

50376
1994
357

26 102 306
50376
1994
357

N° d'ordre :

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : GENIE ELECTRIQUE

par

Xavier PIERRE

Ingénieur I.D.N.



CONTRIBUTION A L'ETUDE DES REDRESSEURS DE FORTE PUISSANCE COMMANDES EN M.L.I.

Soutenue le 16 décembre 1994, devant la Commission d'Examen :

MM. G. SEGUIER	Président
Y. CHERON	Rapporteur
F. LABRIQUE	Rapporteur
C. ROMBAUT	Examineur, Directeur de Thèse
J. BONAL	Examineur
J.P. CAMBRONNE	Examineur

*à Colette,
Julien, et Stéphane*

AVANT - PROPOS

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire ont été menés au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP) de l'Ecole Centrale de Lille, dirigé par Monsieur le Professeur C. ROMBAUT, au sein de l'équipe " Convertisseurs " .

Je remercie Monsieur le Professeur C. ROMBAUT qui a dirigé ce travail, ainsi que Monsieur J.P. CAMBRONNE, Maître de Conférence à l'E.C.Lille, pour l'aide qu'ils m'ont apportée et la confiance qu'ils m'ont accordée durant ces trois années de recherche.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur le Professeur G. SEGUIER, Professeur Emérite de l'U.S.T.Lille, qui me fait l'honneur de présider mon jury.

Je suis très honoré que Monsieur le Professeur Y. CHERON, Directeur de Recherche au C.N.R.S. à l'I.N.P. de Toulouse, et Monsieur le Professeur F. LABRIQUE, Professeur à l'Université Catholique de Louvain, aient accepté de juger ce travail.

Je remercie Monsieur J. BONAL, Directeur de la Promotion Industrielle de la Société PROMETHEE à Paris La Défense, pour l'intérêt qu'il a bien voulu accorder à mon travail, en acceptant de participer au jury.

Je tiens également à remercier toute l'équipe du L2EP, et plus particulièrement :

- Les Enseignants et Thésards du laboratoire, particulièrement Mademoiselle C. DELFORGE, Messieurs X. FAUVETTE, M. HECQUET, P. BARTHOLOMEUS, et E. DELMOTTE, pour l'atmosphère chaleureuse et amicale de travail qu'ils savent créer, ainsi que pour leurs nombreux conseils et " coups de main " .

- Madame A. PENNEQUIN, Messieurs X. CIMETIERE et P. LEGRAND qui contribuent largement au maintien de l'ambiance agréable qui règne au laboratoire.

Que ma mère et ma soeur, qui se sont relayées pour assurer avec diligence la frappe de ce mémoire, trouvent ici le témoignage de ma sincère reconnaissance.

SOMMAIRE

<i>INTRODUCTION GENERALE</i>	4
<u>I. LES SOURCES DE DISTORSION</u>	5
<u>I.1 Les distorsions très basse fréquence</u>	5
<u>I.2 Les distorsions basse et moyenne fréquence</u>	6
<u>I.3 Les distorsions haute fréquence</u>	6
<u>II. PRINCIPE DE L'AUGMENTATION DE LA QUALITE DE L'ENERGIE DISTRIBUEE</u>	7
<u>II.1 Les filtres passifs</u>	8
<u>II.2 Les filtres actifs</u>	9
<u>II.2.1 Les compensateurs statiques de puissance réactive</u>	9
<u>II.2.2 Les filtres actifs utilisant un convertisseur commandé en M.L.I.</u>	10
<u>II.3 Les convertisseurs "non-polluants"</u>	12
 <i>CHAPITRE I : CARACTERISTIQUES DES REDRESSEURS DE TENSION ET DE COURANT</i>	
<u>INTRODUCTION</u>	14
<u>I - DEFINITION DES STRUCTURES</u>	15
<u>II - STRUCTURE TENSION</u>	16
<u>II.1 Principe de fonctionnement</u>	16
<u>II.2 Caractéristiques statiques</u>	19
<u>II.2.1 Etude des grandeurs d'entrée</u>	19
<u>II.2.2 Ensemble des points de fonctionnement</u>	21
<u>II.2.2.1 Caractéristiques à U_g constant</u>	21
<u>II.2.2.2 Débit sur charge résistive</u>	25
<u>II.2.2.3 Commande du redresseur de courant débitant sur charge résistive</u>	31
<u>III - STRUCTURE COURANT</u>	33
<u>III.1 Principe de fonctionnement</u>	33
<u>III.2 Caractéristiques statiques</u>	36
<u>III.2.1 Etude des grandeurs d'entrée</u>	36
<u>III.2.2 Ensemble des points de fonctionnement</u>	38
<u>III.2.2.1 Caractéristiques à I_g constant</u>	39
<u>III.2.2.2 Débit sur charge résistive</u>	42
<u>III.2.2.3 Tension de sortie</u>	49
<u>III.2.2.4 Commande du redresseur débitant sur charge résistive</u>	52
<u>IV - COMPARAISON DES DEUX STRUCTURES</u>	54
<u>IV.1 Caractéristiques statiques</u>	55
<u>IV.1.1 Lieu des points de fonctionnement</u>	55
<u>IV.1.2 Puissances maximales</u>	55
<u>IV.2 Dimensionnement des structures</u>	57
<u>CONCLUSION</u>	62

CHAPITRE II : CONTROLE DU REDRESSEUR DE TENSION

<u>INTRODUCTION</u>	63
<u>I - SYNTHESE D'UN AUTOMATE DE COMMANDE RAPPROCHEE</u>	65
<u>I.1 Méthode du vecteur spatial instantané</u>	65
<u>I.2 Synthèse des lois de commande en M.L.I.</u>	70
I.2.1 Cas d'interrupteurs parfaits	71
I.2.2 Prise en compte des temps minimaux de conduction	74
I.2.3 Réduction du nombre des commutations	76
I.2.4 Simulation des lois de découpage retenues	81
<u>II - ELABORATION D'UN MICROCALCULATEUR DE PROCESSUS</u>	93
<u>II.1 Modélisation globale du système</u>	93
<u>II.2 Etude de la boucle des courants d'entrée</u>	97
II.2.1 modélisation du système triphasé	97
II.2.2 Régulation des courants d'entrée	101
<u>II.3 Régulation des variables lentes</u>	103
<u>II.4 Simulation du système régulé</u>	106
II.4.1 Boucle des courants d'entrée	107
II.4.2 Boucle du courant de sortie	110
II.4.3 Tests de robustesse	111
<u>CONCLUSION</u>	115
<i>CHAPITRE III : REALISATION EXPERIMENTALE</i>	
<u>I - PRESENTATION DE LA MAQUETTE</u>	117
<u>I.1 Convertisseur</u>	117
<u>I.2 Commande</u>	118
<u>II - REALISATION DE LA COMMANDE</u>	119
<u>II.1 Synchronisation</u>	119
<u>II.2 Architecture du microcontrôleur</u>	119
<u>II.3 Architecture du programme</u>	121
II.3.1 Le programme principal	122
II.3.2 Les routines d'interruption	124
<u>III - RESULTATS EXPERIMENTAUX</u>	127
<u>IV - REMARQUE SUR LE CALAGE DE L'ECHANTILLONNAGE</u>	132
<u>CONCLUSION</u>	135
<i>CONCLUSION GENERALE</i>	136
<i>BIBLIOGRAPHIE</i>	138

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

La forme sous laquelle le produit électricité est distribué est parfaitement définie : c'est l'un de ses avantages essentiels.

Chaque utilisateur souhaite la fourniture d'un produit de qualité répondant aux spécificités qui accompagnent sa distribution.

L'énergie électrique doit se présenter comme une source monophasée ou triphasée de tension, de valeur fixe, sinusoïdale et de fréquence également fixe.

Cependant, la plupart des charges connectées au réseau de distribution sont non linéaires, et les équipements utilisés pour la transmission et le conditionnement du produit le sont aussi.

On peut ainsi incriminer, à des niveaux différents, les équipements électromagnétiques utilisant des matériaux magnétiques et les convertisseurs de l'électronique de puissance.

Ces non-linéarités sont à l'origine de distorsions sur le réseau de distribution, sources de problèmes divers liés à l'imperfection du produit. Leurs effets néfastes sur la qualité de l'énergie électrique disponible ont été mis en évidence dès l'utilisation des premiers convertisseurs alternatif-continu : les redresseurs.

Diverses méthodes ont dès lors été développées pour tenter de remédier à ces inconvénients, mais nombre d'entr'elles se sont heurtées, en pratique, à la lenteur des moyens disponibles.

Les solutions retenues ont été l'utilisation d'importants filtres passifs et l'association de convertisseurs élémentaires, de manière à prélever au réseau des courants les plus proches possible de la sinusoïde [1][2].

Les composants de l'électronique de puissance ayant évolué de manière rapide et significative, il est possible aujourd'hui de résoudre ces problèmes avec des moyens permettant d'appliquer ces premières méthodes et d'en envisager d'autres.

L'électronique de puissance est la principale source de perturbations harmoniques. Elle peut être aussi le moyen de limiter les perturbations qu'elle apporte. Il est possible, par exemple, d'installer des

convertisseurs de compensation pour limiter les perturbations apportées par les équipements de fortes puissances comme les redresseurs à thyristors ou les gradateurs.

Il est également possible maintenant d'envisager d'autres structures et d'autres commandes pour obtenir les mêmes fonctionnalités qu'auparavant en limitant à la source les perturbations. C'est le cas du convertisseur qui fait l'objet de ce mémoire.

Avant de chercher à compenser les perturbations présentes sur le réseau, il est nécessaire de procéder à leur identification et à leur caractérisation. Nous présentons, ensuite, les moyens de compensation en mettant en évidence leurs avantages et les inconvénients.

I. LES SOURCES DE DISTORSION

Il est possible de répertorier les types de distorsion présents sur le réseau de distribution en trois sous-ensembles comme le montre la figure 1.1.

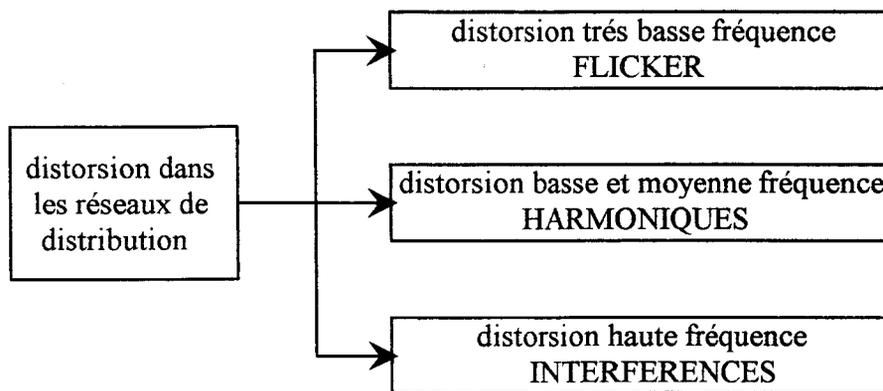


figure 1.1

I.1 Les distorsions très basse fréquence

La mise en ou hors service, sur le réseau, d'appareils utilisant l'énergie électrique et le fonctionnement de certains d'entre eux (fours à arc, machines à souder, laminoirs, gradateurs fonctionnant en trains d'ondes ...) provoquent des variations rapides du niveau de la tension, dénommées suivant leur durée, creux de tension ou flicker.

Ces variations de tension affectent tous les usagers connectés au point commun de couplage du réseau. Ce type de perturbation, généré en majeure partie par des équipements de très forte puissance, reste la principale source d'absorption de puissance non-active dans les réseaux de distribution [3]. Ce

n'est cependant pas la source de distorsion la plus gênante, puisqu'en règle générale, la plupart des équipements sont assez peu sensibles à ces fluctuations de tension. De plus, leur amplitude est en général suffisamment faible pour que le niveau de tension reste dans le domaine contractuel de variation possible de la tension [4]. En revanche, ces fluctuations rapides sont à l'origine du "papillotement" de la lumière des lampes à incandescence fort dérangentant pour les usagers.

