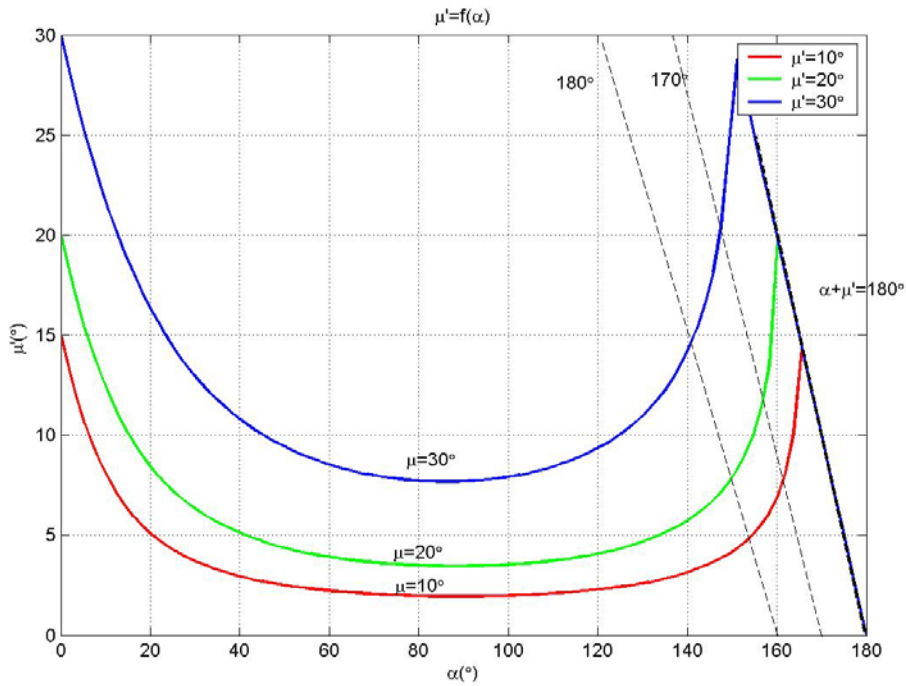


Fig. II.3 : Variation de l'angle de commutation μ' en fonction de l'angle de retard α

II.2.2.4 variation de l'angle de commutation μ pour un angle de retard α nul (pont de diodes) :

On a la relation suivante :

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{L_c \omega I_d}{V \sqrt{2} \sin \frac{\Pi}{q}} \quad (\text{II-14})$$

$$q = 2 \Rightarrow \sin \frac{\Pi}{q} = 1$$

$$rcc = \frac{L_c \omega I_d}{V} \quad (\text{II-15})$$

Donc :

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{\sqrt{2}rcc}{2} \quad (\text{II-16})$$

On peut tracer la variation de μ en fonction de α :

La courbe de la Fig. II.4 (a) montre la variation de l'angle μ pour un angle de retard nul. Pour un rapport de $rcc=5\%$, angle de commutation est d'environ 22 degrés. Dans un pont de diodes, l'effet de la commutation est donc assez sensible.

Les courbes de la Fig. II.4 (b) montre la variation de μ en fonction de α pour deux valeurs (2.5% et 5%) du rapport rcc ;

- Dans le fonctionnement en redresseur ($\alpha < 90^\circ$), μ diminue très vite lorsque α augmente; Pour des rapports de court-circuit faibles et des angles de retard supérieur à 10 degrés, la commutation peut être considérée comme instantanée
- Dans le fonctionnement en onduleur ($\alpha > 90^\circ$), on note une limite supérieur de l'angle α , d'autant plus faible que rcc est plus élevé; en effet, pour que la commutation soit effective, le blocage des thyristors doit se produire avant l'inversion du signe de la tension de commutation

Ce qui impose :

$$\alpha + \mu < 180^\circ \quad (\text{II-17})$$

Pour $rcc=5\%$, la limite de α est de 158 degré pour $\mu = 22^\circ$.

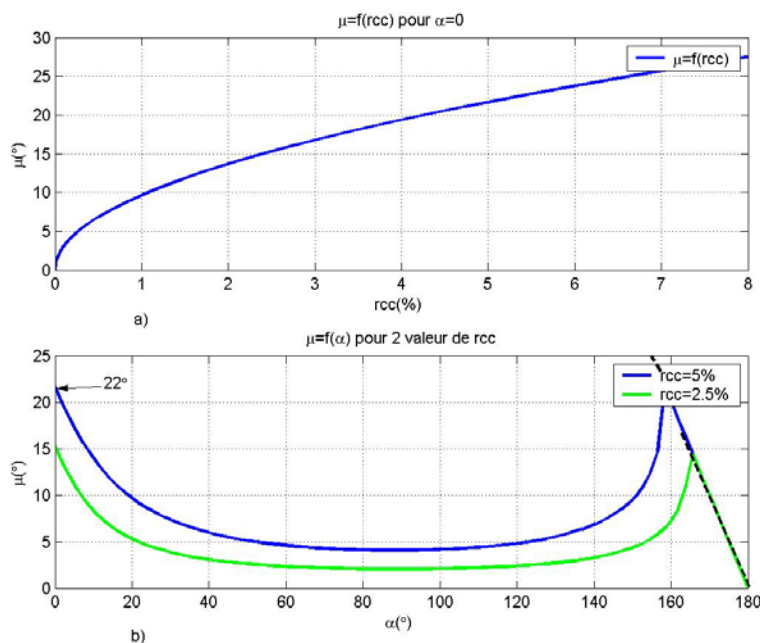


Fig. II.4 : Commutateur monophasé de courant
Variation de l'angle de commutation.

II.2.3 Effets des commutations

A cause de la valeur non nulle de la réactance de la source alimentant le ou les commutateurs à diodes, la commutation du courant redressé d'une phase à la suivante a une durée non nulle .

Pendant cet intervalle de commutation, les deux phases sont réunies et constituent un court-circuit.

Les commutations perturbent le réseau en altérant la forme d'onde des tensions à l'entrée du redresseur. Cette altération se propage dans le réseaux en s'atténuant toutefois au fur et à mesure qu'on s'éloigne du redresseur [2].

Les commutations ont aussi pour effet de modifier un peu la forme d'onde des courant pris au réseaux par le redresseur [2].

II.2.3.1 Altération de la forme d'onde des tensions

Prenons l'exemple d'un pont triphasé à diode alimenté par un transformateur d'inductance de fuite L' .après avoir tout ramené au secondaire, à une source de tensions sinusoïdales V_1, V_2, V_3 en série avec une inductance L par phase.

La somme $L + L'$ constitue l'inductance de commutation L_c .

Si l'inductance L_c était nulle, les tensions V_1', V_2', V_3' à l'entrée du pont seraient égales à V_1, V_2, V_3

A cause des commutations, la forme d'onde des tensions V_1', V_2', V_3' et du courant change.

Le redresseur se comporte comme un générateur d'un système triphasé d'altérations de tensions $\Delta V_1', \Delta V_2', \Delta V_3'$

Si l'on pose :

$$V_1' = V_1 + \Delta V_1' \quad (\text{II-18})$$

$$V_2' = V_2 + \Delta V_2' \quad (\text{II-19})$$

$$V_3' = V_3 + \Delta V_3' \quad (\text{II-20})$$

Ces déformations de tensions sont données par :

$$\Delta V_1' = V_1' - V_1 \quad (\text{II-21})$$

$$\Delta V_2' = V_2' - V_2 \quad (\text{II-22})$$

$$\Delta V_3' = V_3' - V_3 \quad (\text{II-23})$$

Chapitre II : Les perturbations induites dans le réseau et phénomène d'empiétement

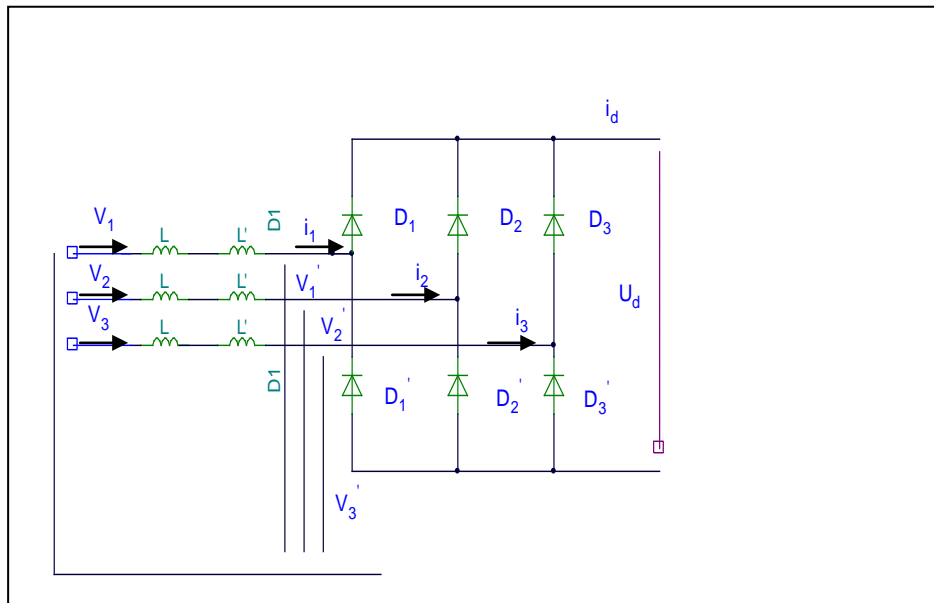


Fig. II.5 : Pont triphasé à diodes

II.2.3.2 Déphasage des ondes de courants

En ralentissant l'établissement des courants et leur extinction, les inductances situées en amont des diodes [2] :

- ✓ Modifient la forme d'onde des courants en ligne ;
- ✓ Décalent vers l'arrière les alternances de ces courants.

La commutation modifie donc l'amplitude et la phase du fondamental et des harmoniques des courants pris au réseau.

La commutation n'introduit pas d'harmonique nouveau.

Elle modifie la forme d'onde et la valeur moyenne de la tension redressée mais pas sa période.

La valeur efficace I_1 du fondamental et celle I_h des harmoniques des courants en ligne diminuent un peu quand l'angle de commutation μ croit.

La seule correction qui peut être intéressante est celle qui porte sur le déphasage du fondamental.

Ce déphasage est directement lié à la cause même des commutations. Les inductances parcourues par les courants alternatifs consomment de la puissance réactive, d'où un déphasage φ_1 du fondamental des courants débités par la source en arrière des tensions de celle-ci.

$$\cos \varphi_1 = \frac{U_{d0} - \Delta_1 U_d}{U_{d0}} \quad (\text{II-24})$$

II.2.4 Raté de commutation

Le phénomène qui se produit, lorsque l'angle de retard d'allumage α est trop élevé, Ces ratés de commutation, c'est-à-dire ces non changements de thyristor passant au moment voulu, peuvent être dus :

- à un amorçage intempestif prématuré;
- à un non blocage en fin de conduction;
- à un non amorçage [2].

Le non blocage d'un thyristor, lorsque le suivant entre en conduction, vient d'un temps de blocage insuffisant. Or, ce temps est égale à $\frac{(\Pi - \alpha - \mu')}{\omega}$

Cette perturbation peut venir :

- soit d'un angle de retard α excessif
- soit d'un angle de commutation μ' excessif :

-parce que le courant à commuter i_d est très fort,

-parce que la tension de commutation est trop faible.

La plus part des ratés de commutation sont dus à cette dernière cause. Si les tensions alternatives sont trop déformées, s'il y a une baisse importante de leur valeur et à plus forte raison si elles disparaissent (microcoupures), la tension de commutation peut être insuffisante ou nulle [2].

II.2.5 Exemples de simulation à partir de plusieurs circuits de base

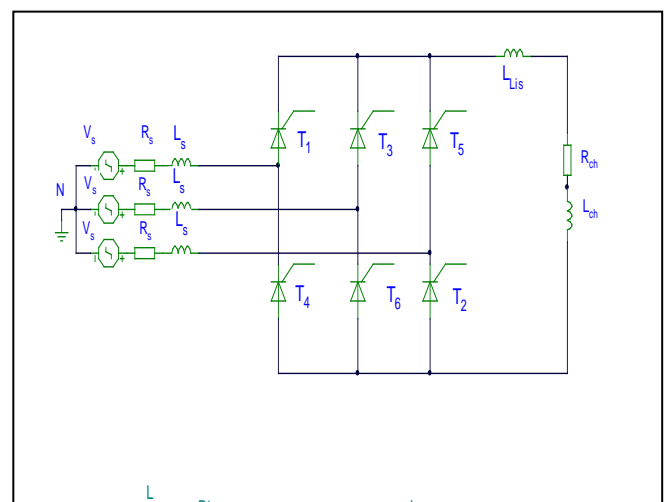
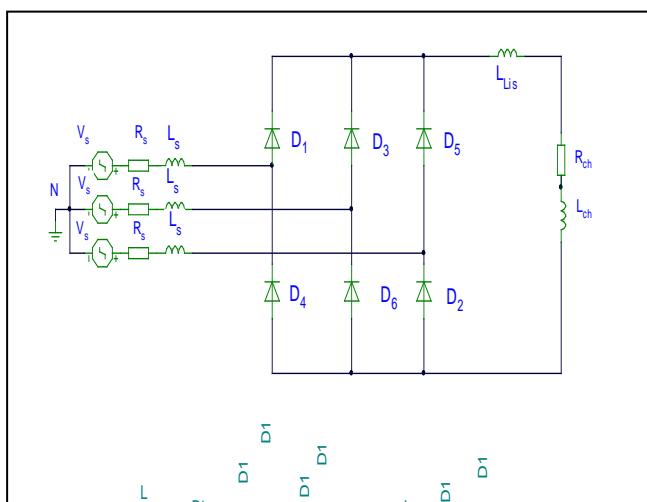


Fig. II.6 : Pont redresseur à diodes

Fig. II.7 : Pont redresseur à thyristors

La Fig. II.6 et Fig. II.7 présente la

structure du pont redresseur à diodes et le pont redresseur à thyristors.

Nous avons étudié deux cas de simulation :

- Cas d'un pont redresseur à diodes.
- Cas d'un pont redresseur à thyristors.

Ces simulations ont été réalisées à partir du logiciel MATLAB/SUMILINK et nous ont permis d'analyser les effets des commutations (empiétement).

II.2.5.1 Cas d'un pont redresseur à diodes :

II.2.5.1.1 Valeurs des éléments pour la simulation :

Réseau électrique : $V=84.85$ V, $F=50$ HZ, $R_s=1.10^{-4}$ Ω , $L_s=1.10^{-3}$ H

Charge (résistif) : $R_{ch}=100$ Ω

Filtre de lissage : $L_{lis}=9.10^{-3}$ H

II.1.5.1.2 Résultats des simulations

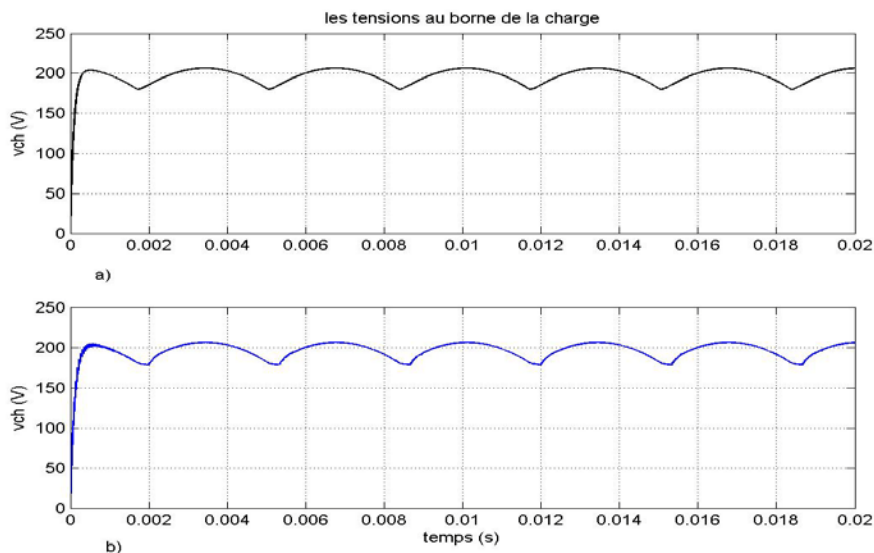


Fig. II.8 : Forme de la variation de la tension redressée sans commutation et pendant la commutation

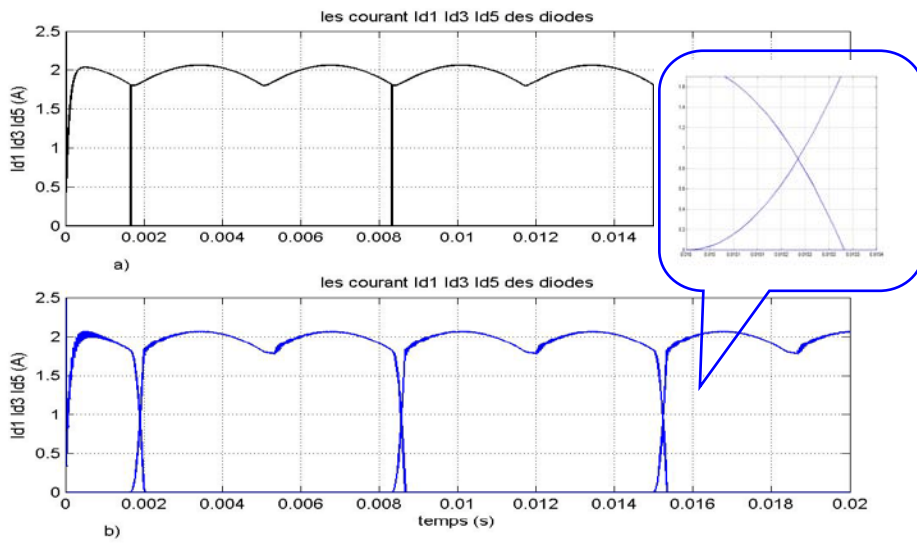


Fig. II.9 : Forme des courants des diodes

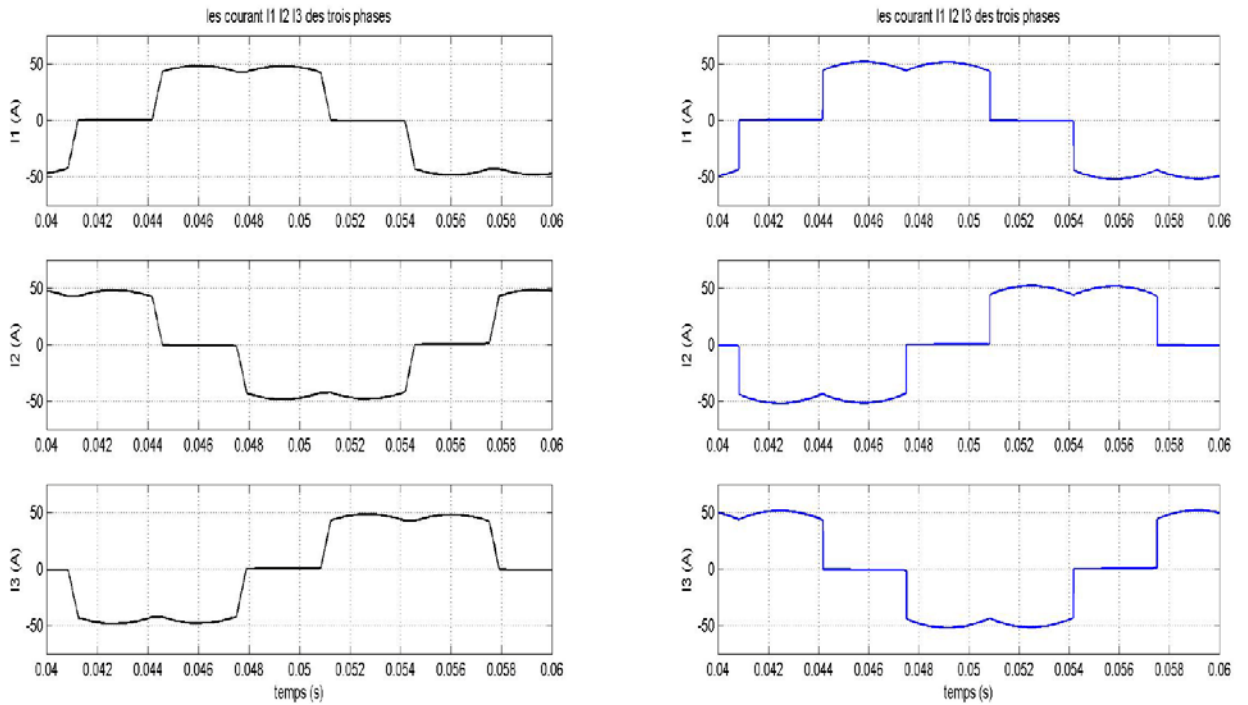


Fig. II.10 : Forme des courants des phases

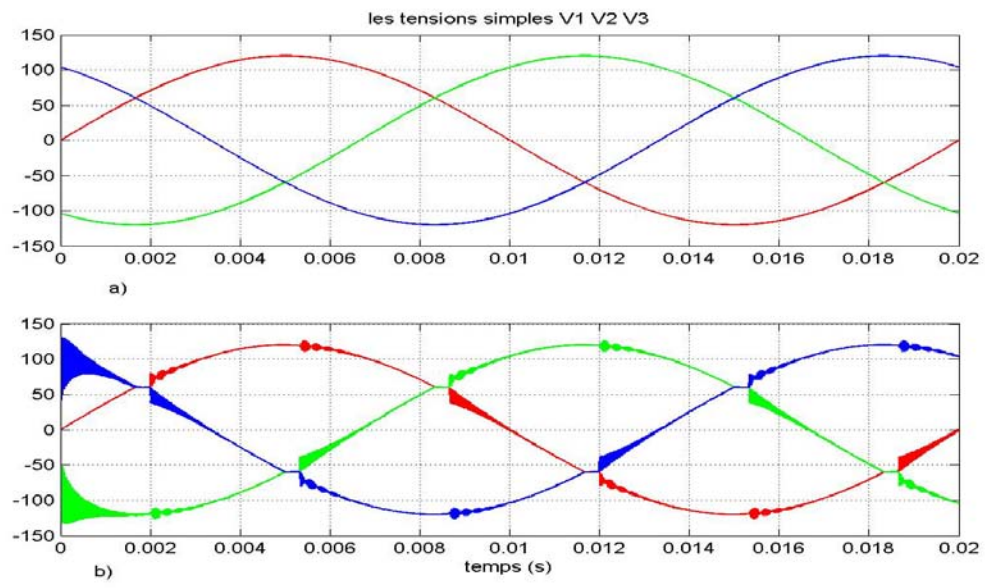


Fig. II.11 : Forme d'onde des tensions simples

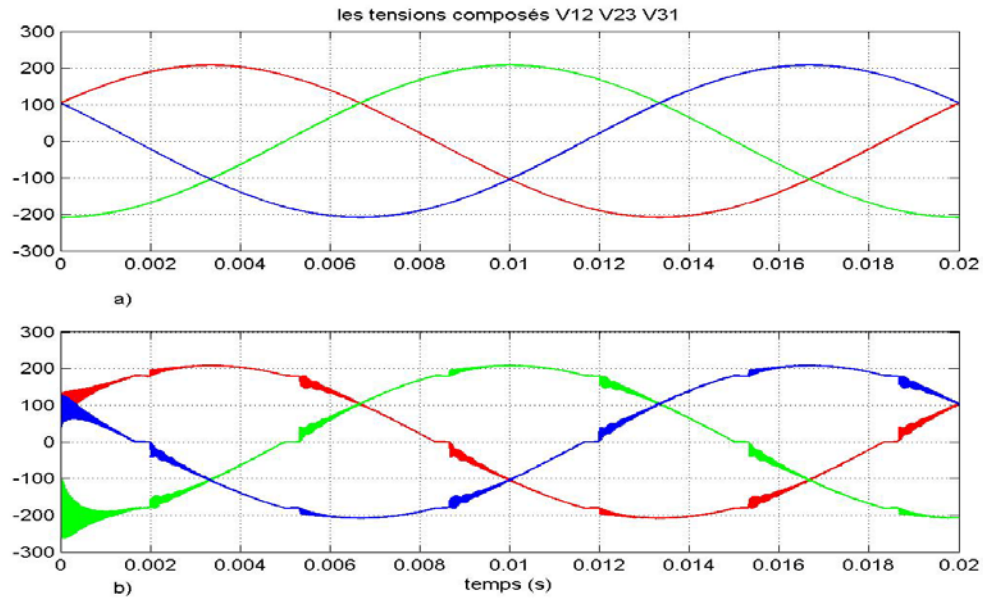


Fig.II.12 : Formes d'onde des tensions composées

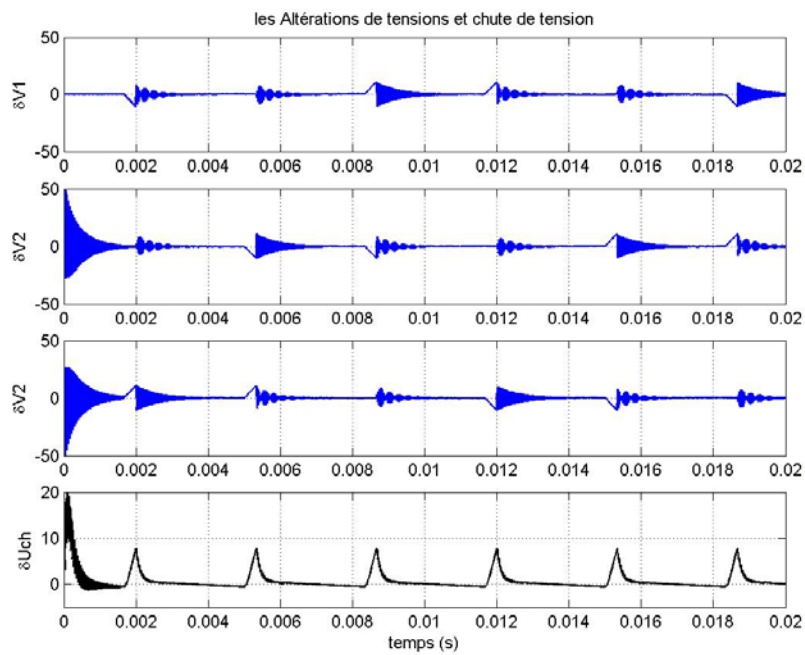


Fig. II.13 : Les Altérations et chute de tension

II.2.5.2 Cas d'un pont redresseur à thyristors :