I.2 Les distorsions basse et moyenne fréquences

Ces distorsions, entraînant la déformation de l'onde de tension due aux harmoniques, sont générées par des équipements, soit électromagnétiques, soit utilisant des semi-conducteurs de puissance. Ils couvrent une large gamme de puissance.

Des petites alimentations électrodomestiques de puissance unitaire faible mais diffusées en grand nombre aux structures de très forte puissance, toutes les applications mettant en oeuvre des convertisseurs statiques sont sources d'harmoniques.

Les redresseurs sont actuellement les plus gênants par leur importance en nombre ou en puissance [5], et cette source de distorsion est la grande cause de dysfonctionnement, voire de destruction, d'équipements liés à une détérioration de la qualité de l'énergie électrique.

Les effets peuvent être séparés en deux catégories :

* les effets quasi instantanés affectant des dispositifs ou le contrôle de dispositifs par des déplacements du passage par zéro de la tension ou des modifications de sa valeur crête.

* les effets à action différée affectant par exemple les machines tournantes par des échauffements supplémentaires accélérant de façon significative leur vieillissement.

I.3 Les distorsions haute fréquence

L'étude des distorsions haute fréquence relève du domaine d'étude de la compatibilité électromagnétique (C.E.M.).

Ce sont les équipements modernes de l'électronique de puissance qui sont à l'origine de ces perturbations, les composants disponibles devenant de plus en plus rapides, les dv/dt et di/dt générés atteignant des valeurs capables de produire des interférences.

Leur minimisation est complexe et nécessite, dès la conception d'un produit, de prendre en compte les règles de la C.E.M concernant le câblage et la disposition spatiale des modules électroniques élémentaires en vue d'atténuer le rayonnement électromagnétique. Les perturbations conduites ne peuvent être minimisées que par l'addition de filtres passifs accordés sur des hautes fréquences. Dans ce domaine, les filtres actifs sont en effet inopérants.

L'étude des distorsions haute fréquence, non compensables, ne sera pas développée dans ce mémoire.

II. PRINCIPES DE L'AUGMENTATION DE LA QUALITE DE L'ENERGIE DISTRIBUEE

Pour améliorer la qualité de l'énergie électrique disponible sur le réseau, il faut d'abord caractériser le type de distorsion que l'on désire compenser. Pour cela, il est utile de rappeler la caractérisation de la puissance transitée dans les réseaux.

On se heurte ici au problème de la définition de la puissance déformante pour laquelle aucune signification physique n'est admise et qui est encore aujourd'hui source de divergences. Nous n'avons pas la prétention de résoudre le problème et présentons figure 1.2 ce qui est couramment admis au niveau de la subdivision de la puissance apparente [6].

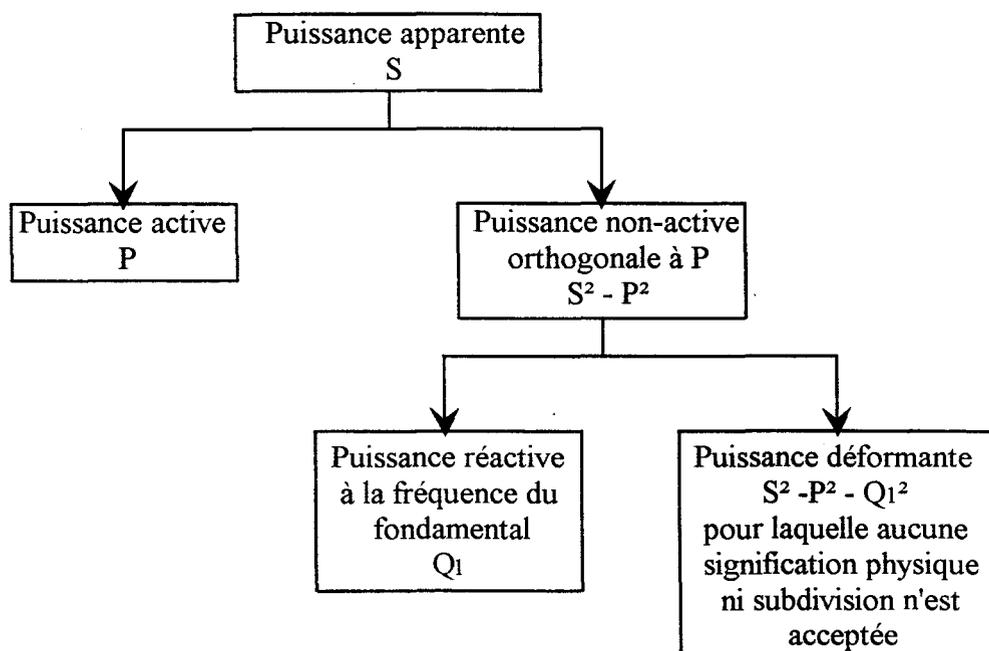


figure 1.2

Trois manières de compensation peuvent ainsi être envisagées :

- * celle de la puissance réactive que l'on ne peut pas considérer comme de la distorsion, mais dont la présence réduit considérablement la puissance active que l'on peut transiter par un réseau.
- * celle de la puissance déformante.
- * celle des deux.

Les moyens dont nous disposons pour apporter une solution à l'un ou l'autre de ces problèmes peuvent être classés en trois catégories :

- * les filtres passifs,
- * les filtres actifs,
- * les convertisseurs non polluants.

Ces derniers contribuent à la limitation de la détérioration de la qualité du réseau mais ne compensent pas, en principe, les distorsions apportées par les autres dispositifs.

On pourrait également citer l'emploi de machines synchrones en tant que compensateur de puissance réactive, mais leur utilisation est aujourd'hui délaissée au profit des condensateurs pour des raisons de coût et d'exploitation. Nous les écartons donc de cette présentation.

II.1 Les filtres passifs

Les filtres passifs ont été longtemps les seuls moyens disponibles pour compenser les perturbations présentes sur le réseau, ce qui explique en partie le fait qu'ils soient encore aujourd'hui les plus employés.

La plupart des dispositifs connectés au réseau consommant de la puissance réactive, le moyen de compensation le plus simple et le plus utilisé est la connexion de condensateurs en dérivation. Cependant, deux problèmes sont liés à leur utilisation : le réglage de la puissance de compensation ne peut se faire que de manière lente et discontinue, et une résonance parallèle peut apparaître entre les condensateurs et les inductances du réseau. L'adjonction de résistances en série avec les condensateurs permet d'amortir cette résonance, mais, évidemment, est à l'origine de pertes.

La structure la plus utilisée comprend un certain nombre de branches triphasées de filtres LC groupés en parallèle, chaque branche est accordée au voisinage d'un harmonique caractéristique à filtrer.

Le problème majeur est là encore le risque de résonance parallèle, d'autant qu'ici, il existe autant de résonances possibles que de branches de filtrage.

Cette fois encore, la mise en série de résistances avec les composants passifs L et C reste un moyen d'atténuation de l'acuité de cette résonance, mais les pertes sont évidemment considérablement augmentées.

Ces deux dispositifs de compensation sont donc loin d'être exempts de problèmes, mais leur coût limité justifie également leur utilisation fréquente.

Les filtres passifs apportent donc des solutions aux problèmes de consommation de puissance réactive et de présence d'harmoniques identifiés mais sont, par contre, inopérants sur les distorsions très basse fréquence (flicker).

II.2 Les filtres actifs

On peut distinguer deux familles de filtres actifs, toutes deux étant capables d'assurer les fonctions suivantes :

- * compensation de puissance réactive.
- * compensation des perturbations très basse fréquence (flicker).
- * compensation des harmoniques.

Elles permettent également la correction du déséquilibre des courants [7].

Ce sont :

- * les compensateurs statiques de puissance réactive.
- * les filtres actifs composés d'un convertisseur à commande en M.L.I. et d'un élément de stockage (inductance ou capacité).

II.2.1 Les compensateurs statiques de puissance réactive.

Ces installations, représentées figure 1.3, sont constituées d'une batterie de condensateurs-filtres décrite au paragraphe II.1 et d'un absorbeur de puissance réactive constitué par trois inductances contrôlées par un gradateur triphasé à thyristors.

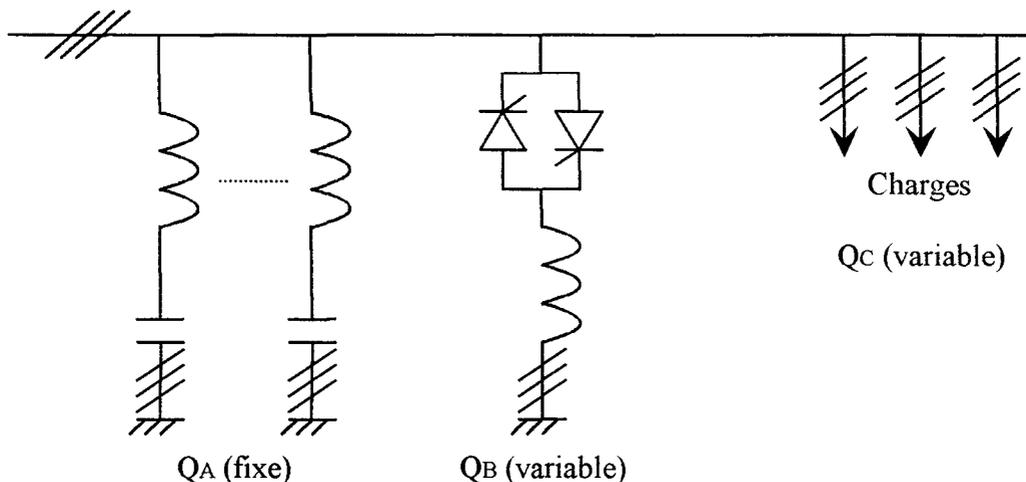


figure 1.3

La fonction de cette installation est la compensation des fluctuations lentes de puissance réactive sur le réseau. Elle permet d'augmenter la qualité de l'énergie électrique par une régulation de la tension [8].

La batterie de condensateurs-filtres assure la fonction filtrage et fournit une puissance réactive fixe Q_A . L'absorbeur consomme une puissance réactive Q_B dont les variations s'opposent à celles des charges Q_C , de sorte que la puissance réactive totale reste constante : $Q_A + Q_B + Q_C = \text{Cte}$.

La limitation de ce système est liée à l'emploi de thyristors, le contrôle ne peut en effet se faire que de manière lente et le découpage génère également des harmoniques. Ceux-ci peuvent être atténués par les filtres accordés, mais là encore l'utilisation de filtres passifs est source d'instabilité comme nous l'avons précédemment évoqué.

II.2.2 Les filtres actifs utilisant un convertisseur commandé en M.L.I.

L'apparition de ces méthodes de filtrage est liée à l'évolution des composants de l'électronique de puissance, le principe de base proposé par BABAT et RABKIN date en effet de 1937 [6], mais n'avait pu être mis en oeuvre avant ces dernières années pour des raisons technologiques.