II.2.5.2.1 Valeurs des éléments pour la simulation :

Réseau électrique : $V=120$ V, $F=50$ HZ, $R_s=1.10^{-4}$ Ω , $L_s=1.10^{-3}$ H

Charge (résistif inductif) : $R_{ch}=4$ Ω , $L_{ch}=2.10^{-3}$ H

Filtre de lissage : $L_{lis}=9.10^{-3}$ H

Angle d'amorçage : $\alpha=45^\circ$

II.2.5.2.2 Résultats des simulations

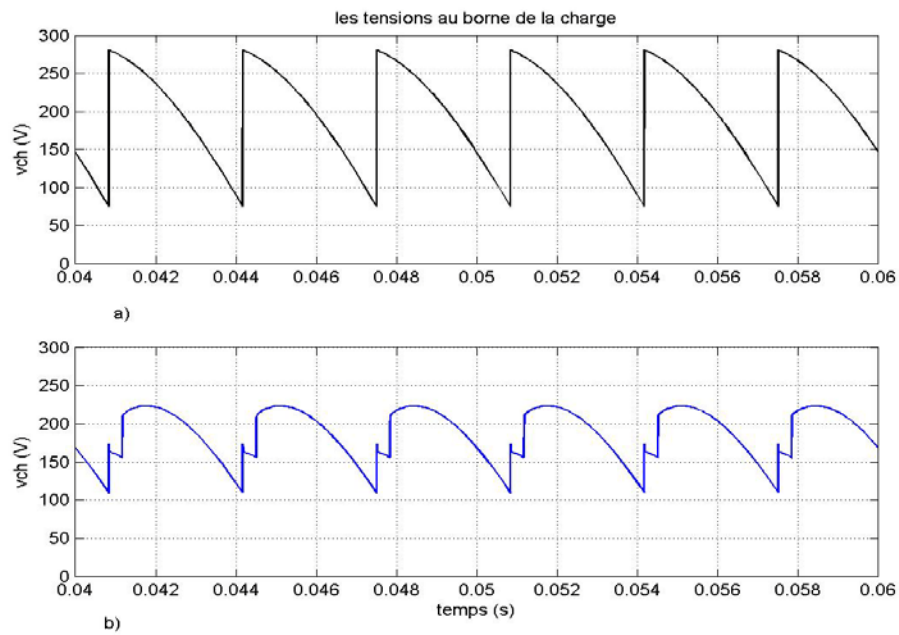


Fig. II.14 : Forme de la variation de la tension redressée sans commutation et pendant la commutation

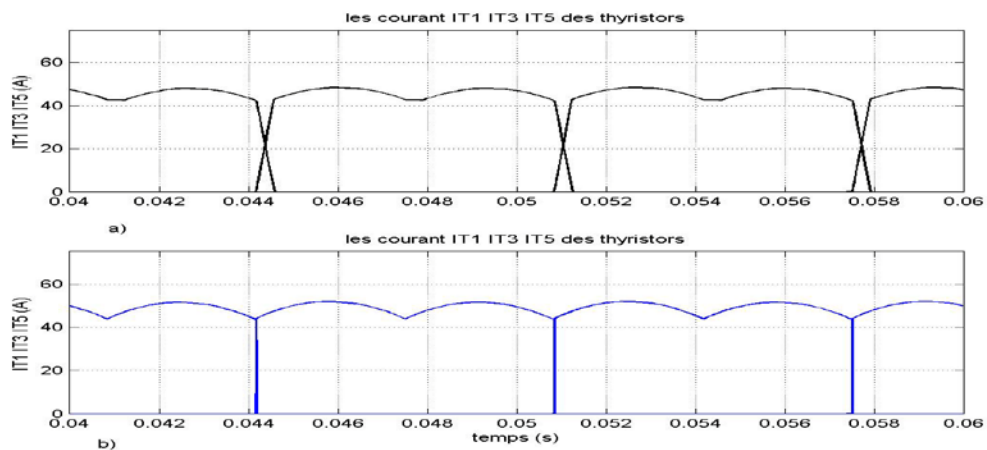


Fig. II.15 : Forme des courants des thyristors

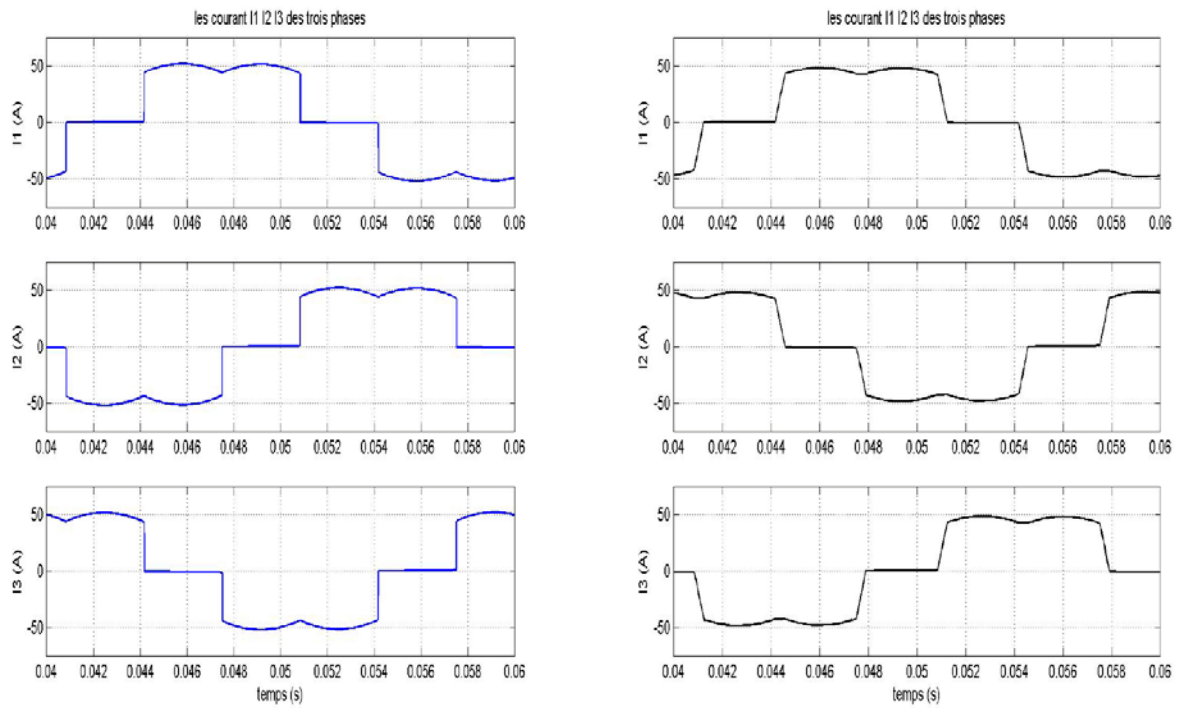


Fig. II.16 : Forme des courants des phases

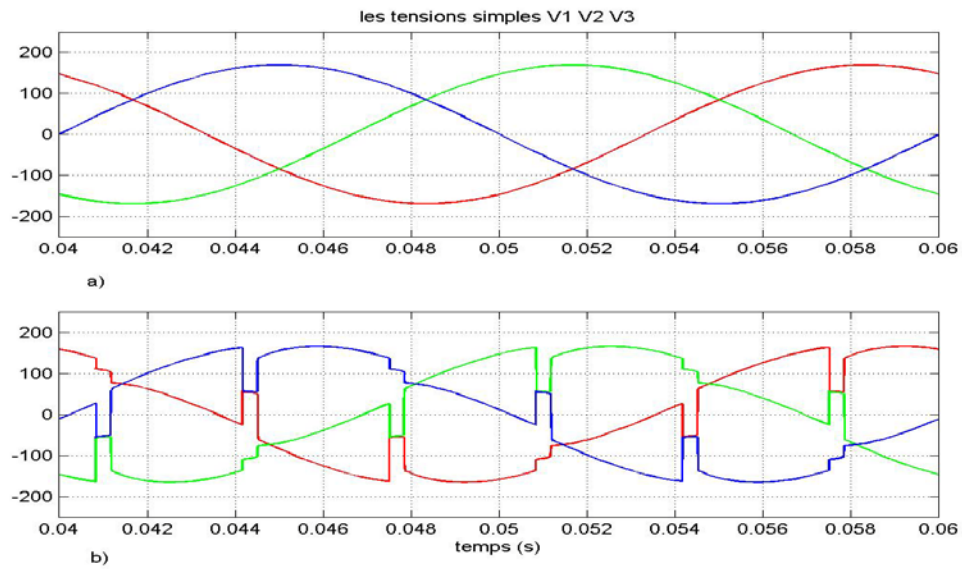


Fig. II.17 : Forme d'onde des tensions simples

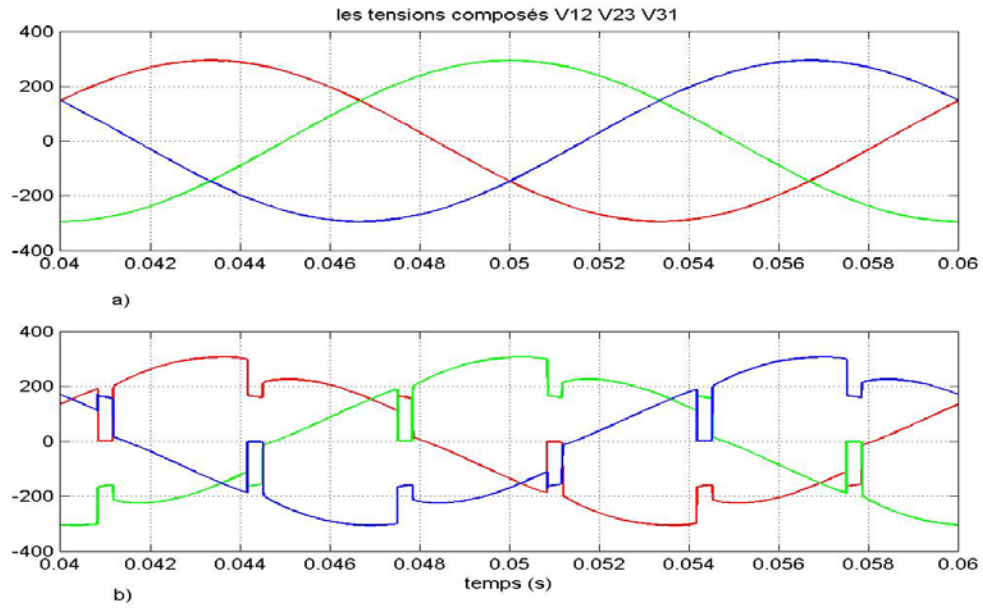


Fig. II.18 : Formes d'onde des tensions composées

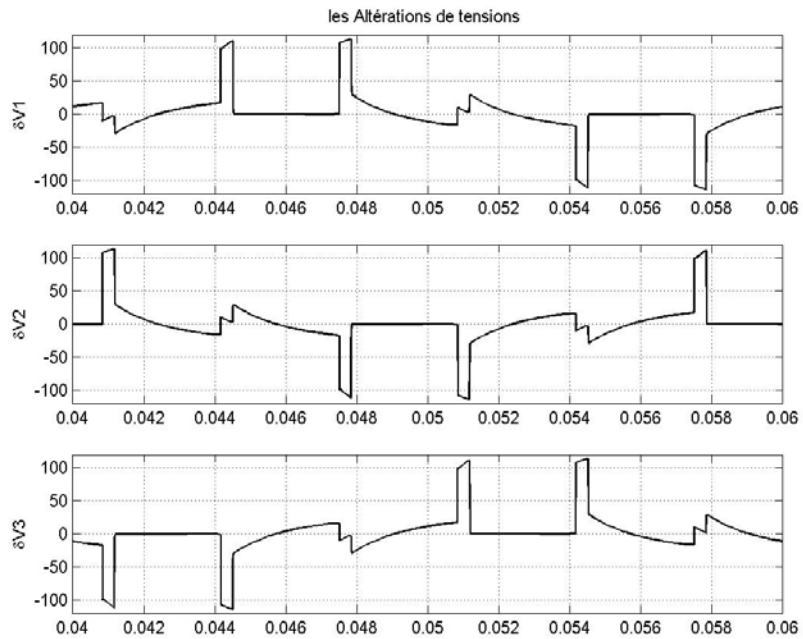


Fig. II.19 : Les Altération de tension

II.2.5.3 Interprétation des résultats :

- *Tension à l'entrée du convertisseur*

Dans les deux cas de simulations, les commutations altèrent les tensions à l'entrée du Convertisseur.

Ces altérations sont des plus courte durée mais de plus grande amplitude.

- *Les courants a l'entrée du convertisseur*

D'après les résultat de simulation on remarque que la commutation entraîne un décalage vers l'arrière les alternances des courant et modifient la forme d'onde des courants en ligne.

- *Les tensions redressées*

On remarque qu'il y a une variation de la tension redressée donc la commutation modifie la valeur moyenne de cette tension.

II.2.6 : Conclusion

Les perturbations induites dans les réseaux par les convertisseurs statiques montre qu'il s'agit d'un vaste problème. Il touche les divers aspects de l'étude des réseaux et de celle des convertisseurs; il constitue le point le plus important dans l'examen des performances des convertisseurs et type de charge qu'il alimente.

Nous avons étudié aussi le phénomène d'empiétement et l'imperfection de la source et leur effet sur le réseau d'alimentation, la tension au borne de la charge et les trois phases par un model de simulation avec leurs résultats.

CHAPITRE III:

MODELISATION ET COMMANDE DE L'ONDULEUR DE TENSION

CHAPITRE III : MODELISATION ET COMMANDE DE L'ONDULEUR DE TENSION

Introduction

L'onduleur de tension, de par sa capacité à réaliser un grand nombre de fonctionnalités, a été naturellement mis à contribution pour réaliser des objectifs de compensation [18].

L'objectif de cette commande appliquée aux compensateurs est de déterminer les instants d'ouverture et fermeture des interrupteurs qui composent de façon à obtenir une tension de sortie, côté alternatif, qui suit le plus fidèlement possible la consigne (pas forcément sinusoïdale) en minimisant ses harmoniques non désirées (harmoniques de commutation) et ce, en optimisant l'amplitude pour une tension du bus continue donnée [18].

Le choix du type de commande dépend essentiellement de deux paramètres : d'une part des caractéristiques souhaitées de la tension de sortie (distorsion admissible, spectre basse fréquence souhaité, etc.) et d'autre part de la fréquence de découpage des semi-conducteurs utilisables à la puissance de l'application.

L'utilisation de techniques de commande à fréquences de découpage supérieures permet de repousser les harmoniques de commutation à des fréquences plus élevées et plus faciles à filtrer, ce qui permet un spectre de la tension de sortie de meilleure qualité. Ces techniques ne permettent pas seulement le contrôle du fondamental de la tension côté alternatif mais également de tout son spectre basse fréquence permettant ainsi une fonction supplémentaire : la compensation de *perturbations harmoniques et de dynamiques rapides*.

III.1 Configurations de l'onduleur de tension

Il y a deux configurations possibles pour l'onduleur de tension : avec ou sans neutre raccordé. L'onduleur à neutre raccordé consiste à connecter le neutre de la charge à un neutre créé au point milieu du bus continu de l'onduleur. Cette connexion autorise la circulation de courants homopolaires et permet de contrôler de façon découplée les tensions appliquées aux trois phases de la charge tout comme si elles représentaient trois systèmes monophasés. On utilisera donc cette configuration dans les applications de compensation de composantes homopolaires [18].

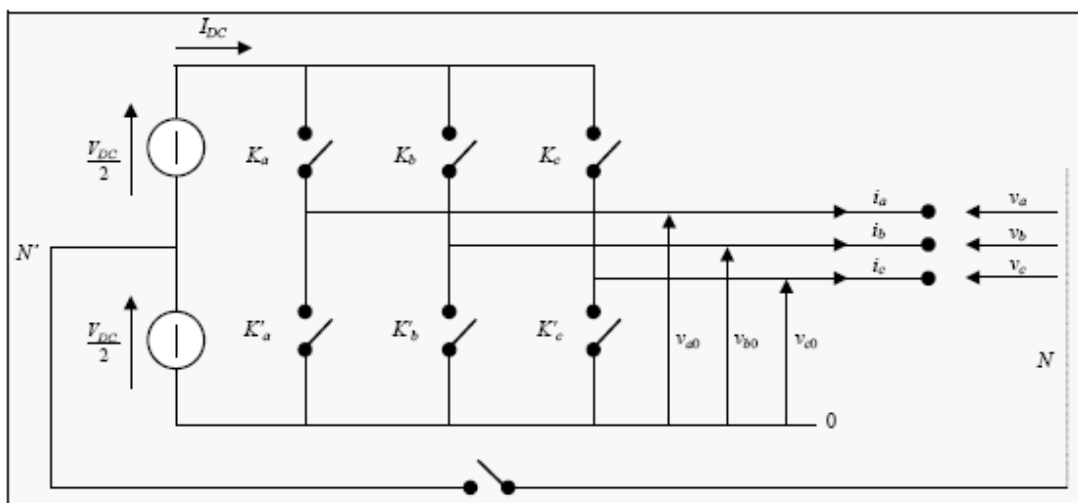


Fig. III.1 : Schéma équivalent d'un onduleur de tension triphasé [18].

On peut distinguer d'une part les tensions des branches (v_{a0} , v_{b0} et v_{c0} par rapport à la borne négative du bus continu) qui sont directement fixées par la commande et d'autre part les tensions de phase (v_a , v_b et v_c par rapport au neutre de la charge N) qui peuvent dépendre non seulement de la commande mais aussi des caractéristiques de la charge. Pour trouver la relation entre ces deux tensions, on va supposer dans un premier temps que le neutre n'est pas raccordé et que l'onduleur est connecté à une charge triphasée équilibrée [18].

Les tensions V_{K0} ($K = a, b, c$) sont directement imposées par la commande et on les utilisera pour déterminer les tensions de phase :

$$+ \begin{cases} V_{ao} - V_a + V_b - V_{bo} = 0 \\ V_{ao} - V_a + V_c - V_{co} = 0 \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

$$2.V_{ao} - 2.V_a + V_b + V_c - V_{bo} - V_{co} = 0 \quad (\text{III-2})$$

Si la charge est équilibrée :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{III-3})$$

Donc :

$$V_a = \frac{1}{3} \cdot (2.V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \quad (\text{III-4})$$

$$V_b = \frac{1}{3} \cdot (2.V_{bo} - V_{ao} - V_{co}) \quad (\text{III-5})$$

$$V_c = \frac{1}{3} \cdot (2.V_{co} - V_{bo} - V_{ao}) \quad (\text{III-6})$$

En cas de charge déséquilibrée, l'onduleur sans neutre raccordé n'est pas capable de fournir un courant homopolaire (la somme de courants de ligne doit être forcément nulle). Ainsi, si la charge est déséquilibrée et couplée en étoile, les tensions de phase seront aussi déséquilibrées : la tension de chaque phase est modifiée (c'est-à-dire, la tension entre neutres varie) pour obtenir un courant homopolaire nul [18].

Si on suppose une commande équilibrée, les tensions de branche sont aussi équilibrées :

$$V_{ao} + V_{bo} + V_{co} = 0 \quad (\text{III-7})$$

Donc la tension entre le neutre de la charge (N) et la référence des tensions de branche (0) est :

$$V_{No} = \frac{V_a + V_b + V_c}{3} \quad (\text{III-8})$$

Les tensions de phase sont donc $(K = a, b, c)$

$$V_{Ko} = V_K + V_{No} \quad (\text{III-9})$$

En terme de fondamentaux, les tensions de phase obtenues avec les deux configurations (avec ou sans neutre raccordé) sont identiques dans le cas équilibré, mais sans neutre raccordé les harmoniques d'ordre 3 présents sur la tension de branche disparaissent, la qualité spectrale de la tension de charge n'en est alors que meilleure

III.2 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour la modélisation de l'onduleur, on considère un fonctionnement idéalisé :

- *Interrupteurs parfaits* : La commutation des interrupteurs est instantanée (temps de fermeture et ouverture nul) et sans pertes. Enfin, la chute de tension dans les interrupteurs est considérée nulle en conduction.
- *Sources parfaites* : La tension aux bornes du dipôle continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue de l'onduleur. Ainsi, comme les grandeurs de commande agissent sur les interrupteurs commandables, on peut définir la fonction de commutation suivante pour définir l'état des interrupteurs ($K = a, b, c$) [18].

- $d_K = 1$ quand K_K est fermé et $d_K = 0$ quand Kk est ouvert.
- $d_K = 0$ quand K'_K est fermé et $d_K = 1$ quand K'_K est ouvert.

Ainsi, on peut calculer les tensions de la *partie alternative de l'onduleur* en fonction de ces fonctions de commutation. La tension de branche de l'onduleur par rapport à la borne négative du bus continu sera :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \cdot V_{Dc} \quad (\text{III-10})$$

Et par rapport au point milieu du bus continu (N') :

$$\begin{bmatrix} V_{aN'} \\ V_{bN'} \\ V_{cN'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2.(d_a - 0.5) \\ 2.(d_b - 0.5) \\ 2.(d_c - 0.5) \end{bmatrix} \cdot \frac{V_{Dc}}{2} \quad (\text{III-11})$$

Si le neutre n'est pas raccordé et la charge équilibrée, la tension de phase sera :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \cdot \frac{V_{Dc}}{3} \quad (\text{III-12})$$

Finalement, si le neutre est raccordé au point milieu du bus continu, la tension de phase sera égale à la tension de branche par rapport à ce point milieu :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{aN'} \\ V_{bN'} \\ V_{cN'} \end{bmatrix} \quad (\text{III-13})$$

En ce qui concerne la partie continue de l'onduleur, le bus continu est composé en général de deux condensateurs avec leur résistance shunt d'équilibrage (on peut y inclure certaines pertes).