On peut diviser cette famille en deux catégories :

- * les filtres actifs parallèle (FP), dont le schéma de principe est représenté figure 1.4
- * les filtres actifs série (FS), dont le schéma fonctionnel est représenté figure 1.5

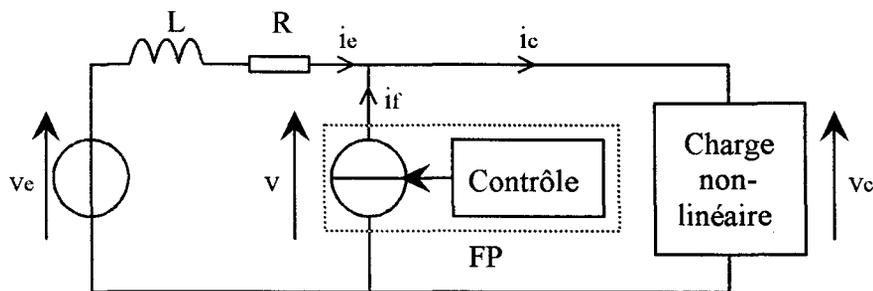


figure 1.4

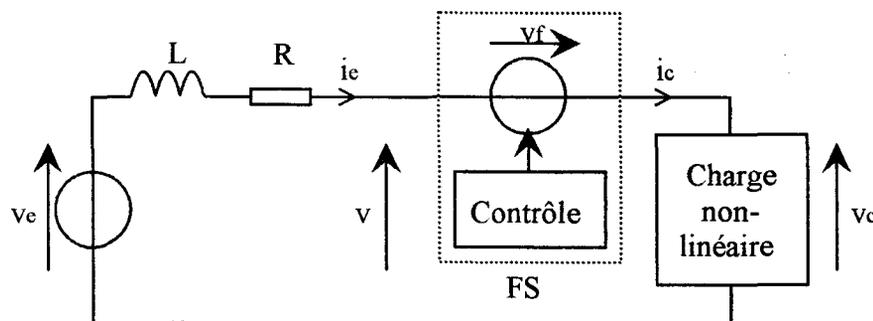


figure 1.5

Le filtre actif parallèle se comporte comme une source de courant contrôlable rapidement. Le courant de consigne de ce dispositif est en opposition de phase avec les harmoniques et/ou la composante réactive du courant absorbé par la charge polluante de manière à rendre le courant i_e prélevé à la source le plus sinusoïdal possible et éventuellement dépourvu de composante réactive. Le filtre peut être de structure tension et utiliser un condensateur comme élément de stockage, ou de structure courant et être ainsi associé à une inductance.

Le filtre actif série se comporte comme une source de tension contrôlable rapidement. La tension de consigne de l'installation est telle que $v = v_f + v_c$ soit sinusoïdale, de manière à ce que les courants prélevés au réseau le soient également.

Théoriquement, grâce à leur dynamique élevée, ces deux structures sont donc capables de compenser tout ce qui n'est pas actif en un certain point du réseau [9], mais des considérations économiques limitent leur rôle à la compensation de la puissance déformante pour éviter d'ajouter à la structure polluante un convertisseur de puissance apparente similaire. Leur coût d'investissement par kVA dépasse en effet de beaucoup celui des compensateurs statiques de puissance réactive.

Il est alors possible d'utiliser les avantages des deux types de filtres actifs (le coût du compensateur statique et la dynamique des convertisseurs commandés en M.L.I.) en composant ainsi une structure hybride.

Le développement de telles structures de filtrage n'en est, pour l'instant, qu'à ses débuts et n'a fait l'objet que de projets de laboratoire [10][11][12], mais les résultats encourageants obtenus devraient être confirmés dans un avenir proche par des applications industrielles.

II.3 Les convertisseurs "non-polluants"

Comme pour les filtres actifs, c'est l'évolution des composants de puissance qui autorise aujourd'hui la commande en M.L.I. des convertisseurs et il est possible d'envisager des structures de conversion de l'énergie électrique polluant peu le réseau.

D'un point de vue économique, il n'est pas pensable de remplacer les structures existantes par ces nouvelles structures et c'est donc dans ce créneau que doivent intervenir les filtres performants décrits précédemment.

En revanche, lors de la conception d'une nouvelle installation, on peut envisager le choix d'un convertisseur à facteur de puissance proche de l'unité [13].

Il est important de noter que la puissance de dimensionnement de tels convertisseurs est à peu près celle de la charge qu'ils alimentent, alors que dans les applications utilisant des thyristors la puissance apparente de la structure dépasse nettement celle de la charge.

Néanmoins, ces structures ne compensent, en partie, que la puissance déformante et la puissance réactive qu'aurait fait naître, à leur place, une structure conventionnelle.

C'est leur étude que nous présentons dans ce mémoire et, plus précisément, celles réalisant une conversion alternatif-continu en forte puissance.

Le premier chapitre est consacré à l'étude des deux structures duales possibles : les redresseurs de tension et de courant. Pour chacune, les caractéristiques statiques dans le plan (P,Q) sont établies dans le cas d'un débit sur charge active et sur charge résistive, les fonctionnements en compensateur de puissance réactive et à facteur de déplacement unitaire sont mis en évidence.

Rappelant les contraintes de commutations caractérisant chacune et à partir des caractéristiques précédemment définies, leur comparaison est effectuée et un exemple de dimensionnement est donné en fin de ce chapitre.

Le deuxième chapitre de ce mémoire concerne le contrôle complet du redresseur de tension. Dans un premier temps, prenant en compte les contraintes de fréquence et de temps minimaux de conduction des interrupteurs destinés à une application en forte puissance, une synthèse des lois de commande rapprochée du convertisseur est développée.

Dans un deuxième temps, le contrôle et la régulation du système filtre-redresseur et sa commande rapprochée-charge sont étudiés. Concluant cette seconde partie, un dimensionnement de l'ensemble, la régulation et les résultats de simulation sont présentés.

Le troisième chapitre du mémoire est consacré à l'étude d'un dispositif expérimental dimensionné pour une puissance égale à 10 kW et piloté par microcontrôleur.

La fréquence d'échantillonnage de commande a été choisie relativement basse, de manière à valider le principe de contrôle du convertisseur dans le cas d'une application en forte puissance.

CHAPITRE I

CARACTERISTIQUES DES REDRESSEURS

DE TENSION ET DE COURANT

INTRODUCTION

Nous nous intéressons dans ce chapitre à deux structures, l'une en tension, l'autre en courant, à commutation commandée fonctionnant en redresseur et permettant ainsi un échange de puissance entre un réseau triphasé et une source continue.

Ces deux convertisseurs sont des ponts à six interrupteurs connectés au réseau par l'intermédiaire d'éléments réactifs assurant simultanément la compatibilité des sources et la fonction de filtrage. Si leurs topologies semblent voisines, leurs caractéristiques, en revanche, diffèrent totalement.

Nous rappelons dans un premier temps les principes de fonctionnement de chacune et la nature des interrupteurs à mettre en oeuvre en fonction des contraintes de commutation.

Désirant réaliser du recentrage de phase et obtenir une dynamique élevée pour les systèmes considérés, les redresseurs sont commandés en modulation de largeur d'impulsion (M.L.I.).

De ce fait, phase et amplitude des courants absorbés au réseau sont réglables indépendamment, et les convertisseurs associés à leurs charges peuvent chacun être considérés comme un second réseau échangeant de la puissance active et réactive avec le premier, cet échange étant fonction de la commande des redresseurs et des grandeurs électriques de sortie.

Aussi, nous définissons, dans un deuxième temps, les caractéristiques statiques des deux montages ainsi que leurs ensembles de points de fonctionnement dans le plan (P,Q), en considérant cet échange d'énergie.

Deux types de charge sont étudiés ; l'une est active et autorise l'obtention de diagrammes à sources continues constantes, permettant ainsi de constater les avantages de telles structures sur un pont de Graetz à thyristors débitant sur source de courant constant ; l'autre est passive, plus précisément résistive, et n'autorise évidemment pas de transfert de puissance de la source continue vers les sources alternatives.

A partir de ces caractéristiques, nous comparons ensuite les deux structures de manière à déterminer leurs spécificités dans le domaine des fortes puissances.

Concluant ce chapitre, un exemple de dimensionnement des deux redresseurs est présenté.

I. DEFINITION DES STRUCTURES

Considérons la structure présentée figure 2.1 permettant d'obtenir un échange d'énergie entre un système de sources triphasé et une source continue, où les interrupteurs (T_i et T'_i) sont commandables à l'ouverture et à la fermeture.

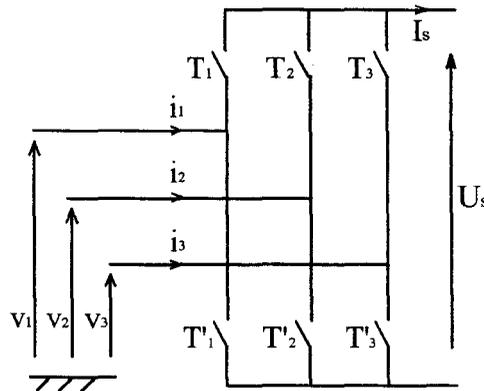


figure 2.1

Le transfert de puissance étant régi par la commande des interrupteurs, dont les commutations sont instantanées dans le cas idéal, ceux-ci vont introduire, coté continu, des discontinuités de courant ou de tension suivant la nature des sources du système triphasé.

Une source ne pouvant subir de discontinuité de sa propre nature, la règle d'alternance des sources nous dicte donc de disposer, en sortie, une source de nature opposée à celles du système d'entrée.

Nous obtenons ainsi les deux structures distinctes qui font l'objet de notre étude, l'une se comportant comme une source de courant continu, l'autre comme une source de tension continue.

II. STRUCTURE TENSION

II.1 Principe de fonctionnement

La structure tension, représentée figure 2.2, est un pont à six interrupteurs reliant un système triphasé de sources de courant et une source continue de tension. Comme elle est étudiée dans un fonctionnement en redresseur, on désigne par entrées les sources de courant et sortie la source de tension.

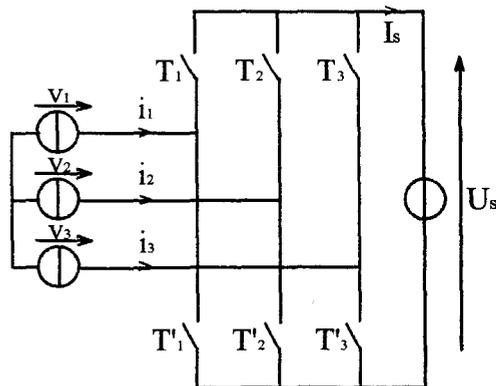


figure 2.2

La source de tension continue étant unidirectionnelle, les interrupteurs sont, eux aussi, unidirectionnels en tension. Les sources de courant étant bidirectionnelles, les interrupteurs doivent donc être également bidirectionnels en courant.

L'introduction de composants possédant une commande à l'amorçage et une commande au blocage permet de régler la phase des tensions v_i ramenées sur les sources du courant.

L'utilisation en M.L.I. de ces composants à double commande autorise également le réglage de la valeur efficace de ces tensions. De plus, cette commande en M.L.I. garantit un meilleur comportement dynamique ainsi qu'une facilité de filtrage des harmoniques de tension. Les interrupteurs sont donc réalisés par l'association d'un composant bicommandable (Transistor, IGBT, GTO) et d'une diode en antiparallèle comme le montre la figure 2.3.

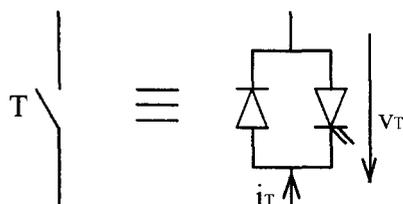


figure 2.3

Du fait de la réversibilité en courant des composants, la structure est réversible en puissance, la tension continue reste unidirectionnelle, mais le courant continu peut prendre des valeurs moyennes positives ou négatives.

L'utilisation de diodes pour réaliser les interrupteurs confère à la structure un caractère sécurisant au niveau des commutations, puisqu'elles évitent en effet toute ouverture des sources de courant.

Il faut par contre s'assurer que les composants commandables d'un même bras ne soient pas simultanément passants sous peine de provoquer un court-circuit de la source de tension.

Les interrupteurs d'un même bras (T_i et T'_i) sont donc complémentaires et les sources de courant pouvant être court-circuitées, chaque bras constitue ainsi une cellule élémentaire de commutation et fonctionne indépendamment des deux autres.

La valeur efficace du fondamental de la tension simple, V_{i_1} ($i = 1,2,3$), est imposée par la commande du convertisseur et par la valeur de la tension de sortie U_s . Sa valeur maximale varie selon la loi de découpage M.L.I. considérée et le rapport fréquence de découpage / fréquence du fondamental [14].