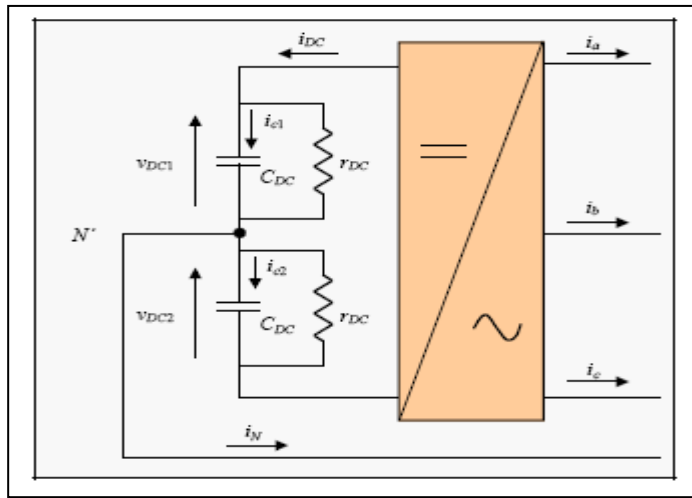


Fig.III.2 : Bus continu de l'onduleur de tension avec neutre raccordé [18].

Si on considère le neutre raccordé, les équations qui relient la tension des condensateurs aux courants du coté alternatif et aux fonctions de commutation sont :

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_{Dc1}}{dt} \\ \frac{dV_{Dc2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{r_{Dc} \cdot C_{Dc}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{r_{Dc} \cdot C_{Dc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Dc1} \\ V_{Dc2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{d_a}{C_{Dc}} & -\frac{d_b}{C_{Dc}} & -\frac{d_c}{C_{Dc}} \\ \frac{1-d_a}{C_{Dc}} & \frac{1-d_b}{C_{Dc}} & \frac{1-d_c}{C_{Dc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-14})$$

Si le neutre n'est pas raccordé, le courant du neutre sera nul, et donc les équations deviennent :

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_{Dc1}}{dt} \\ \frac{dV_{Dc2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{r_{Dc} \cdot C_{Dc}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{r_{Dc} \cdot C_{Dc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Dc1} \\ V_{Dc2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{d_a}{C_{Dc}} & \frac{d_b}{C_{Dc}} & \frac{d_c}{C_{Dc}} \\ \frac{d_a}{C_{Dc}} & \frac{d_b}{C_{Dc}} & \frac{d_c}{C_{Dc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-15})$$

III.2.1 Commande à la fréquence des grandeurs de sortie (pleine onde)

Une fois analysée la relation entre les différentes grandeurs électriques de l'onduleur et les fonctions de commutation, on étudie les techniques pour déterminer ces fonctions de commutation, ou autrement dit, la commande rapprochée.

Dans la commande en pleine onde, on ferme les interrupteurs d'une même branche de façon complémentaire pendant une demi période et en décalant la commande de chaque bras d'un tiers de la période $(\pi/3)$. Par conséquent, on obtient trois ondes carrées de tension décalées de $\pi/3$ aux bras de l'onduleur, dont l'amplitude est égale à la tension continue (V_{DC}), et de même période que la tension du réseau [18].

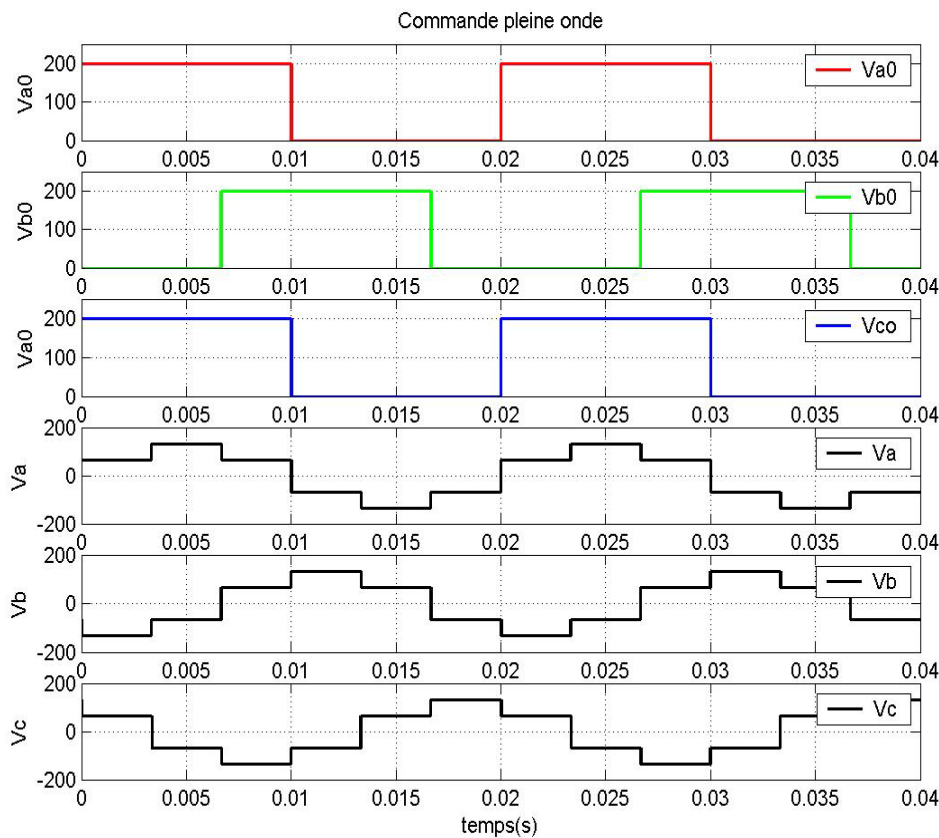


Fig.III.3 : Allure des tensions d'un onduleur triphasé pour une commande en pleine onde (configuration neutre raccordée).

La valeur efficace du fondamental de la tension de phase est $(V_K)_1$:

$$(V_K)_1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{DC} \tag{III-16}$$

Le développement en série de Fourier de la tension de phase contient tous les harmoniques impairs sauf ceux de rang 3. La valeur efficace des harmoniques est inversement proportionnelle à leur pulsation :

$$\frac{(V_K)_{2h+1}}{(V_K)_1} = \frac{1}{2h+1} \quad (\text{III-17})$$

III.2.2 Commande à des fréquences supérieures

On a montré que la commande en pleine onde ne permet qu'un contrôle direct de la phase du fondamental de la tension de l'onduleur, et ne permet donc pas un contrôle découplé de l'échange de puissance active et réactive avec le réseau.

On peut régler l'amplitude et la phase des composantes basse fréquence de la tension d'onduleur (fondamental + harmoniques basse fréquence) tout en repoussant les harmoniques non désirés, et ce, en augmentant la fréquence de commutation des interrupteurs par rapport à la fréquence des grandeurs fondamentales ; on réalise ainsi une véritable source de tension contrôlée qui sera le coeur de la plupart des compensateurs de basse et moyenne puissances.

III.2.2.1 Commande en MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)

Cette commande consiste à adopter une fréquence de commutation (f_m) suffisamment élevée par rapport à la fréquence maximum du signal de sortie souhaité ($X_{réf}$), et de reproduire la valeur moyenne de ce signal à chaque période de commutation en jouant sur la durée d'application des tensions positives et négatives par rapport au point milieu du bus continu (V_{KN}) [18].

La méthode classique pour déterminer les instants de commutation des interrupteurs (et donc d'application de tensions positives ou négatives) est la *MLI intersective*.

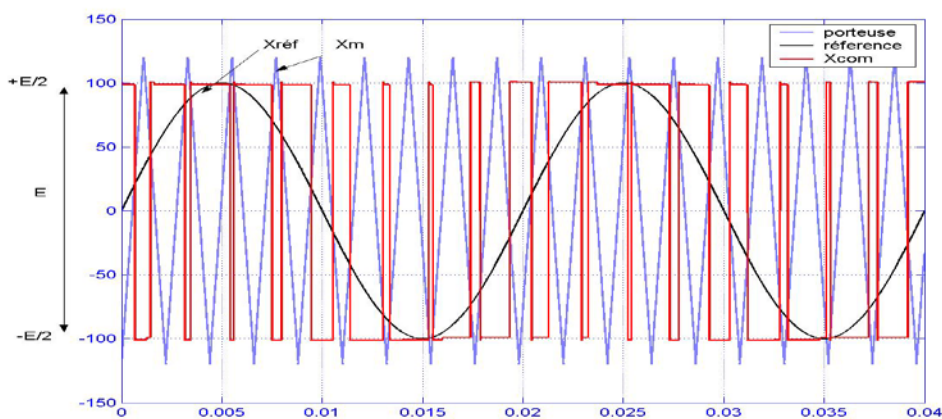


Fig.III.4 : Détermination des instants de commutation dans le cas d'une MLI intersective

Elle se base sur la comparaison d'une onde de modulation (X_m), qui est en général un signal triangulaire de fréquence élevée (f_m) chargée d'imposer les périodes de modulation,

avec une onde de référence (X_{ref}), qui représente la tension de sortie souhaitée (qui peut être sinusoïdale ou non en fonction de l'application). Le signal de commutation (X_{com}) est déterminé à partir de l'intersection de ces deux signaux (voir Fig. III.4). Dans le cas de l'onduleur triphasé on aura 3 signaux de référence (un pour chaque bras de l'onduleur).

III.2.2.2 MLI vectorielle

En se basant sur la théorie des phaseurs et à partir des tensions de phase, on peut calculer le phaseur de tension qui représente la tension de sortie souhaitée. Si le phaseur souhaité correspond à un système équilibré de tensions sinusoïdales, il tournera à vitesse constante et avec une amplitude également constante. Très souvent dans les compensateurs, la tension à injecter peut contenir des harmoniques et des séquences inverse ou homopolaire ; dans ce cas, ni l'amplitude ni la vitesse du phaseur ne seront constantes.

Du fait de la nature discrète des onduleurs de tension, on ne peut pas reconstruire instantanément le phaseur de tension souhaité, mais indirectement, en le remplaçant à chaque période de modulation par un phaseur équivalent. Ce phaseur équivalent est construit à partir des 8 phaseurs spatiaux disponibles dans un onduleur [18].

III.3 Exemple de simulation d'un onduleur de tension avec neutre raccordé

Nous avons étudié deux cas de simulation :

Dans les deux cas on garde les paramètres de simulation avec une modulation triangulaire et une référence sinusoïdale.

- Cas ou l'indice de modulation $m=9$.
- Cas ou l'indice de modulation $m=100$.