Dans le cas où ce rapport est élevé (≥ 6), nous obtenons :

- dans le cas d'une modulation naturelle sinus-triangle :

$$V_{i_{1\max}} = \frac{U_s}{2\sqrt{2}}$$

- dans le cas d'une modulation sub-optimale avec injection d'harmonique trois dans la référence ou dans celui d'un asservissement du convertisseur par la méthode du vecteur spatial instantané avec références sinusoïdales :

$$V_{i_{1\max}} = 1,155 \frac{U_s}{2\sqrt{2}}$$

En introduisant le coefficient de réglage en tension r , avec $0 \leq r \leq 1$, dans le cas général, nous pouvons donc écrire :

$$V_{i_1} = k r \frac{U_s}{2\sqrt{2}} \quad (2.1)$$

où k est un coefficient dû au choix de la loi et de la fréquence de modulation.

La valeur du coefficient de réglage en tension étant comprise entre zéro et l'unité, de la relation (2.1) il apparaît que la valeur de U_s est toujours supérieure ou égale à

$$V_{i_1} \frac{2\sqrt{2}}{k}$$

Cette structure fonctionne donc en redresseur élévateur de tension.

Dans le cas usuel, ce redresseur est connecté au réseau. La présence d'inductances imposées ou parasites, (dûes à la ligne ou aux fuites d'un transformateur), en série avec les sources de tension réseau, confère à celles-ci un caractère de sources instantanées de courant.

En sortie du convertisseur, la source continue de tension est matérialisée par un condensateur. On obtient alors le schéma représenté figure 2.4, dont nous allons établir les caractéristiques.

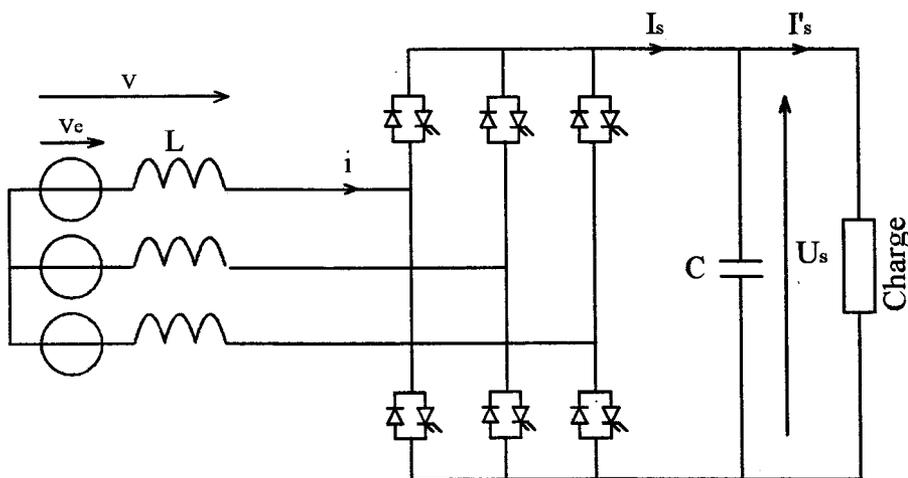


figure 2.4

II.2 Caractéristiques statiques

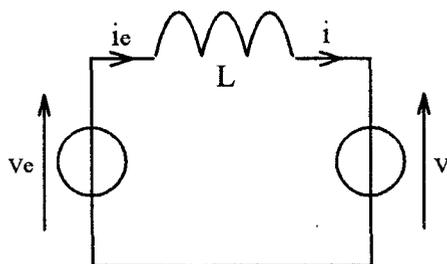
II.2.1 Etude des grandeurs d'entrée

Dans l'étude des grandeurs d'entrée du convertisseur, on fait l'hypothèse du premier harmonique, toutes les tensions et les courants alternatifs sont ainsi assimilés à leurs fondamentaux ; de même les grandeurs continues sont confondues avec leur valeur moyenne.

On néglige par ailleurs les résistances de lignes (où d'un éventuel transformateur) devant l'impédance présentée par les inductances parasites, L_p , auxquelles ont éventuellement été ajoutées des inductances de filtrage, L_f .

Les commutations des interrupteurs sont considérées instantanées et le convertisseur sans pertes. En supposant que l'asservissement du redresseur est correctement effectué, et que les divers éléments passifs mis en oeuvre ont des valeurs égales sur les trois phases, le système pris en compte est parfaitement équilibré.

Par phase nous pouvons alors considérer le schéma monophasé équivalent présenté figure 2.5.



où

$$L = L_p + L_f$$

v_e représente une tension simple du réseau

figure 2.5

Le fondamental de la tension simple ramenée par le convertisseur représenté par v , possède une valeur efficace V et un déphasage δ par rapport à la tension simple du réseau.

L'étude des échanges de puissance active et réactive entre un réseau et un redresseur se ramène ainsi au cas général d'échange d'énergie entre deux réseaux.

En supposant le régime permanent établi et les grandeurs électriques sinusoïdales, celles-ci sont liées par la relation

$$\underline{v_e} = jL\omega \underline{i} + \underline{v} \quad (2.2)$$

Si l'on note φ le déphasage arrière du courant i sur la tension v , la représentation complexe associée est la suivante (figure 2.6).

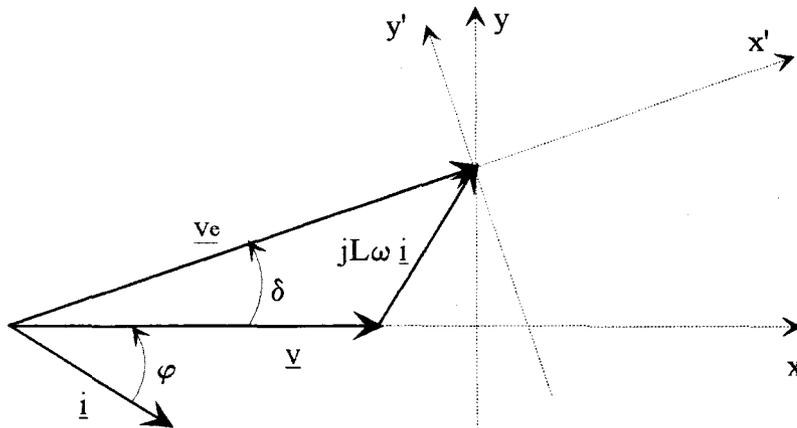


figure 2.6

La relation (2.2) en projection sur les axes (x,y) ou sur les axes (x', y') conduit à :

$$\begin{cases} V_e \cos \delta = V + L\omega I \sin \varphi & (2.3) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_e \sin \delta = L\omega I \cos \varphi & (2.4) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_e = V \cos \delta + L\omega I \sin (\delta + \varphi) & (2.5) \end{cases}$$

$$\begin{cases} 0 = -V \sin \delta + L\omega I \cos (\delta + \varphi) & (2.6) \end{cases}$$

Les relations (2.4) et (2.6) permettent d'identifier aisément le transfert de puissance active P en fonction de V et δ puisque

$$P = 3VI \cos \varphi = 3V_e I \cos (\delta + \varphi) \text{ conduit à } P = \frac{3VV_e \sin \delta}{L\omega} \quad (2.7)$$

De même, la puissance réactive absorbée par le réseau s'écrit

$$Q_e = 3V_e I \sin (\delta + \varphi)$$

A l'aide de la relation (2.5), on obtient,

$$Q_e = \frac{3V_e}{L\omega} (V_e - V \cos \delta) \quad (2.8)$$

Cette puissance réactive est échangée avec l'inductance L et le deuxième réseau ; on peut donc écrire :

$$Q_e = 3L\omega I^2 + Q \quad \text{avec } Q = 3VI \sin \varphi$$

En introduisant la relation (2.3), on trouve

$$Q = \frac{3V}{L\omega} (V_e \cos \delta - V) \quad (2.9)$$

II.2.2 Ensemble des points de fonctionnement

L'introduction d'interrupteurs possédant une commande à l'amorçage et au blocage associés à une commande en M.L.I. permet d'agir, d'une part, sur la valeur efficace de v par le biais du coefficient de réglage en tension r , et d'autre part, sur sa phase δ , repérée par rapport à la tension réseau v_e .

Les relations (2.1), (2.7) et (2.8) montrent que les deux paramètres r et δ fixent les puissances active et réactive échangées avec le réseau, et permettent de déterminer la caractéristique de réglage du système et ses limites de fonctionnement.

Deux cas sont étudiés :

On s'intéresse dans un premier temps à un fonctionnement à tension de sortie U_s constante, pour obtenir une présentation analogue à celle habituellement utilisée pour l'étude du pont de Graetz à thyristors débitant sur une source de courant constant.

Dans un deuxième temps, on étudie le cas particulier d'un débit sur charge résistive.

II.2.2.1 Caractéristique à U_s constant

A partir des relations (2.1) et (2.7), on obtient la caractéristique de réglage de la puissance active donc du courant continu I_s à U_s constant, soit :

$$P = \frac{3VV_e \sin \delta}{L\omega} = \frac{3krU_s \sin \delta}{2\sqrt{2} L\omega} V_e \quad (2.10)$$

$$I_s = \frac{P}{U_s} = \frac{3kr \sin \delta}{2\sqrt{2} L\omega} V_e$$

On remarque ici que la valeur maximale de la puissance qui peut être transmise par la structure est obtenue pour $\sin \delta = 1$ et $r = 1$ et l'on note :

$$P_{\max} = \frac{3kU_s}{2\sqrt{2} L\omega} V_e \quad (2.11)$$

De même, à partir des relations (2.1) et (2.8), on peut exprimer la puissance réactive fournie par le réseau, c'est-à-dire :

$$Q_e = \frac{3V_e}{L\omega} (V_e - V \cos \delta) = \frac{3V_e}{L\omega} \left(V_e - \frac{krU_s}{2\sqrt{2}} \cos \delta \right)$$

soit en fonction de P_{\max}

$$Q_e = \frac{3V_e^2}{L\omega} - P_{\max} r \cos \delta \quad (2.12)$$

En combinant (2.10) et (2.12) vient alors l'expression du lieu des points de fonctionnement en notant $Q_{e_0} = \frac{3V_e^2}{L\omega}$

$$(Q_e - Q_{e_0})^2 + P^2 = r^2 P_{\max}^2$$

Ceci est l'équation d'un cercle dont le centre, dans le plan (P, Q) , a pour coordonnées $(0, Q_{e_0})$ et dont le rayon est fonction de r le coefficient de réglage en tension.

L'ensemble des points de fonctionnement se situe donc, r variant de zéro à l'unité, à l'intérieur d'un cercle de rayon P_{\max} .

Un point de fonctionnement quelconque, repéré par A sur la figure 2.7, échangeant avec le réseau une puissance active P_a et une puissance réactive Q_{e_a} peut donc être repéré dans le cercle par r_a et δ_a .

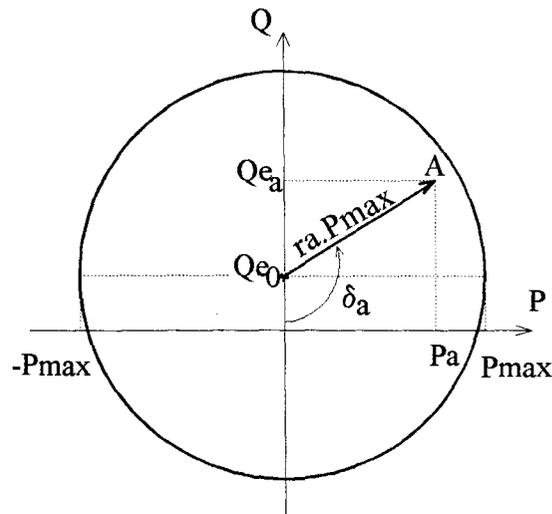


figure 2.7

Par rapport à un pont de Graetz à thyristors débitant sur source de courant constant dont l'ensemble des points de fonctionnement est rappelé figure 2.8, nous pouvons ici atteindre n'importe quel point situé à l'intérieur du cercle précédemment défini et non pas avoir une puissance réactive imposée par le choix de la puissance active à transiter. De plus, le fonctionnement peut ici avoir lieu dans les quatre quadrants du plan (P,Q) alors que deux seulement sont atteints avec le pont à thyristors.