III.3.1 valeurs et paramètre de simulation

$$V_{Dc} = 200 \text{ V}$$

$$f_m = 450 \text{ Hz dans le cas ou } m=9$$

$$f_m = 5000 \text{ Hz dans le cas ou } m=100$$

$$f_{réf} = 50 \text{ Hz}$$

$$A_r = 100 \text{ V}$$

$$A_p = 120 \text{ V}$$

$$r = 0.833$$

Interrupteurs : à base des GTO

III.3.2 cas ou $m=9$

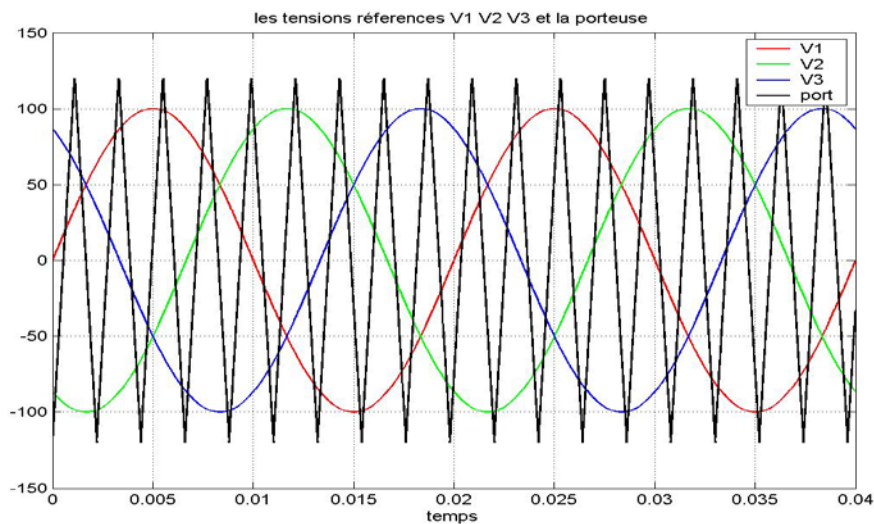


Fig.III.5 : Détermination des instants de commutation



Fig. III.6: Instants de commutation des interrupteurs

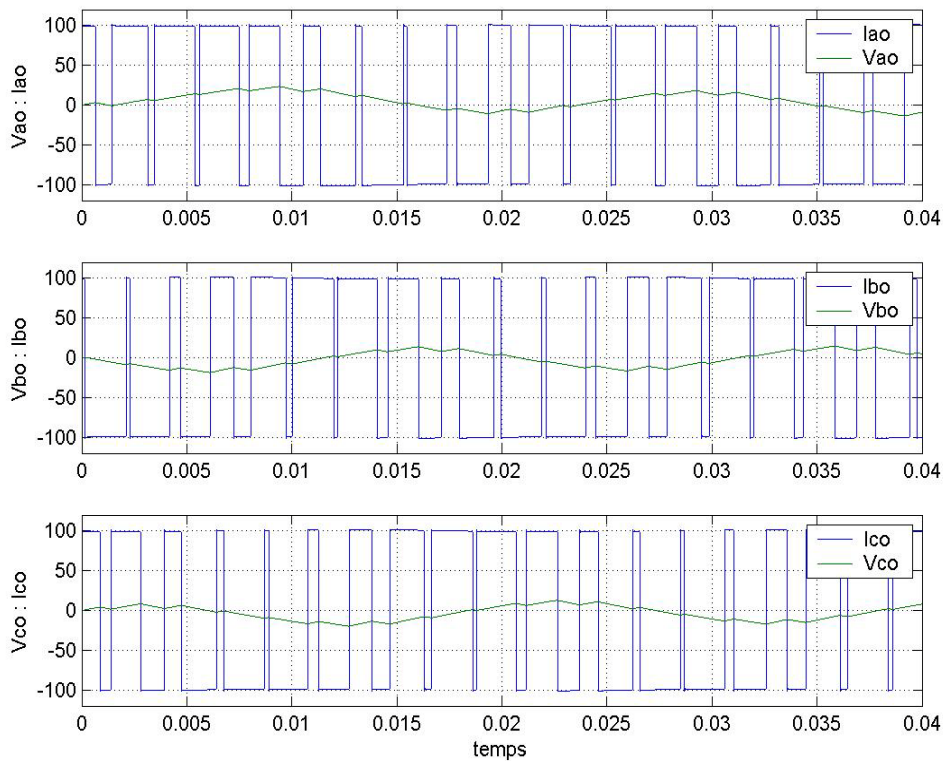


Fig. III.7: Formes d'onde des tensions de branche

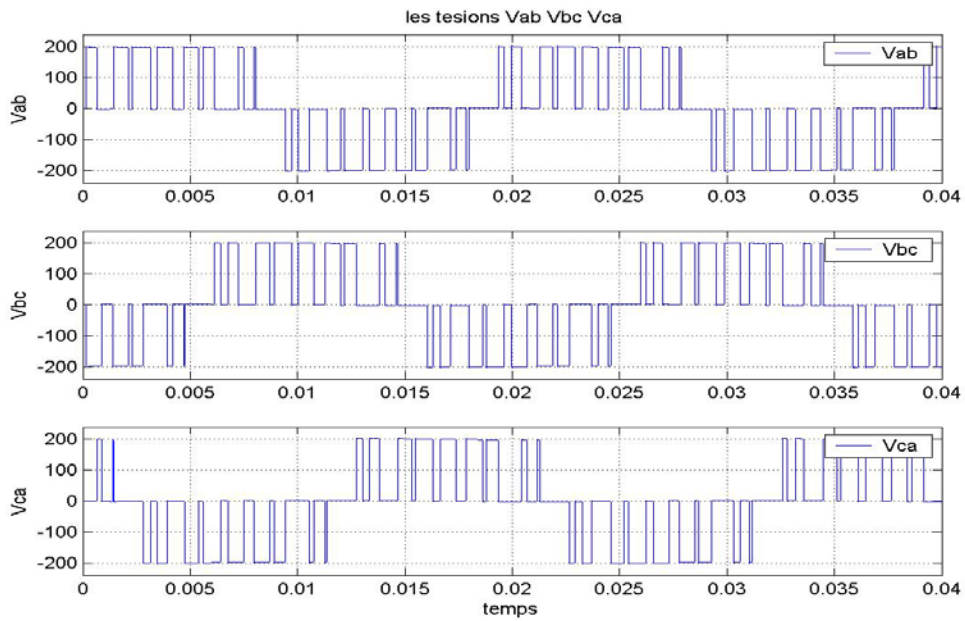


Fig. III.8 : Formes d'onde de la tension composée

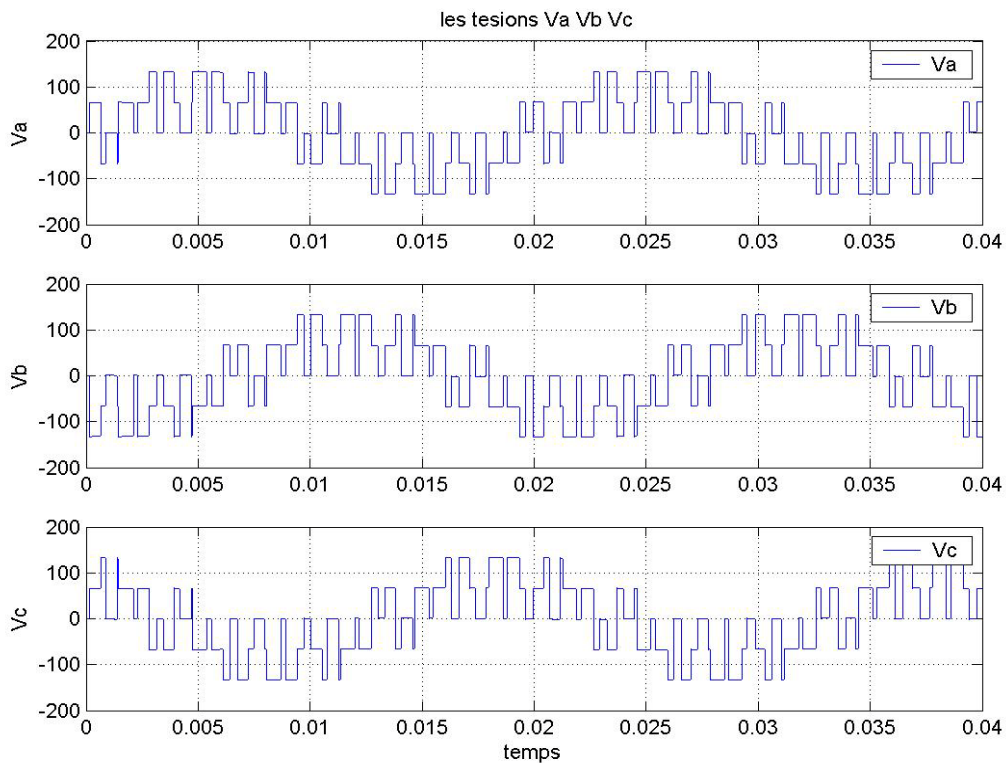


Fig. III. 9: Formes d'onde des tensions de phase

III.3.2 cas ou $m=100$

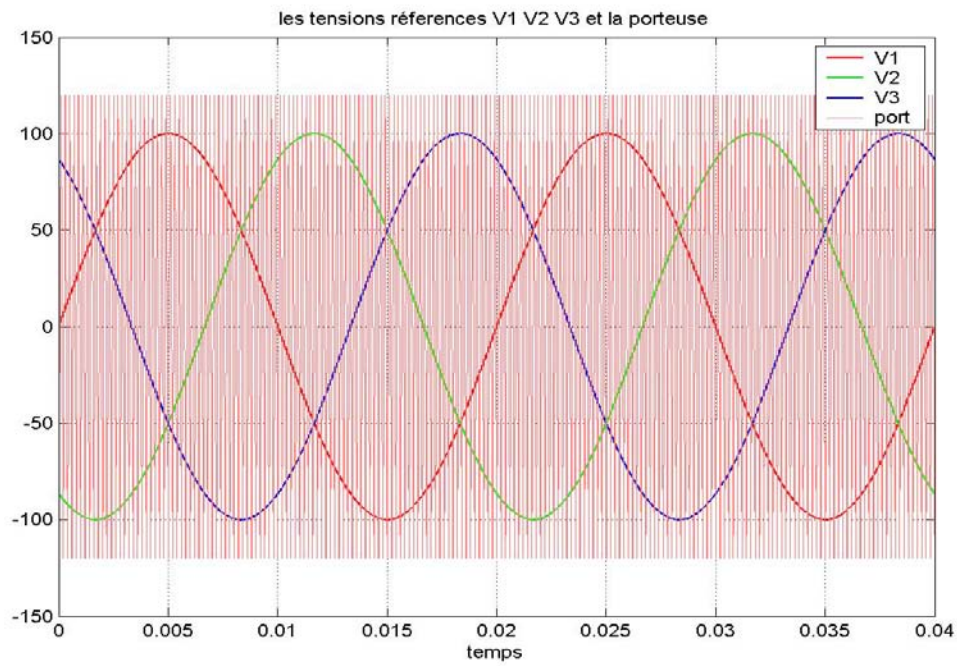


Fig.III.10 : Détermination des instants de commutation

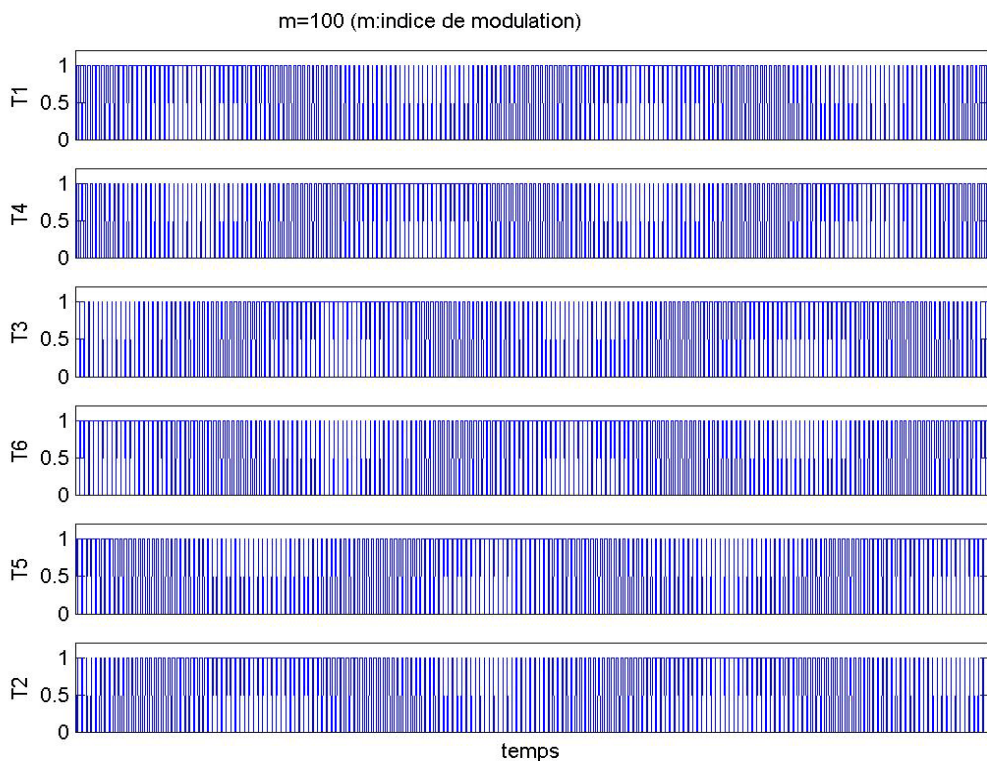


Fig. III.11: Instants de commutation des interrupteurs

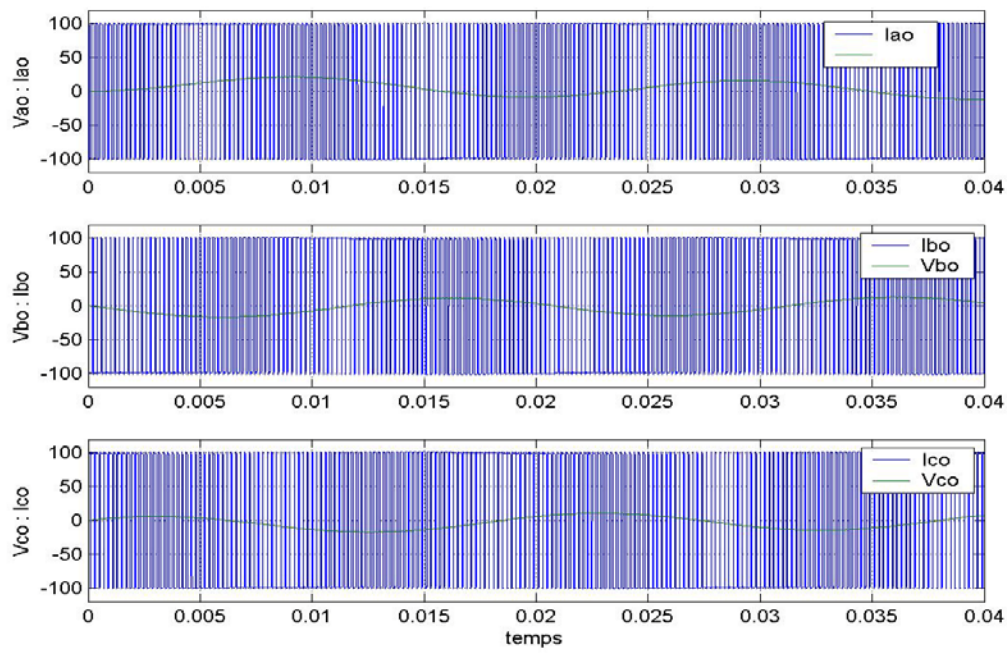


Fig. III.12: Formes d'onde des tensions de branche

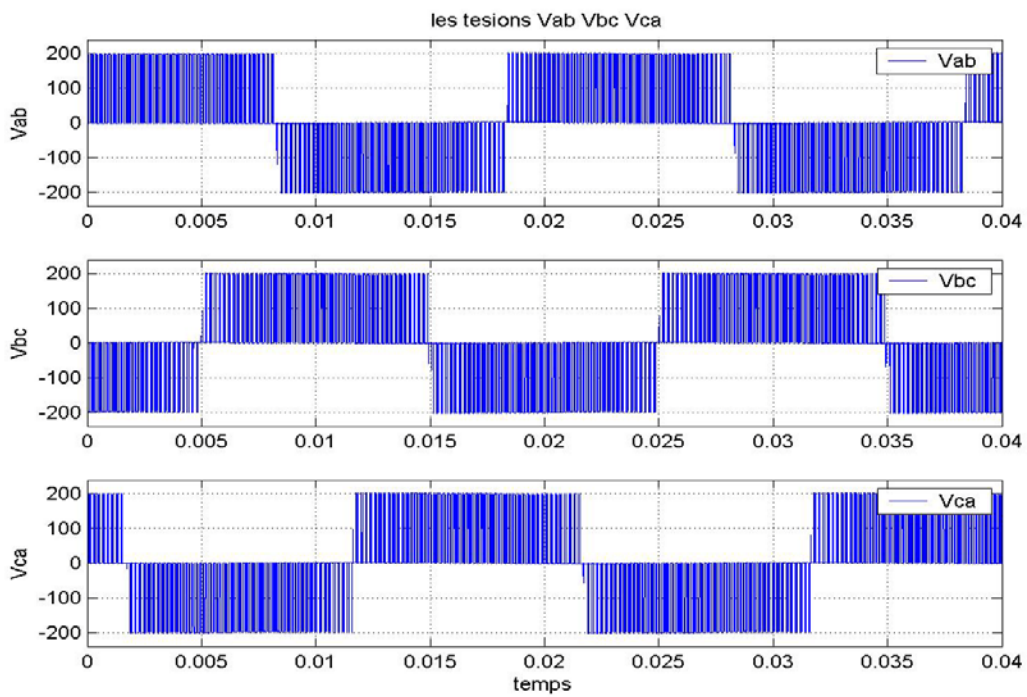


Fig. III.13: Formes d'onde de la tension composée

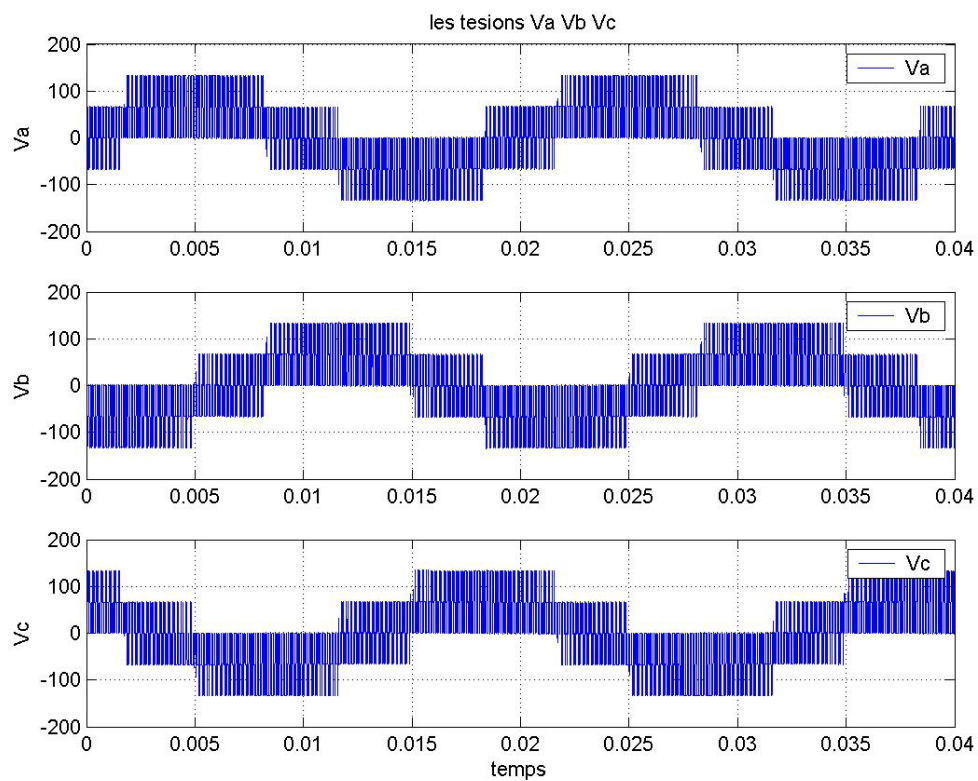


Fig. III.14: Formes d'onde des tensions de phase

III.4 Influence de l'indice de modulation :

Le principe de la modulation de largeur d'impulsions montre que, plus le rapport des fréquences de la porteuse et de la modulatrice ($f_m / f_{réf}$) est élevé, plus la neutralisation des harmoniques est efficace.

La Modulation de la largeur d'impulsions ne réduit pas le taux d'harmoniques, celui-ci pratiquement indépendant de m .

D'après les résultats de simulation on remarque que l'augmentation de m décale les harmoniques vers les fréquences élevées.

Pour montrer l'influence de m on prend $m=15, 33, 100$.

III.5 Résultats de simulation :

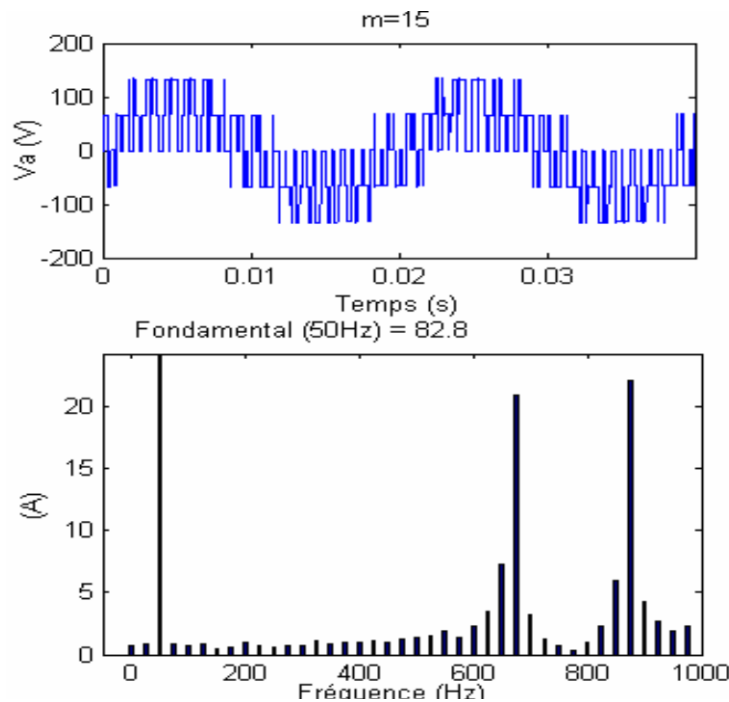


Fig. III.15: Analyse temporelle et spectrale de V_a
Pour $m=15$

0 Hz (DC)	0.68	525 Hz	1.51
25 Hz	0.82	550 Hz (h11)	1.96
50 Hz Fund	82.80	575 Hz	1.44
75 Hz	0.84	600 Hz (h12)	2.32
100 Hz (h2)	0.74	625 Hz	3.43
125 Hz	0.82	650 Hz (h13)	7.22
150 Hz (h3)	0.44	675 Hz	20.97
175 Hz	0.60	700 Hz (h14)	3.15
200 Hz (h4)	0.92	725 Hz	1.30
225 Hz	0.67	750 Hz (h15)	0.70
250 Hz (h5)	0.64	775 Hz	0.30
275 Hz	0.78	800 Hz (h16)	0.98
300 Hz (h6)	0.75	825 Hz	2.35
325 Hz	1.16	850 Hz (h17)	5.96
350 Hz (h7)	0.79	875 Hz	22.05
375 Hz	1.00	900 Hz (h18)	4.25
400 Hz (h8)	0.99	925 Hz	2.64
425 Hz	1.07	950 Hz (h19)	1.87
450 Hz (h9)	1.05	975 Hz	2.25
475 Hz	1.20		
500 Hz (h10)	1.41		

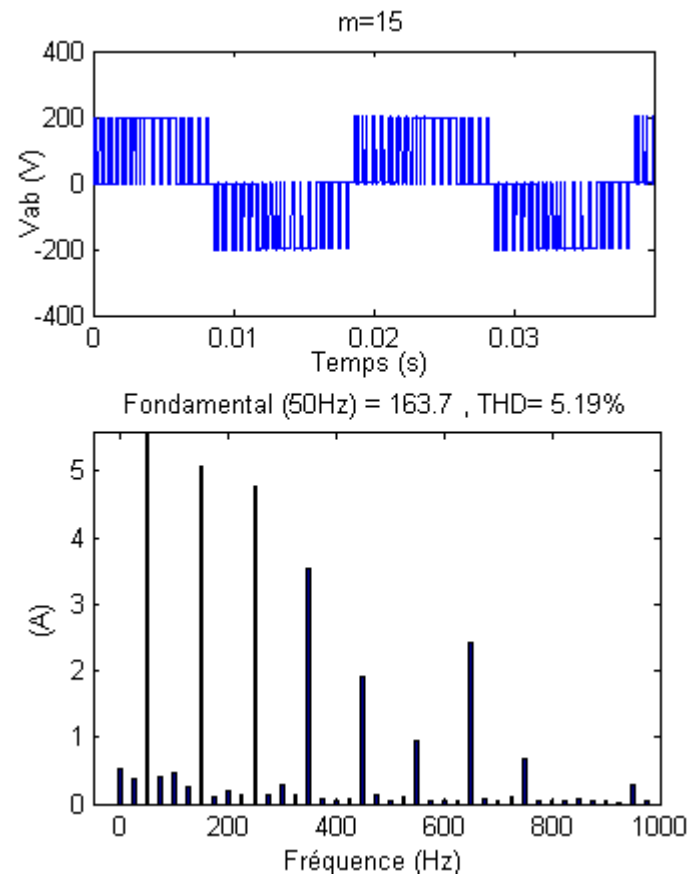


Fig. III.16: Analyse temporelle et spectrale de Vab
Pour m=15

0 Hz (DC)	0.52	525 Hz	0.10
25 Hz	0.37	550 Hz (h11)	0.96
50 Hz Fund	163.70	575 Hz	0.05
75 Hz	0.41	600 Hz (h12)	0.06
100 Hz (h2)	0.45	625 Hz	0.06
125 Hz	0.25	650 Hz (h13)	2.42
150 Hz (h3)	5.06	675 Hz	0.07
175 Hz	0.10	700 Hz (h14)	0.05
200 Hz (h4)	0.20	725 Hz	0.10
225 Hz	0.13	750 Hz (h15)	0.67
250 Hz (h5)	4.78	775 Hz	0.04
275 Hz	0.14	800 Hz (h16)	0.06
300 Hz (h6)	0.29	825 Hz	0.05
325 Hz	0.14	850 Hz (h17)	0.07
350 Hz (h7)	3.53	875 Hz	0.05
375 Hz	0.07	900 Hz (h18)	0.05
400 Hz (h8)	0.05	925 Hz	0.02
425 Hz	0.08	950 Hz (h19)	0.28
450 Hz (h9)	1.90	975 Hz	0.05
475 Hz	0.14		
500 Hz (h10)	0.05		

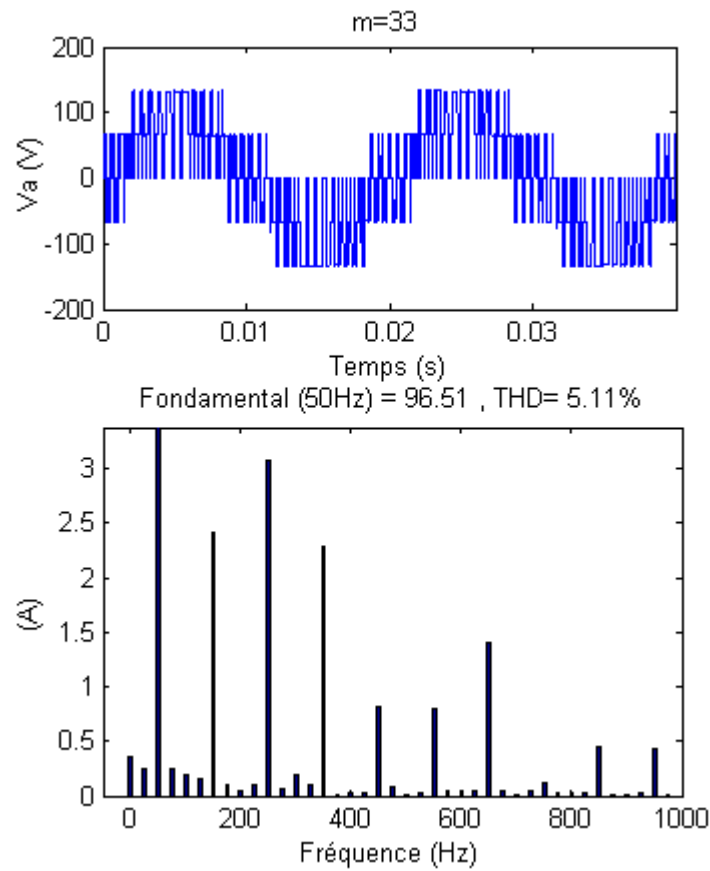


Fig. III.17: Analyse temporelle et spectrale de Va
Pour m=33

0 Hz (DC)	0.35	525 Hz	0.02
25 Hz	0.25	550 Hz (h11)	0.80
50 Hz Fund	96.51	575 Hz	0.05
75 Hz	0.24	600 Hz (h12)	0.04
100 Hz (h2)	0.20	625 Hz	0.04
125 Hz	0.15	650 Hz (h13)	1.40
150 Hz (h3)	2.41	675 Hz	0.05
175 Hz	0.09	700 Hz (h14)	0.01
200 Hz (h4)	0.04	725 Hz	0.05
225 Hz	0.11	750 Hz (h15)	0.12
250 Hz (h5)	3.07	775 Hz	0.03
275 Hz	0.06	800 Hz (h16)	0.03
300 Hz (h6)	0.19	825 Hz	0.03
325 Hz	0.10	850 Hz (h17)	0.45
350 Hz (h7)	2.30	875 Hz	0.02
375 Hz	0.00	900 Hz (h18)	0.02
400 Hz (h8)	0.02	925 Hz	0.02
425 Hz	0.02	950 Hz (h19)	0.43
450 Hz (h9)	0.83	975 Hz	0.01
475 Hz	0.08		
500 Hz (h10)	0.01		

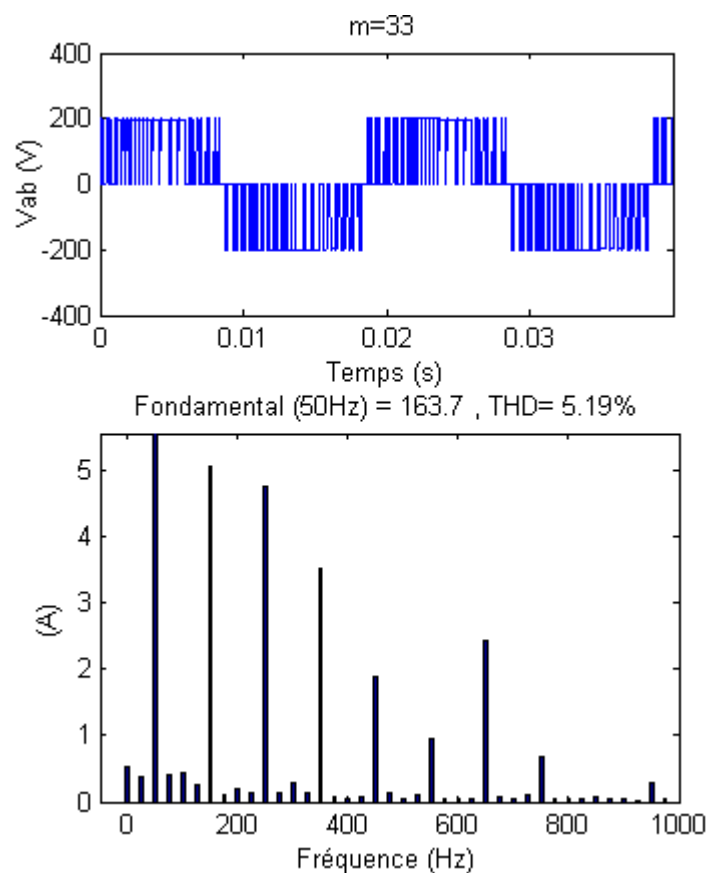


Fig. III.18: Analyse temporelle et spectrale de Vab
Pour m=30

0 Hz (DC)	0.52	525 Hz	0.10
25 Hz	0.37	550 Hz (h11)	0.96
50 Hz Fund	163.70	575 Hz	0.05
75 Hz	0.41	600 Hz (h12)	0.06
100 Hz (h2)	0.45	625 Hz	0.06
125 Hz	0.25	650 Hz (h13)	2.42
150 Hz (h3)	5.06	675 Hz	0.07
175 Hz	0.10	700 Hz (h14)	0.05
200 Hz (h4)	0.20	725 Hz	0.10
225 Hz	0.13	750 Hz (h15)	0.67
250 Hz (h5)	4.78	775 Hz	0.04
275 Hz	0.14	800 Hz (h16)	0.06
300 Hz (h6)	0.29	825 Hz	0.05
325 Hz	0.14	850 Hz (h17)	0.07
350 Hz (h7)	3.53	875 Hz	0.05
375 Hz	0.07	900 Hz (h18)	0.05
400 Hz (h8)	0.05	925 Hz	0.02
425 Hz	0.08	950 Hz (h19)	0.28
450 Hz (h9)	1.90	975 Hz	0.05
475 Hz	0.14		
500 Hz (h10)	0.05		

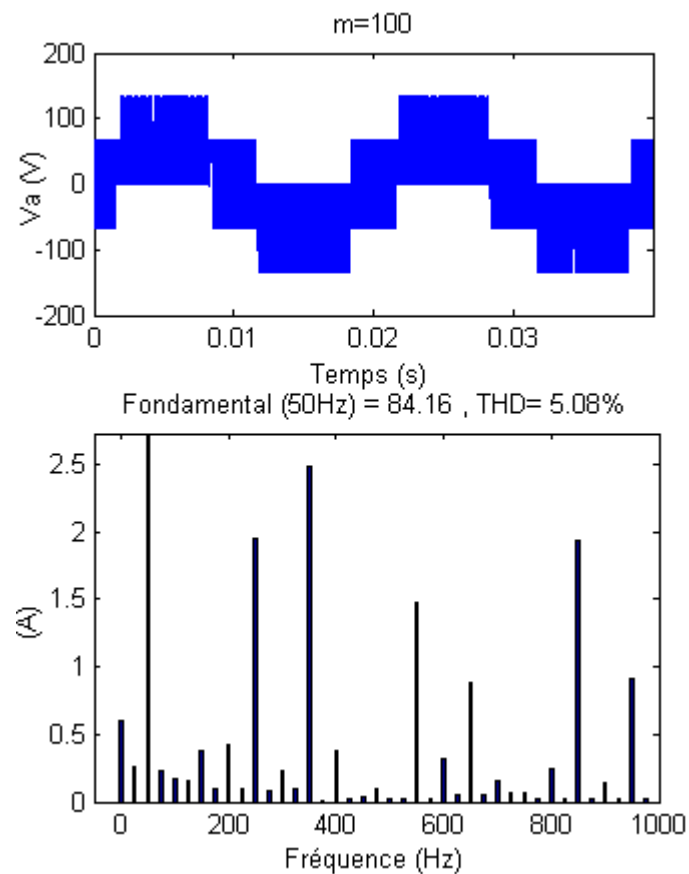


Fig. III.19: Analyse temporelle et spectrale de Va
Pour m=100

0 Hz (DC)	0.60	525 Hz	0.02
25 Hz	0.25	550 Hz (h11)	1.47
50 Hz Fund	84.16	575 Hz	0.03
75 Hz	0.23	600 Hz (h12)	0.31
100 Hz (h2)	0.17	625 Hz	0.04
125 Hz	0.15	650 Hz (h13)	0.88
150 Hz (h3)	0.37	675 Hz	0.06
175 Hz	0.10	700 Hz (h14)	0.16
200 Hz (h4)	0.42	725 Hz	0.06
225 Hz	0.10	750 Hz (h15)	0.06
250 Hz (h5)	1.96	775 Hz	0.02
275 Hz	0.08	800 Hz (h16)	0.24
300 Hz (h6)	0.24	825 Hz	0.02
325 Hz	0.10	850 Hz (h17)	1.94
350 Hz (h7)	2.48	875 Hz	0.02
375 Hz	0.01	900 Hz (h18)	0.14
400 Hz (h8)	0.38	925 Hz	0.02
425 Hz	0.03	950 Hz (h19)	0.92
450 Hz (h9)	0.04	975 Hz	0.02
475 Hz	0.09		
500 Hz (h10)	0.03		

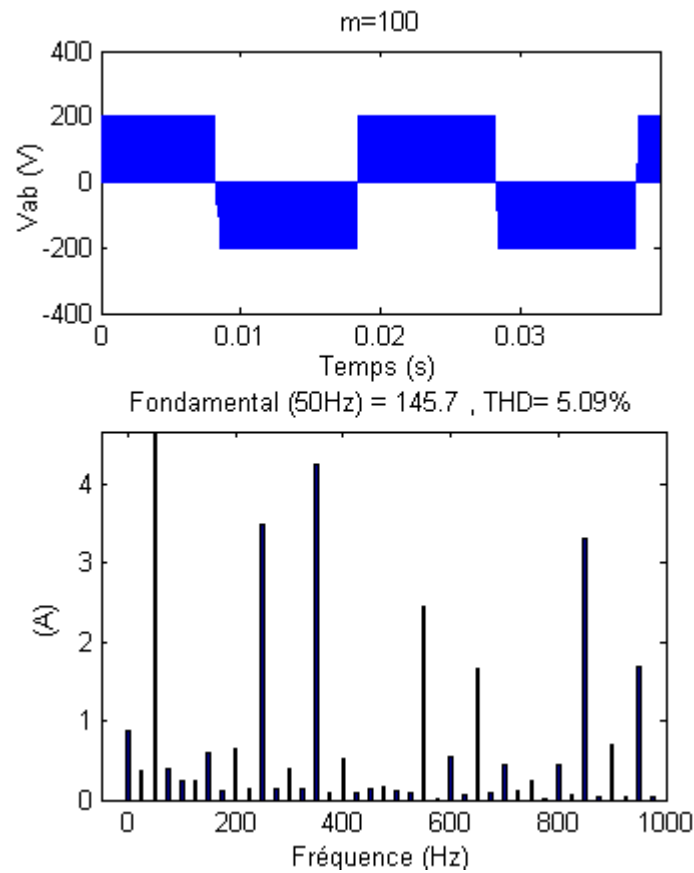


Fig. III.20: Analyse temporelle et spectrale de Vab
Pour m=100

0 Hz (DC)	0.88	525 Hz	0.10
25 Hz	0.38	550 Hz (h11)	2.46
50 Hz Fund	145.68	575 Hz	0.01
75 Hz	0.40	600 Hz (h12)	0.54
100 Hz (h2)	0.24	625 Hz	0.07
125 Hz	0.25	650 Hz (h13)	1.66
150 Hz (h3)	0.59	675 Hz	0.08
175 Hz	0.11	700 Hz (h14)	0.44
200 Hz (h4)	0.65	725 Hz	0.11
225 Hz	0.13	750 Hz (h15)	0.24
250 Hz (h5)	3.48	775 Hz	0.01
275 Hz	0.15	800 Hz (h16)	0.43
300 Hz (h6)	0.40	825 Hz	0.06
325 Hz	0.13	850 Hz (h17)	3.29
350 Hz (h7)	4.24	875 Hz	0.04
375 Hz	0.09	900 Hz (h18)	0.69
400 Hz (h8)	0.52	925 Hz	0.03
425 Hz	0.09	950 Hz (h19)	1.69
450 Hz (h9)	0.14	975 Hz	0.05
475 Hz	0.15		
500 Hz (h10)	0.11		

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressé à la modélisation et l'étude du comportement des systèmes électroniques de puissance à commande MLI.

Après avoir présenté les caractéristiques de ces systèmes nous avons dans une première étape proposé une manière simple et élégante d'écrire les équations de ce type de systèmes et ce quel que soit la nature des systèmes interconnectés par le convertisseur et le type de convertisseur.

On a montré que la commande en *pleine onde* ne permet qu'un contrôle direct de la phase du fondamental de la tension de l'onduleur, et ne permet donc pas un contrôle découplé de l'échange de puissance active et réactive avec le réseau.

La commande à des fréquences de commutation supérieures aux grandeurs de sortie permet d'une part un contrôle total de la tension (amplitude et phase) et donc le contrôle indépendant des puissance active et réactive échangées avec le réseau dans les applications de compensation. D'autre part, il est aussi possible de contrôler le spectre basse fréquence de la tension de sortie ce qui permet son utilisation dans des applications de filtrage des tensions ou courants harmoniques.

CHAPITRE IV:

*INTRODUCTION A LA COMPENSATION PAR
LES CONVERTISSEURS DE L'ÉLECTRONIQUE
DE PUISSANCE*

CHAPITRE IV : INTRODUCTION A LA COMPENSATION PAR LES CONVERTISSEURS DE L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

Les systèmes de compensation d'EP peuvent être divisés en deux groupes des points de vue technologique et contrôle/commande :

- Les systèmes basés sur des **convertisseurs statiques** (en pratique, dans la plupart des applications le convertisseur utilisé est l'onduleur de tension).
- Les systèmes basés sur des **éléments passifs commutés** (EPC) par des interrupteurs électroniques. en classe dans cette famille le gradateur.

Ce sont ces systèmes (les convertisseurs statiques ou les éléments passifs commutés par exemple), que l'on appellera « briques élémentaires », car ils sont considérés comme les éléments d'EP de base d'un système de compensation pour le réseau [18].

Les forts développements des compensateurs ont donné naissance à nombre de structures et un foisonnement d'acronymes plus ou moins normalisés, nous évitons volontairement ici d'en faire état [18].

IV.1 Briques Élémentaires des compensateurs d'EP

IV.1.1 Éléments Passifs Commutés (EPC)

Les éléments passifs commutés (EPC) sont des impédances que l'on peut connecter en série ou en parallèle avec le réseau dont la valeur varie de manière continue ou discrète via des interrupteurs statiques.

Ce sont les premiers compensateurs d'EP utilisés. La raison principale vient du fait que les premiers semi-conducteurs de puissance disponibles (années soixante) furent les thyristors et ces composants sont très bien adaptés aux structures de type EPC (ce n'est pas le cas pour les structures de type onduleur de tension). Leur large utilisation tient essentiellement de leur coût, leur robustesse, des puissances qu'ils commutent et de leur tenue en tension. Leur inconvénient principal vient de leur ouverture naturelle ou assistée : ils fonctionnent à de faibles fréquences par conséquent génèrent des harmoniques de courant en basse fréquence [18].

Du point de vue de l'application, les EPC connectés en série se comportent comme une inductance ou un condensateur série variable provoquant une chute de tension en quadrature avant ou arrière avec le courant de ligne. Ils modifient ainsi l'impédance de la ligne, absorbant ou générant de l'énergie réactive. Les EPC connectés en shunt se comportent comme une inductance ou un condensateur shunt variable absorbant un courant réactif (en quadrature AV ou AR par rapport à la tension du noeud de raccordement). Ils modifient aussi l'impédance de la ligne, absorbant ou générant de l'énergie réactive [18].

Ces compensateurs ne sont capables que d'agir sur les grandeurs fondamentales du réseau (tension ou courant) à travers un échange d'énergie réactive.

A la base de ces dispositifs il y a :

- ❖ **Le gradateur sur charge purement inductive** (TCR : *Thyristor Commuted Reactor*) qui se comporte comme une inductance dont valeur d'impédance à la fréquence du fondamental peut être contrôlée de façon continue dans une plage donnée. En général on l'utilise en combinaison avec un condensateur shunt de façon à créer une source d'énergie réactive variable (connu par le nom de SVC – *Static VAR Compensator*) [18].

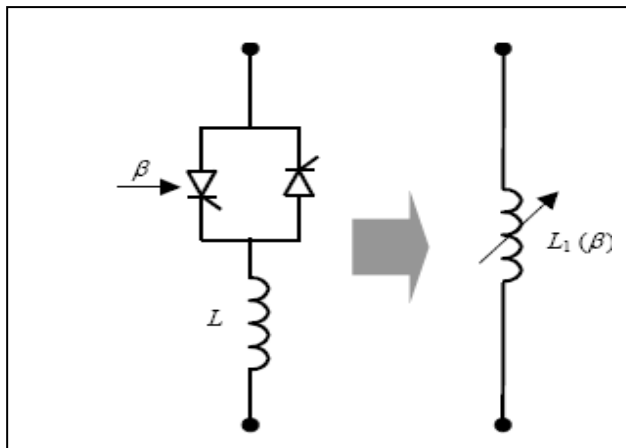


Fig. IV.1 : Réactance commutée par thyristor [18].

- ❖ **Les bancs de condensateurs commutables** (TSC : *Thyristor Switched Capacitors*), qui se comporte comme un condensateur dont valeur peut prendre un nombre fini de valeurs ($2n-1$, pour n interrupteurs et condensateurs de valeurs différentes) [18].

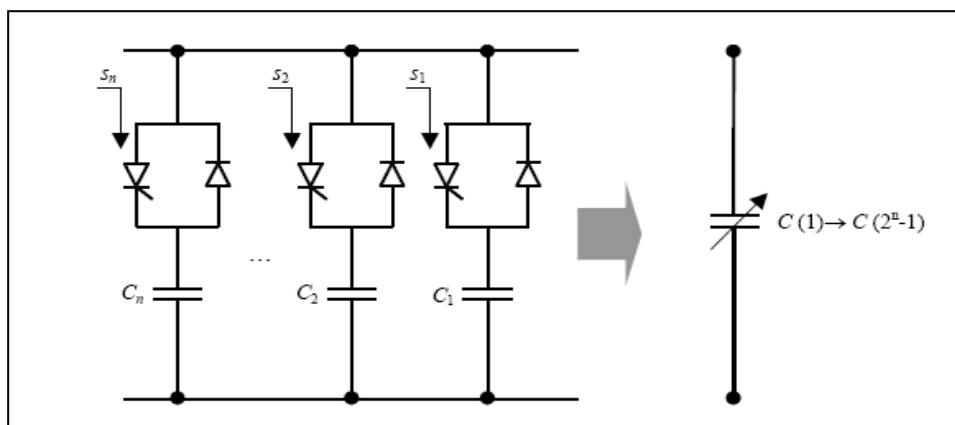


Fig. IV.2 : Banc de condensateurs commutable [18].

IV.1.2 Onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet, de manière réversible, la conversion de tension continue en tension alternative. Vu du réseau, il agit comme une source de tension alternative variable. La capacité d'échange de puissance active de cette source dépend des caractéristiques du système de génération et/ou de stockage d'énergie de la partie continue de l'onduleur. Il peut aussi échanger de l'énergie réactive, la limite étant cette fois-ci fixée par la puissance apparente du convertisseur et la fréquence de commutation des interrupteurs (si l'on veut aussi échanger de l'énergie via les harmoniques) [18].

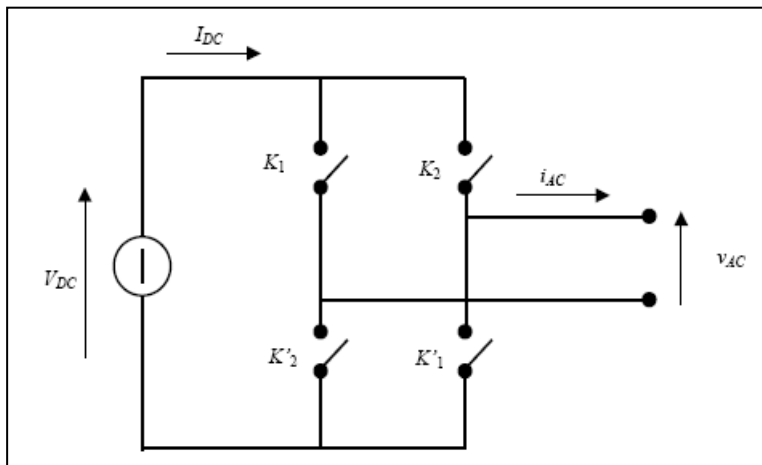


Fig. IV.3 : Schéma équivalent d'un onduleur de tension monophasé [18].

Étant une source de tension côté alternatif, l'onduleur de tension pourrait être directement raccordé en série avec le réseau, même si dans la plupart des cas, on utilise un transformateur de couplage et un filtre en LC pour filtrer les harmoniques de découpage. Par contre, l'onduleur de tension ne peut pas être directement raccordé en shunt, car le réseau électrique se comporte essentiellement comme une source de tension. Il est donc nécessaire d'ajouter un filtre de couplage (de type L ou LCL) entre l'onduleur de tension et le réseau, et ce, de façon à convertir le système en une source contrôlable de courant alternatif. Dans certains cas, le transformateur éventuel de raccordement fait office de filtre L via ses inductances de fuite.

Les interrupteurs utilisés sont bidirectionnels en courant et bi-commandables, en fait un semi-conducteur bi-commandable en anti-parallèle avec une diode. Le semi-conducteur bi-commandable peut être un IGBT, un GTO, un IGCT ou encore un thyristor muni d'un circuit d'extinction pour les plus hautes puissances [18].

On constate que ces compensateurs sont capables d'agir non seulement sur les grandeurs fondamentales du réseau (tension ou courant) mais aussi sur les grandeurs harmoniques, à travers d'un échange d'énergie réactive et active.

IV.2 Topologies de compensation

Il existe trois topologies de compensation principales, les deux topologies de raccordement au réseau mentionnées précédemment, *série* et *shunt*, et une troisième dérivée de la combinaison des deux antérieures : la topologie *universelle*.

IV.2.1 Compensation Série

Si le compensateur série est passif, c'est-à-dire un EPC, son action principale est la modification de l'impédance de ligne. Ainsi, dans les lignes fortement inductives, on peut réduire l'inductance de la ligne et modifier la chute de tension sur cette impédance, de façon à régler la tension appliquée à la charge ou le transit de puissance. A l'inverse, on peut diminuer le flux de puissance active sur une ligne en la rendant plus inductive par un comportement inductif de l'EPC [18].

Si le compensateur est basé sur l'onduleur de tension, la tension de l'onduleur s'ajoute à la tension du réseau, elle compense ainsi les perturbations agissant sur la tension d'alimentation de la charge sensible.

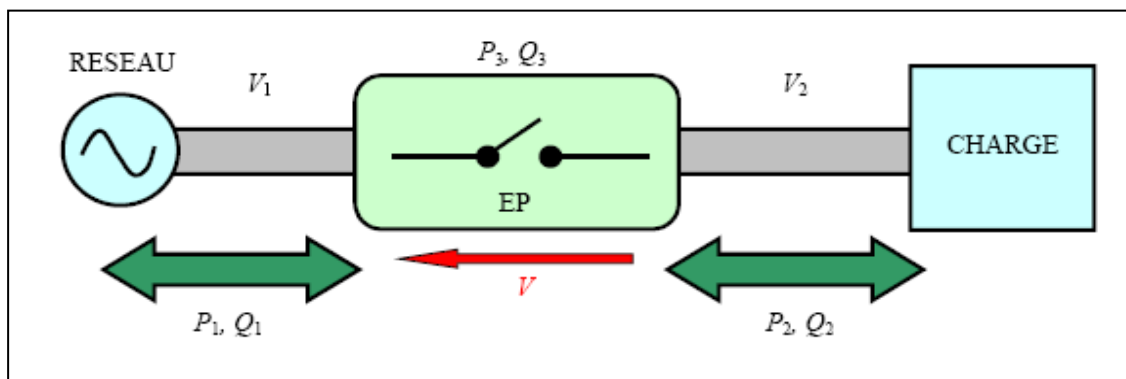


Fig. IV.4 : Principe de compensation série par convertisseur d'EP [18].

IV.2.2 Compensation Shunt

A l'inverse des compensateurs série, les structures shunt servent principalement à découpler du réseau les perturbations venant de diverses charges, évitant ainsi de perturber la tension réseau.

Si le compensateur est passif, c'est-à-dire basé sur des EPC, il se comportera comme une inductance ou un condensateur selon le réglage désiré. La structure peut ainsi servir à régler la tension au noeud de raccordement ou encore à absorber des courants réactifs provenant de fortes charges fluctuantes (fours à arc par exemple) [18].

Si le compensateur est basé sur l'onduleur de tension, il peut faire office de source de courant variable. De plus des fonctionnalités des EPC shunt, ce compensateur peut également être utilisé comme filtre actif de courant en produisant des courants harmoniques en opposition de phase avec ceux produits par les charges perturbatrices.

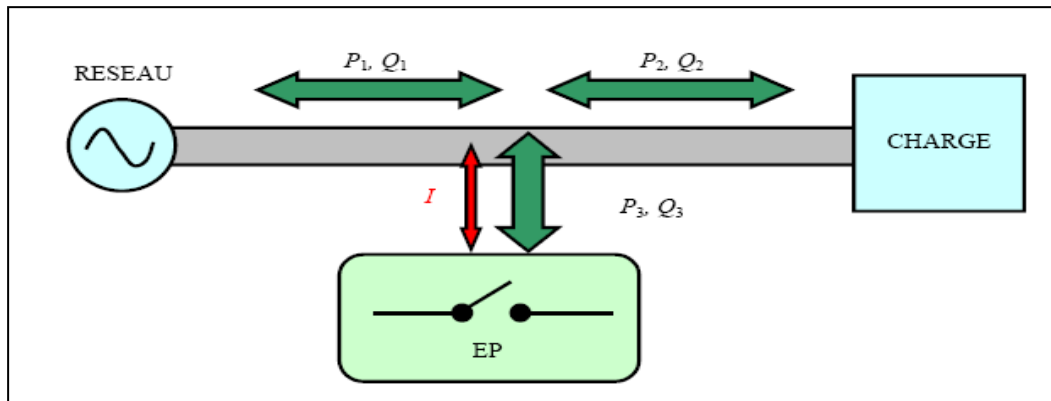


Fig. IV.5 : Principe de compensation shunt par convertisseur d'EP [18].

IV.2.3 Compensation Universelle

Ce compensateur est une association des systèmes présentés précédemment, leurs fonctionnalités aussi sont une combinaison des compensateurs série et shunt. Généralement, le compensateur universel est formé de deux onduleurs de tension, l'un en série, l'autre en shunt et partageant un même bus continu [18].

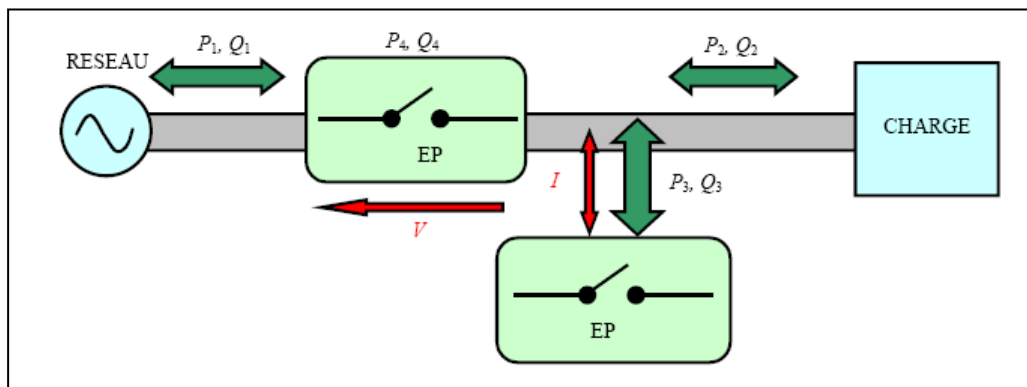


Fig.IV.6 : Principe de compensation universelle par convertisseur d'EP [18].

IV.3 Conclusion

Ce court chapitre descriptif récapitule succinctement les diverses possibilités offertes par l'électronique de puissances dans le domaine de la compensation sans entrer dans les détails de l'architecture.

CHAPITRE V:

FILTRE ACTIF PARALLELE

CHAPITRE V : FILTRE ACTIF PARALLELE

V.1. Principes de fonctionnement

Le développement de la technologie dans le domaine des systèmes électriques commandés a pour effet deux conséquences antagonistes : l'augmentation incessante du nombre d'appareils à base d'électronique de puissance, et l'utilisation croissante de l'électronique de commande et de mesure. En effet, les appareils à base d'électronique de puissance déforment fortement la tension de la source électrique, alors que l'électronique moderne de commande réagit sensiblement à de telles perturbations. Ceci peut conduire, dans certains cas, à l'arrêt complet d'une chaîne de production [14].

Dans le secteur industriel, les nombreux convertisseurs statiques utilisés pour la variation de vitesse et le redressement.

Pour résoudre le problème des harmoniques, les solutions de filtrage sont parmi les plus utilisées. En effet, un premier type de filtre, largement éprouvé en milieu industriel et qui donne généralement satisfaction, utilise des composants passifs (inductances, condensateurs, résistances). Par ailleurs, un deuxième type, actuellement en fort développement, est apparu au cours des dernières années. Il s'agit du filtre, ou compensateur actif, qui crée un signal dont le contenu harmonique vient compenser la perturbation présente sur le réseau, comme le montre la Fig. V.1 Le filtrage actif supprime les inconvénients du filtrage passif, comme la cohabitation problématique entre deux filtres passifs raccordés au même niveau de tension ou entre filtre passif et les condensateurs de compensation d'énergie réactive raccordés au même niveau de tension [14].

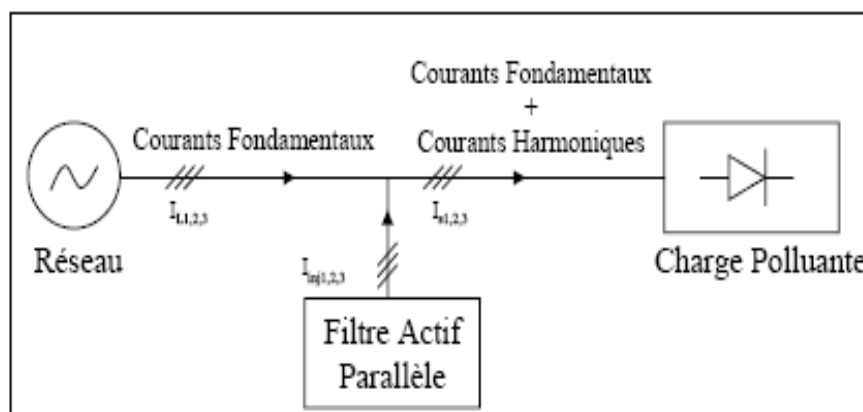


Fig.V.1 : Principe du filtre actif parallèle [14].

Dans le cas où $I_{S1,2,3}$, seraient les courants absorbés par la charge polluante alors, si on veut que le réseau fournisse $I_{L1,2,3}$, on demande au filtre actif dérivé à l'entrée de ce récepteur de générer des courants $I_{inj1,2,3}$ donnés par :

$$I_{inj1,2,3} = I_{S1,2,3} - I_{L1,2,3} \quad (V.1)$$

V.2. Structure générale

La Fig.V.2 montre la structure générale d'un filtre actif parallèle. Le principe de fonctionnement de ce filtre est d'identifier les courants perturbés ($I_{L1,2,3}$) causées par la charge non linéaire perturbatrice et d'injecter ces mêmes courants en opposition de phase ($I_{inj1,2,3}$) à travers un onduleur de tension associé en sortie à un filtre passif. A partir de cette méthode on retrouve, au niveau électrique, des courants non perturbés et proches de la sinusoïde.

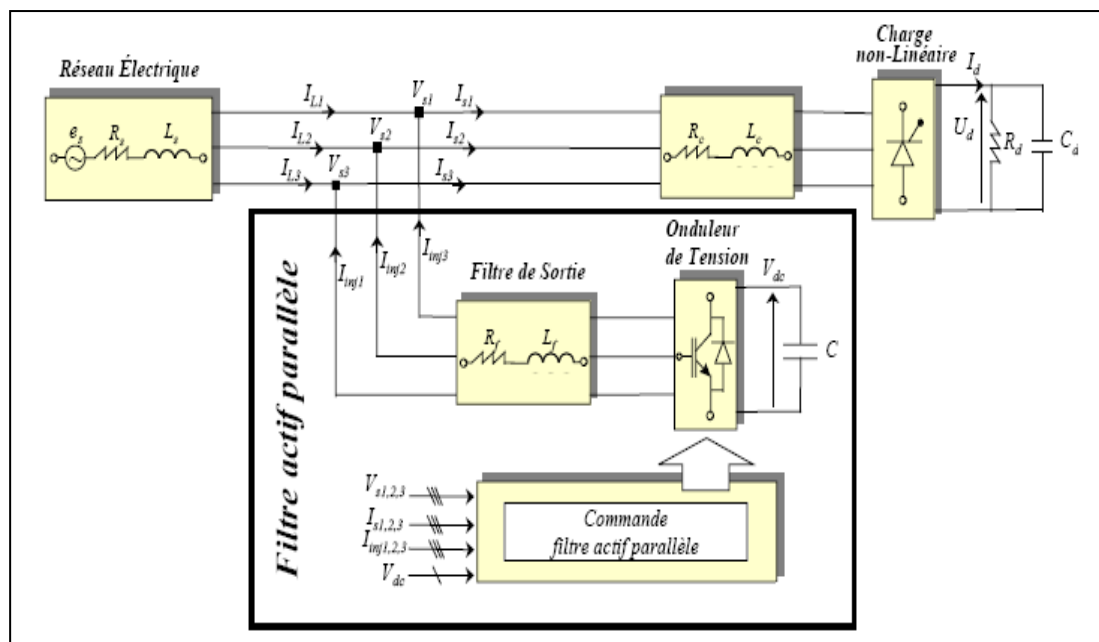


Fig.V.2 : Structure générale du filtre actif parallèle [14].