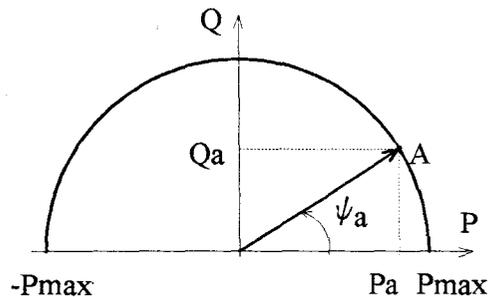


figure 2.8

- Remarque sur le fonctionnement à facteur de déplacement unitaire

On peut tout d'abord noter que si l'ordonnée Q_{e_0} du centre est supérieure au rayon P_{max} , le cercle n'a pas d'intersection avec l'axe $Q = 0$ et le fonctionnement à facteur de déplacement unitaire ne peut être obtenu. En remplaçant Q_{e_0} et P_{max} par leur valeur respective, cette limite de fonctionnement

est donnée par $U_s < \frac{2\sqrt{2}V_e}{k}$.

Dans le cas contraire, c'est-à-dire si $U_s > \frac{2\sqrt{2}V_e}{k}$, le fonctionnement à facteur de déplacement unitaire ne peut être obtenu que si la puissance transmise est comprise entre $-P_1$ et $+P_1$ avec $P_1 = P_{\max} \sqrt{1 - \frac{Q_{e_0}^2}{P_{\max}^2}}$, la puissance maximale étant atteinte pour $Q_e = Q_{e_0}$.

Pour maintenir Q_{e_0} égal à zéro, on applique la loi de commande suivante :

$$r \cos \delta = \text{Constante} = \frac{Q_{e_0}}{P_{\max}} \quad \text{et l'on règle } P \text{ par : } P = \pm P_{\max} \sqrt{r^2 - \frac{Q_{e_0}^2}{P_{\max}^2}}$$

L'ensemble des points de fonctionnement obtenu apparaît figure 2.9 :

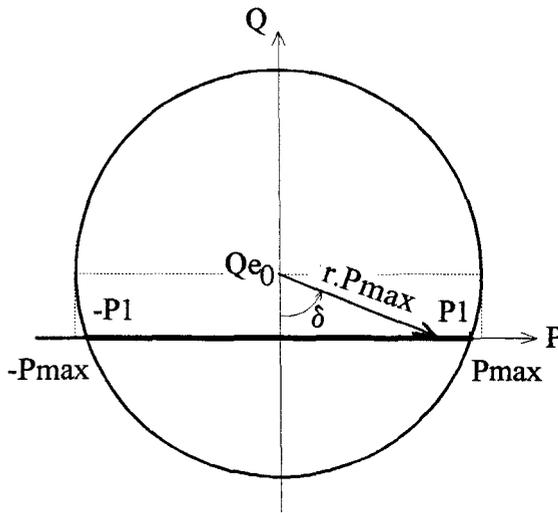


figure 2.9

- Remarque sur le fonctionnement en compensateur de puissance réactive

Lors d'un fonctionnement en compensateur statique, la puissance active échangée est nulle, ceci est obtenu en maintenant $\sin \delta = 0$, soit :

$$\begin{aligned} \cos \delta &= 1 && \text{pour } Q_e < Q_{e_0} \\ \text{ou } \cos \delta &= -1 && \text{pour } Q_e > Q_{e_0} \end{aligned}$$

$$\text{on obtient ainsi : } Q_e = Q_{e_0} \pm r P_{\max}$$

r règle alors la puissance réactive échangée avec le réseau, comme le montre la figure 2.10.

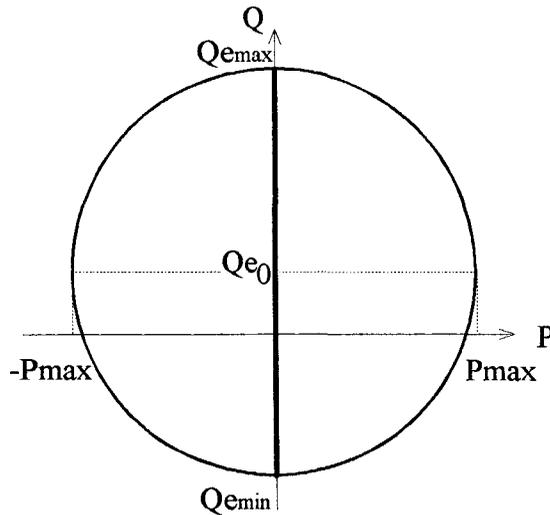


figure 2.10

avec $Q_{e_{max}} = Q_{e_0} + P_{max}$ et $Q_{e_{min}} = Q_{e_0} - P_{max}$

Q_{e_0} étant positif, cette structure peut donc absorber plus d'énergie réactive qu'elle ne peut en créer puisque les inductances associées à ce convertisseur participent de manière inhérente à cet échange d'énergie.

II.2.2.2 Débit sur charge résistive

Le cas précédemment étudié n'est valable que si la charge du convertisseur est composée d'éléments actifs permettant l'absorption de courant variable sous tension donnée. Ces éléments peuvent être une machine à courant continu ou un second convertisseur alimentant une machine alternative.

Dans le cas d'une charge passive, telle une résistance, le courant de sortie dépend de la tension qui lui est appliquée, et ces deux grandeurs électriques restent liées.

Nous nous proposons d'étudier ce cas particulier.

Il est possible de reprendre certaines expressions établies précédemment et de les adapter à ce cas précis.

On rappelle l'expression de la puissance active transitée par le convertisseur :

$$P = \frac{3 k r U_s \sin \delta}{2 \sqrt{2} L \omega} V_e$$

On peut alors identifier cette puissance à celle absorbée par la résistance R de la charge connectée en parallèle sur le condensateur de sortie :

$$P_s = \frac{U_s^2}{R} = \frac{3 k r U_s \sin \delta}{2 \sqrt{2} L \omega} V_e$$

et ainsi obtenir pour la tension U_s :

$$U_s = \frac{3 k r R \sin \delta}{2 \sqrt{2} L \omega} V_e \quad (2.13)$$

Le convertisseur étant étudié en tant que redresseur, la tension de sortie est unidirectionnelle et positive, on choisit donc de garder $\sin \delta$ positif, le réglage de δ s'effectue ainsi, dans notre cas particulier, de 0 à π .

Afin de déterminer l'ensemble des points de fonctionnement dans le plan (P,Q), on utilise l'expression (2.10) de la puissance, établie précédemment, en reportant cette valeur de U_s ; on trouve :

$$P = \frac{9 k^2 r^2 R \sin^2 \delta}{8 L^2 \omega^2} V_e^2 = r^2 (1 - \cos 2\delta) \frac{P_{\max}}{2} \quad (2.14)$$

avec, cette fois :

$$P_{\max} = \frac{9 k^2 R V_e^2}{8 L^2 \omega^2}$$

De même, pour la puissance réactive échangée avec le réseau, en reprenant l'expression établie au paragraphe précédent :

$$Q_e = Q_{e_0} - \frac{3 k r U_s \cos \delta}{2 \sqrt{2} L \omega} V_e$$

et en remplaçant U_s par $\sqrt{P R}$, il vient :

$$Q_e = Q_{e_0} - \frac{9 k^2 r^2 R \cos \delta \sin \delta}{8 L^2 \omega^2} V_e^2 = Q_{e_0} - r^2 \sin 2\delta \frac{P_{\max}}{2} \quad (2.15)$$

En combinant (2.14) et (2.15) on trouve alors l'équation du lieu des points de fonctionnement :

$$\left(P - \frac{r^2 P_{\max}}{2} \right)^2 + (Q_e - Q_{e_0})^2 = \frac{r^4 P_{\max}^2}{4} \quad (2.16)$$

Dans le plan (P,Q), cette équation est celle d'un cercle dont le centre, de coordonnées $\left(\frac{r^2 P_{\max}}{2}, Q_{e0}\right)$, et le rayon, $\frac{r^2 P_{\max}}{2}$, sont des fonctions du coefficient de réglage en tension.

Pour une valeur de r fixée, les points de fonctionnement se situent donc sur un cercle dont l'abscisse du centre est égale au rayon, l'action sur la phase δ permet d'atteindre tous les points situés sur ce cercle. Celle-ci ne varie que de 0 à π , mais P et Q sont des fonctions de 2δ , ce qui permet de décrire un cercle complet.

Le coefficient de réglage en tension r variant de zéro à l'unité, les cercles successivement obtenus ont tous $(0, Q_{e0})$ comme point commun comme le représente la figure 2.11.

On décrit ainsi, en agissant sur r et δ , tous les points situés à l'intérieur du disque de rayon maximum $\frac{P_{\max}}{2}$ et de centre $\left(\frac{P_{\max}}{2}, Q_{e0}\right)$, comme le montre la figure 2.12.

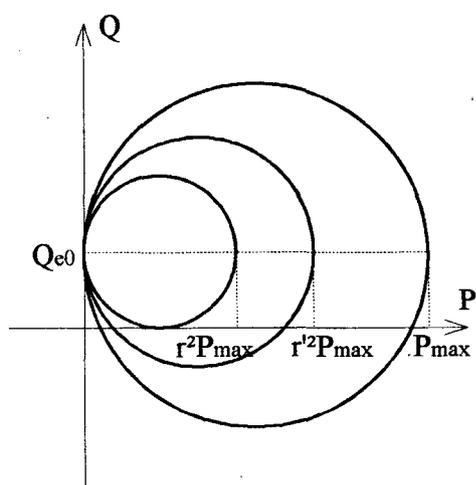


figure 2.11

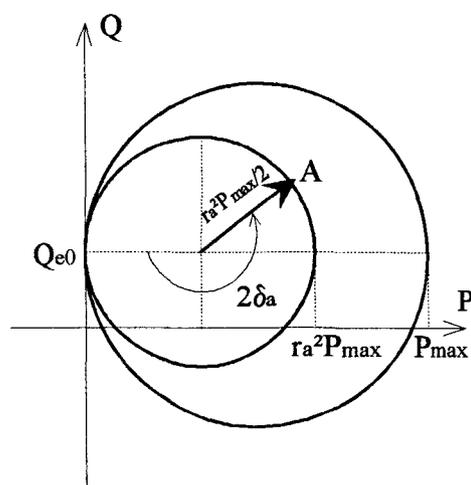


figure 2.12

La charge résistive ne pouvant fournir d'énergie, le transfert de puissance active est ici unidirectionnel, il est donc logique que l'ensemble des points de fonctionnement ne se situe que dans deux des quatre quadrants du plan (P,Q).

L'échange de puissance réactive avec le réseau ne peut se faire que si la tension de sortie a une valeur non nulle ; le fonctionnement de la structure en compensateur seul est donc impossible. La seule possibilité d'annulation de la puissance active étant obtenue pour $r = 0$ ou $\cos 2\delta = 1$, on obtient

dans ces deux cas $Q_e = Q_{e_0}$, et les sources de courant alternatives sont ainsi court-circuitées en permanence. Les deux fonctions, compensation et redressement peuvent, par contre, être obtenues simultanément.

En effet, à puissance P donnée, les paramètres r et δ sont liés par la relation :

$$r^2 (1 - \cos 2\delta) = \text{Constante} = \frac{2P}{P_{\max}}$$

dans ce cas, Q_e vaut alors : $Q_e = Q_{e_0} \pm \sqrt{r^2 P P_{\max} - P^2}$

Comme on peut le constater sur la figure 2.11, la plage de réglage de Q_e la plus étendue est obtenue pour une puissance active échangée égale à $\frac{P_{\max}}{2}$.

Q_e peut ainsi évoluer de $Q_{e_0} - \frac{P_{\max}}{2}$ à $Q_{e_0} + \frac{P_{\max}}{2}$.