La structure générale du *filtre actif parallèle* se présente sous la forme de deux parties

La *partie puissance* et la *partie contrôle commande* comme montre la Fig. V.3.

La partie puissance est constituée :

- ⇒ 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 :

- ⇒ 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.

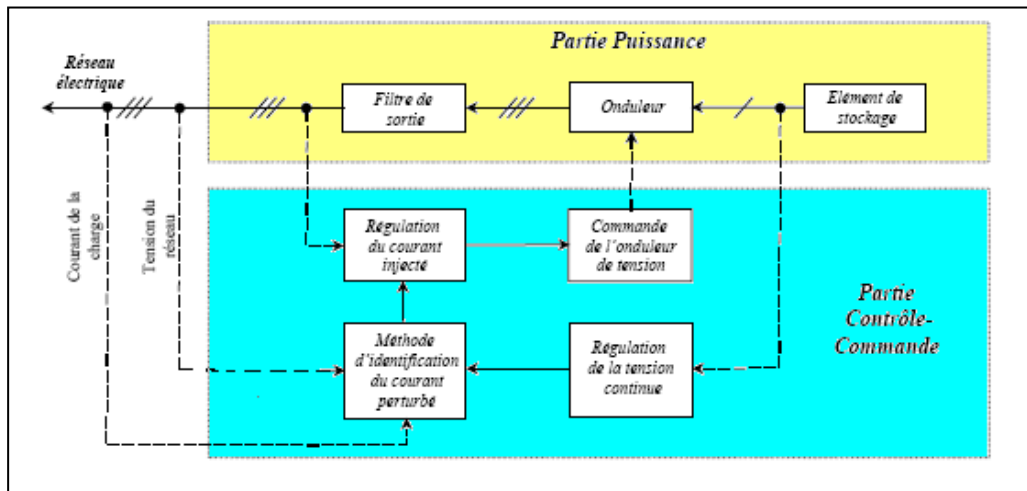


Fig. V.3 : Structure générale du filtre actif parallèle [12].

V.3 Etude de la partie puissance

V.3.1 Onduleur de tension

V.3.1.1 Structure générale

La Fig. V.4 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 [12].

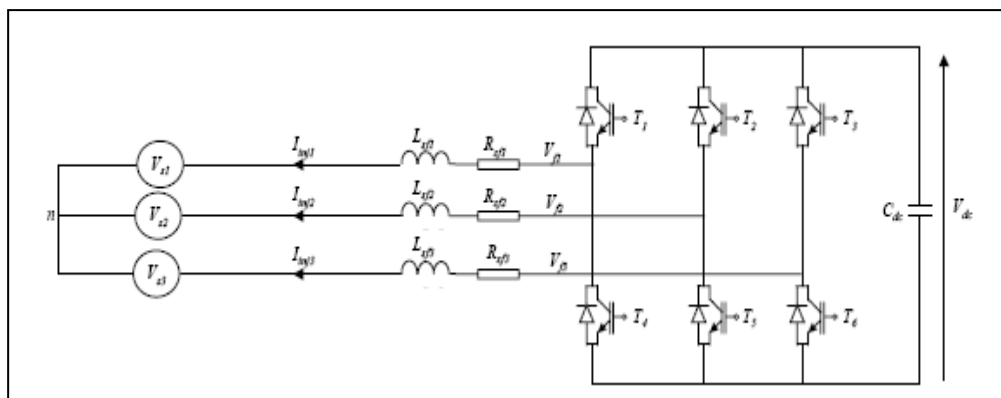


Fig.V.4 : Onduleur de tension triphasé [12].

V.3.1.2 Tension fournie par l'onduleur

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la Fig. II.2 dépendent de l'état des signaux de commande (S_1, S_2, S_3), comme défini ci-dessous :

$$S_1=1 \quad T_1 \text{ fermé } T_4 \text{ ouvert}$$

$$S_1=0 \quad T_1 \text{ ouvert } T_4 \text{ fermé}$$

$$S_1=1 \quad T_2 \text{ fermé } T_5 \text{ ouvert}$$

$$S_1=0 \quad T_2 \text{ ouvert } T_5 \text{ fermé}$$

$$S_1=1 \quad T_3 \text{ fermé } T_6 \text{ ouvert}$$

$$S_1=0 \quad T_3 \text{ ouvert } T_6 \text{ fermé}$$

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

V.3.1.4 Représentation vectorielle

Dans le plan biphasé (α, β), en considérant \vec{V}_f le vecteur correspondant aux tensions de l'onduleur, les huit cas possibles du vecteur \vec{V}_f sont donnés par la Fig. V.5.

N° du cas	S_3	S_2	S_1	$V_{f\beta}$	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. V.1 : Tensions générées par l'onduleur

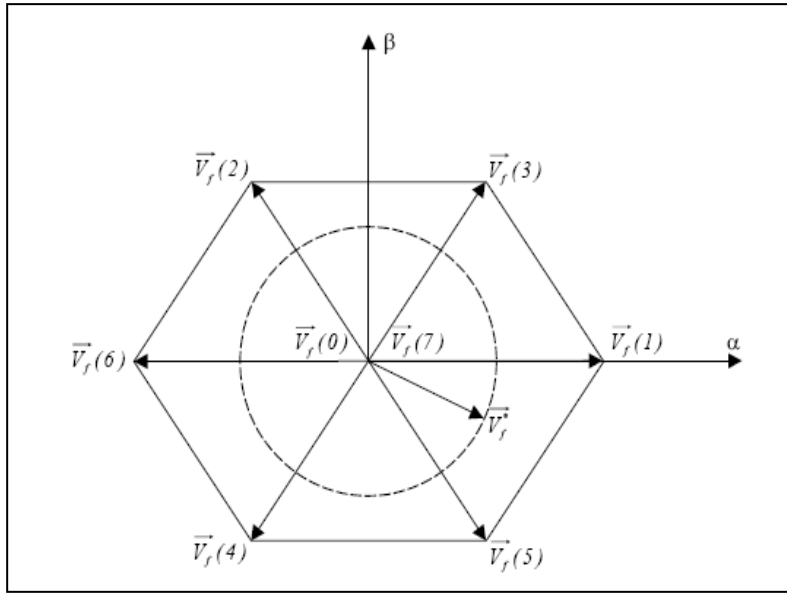


Fig. V.5 : Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur [12].

Où \vec{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 Fig. V.5

V.3.2 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} ,

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 [12].

Le calcul de C_{dc} 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 :

$$C_{dc} = \frac{I_h}{\varepsilon \cdot V_{dc} \cdot \omega_h} \quad (V.2)$$

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

II.3.3 Filtre de sortie

Il est composé d'une inductance L_f de résistance interne R_f , comme le montre la Fig. II.2. 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. 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 [12].

V.4 Etude de la partie contrôle commande

V.4.1 Introduction à la stratégie de commande

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.

- *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 méthode d'identification la plus utilisée est celle appelée méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées. 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 [12].

V.4.2 Méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées

V.4.2.1 Généralités sur les puissances instantanées

Dans cette partie nous allons étudier la méthode d'identification basée sur les puissances instantanées.

En présence des harmoniques, la puissance apparente est composée de trois parties : active (P), réactive (Q) et déformante (D).

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (V.3)$$

Cette méthode exploite la transformation $\alpha - \beta$ pour obtenir les puissances réelles et imaginaires.

Notons par (V_α, V_β) et (I_α, I_β) les composantes orthogonales du repère $\alpha - \beta$ associées respectivement aux tensions de raccordement du *filtre actif parallèle* (V_s) et aux courants

absorbés par les charges polluantes (I_s). La transformation $\alpha - \beta - 0$ triphasée permet d'écrire, la relation des tensions suivante :

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{V.4})$$

Et la relation des courants ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{V.5})$$

Les composantes avec l'indice (0) 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 :

$$\begin{cases} P(t) = V_{s1} \cdot I_{s1} + V_{s2} \cdot I_{s2} + V_{s3} \cdot I_{s3} = P(t) + V_0(t) \\ P(t) = V_\alpha \cdot I_\alpha + V_\beta \cdot I_\beta \\ P_0(t) = V_0 \cdot I_0 \end{cases} \quad (\text{V.6})$$

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

L'avantage de la transformation $\alpha - \beta - 0$ 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 :

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}} [(V_{s1} - V_{s2}) \cdot I_{s3} + (V_{s2} - V_{s3}) \cdot I_{s1} + (V_{s3} - V_{s1}) \cdot I_{s2}] = V_\alpha I_\beta - V_\beta I_\alpha \quad (\text{V.7})$$

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 *volt-ampère imaginaire (VAI)*.

A partir des relations (V.6) et (V.7), nous pouvons établir la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & V_{s\beta} \\ -V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{V.8})$$

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 :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{V.9})$$

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.

V.4.2.2 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 FigV.6.

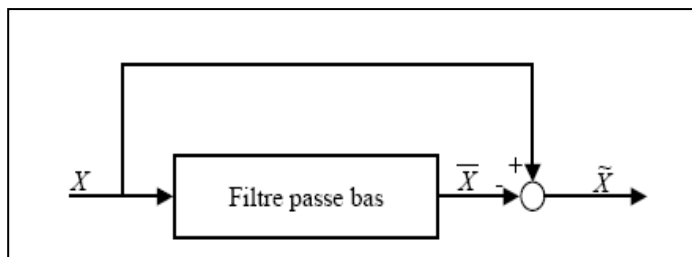


Fig. V.6 : Schéma représentant le principe de séparation des puissances [12].

La relation suivante donne l'expression générale d'un filtre passe-bas du deuxième ordre :

$$\frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2} \quad (\text{V.10})$$

La fréquence de coupure, $f_0 = \omega_0 / 2\Pi$, est choisie pour que le filtre de puissance puisse bloquer toute composante perturbatrice des puissances instantanées (\tilde{X}).

Elle doit aussi permettre aussi le passage des composantes continues représentant les puissances active et réactive à la fréquence fondamentale (\bar{X}).

V.4.2.3 Calcul des courants perturbateurs

En inversant la relation (V.8), nous pouvons recalculer les courants dans le repère ($\alpha - \beta$) comme le montre l'équation (V.11) :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{V.11})$$

En considérant les équations (V.11) et (V.9), 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 :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{courant actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix}}_{\text{courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}}_{\text{courants harmoniques}} \quad (\text{V.12})$$

Avec $\Delta = V_\alpha^2 + V_\beta^2$ 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 (V.13).

$$\begin{bmatrix} I_{ref1} \\ I_{ref2} \\ I_{ref3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{p\alpha} \\ I_{p\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{V.13})$$

Avec $I_{P\alpha}, I_{P\beta}$ courants perturbateurs calculés dans le repère α, β à partir des courants réactifs et harmoniques de la relation (V.9).

V.4.2.4 Algorithme d'identification

Finalement, l'algorithme d'identification peut être représenté par la Fig.V.7.

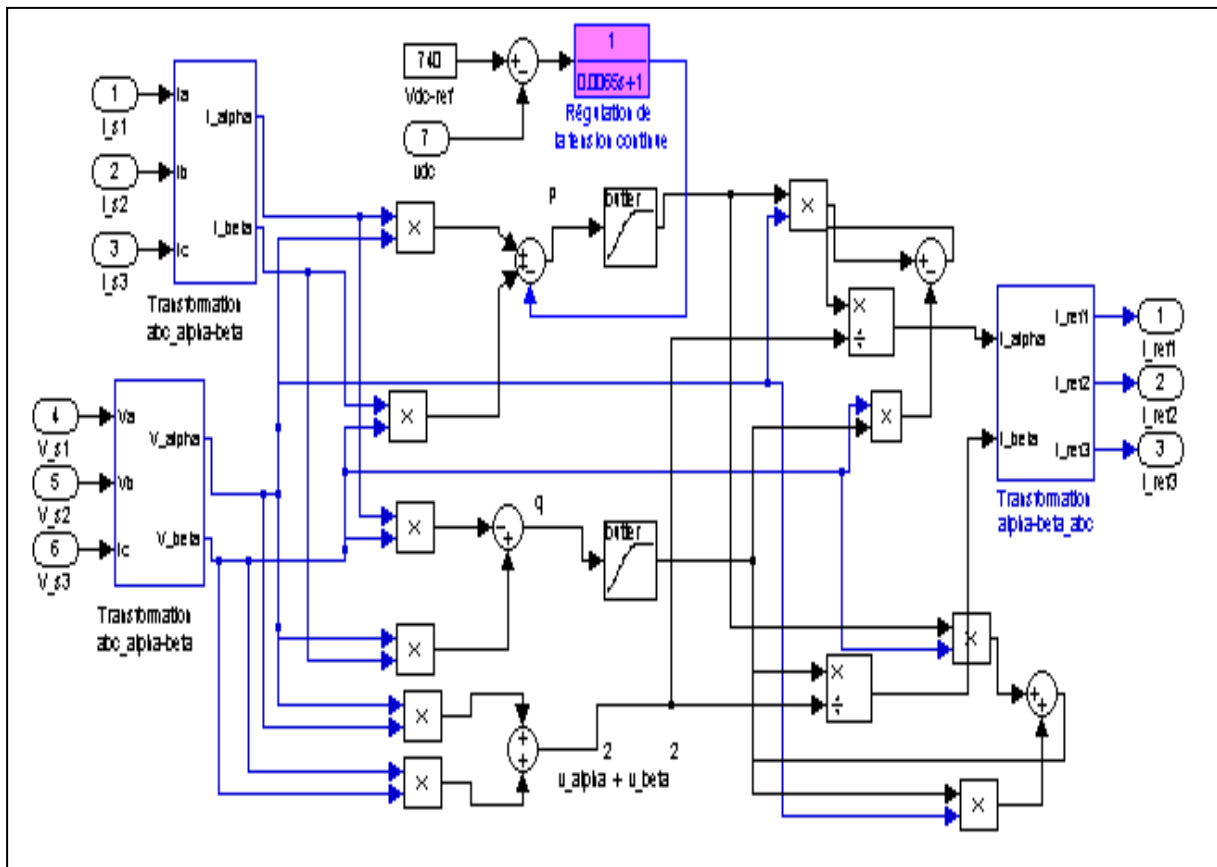


Fig. V.7 : Schéma de principe de la méthode d'identification des puissances instantanées

V.4.3 Régulation de la tension continue

La tension moyenne V_{dc} aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixe. La principale cause susceptible de la modifier sont les pertes dans le filtre actif (interrupteurs et filtre de sortie). La régulation de la tension moyenne aux bornes du condensateur de stockage d'énergie doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence. La 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} . 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}) [12].

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 .

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 peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P_c = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} \cdot V_{dc}^2 \right) \quad (\text{V.14})$$

Notons que la relation (V.14) 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 :

$$\begin{cases} P_c = C_{dc} \cdot V_{dc-ref} \frac{d}{dt} (V_{dc}) \\ \Rightarrow V_{dc}(s) = \frac{P_c(s)}{V_{dc-ref} C_{dc} \cdot s} \end{cases} \quad (\text{V.15})$$

A partir de la relation (V.11), 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. V.8. 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 [12].

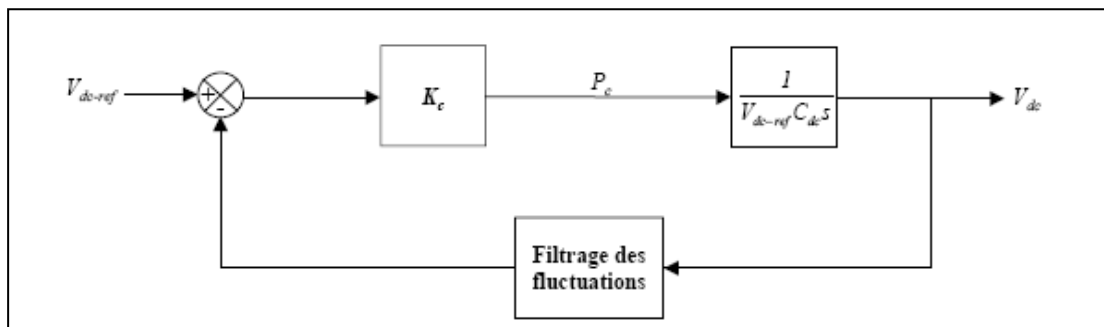


Fig. V.8 : Boucle de régulation de la tension continue [12].

V.4.4 La commande de l'onduleur

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

- commande par hystérésis,
- commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)

V.4.4.1 Commande par hystérésis

Le principe de contrôle des courants par hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation.

En pratique, c'est la technique schématisée sur la Fig. V.8 que l'on utilise. La différence entre le courant de référence et celui mesuré est appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit directement l'ordre de commande des interrupteurs du bras correspondant de l'onduleur [12].

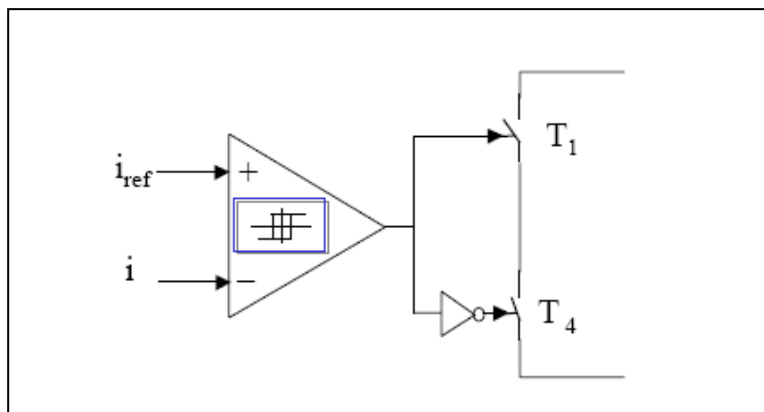


Fig.V.9 : Contrôle de courant par hystérésis [12].

V.4.4.2 Commande par MLI

La méthode basée sur la MLI met en oeuvre d'abord un régulateur qui, à partir de l'écart entre le courant et sa référence, détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice). Cette dernière est ensuite comparée avec un signal en dent de scie à fréquence élevée (porteuse). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Le schéma de principe de cette méthode est donné sur la Fig.V.9.

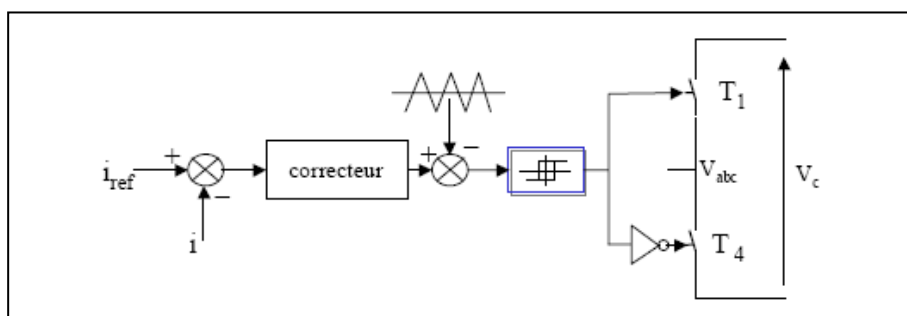


Fig. V.10 : Contrôle de courant par MLI [12].

V.4.5 La Régulation du courant du filtre actif parallèle

L'objectif de la régulation de la partie parallèle est de contrôler le courant à la sortie de l'onduleur parallèle. La mise au point d'un régulateur doit prendre en compte les critères suivants :

- la bande passante du régulateur doit être assez large afin de ne pas introduire un retard important,
- le fonctionnement de la régulation ne doit pas être perturbé par les harmoniques dus aux découpages de l'onduleur. Ces harmoniques doivent être atténués à la sortie du régulateur [12].

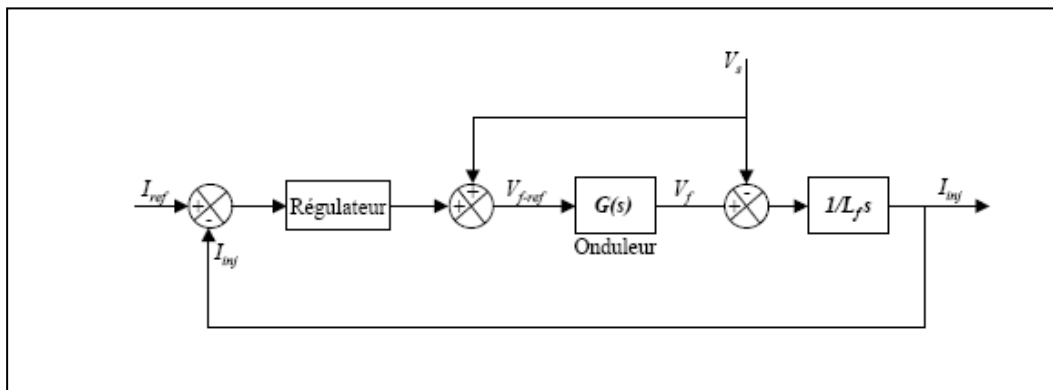


Fig. V.11 : Schéma de la régulation des courants du F.A.P [12].