- Remarque sur le fonctionnement à facteur de déplacement unitaire

Au regard de la figure 2.12, on s'aperçoit que les intersections du cercle avec l'axe $Q = 0$ ne peuvent éventuellement avoir lieu que si $Q_{e_0} < P_{\max}/2$. En fonction des éléments passifs constituant le dispositif, cette relation traduit le fait que si $R < \frac{16 L\omega}{3 k^2}$, le fonctionnement à facteur de déplacement unitaire est impossible quelle que soit la tension de sortie U_s .

Dans le cas contraire, soit si $R > \frac{16 L\omega}{3 k^2}$, il existe une valeur minimale r_{\min} du coefficient de réglage en tension qui permet d'obtenir un point de fonctionnement à $Q = 0$ et qui correspond à une puissance active P égale à Q_{e_0} .

Dans ces conditions, la tension de sortie U_s est définie par :

$$\frac{U_{s_{\min}}^2}{R} = Q_{e_0} \text{ soit } U_{s_{\min}} = \sqrt{\frac{3R}{L\omega}} V_e$$

Si maintenant les deux conditions sont réunies, c'est-à-dire si $R > \frac{16 L\omega}{3 k^2}$ et $U_s > U_{s_{\min}}$, le fonctionnement à facteur de déplacement unitaire ne peut s'effectuer que sur une plage de puissance active allant de P_1 à P_2 comme le montre la figure 2.13, P_1 et P_2 étant obtenues à partir de (2.16) en annulant Q_e , soit :

$$P_1 = \frac{r^2 P_{\max}}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 Q_{e0}^2}{r^4 P_{\max}^2}} \right) \quad P_2 = \frac{r^2 P_{\max}}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4 Q_{e0}^2}{r^4 P_{\max}^2}} \right)$$

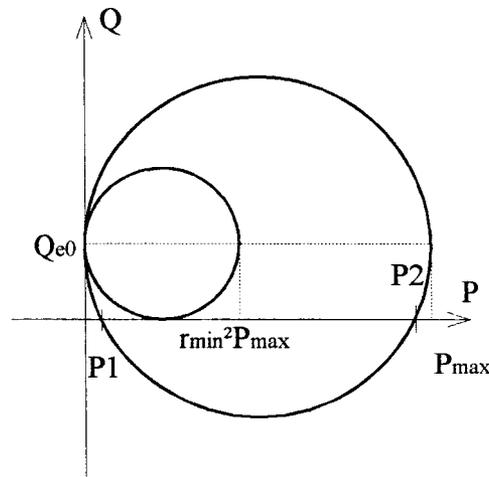


figure 2.13

La loi de commande du fonctionnement à déphasage nul entre la tension et le fondamental du courant réseau est obtenue par :

$$Q_c = 0 \Rightarrow r^2 \sin 2\delta = \text{Constante} = \frac{2 Q_{e0}}{P_{\max}}$$

soit pour le réglage de P :

$$P = \frac{r^2 P_{\max}}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4 Q_{e0}^2}{r^4 P_{\max}^2}} \right)$$

La largeur de la plage de puissance active exploitable est ainsi égale à :

$$r^2 P_{\max} \sqrt{1 - \frac{4 Q_{e0}^2}{r^4 P_{\max}^2}}$$

- Remarque sur le fonctionnement à puissance maximale

Comme nous l'avons établi précédemment, la puissance maximale transitée par le convertisseur est obtenue pour $r = 1$ et $\sin \delta = 1$. Dans ce cas, la puissance réactive fournie par le réseau est égale à

Q_{c_0} ; celle échangée par le convertisseur est donnée par la relation (2.9) associée aux paramètres de commande définis dans ce cas. On trouve :

$$Q_{P_{\max}} = -\frac{3V^2}{L\omega} \quad (2.17)$$

Le convertisseur se comporte ainsi comme une association d'éléments passifs absorbant une puissance P_{\max} et absorbant la puissance réactive Q . Compte tenu des expressions de P_{\max} et de $Q_{P_{\max}}$, cette association est constituée d'une résistance R_{eq} en parallèle sur un condensateur C_{eq} comme le montre la figure 2.14.

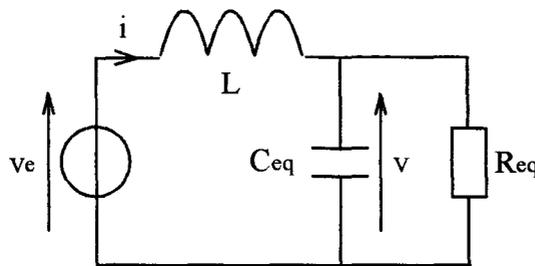


figure 2.14

La relation (2.17) donne immédiatement $C_{eq} = \frac{1}{L\omega^2}$

Un bilan de puissance permet de déterminer la relation entre la résistance R_{eq} et la résistance R de charge :

$$\frac{U_s^2}{R} = \frac{3V^2}{R_{eq}} = \frac{3k^2 U_s^2}{8R_{eq}} \quad \text{d'où} \quad R_{eq} = \frac{3k^2}{8} R$$

L'ensemble se compose donc d'un circuit oscillant dont la fréquence propre $\frac{1}{\sqrt{L C_{eq}}}$ est égale à la fréquence du réseau, et dont l'amortissement est inversement proportionnel à la résistance équivalente.

Si la valeur de la résistance de sortie tend vers l'infini (circuit ouvert), la valeur de la résistance équivalente fait de même, l'amortissement du système devient nul, et la puissance transmise tend alors vers l'infini elle aussi .

Tout ceci est évidemment théorique puisque les résistances de ligne participent également à l'amortissement du système, mais n'ont, dans cette étude, pas été prises en compte.

II.2.2.3 Commande du redresseur de courant débitant sur charge résistive

Comme nous l'avons décrit précédemment, la structure tension débitant sur charge résistive peut absorber plus de réactif qu'elle ne peut en créer, et ce d'autant plus que Q_{e_0} est élevé (cf. fig.2.13).

Les récepteurs habituellement rencontrés étant plutôt de nature inductive, la compensation d'énergie réactive a en général pour objet de créer l'énergie réactive qu'ils absorbent. Dans ce rôle, cette structure n'est par conséquent pas très adaptée.

Si l'on se préoccupe du facteur de puissance du convertisseur seul, il y a moyen de simplifier les trajectoires du point de fonctionnement, lorsque celui-ci évolue de $P = 0$ à $P = P_{\max}$, afin de maintenir un facteur de puissance le plus élevé possible.

Les portions comprises entre 0 et P_1 et P_2 et P_{\max} sont des arcs de cercle dont l'équation est lourde à mettre en oeuvre.

Nous proposons donc ici d'assimiler ces arcs à des cordes, et ainsi d'adopter la stratégie de commande suivante pour le redresseur, en considérant que P et Q_e sont les grandeurs à régler :

$$\begin{aligned} \text{si } 0 \leq P_{\text{ref}} < P_1 & \quad Q_{e_{\text{ref}}} = -\frac{Q_{e_0}}{P_1} P_{\text{ref}} + Q_{e_0} \\ \text{si } P_1 \leq P_{\text{ref}} \leq P_2 & \quad Q_{e_{\text{ref}}} = 0 \\ \text{si } P_2 < P_{\text{ref}} \leq P_{\max} & \quad Q_{e_{\text{ref}}} = \frac{Q_{e_0}}{P_{\max} - P_2} P_{\text{ref}} - \frac{Q_{e_0} P_2}{P_{\max} - P_2} \end{aligned}$$

ceci est illustré figure 2.15

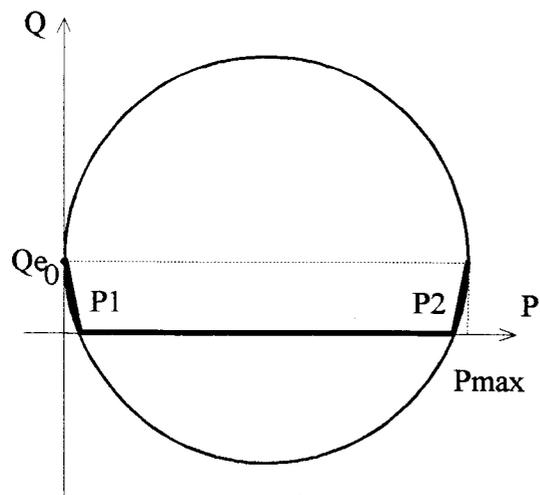


figure 2.15

III. STRUCTURE COURANT

III.1 Principe de fonctionnement

La structure courant, représentée figure 2.16, est un pont à six interrupteurs reliant un système triphasé de sources de tension à une source continue de courant.

Nous l'étudions ici dans son fonctionnement en redresseur, nous qualifions donc d'entrée le système de sources alternatives et de sortie la source continue.

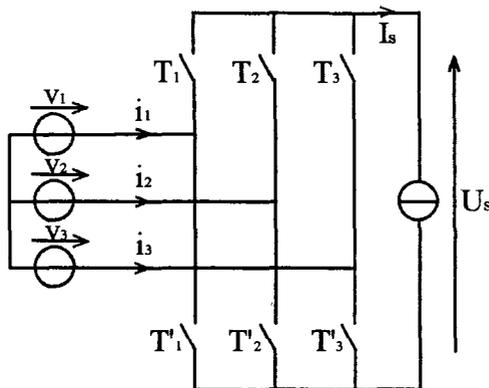


figure 2.16

Cette dernière étant unidirectionnelle en courant, les interrupteurs le sont également. Ceux-ci doivent, d'autre part, supporter les tensions alternatives des sources d'entrée et ainsi être bidirectionnels en tension. Ils ont donc la caractéristique statique du thyristor.

Comme nous désirons introduire la commande au blocage afin d'effectuer un réglage de phase des courants d'entrée et réaliser un découpage en M.L.I. en vue d'améliorer les performances dynamiques du système, les interrupteurs sont ici bicommandables. Ce sont donc, soit des GTO réversibles en tension, soit des transistors mis en série avec des diodes comme le montre la figure 2.17 :

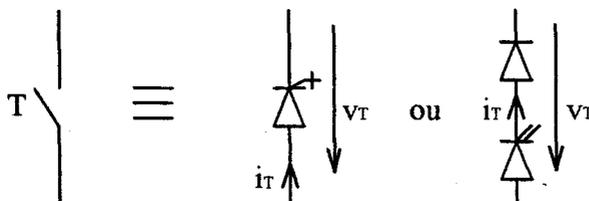


figure 2.17

Cette structure, comme la précédente, est réversible en puissance, mais, compte tenu de la caractéristique des interrupteurs, c'est de réversibilité en tension qu'il s'agit cette fois ; U_s peut, en effet, prendre des valeurs moyennes positives ou négatives alors que le courant I_s reste unidirectionnel.

Ne devant en aucun cas, ni ouvrir la source de courant, ni court-circuiter les sources de tension, un et un seul composant de chaque commutateur (plus positif et plus négatif) doit être passant à la fois. La cellule élémentaire de commutation est donc, ici, composée de trois interrupteurs dont les commandes ne doivent ni se chevaucher, ni être séparées d'un temps mort.

Les commutations de la structure courant sont donc plus contraignantes que celles de la structure tension puisque tous les interrupteurs utilisés sont entièrement commandés.

La valeur efficace du fondamental des courants i_{11} absorbés par le redresseur est fonction de sa commande et du courant continu I_s [14].

En appelant r le coefficient de réglage en courant et k le facteur dépendant de la loi et de la fréquence de découpage utilisées, nous pouvons écrire, dans le cas général, comme nous l'avons fait dans l'étude de la structure précédente :

$$I_{i_1} = k r \frac{I_s}{\sqrt{2}} \quad (2.18)$$

On obtient, par exemple, pour k une valeur égale à l'unité dans le cas où l'indice de modulation est élevé (≥ 6) et si l'on utilise pour l'asservissement du redresseur, soit la méthode du vecteur spatial instantané avec référence sinusoïdale, soit la méthode décrite par OHNISHI / OKITSU [14] [15].