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

$$\left\{ \begin{array}{l} G(s) = K \frac{1}{1 + \tau s} \\ K = \frac{V_{dc}}{2V_p} \end{array} \right. \quad (V.16)$$

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

V.5 Résultat de simulation

Paramètres de simulation :

❖ Réseau électrique :

$V=220\text{ V}$, $R_s=0.5\text{ m}\Omega$, $L_s=15\text{ }\mu\text{H}$

❖ Charge non linéaire :

- Charge1 (pont de Gratez à diode) : $R_{ch1}=0.6\text{ }\Omega$, $L_{ch1}=2.2\text{ mH}$
- Charge 2 (pont de Gratez à diode) : $R_{ch2}=4\text{ }\Omega$, $L_{ch2}=0.004\text{ H}$
- Charge 3 (pont de Gratez à thyristor) : $R_{ch3}=4\text{ }\Omega$, $L_{ch3}=0.002\text{ H}$, $\alpha = 15^\circ$

$R_c=1.2\text{ m}\Omega$, $L_c=50\text{ }\mu\text{H}$

❖ Filtre actif parallèle

$V_{Dc}=700\text{ V}$, $R_f=1\text{ }\Omega$, $L_f=0.1\text{ mH}$, $C_{dC}=4.2\text{ mF}$

Fréquence de commutation 10000 HZ (10 KHZ)

V.5.1. cas d'un pont redresseur à diode (charge 1) :

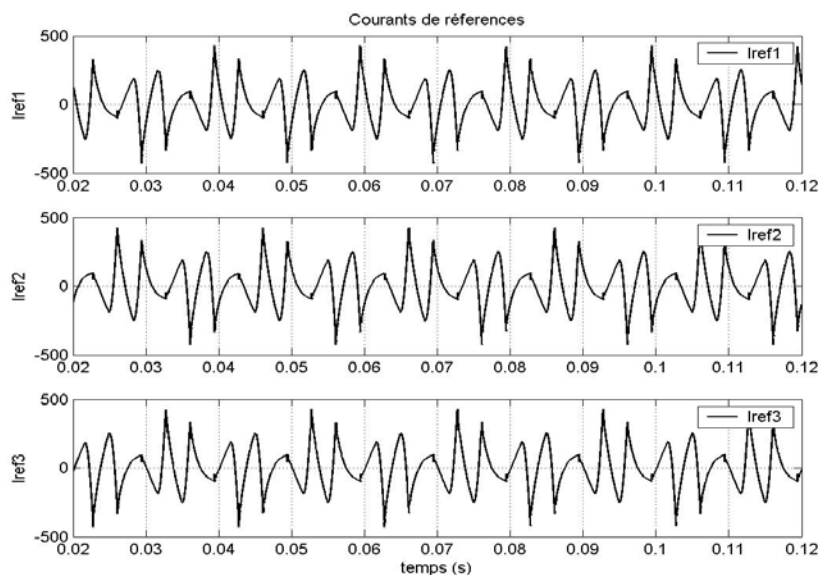


Fig. V.12 : Courants de références déduit par la méthode des puissances actives et réactives instantanées

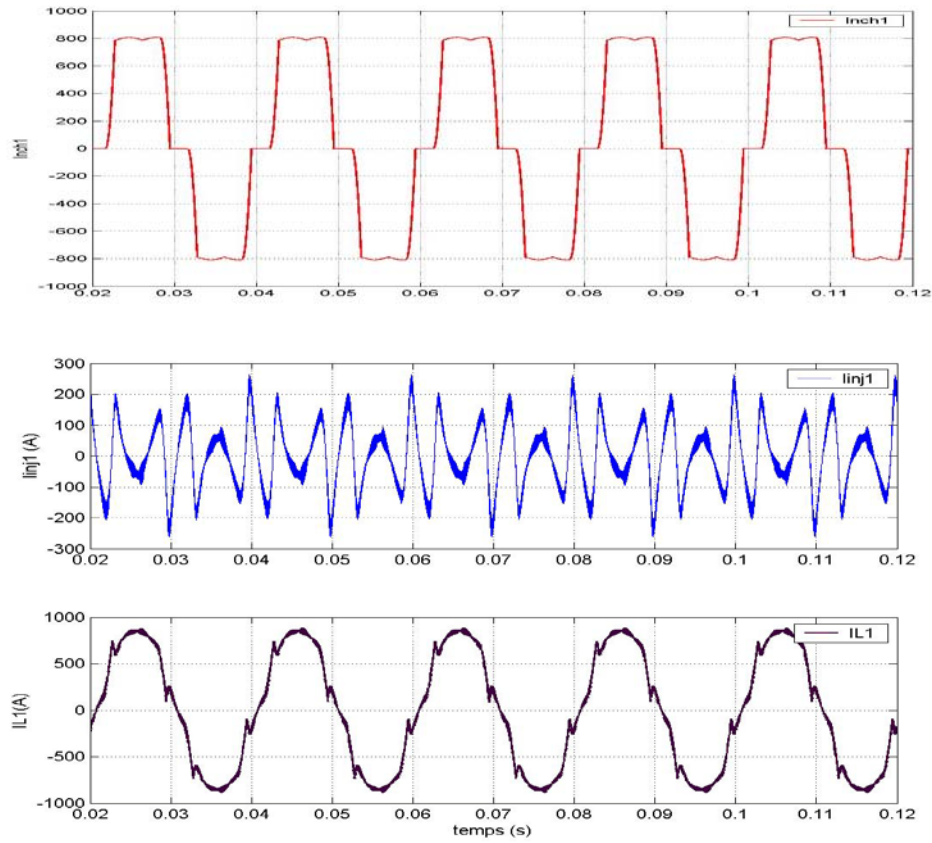


Fig. V.13 : Analyse temporelle de la compensation

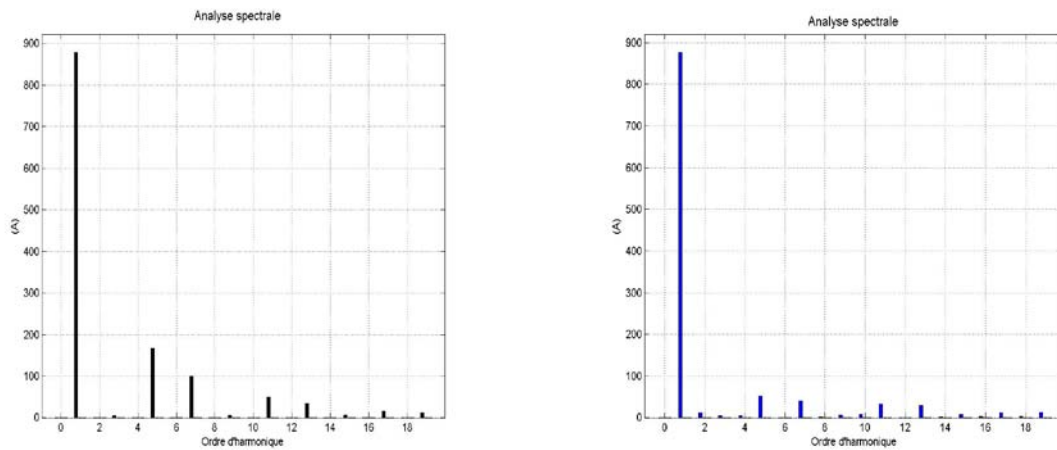


Fig. V.14 : Analyse spectrale de la compensation

V.5.2. cas d'un pont redresseur à diode (charge 2) :

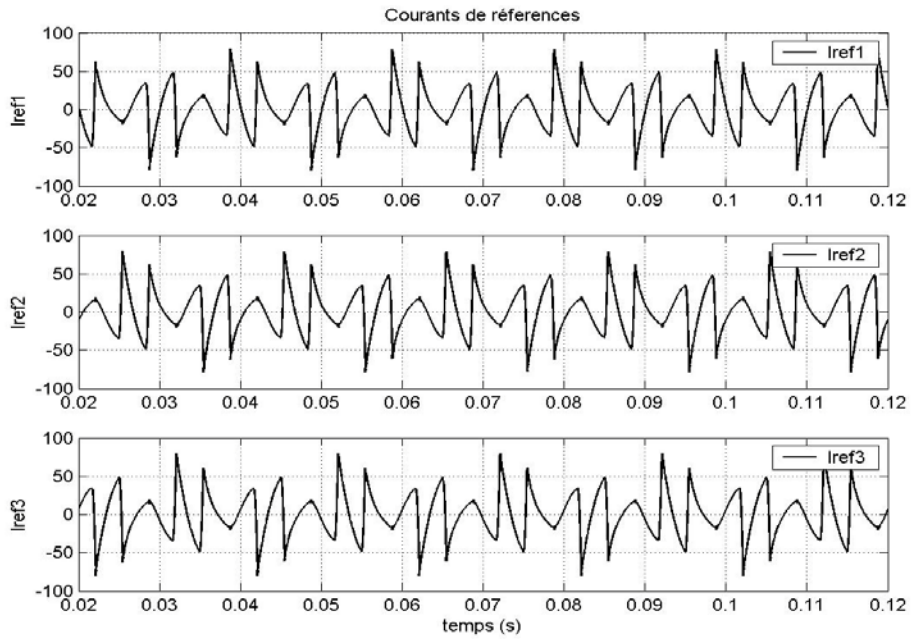


Fig. V.15 : Courants de références déduit par la méthode des puissances actives et réactives instantanées

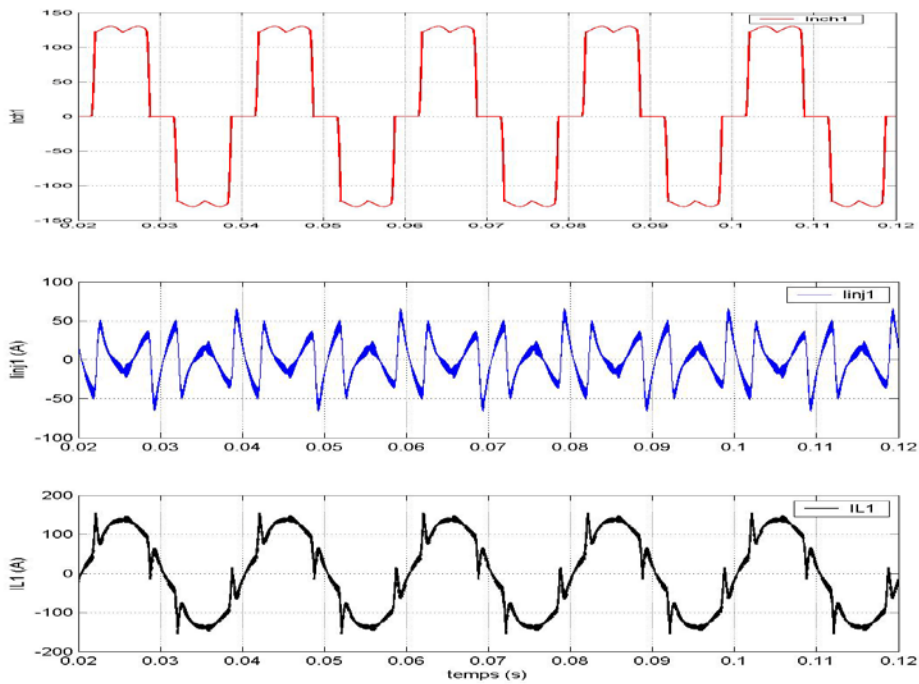


Fig. V.16 : Analyse temporelle de la compensation

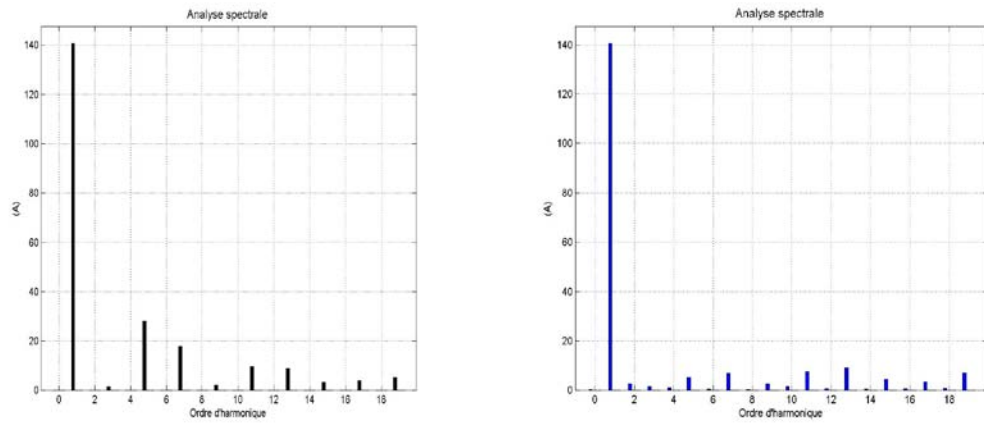


Fig. V.17 : Analyse spectrale de la compensation

V.5.3. cas d'un pont redresseur à thyristors (charge 3) :

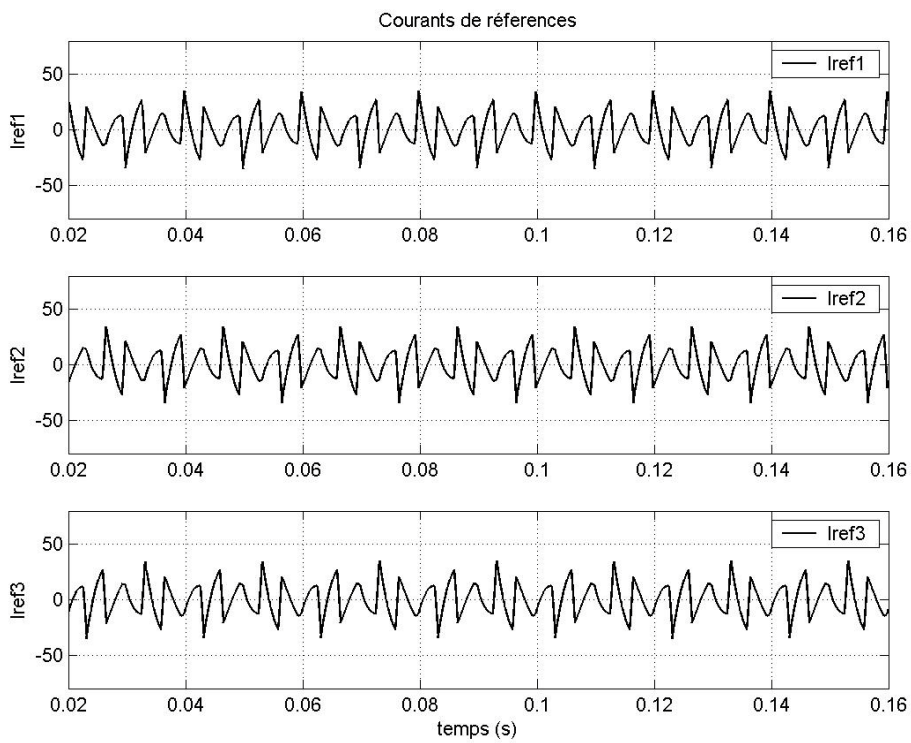


Fig. V.18 : Courants de références déduit par la méthode des puissances actives et réactives instantanées

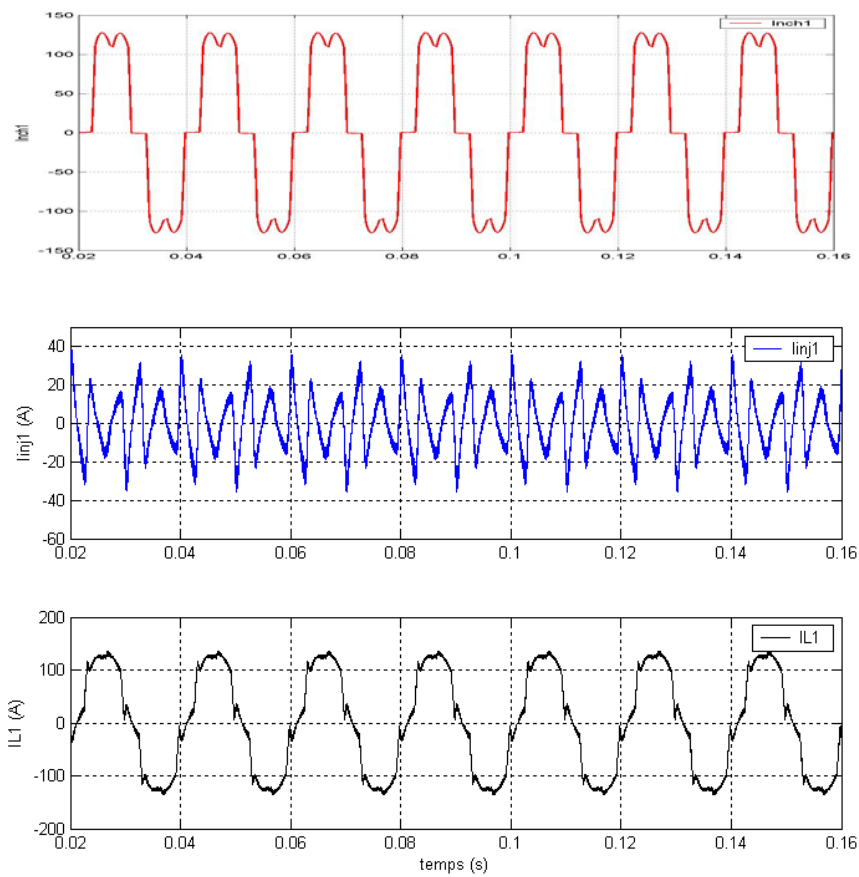


Fig. V.19 : Analyse temporelle de la compensation

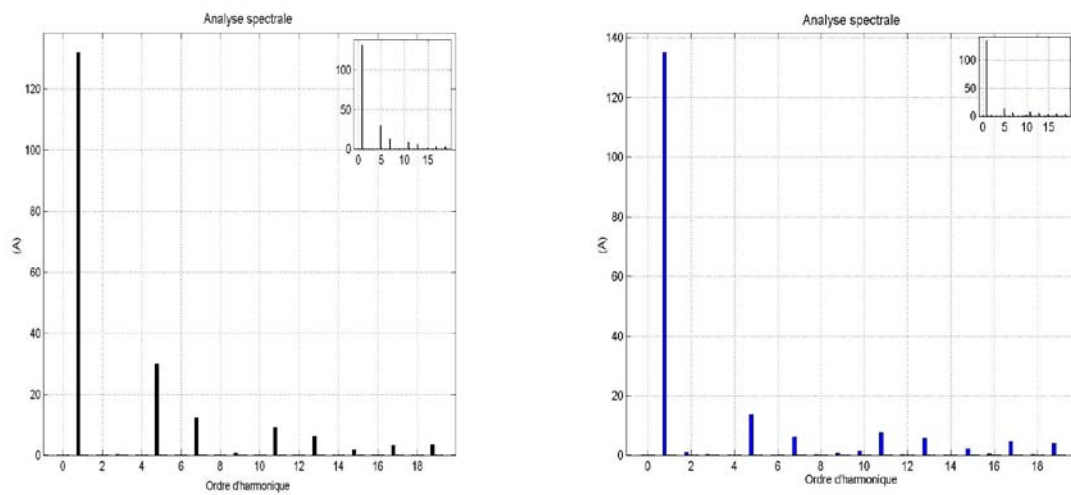


Fig. V.20 : Analyse spectrale de la compensation

V.5.4. cas du variation de la charge (charge 1 vers charge 2) :

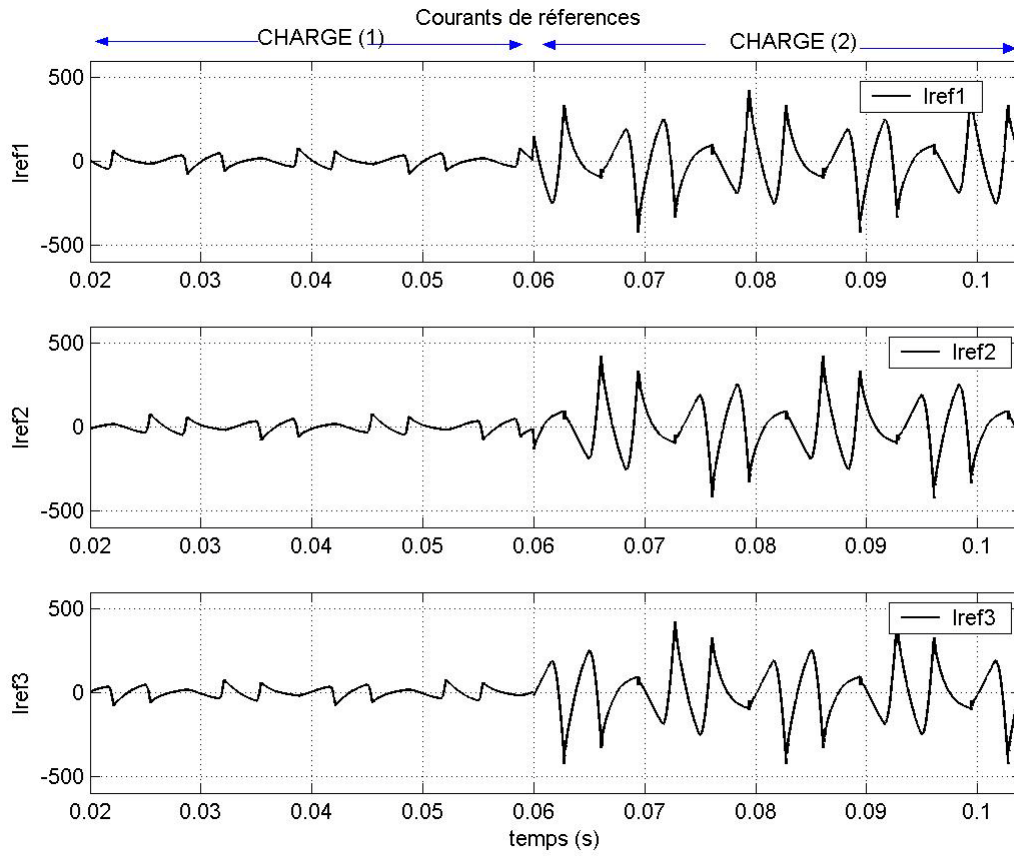


Fig. V.21 : Courants de références déduit par la méthode des puissances actives et réactives instantanées

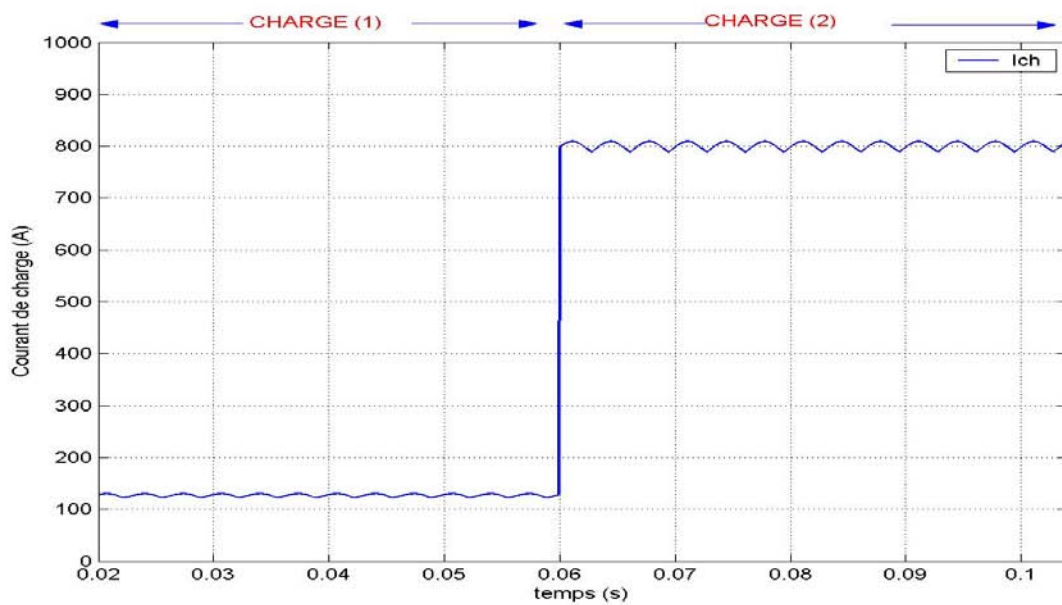


Fig. V.22 : Forme du courant de charge

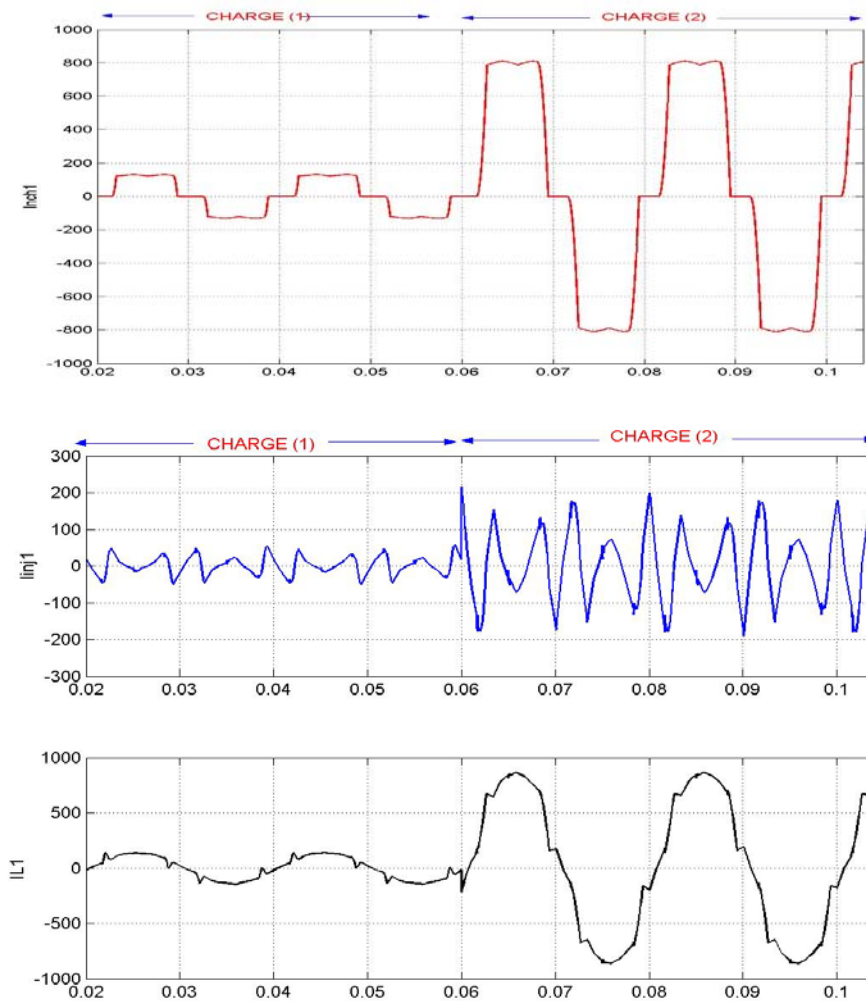


Fig. V.23 : Analyse temporelle de la compensation

V.5.5. Interprétation des résultats :

Les Fig.V.11, Fig. V.14, Fig. V.17, Fig.V.20 illustre les courants perturbateurs, appelés aussi les courant de référence identifiés par la méthode des puissances actives et réactives instantanées causés par la charge perturbatrice.