Considérant que les grandeurs triphasées sont parfaitement équilibrées et que le convertisseur est sans pertes, un bilan de puissance active entre l'entrée et la sortie du convertisseur permet d'écrire :

$$3 V I_1 \cos \varphi = U_s I_s$$

d'autre part, de (2.18) on peut déduire, r variant toujours de zéro à l'unité :

$$I_1 \leq k \frac{I_s}{\sqrt{2}}$$

on obtient ainsi pour la tension de sortie, U_s , en combinant ces deux relations :

$$U_s \leq \frac{3}{\sqrt{2}} k V \cos \varphi$$

La structure courant, contrairement à la structure tension fonctionne en redresseur abaisseur de tension.

Dans le cas usuel, le redresseur est relié au réseau, mais la nature inductive de ce dernier interdit toute commutation à l'ouverture, il ne peut donc lui être connecté directement.

Pour résoudre ce problème, deux solutions peuvent être proposées :

- la première consiste à écrêter les surtensions qui vont apparaître sur les interrupteurs lors de leurs commandes au blocage à l'aide d'un circuit de clamping comme le montre la figure 2.18 [16] ;
- la deuxième solution est de redonner au réseau un caractère de source de tension instantanée en disposant des condensateurs au plus près des interrupteurs comme nous le présentons figure 2.19.

Sur les figures 2.18 et 2.19, nous avons matérialisé le caractère inductif du réseau par la mise en série d'inductances parasites avec les sources de tension. Nous avons d'autre part, remplacé la source idéale de courant de la figure 2.16 par une inductance L_s , en série avec la charge.

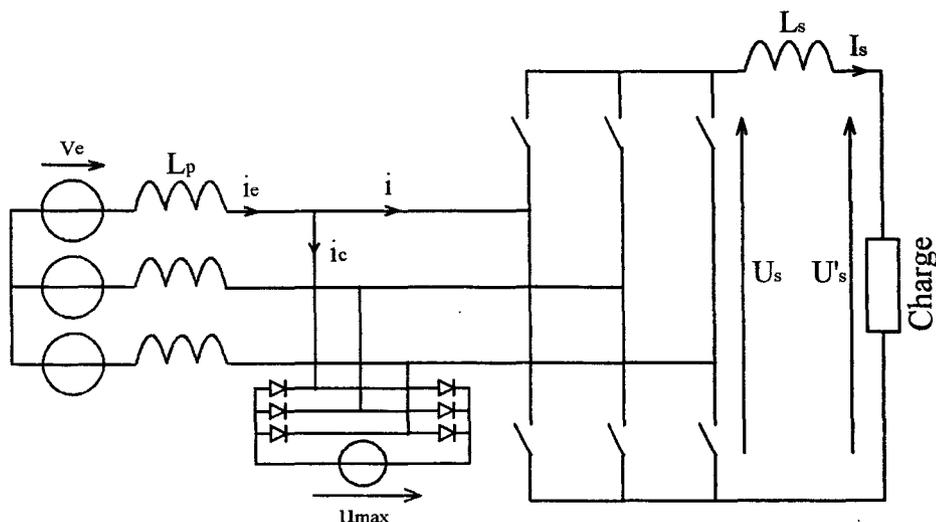


figure 2.18

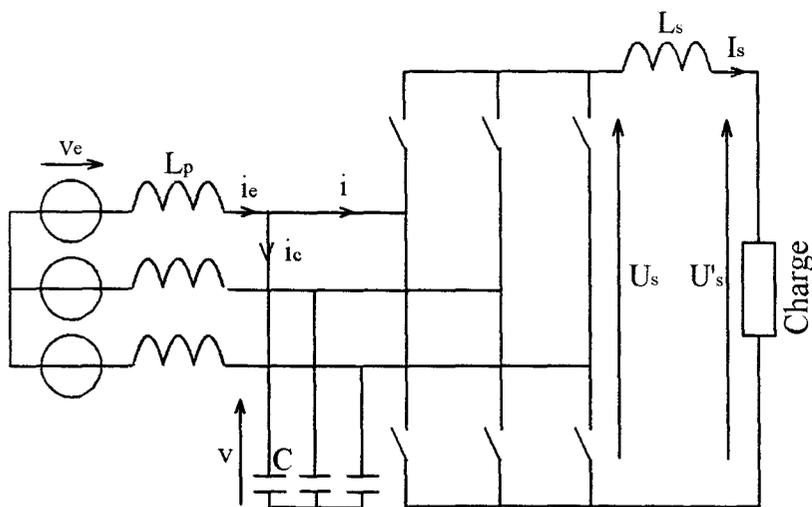


figure 2.19

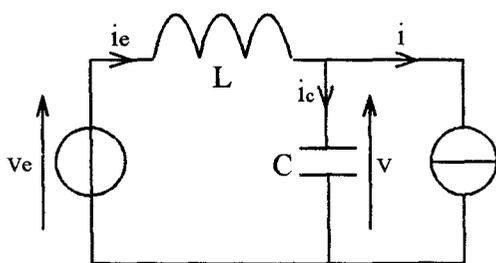
Dans la suite de cette étude, seule la deuxième solution sera prise en considération. Nous bénéficions, en effet, dans ce cas, d'un filtre du second ordre formé des condensateurs C et des inductances parasites L_p auxquelles peuvent être ajoutées des inductances de filtrage L_f , permettant d'éliminer au mieux les harmoniques de courant générés par le découpage M.L.I.. L'inconvénient de ce procédé est l'absorption, par les condensateurs, de courants à la fréquence fondamentale.

III.2 Caractéristiques statiques

III.2.1 Etude des grandeurs d'entrée

Nous reprenons, pour l'étude des grandeurs d'entrée de la structure courant, les mêmes hypothèses que dans l'analyse précédente : les grandeurs alternatives sont confondues avec leur fondamental, les grandeurs continues avec leur valeur moyenne, les résistances de ligne sont négligées, le système triphasé est totalement équilibré et le convertisseur est parfait.

Le schéma monophasé équivalent à l'une des phases du système présenté figure 2.20 peut alors être pris en considération.



où

$$L = L_p + L_f$$

v_e représente une tension simple du réseau

figure 2.20

Le fondamental du courant i absorbé par le convertisseur a une valeur efficace I et un déphasage δ par rapport à v_e .

L'étude des échanges de puissances active et réactive entre le réseau et le redresseur peut donc se ramener à celle d'un échange d'énergie entre une source de tension et une source de courant.

Les équations du système sont, en notation complexe :

$$\begin{cases} \underline{v_e} = jL\omega \underline{i_e} + \underline{v} & (2.19) \\ \underline{i_e} - \underline{i} = jC\omega \underline{v} & (2.20) \end{cases}$$

desquelles on peut facilement obtenir :

$$\underline{i} = -jC\omega \underline{v_e} + (1 - LC\omega^2) \underline{i_e} \quad (2.21)$$

En notant φ , le déphasage arriéré du courant i_e sur la tension d'alimentation v_e , la représentation dans le plan complexe est celle représentée figure 2.21.

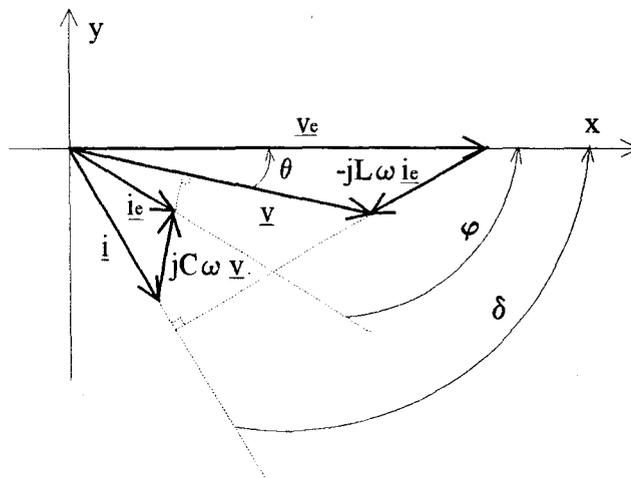


figure 2.21

La projection des relations (2.19) et (2.21) sur les axes x et y fournit :

$$\begin{cases} V \cos \theta + L\omega I_e \sin \varphi = V_e & (2.22) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V \sin \theta - L\omega I_e \cos \varphi = 0 & (2.23) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I \cos \delta = (1 - LC\omega^2) I_e \cos \varphi & (2.24) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I \sin \delta = C\omega V_e + (1 - LC\omega^2) I_e \sin \varphi & (2.25) \end{cases}$$

Des deux dernières, on obtient directement l'expression des puissances active et réactive échangées par la source de tension en fonction des grandeurs connues :

$$\left\{ \begin{array}{l} P = 3V_e I_e \cos \varphi = \frac{3V_e I \cos \delta}{1 - LC\omega^2} \end{array} \right. \quad (2.26)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Q_e = 3V_e I_e \sin \varphi = \frac{-3C\omega V_e^2}{1 - LC\omega^2} + \frac{3V_e I \sin \delta}{1 - LC\omega^2} \end{array} \right. \quad (2.27)$$

L'expression de la puissance réactive fournie ou absorbée par la source de courant est la suivante:

$$Q = 3VI \sin (\delta - \theta) \quad (2.28)$$

en y intégrant (2.22) et (2.23), il vient :

$$Q = 3I \left[(V_e - L\omega I_e \sin \varphi) \sin \delta - L\omega I_e \cos \varphi \cos \delta \right] \quad (2.29)$$

De l'association de (2.29) avec (2.24) et (2.25), il vient alors, en fonction des grandeurs connues :

$$Q = \frac{3V_e I \sin \delta}{1 - LC\omega^2} - \frac{3L\omega I^2}{1 - LC\omega^2} \quad (2.30)$$

III.2.2. Ensemble des points de fonctionnement

L'utilisation de composants bicommandables associée à une commande en M.L.I. permet d'agir, d'une part, sur la valeur efficace des courants absorbés par le redresseur, en réglant r , le coefficient de réglage en courant, et d'autre part sur leur phase δ repérée par rapport à la tension réseau.

Les relations (2.18), (2.26) et (2.27) montrent que ces deux degrés de liberté autorisent le réglage de manière indépendante des puissances active et réactive échangées avec les sources d'entrée, et permettent, comme dans l'étude précédente, de déterminer la caractéristique de réglage du système et ses limites de fonctionnement.

Deux cas sont étudiés comme nous l'avons fait pour la structure tension :

- dans un premier temps, on s'intéresse à un fonctionnement à I_g constant, en vue de comparer le lieu des points de fonctionnement avec celui d'un pont à thyristors débitant lui aussi sur une source de courant constant ;
- puis, dans un deuxième temps, le cas particulier du débit sur charge résistive est traité.

III.2.2.1 Caractéristique à I_s constant

Des relations (2.18) et (2.26), on obtient la caractéristique de réglage de la puissance active à I_s constant, soit :

$$P = \frac{3V_e k r I_s \cos \delta}{\sqrt{2} (1 - LC\omega^2)} \quad (2.31)$$

ou encore celle de la tension de sortie :

$$U_s = \frac{P}{I_s} = \frac{3V_e k r \cos \delta}{\sqrt{2} (1 - LC\omega^2)}$$

La puissance maximale étant obtenue pour $r = 1$ et $\cos \delta = 1$, on note :

$$P_{\max} = \frac{3V_e k I_s}{\sqrt{2} (1 - LC\omega^2)} \quad (2.32)$$

Afin de tracer l'ensemble des points de fonctionnement dans le plan (P,Q) nous établissons maintenant l'expression de la puissance réactive échangée avec le réseau Q_e en fonction des paramètres de réglage : r et δ .