Les Fig.V.12, Fig. V.15, Fig. V.18, Fig.V.22 représente l'analyse temporelle de la phase 1 du courant de la charge (I_{nch1}), du courant injecté (I_{inj1}) et du courant du réseaux après filtrage (I_{L1}) qui permet ainsi de valider le fonctionnement du filtre actif parallèle .

Les Fig.V.13, Fig. V.16, Fig. V.19 présente l'analyse spectrale du courant de la phase 1 de la charge non linéaire et celui du réseau après filtrage.

Le THD du courant de la charge et de 22.62 % et de 9.24 % coté réseau pour le cas 1.

Le THD du courant de la charge et de 25.53 % et de 9.48 % coté réseau pour le cas 2.

<i>Cas 1 (Charge1)</i>	<i>Fondamental</i>	<i>Valeur du 5^{ème} harmonique</i>	<i>Valeur du 7^{ème} harmonique</i>	<i>Valeur du 11^{ème} harmonique</i>	<i>Valeur du 13^{ème} harmonique</i>	<i>THD (%)</i>
Avant compensation	875.86	165.30	99.18	49.45	33.60	22.62
Après compensation	875.86	51.83	40.15	33.43	29.46	9.24

Tab. V.2 : Valeur des harmonique avons et après Compensation

<i>Cas 2 (Charge2)</i>	<i>Fondamental</i>	<i>Valeur du 5^{ème} harmonique</i>	<i>Valeur du 7^{ème} harmonique</i>	<i>Valeur du 11^{ème} harmonique</i>	<i>Valeur du 13^{ème} harmonique</i>	<i>THD (%)</i>
Avant compensation	140.46	27.70	17.87	9.51	8.68	25.53
Après compensation	140.46	5.09	6.87	7.53	6.00	9.48

Tab. V.3 : Valeur des harmonique avons et après Compensation

V.6 Conclusion

Dans le présent chapitre nous avons étudié le comportement du dispositif (FAP) et la synthèse de sa loi de commande, on s'est intéressé au développement d'un modèle du FAP par logiciel MATLAB/SUMILINK (*power system*) la conception, le principe de fonctionnement, le modèle mathématique, l'identification de références et les blocs de différentes commandes de base du FAP avec leurs résultats de simulation et interprétation.

Conclusion générale

Ce survol de la perturbation induite par les convertisseurs statique montre Qu'il s'agit d'un vaste problème .Il touche les divers aspects de l'étude des réseaux ; Et de celle des convertisseurs .Il constitue le point le plus important dans l'examen des performances des convertisseurs directement reliés au réseau.

Dans ce travail a été balayés différents origines, moyens de propagation et procédés de réduction des perturbations harmoniques dans les convertisseurs statiques ; Quelques moyens de compensation et montages de filtres ont été également proposés permettant des solutions classiques base.

On conclut également que les harmoniques créent des effets nocifs dans tous les composants du réseau.

Dans les machines tournantes, ils créent des pertes supplémentaires au stator et au rotor,

- Diminuent le couple résultant et augmentent sa pulsation, augmentent sa pulsation augmentent le niveau sonore.
- Ils augmentent les pertes dans les condensateurs et peuvent provoquer des échauffements anormaux.
- Ils peuvent créer des interférences avec les réseaux de télécommunication.
(Télévision, téléphone, télécommandes).
- Ils peuvent provoquer des erreurs de mesure et comptage.
- Ils peuvent provoquer des défauts de fonctionnement des systèmes de régulation des convertisseurs en déplaçant les passages par zéro de l'onde de tension.

Ils risquent d'exciter des résonances parallèles dans les réseaux ou il y a des batteries de condensateurs.

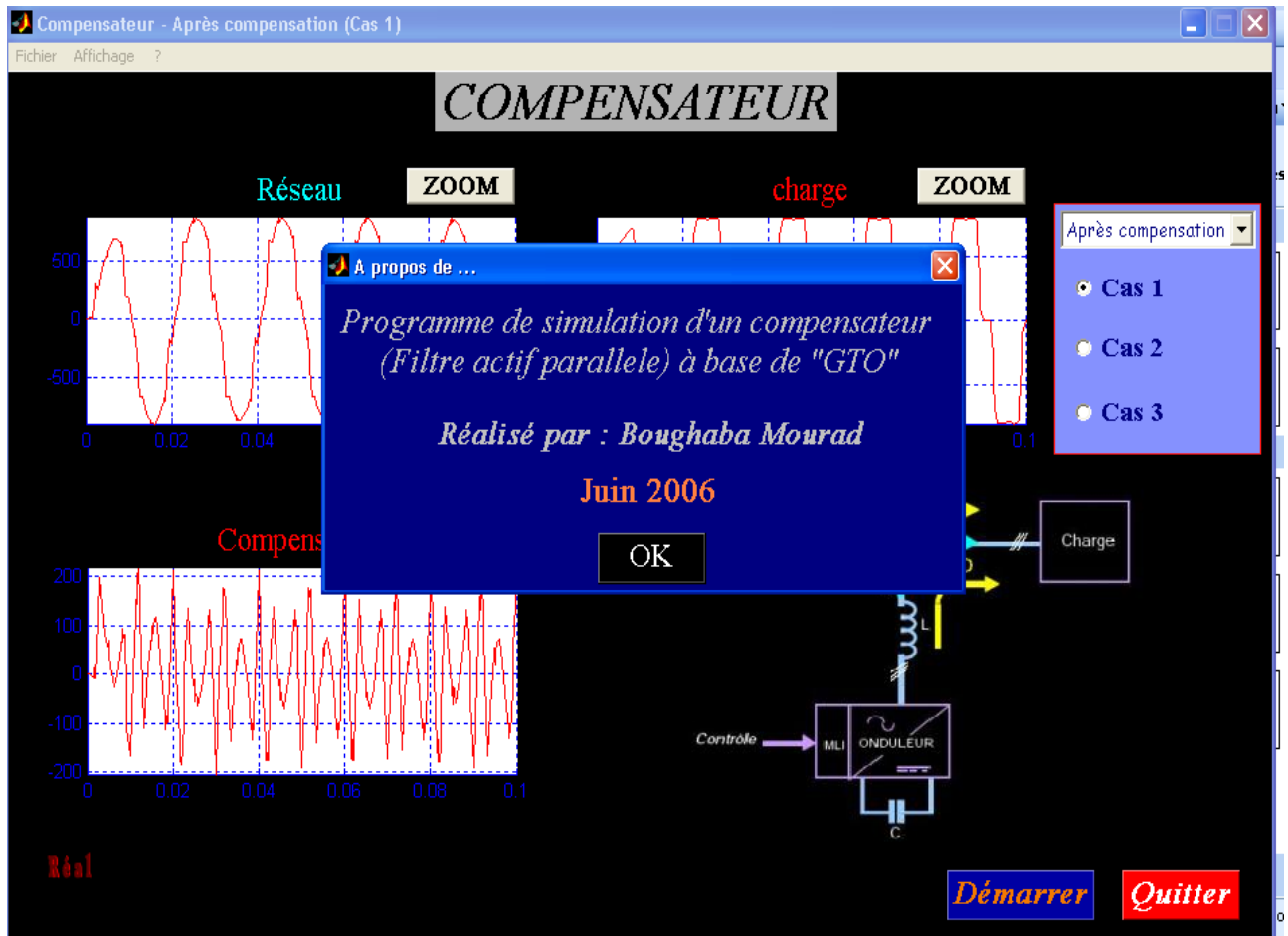
La réduction des perturbations n'est pas une question simple qui peut recevoir une réponse unique. Cela dépend de la puissance locale du réseau, de la puissance du convertisseur et du type de charge qu'il alimente.

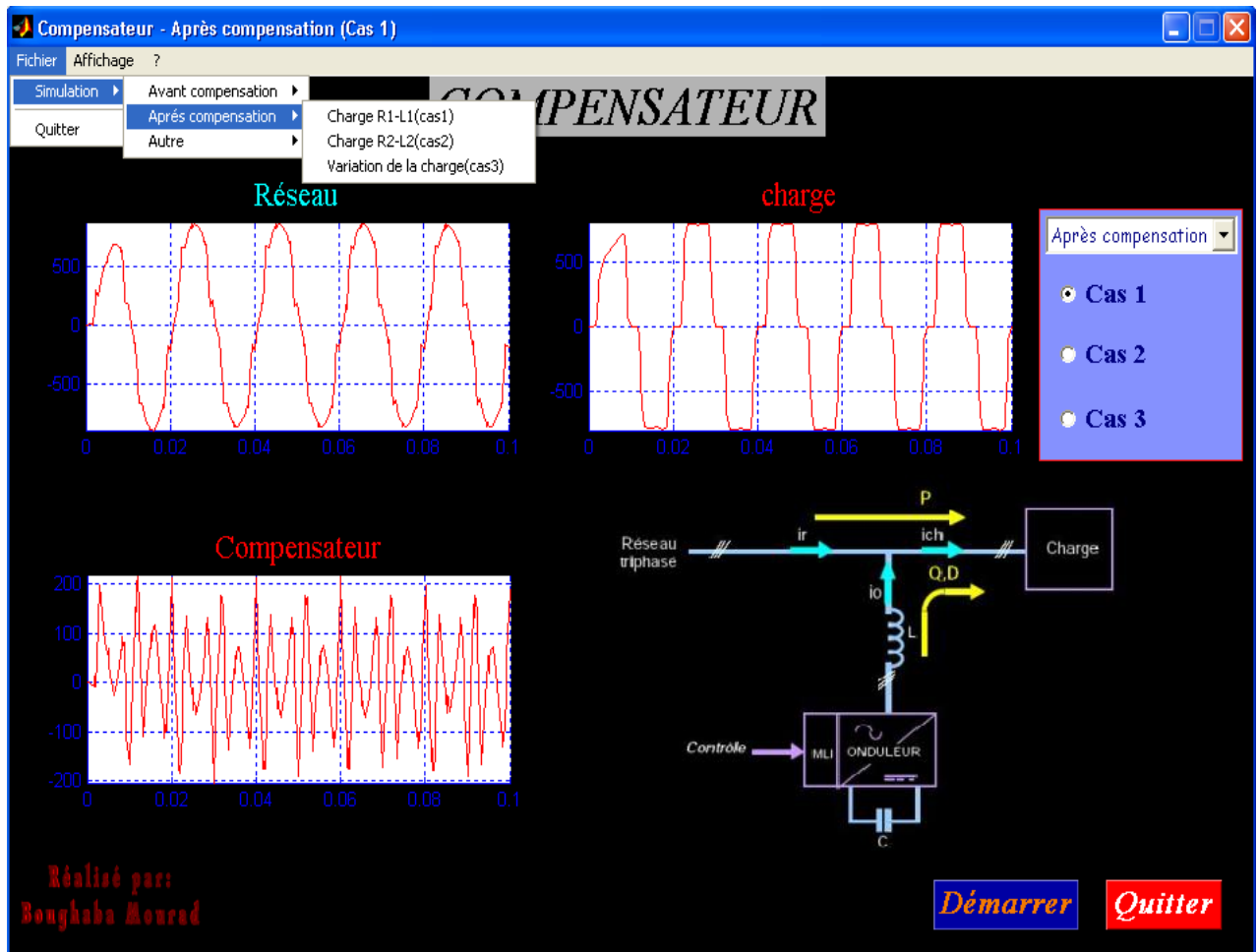
On peut réduire les perturbations en faisant des convertisseur moins polluants, ou en ajoutant des filtres, ou en faisant les deux choses à la fois.

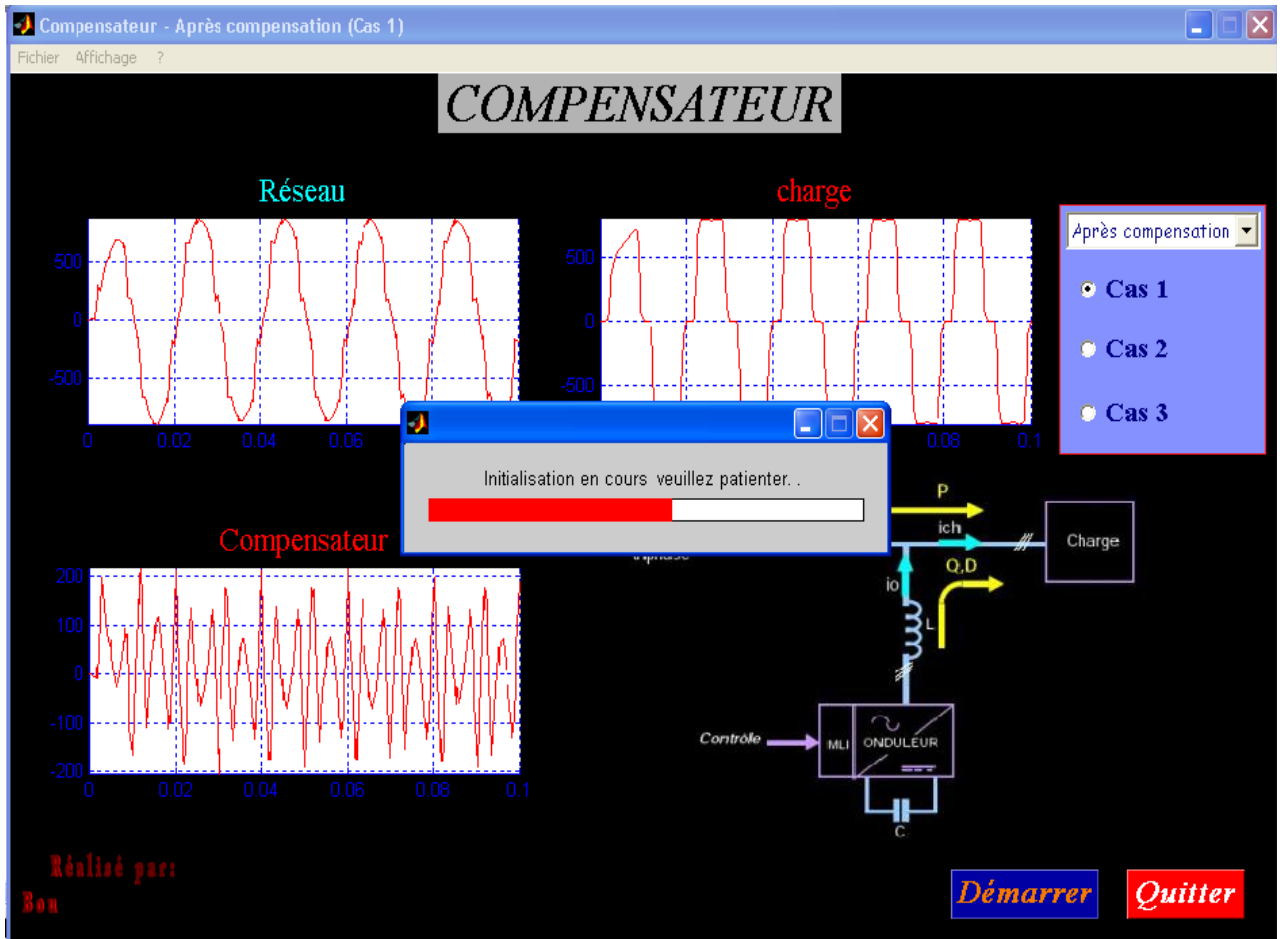
L'introduction de nouvelles techniques, celle des redresseurs à modulation de largeur d'impulsion et celle des filtres actifs notamment, augmentent l'éventail des solutions possibles. Elles n'apportent pas de remède miracle à un prix très réduit.

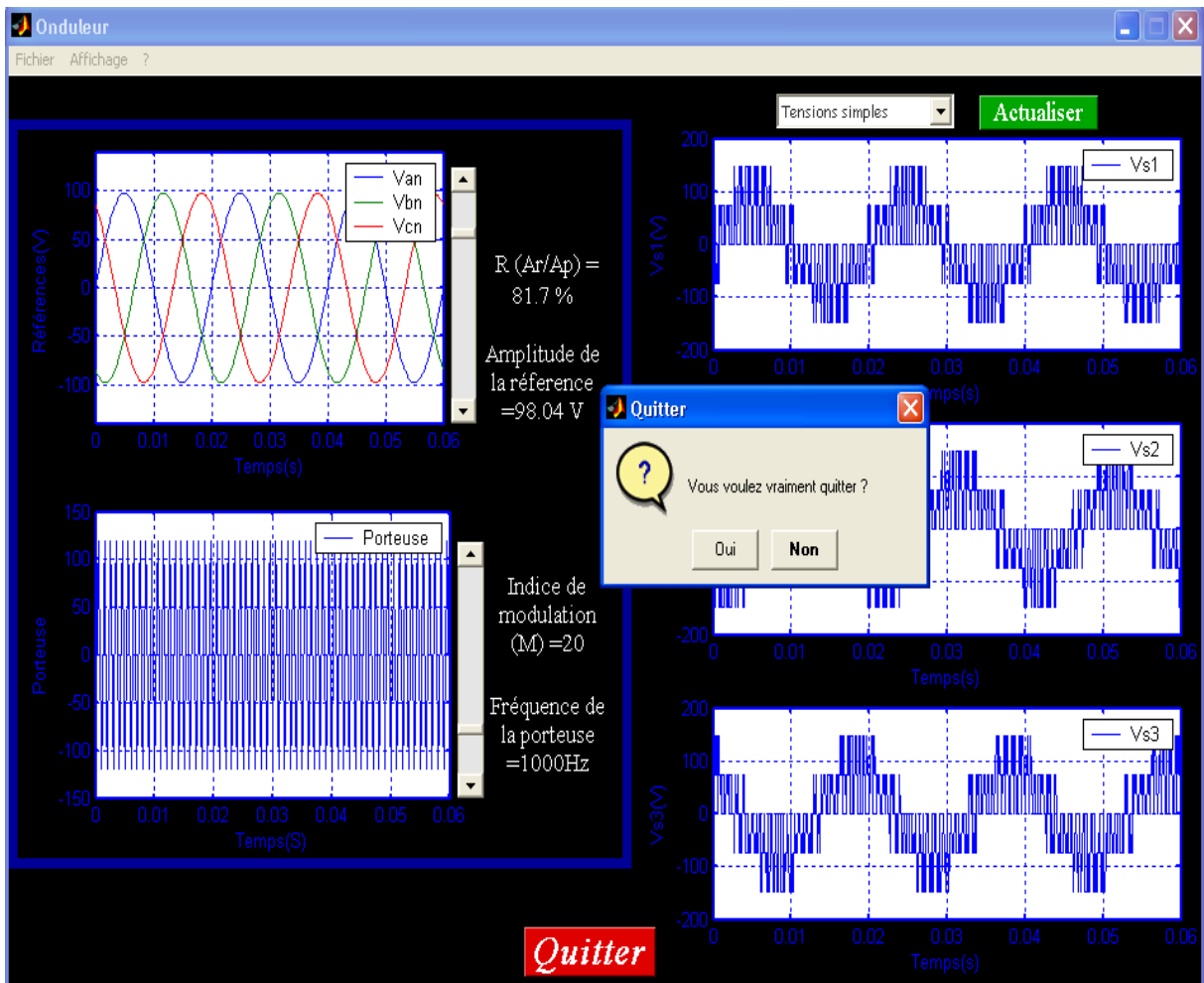
ANNEXE

*INTERFACE DU COMPENSATEUR + ONDULEUR
A COMMANDE MLI*









Bibliographie

- [1] F. LABRIQUE, G. SEGUIER, R. BAUSIERE, Les convertisseurs de l'électronique de puissance volume 1 (la conversion continu - alternatif).
- [2] F. LABRIQUE, G. SEGUIER, R. BAUSIERE, Les convertisseurs de l'électronique de puissance volume 4 (la conversion alternatif - continu).
- [3] H. Bühler, Réglage de systèmes d'électronique de puissance Volume 1, Presses polytechniques et universitaire.
- [4] H. Bühler, Réglage de systèmes d'électronique de puissance Volume 2, Presses polytechniques et universitaire.
- [5] H. Bühler, Réglage de systèmes d'électronique de puissance Volume 3, Presses polytechniques et universitaire.
- [6] H. Bühler, Convertisseurs statiques, Presses polytechniques et universitaire.
- [7] H. FOCH, Y. CHERON, Fonctionnement avec sources réelles des commutateurs à thyristors, Technique de l'ingénieur.
- [8] H. FOCH, Y. CHERON, Fonctionnement idéal des commutateurs à thyristors, Technique de l'ingénieur.
- [9] J. MAIRE «*Variable speed and the network living together in harmony*», Décembre 1988.
- [10] G. SEGUIER «*Les perturbation induites dans le réseau par les convertisseurs statiques*» Université de lille.
- [11] P. ADAM, V. COLLET BILLON, M. GAILLY «*Conception, performances et particularités des filtres d'harmoniques en HT et THT*» Juin 1988.
- [12] M. A. E. Alali «*Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension*» Thèse de doctorat de l'université de Strasbourg , 2002.
- [13] P. LADOUX, G. OLLE «*Compensateur d'harmoniques et de puissance réactive*» Publication RESELEC 2002.
- [14] Y. KEBBATI «*Développement d'une Méthodologie de Conception Matériel à Base de Modules Génériques VHDL/VHDL-AMS en Vue d'une Intégration de Systèmes de Commande Electriques*» Thèse de doctorat de l'Université Louis Pasteur – Strasbourg, Décembre 2002.

- [15] E. GHOLIPOUR SHAHRAKI «Apport de l'UPFC à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques» Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, Octobre 2003.
- [16] S. GUSIA «*Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI Application aux actionnements électriques*» Thèse de doctorat de l'Université catholique de Louvain, Septembre 2005.
- [17] Carl T. TINSLEY «*Modeling of multi-pulse transformer rectifier units in power distribution systems*» Master of Science State University in partial fulfillment of the requirements, 2003.
- [18] I. ETXEBERRIA-OTADUI «*Les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique -application à la qualité de l'énergie*» Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble, septembre 2003.
- [19] J. N. FIORINA «*harmoniques en amont des redresseurs des ASI*» Cahier Technique Merlin Gerin n° 160, mars 1993.
- [20] J. N. FIORINA «*onduleurs et harmoniques (cas des charges non linéaires)*» Cahier Technique Merlin Gerin n° 160, juin 1992.
- [21] E. BETTEGA, J. N. FIORINA «*Harmoniques : convertisseurs propres et compensateurs actifs*» Cahier Technique Merlin Gerin n° 183, janvier 2000.
- [22] M. PELLERIN «*Maquette didactique d'un FACTS (Flexible Alternating Current Transmission System)* » Rapport final Haute Ecole spécialisée de Suisse occidentale, juillet 2002.
- [23] A.M. SHARAF, H. HUANG «*Nonlinear load reactive compensation and power factor correction using modulated power filter* » University New Brunswick.
- [24] L.A. MORAN, W. DIXON «*A Three-Phase Active Power Filter Operating with Fixed Switching Frequency for Reactive Power and Current Harmonic Compensation* »,IEEE 1995.
- [25] B. SINGH, K. AL-HADDAD, A. CHANDRA «*Active power filter for harmonic and reactive power compensation in Three-Wire systems supplying Non-Linear loads* », ETEP Avril 1998.
- [26] V .VLATKOVIE, D. BOROJEVIE «*Input filter design for power factor correction circuits* », IEEE Janvier 1996.
- [27] Y. HAYASHI, K. TAKAHASHI «*A Novel control of a current-source active filter for ac power system harmonic compensation* », IEEE 1991.
- [28] J .DEL-VALLE-JELDRES, G PEREZ-VASQUEZ «*Control of harmonics and power factor improvement*» IEEE 1996.

[29] B.N SINGH, A. CHANDRA , K. HADDAD « *Dsp based implementation of sliding mode control on an active filter for voltage regulation and compensation of harmonics , power factor and unbalance of nonlinear loads*» .IEEE 1999.