Des relations (2.18) et (2.27), il vient :

$$Q_e = - \frac{3C\omega V_e^2}{1 - LC\omega^2} + \frac{3V_e k r I_s \sin \delta}{\sqrt{2} (1 - LC\omega^2)}$$

soit, en notant Q_{e_0} le terme $-\frac{3C\omega V_e^2}{1 - LC\omega^2}$, et en faisant intervenir dans l'expression de Q_e celle de P_{\max} :

$$Q_e = Q_{e_0} + \frac{3 k r I_s \sin \delta V_e}{\sqrt{2} (1 - LC\omega^2)} = Q_{e_0} + r \sin \delta P_{\max} \quad (2.33)$$

En écrivant alors (2.31) sous la forme $P = r \cos \delta P_{\max}$ et en combinant cette expression avec (2.33) on obtient l'équation du lieu des points de fonctionnement débitant sur une source de courant constant :

$$(Q_e - Q_{e0})^2 + P^2 = r^2 P_{\max} \tag{2.34}$$

Cette formule est identique à celle obtenue dans l'étude du redresseur de courant, mais cette fois Q_{e0} est négatif ; à condition que $1 - LC\omega^2$ soit positif, soit $\omega < 1/\sqrt{LC} = \omega_0$. La pulsation propre du filtre LC, comme il sera montré par la suite, est choisie toujours supérieure à la pulsation ω du fondamental mais inférieure à celle des premiers harmoniques. Le cercle ainsi obtenu a pour centre le point de coordonnées $(0, Q_{e0})$ dans le plan (P,Q) et son rayon est fonction de r , le coefficient de réglage en courant.

Ce dernier pouvant varier de zéro à l'unité, l'ensemble des points de fonctionnement se situe à l'intérieur d'un disque de rayon P_{\max} .

On peut ainsi repérer un point quelconque de fonctionnement A par r_a et δ_a comme le montre la figure 2.22 :

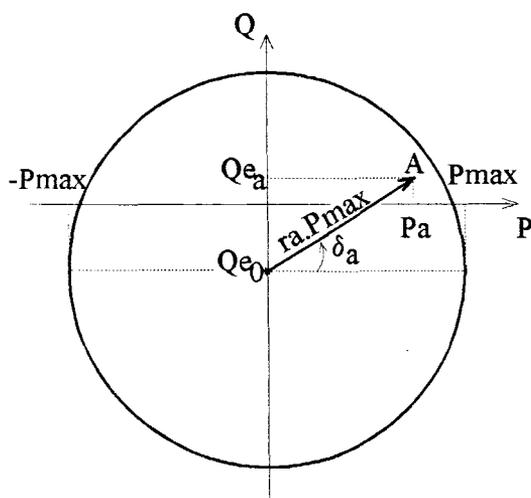


figure 2.22

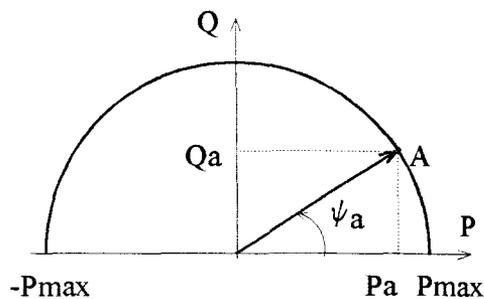


figure 2.23

Si l'on compare cet ensemble de point de fonctionnement avec celui d'un pont de Graetz à thyristors, rappelé figure 2.23, nous arrivons aux mêmes conclusions que dans la partie concernant la structure tension (possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants du plan (P,Q) et non deux, ensemble des points de fonctionnement situé sur une surface et non sur un arc de cercle, ce qui offre la possibilité de régler la puissance réactive échangée avec le réseau indépendamment de la puissance active). Par contre, cette structure-ci peut créer plus de réactif qu'elle ne peut en absorber, les condensateurs disposés à l'entrée participant à l'échange de puissance réactive avec le réseau.

- Remarque sur le fonctionnement à facteur de déplacement unitaire

On voit ici que le fonctionnement à puissance maximale est obtenu pour $Q_e = Q_{e_0}$ et qu'il n'est possible de fonctionner à facteur de déplacement unitaire que sur une plage de puissance active comprise entre $-P_1$ et P_1 , avec $P_1 = P_{\max} \sqrt{1 - \frac{Q_{e_0}^2}{P_{\max}^2}}$

On remarque que ce fonctionnement est impossible si $\frac{Q_{e_0}^2}{P_{\max}^2}$ est supérieur à l'unité, soit, en remplaçant Q_{e_0} et P_{\max} par leurs expressions respectives si $I_s < \frac{C\omega V_e \sqrt{2}}{k}$ puisque dans ce cas, le cercle de rayon maximal est situé sous l'axe $Q = 0$.

Dans le cas contraire, pour assurer la nullité de Q_e , il faut appliquer la loi suivante :

$$r \sin \delta = \text{Constante} = -\frac{Q_{e_0}}{P_{\max}}$$

P est alors réglé par :

$$P = P_{\max} \sqrt{r^2 - \frac{Q_{e_0}^2}{P_{\max}^2}}$$

L'ensemble des points ainsi obtenu est présenté figure 2.24 :

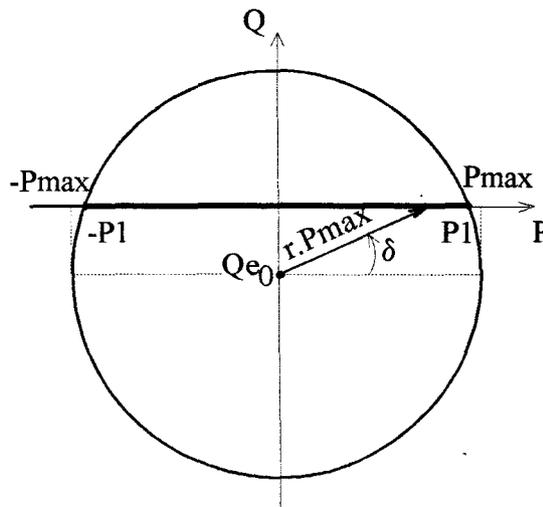


figure 2.24

- Remarque sur le fonctionnement en compensateur de puissance réactive

Lors d'un fonctionnement en compensateur statique, la puissance active échangée avec le réseau est nulle, ceci est obtenu en conservant $\cos \delta = 0$, soit encore :

$$\begin{aligned} \sin \delta &= 1 && \text{pour } Q_e > Q_{e_0} \\ \text{et } \sin \delta &= -1 && \text{pour } Q_e < Q_{e_0} \end{aligned}$$

$$Q_e \text{ est alors réglé par : } Q_e = Q_{e_0} \pm r P_{\max}$$

Le coefficient de réglage en courant permet ainsi d'agir sur la puissance réactive échangée, celle-ci pouvant varier de $Q_{e_0} - P_{\max}$ à $Q_{e_0} + P_{\max}$.

L'ensemble des points de fonctionnement ainsi obtenu est présenté figure 2.25 :

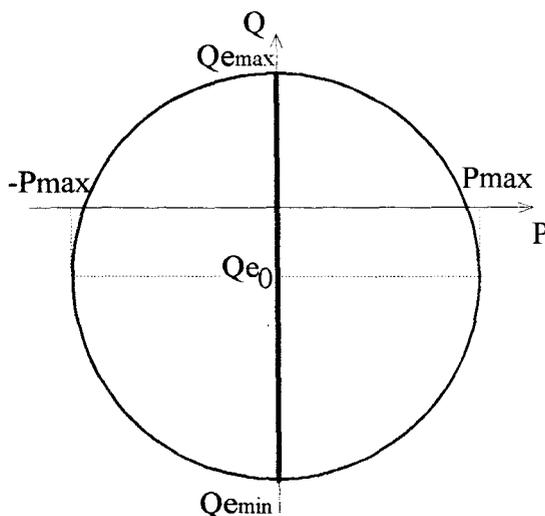


figure 2.25

III.2.2.2 Débit sur charge résistive

Le cas particulier d'un débit de la structure courant sur charge résistive est ici présenté de manière à ne pas considérer uniquement des charges actives capables d'avoir une tension variable à leurs bornes tout en absorbant un courant donné.

Certaines des expressions précédemment établies peuvent toutefois être reprises, et nous allons les adapter à la présente étude.

Nous rappelons l'expression (2.31) de la puissance transmise par le convertisseur :

$$P = \frac{3 k r I_s \cos \delta}{\sqrt{2} (1 - L C \omega^2)} V_e$$

que l'on peut identifier à la puissance fournie à une charge résistive de valeur R disposée en série avec l'inductance de lissage L_s :

$$P_s = R I_s^2$$

on obtient ainsi pour I_s :

$$I_s = \frac{3 k r \cos \delta}{\sqrt{2} R (1 - L C \omega^2)} V_e \quad (2.35)$$

Là encore , le convertisseur étant étudié dans un fonctionnement en redresseur, le courant continu I_s est unidirectionnel et positif, on choisit de conserver $\cos \delta$ positif.

δ varie ainsi dans notre cas particulier, de $-\frac{\pi}{2}$ à $\frac{\pi}{2}$.

Afin de déterminer l'ensemble des points de fonctionnement dans le plan (P,Q) nous établissons maintenant, en fonction des grandeurs de réglage r et δ , les expressions des puissances active et réactive.

De (2.35), il vient, pour P :

$$P = R I_s^2 = \frac{9 k^2 r^2 \cos^2 \delta V_e^2}{2 R (1 - L C \omega^2)^2} = r^2 (1 + \cos 2\delta) \frac{P_{\max}}{2} \quad (2.36)$$

$$\text{avec } P_{\max} = \frac{9 k^2 V_e^2}{2 R (1 - L C \omega^2)^2} \quad (2.37)$$

De l'expression de Q_e établie au paragraphe précédent et de (2.35), il vient :

$$Q_e = Q_{e_0} + \frac{3 k r I_s \sin \delta V_e}{\sqrt{2} (1 - L C \omega^2)} = Q_{e_0} + \frac{9 k^2 r^2 \cos \delta \sin \delta V_e^2}{2 R (1 - L C \omega^2)^2} = Q_{e_0} + r^2 \sin 2\delta \frac{P_{\max}}{2} \quad (2.38)$$

Combinant (2.36) et (2.38), nous trouvons alors l'équation du lieu des points de fonctionnement :

$$\left(P - \frac{r^2 P_{\max}}{2} \right)^2 + (Q_e - Q_{e_0})^2 = \frac{r^4 P_{\max}^2}{4} \quad (2.39)$$

Cette équation est identique à celle trouvée au paragraphe II.2.2.2 de l'étude de la structure tension, seule la position du centre du cercle diffère, Q_{e_0} ayant ici une valeur négative.

En agissant sur r et δ , nous pouvons donc atteindre tous les points situés à l'intérieur du disque de rayon maximum $P_{\max}/2$ et de centre $(P_{\max}/2, Q_{e_0})$ comme le montre la figure 2.26.

δ varie de $-\frac{\pi}{2}$ à $\frac{\pi}{2}$, mais P et Q_e dépendent de $\cos 2\delta$ et $\sin 2\delta$, on décrit ainsi, en agissant sur δ , la totalité des points des cercles dont les rayons varient avec r .

La charge R ne pouvant fournir d'énergie au réseau, il est logique de retrouver ici un fonctionnement dans deux des quatre quadrants du plan (P, Q) .

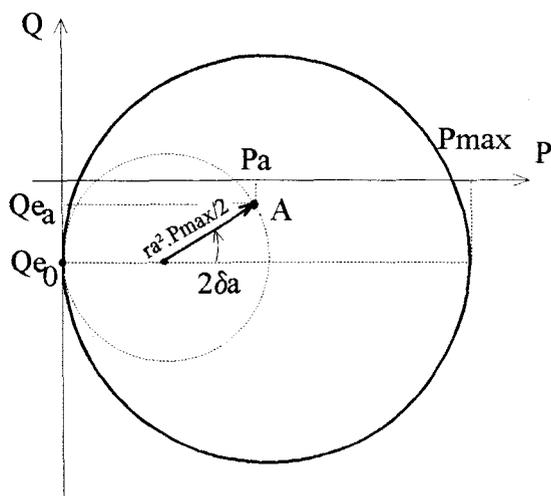


figure 2.26

- Remarque sur le fonctionnement en compensateur statique

Ici encore, l'échange de puissance réactive avec le réseau ne peut avoir lieu que s'il existe en sortie du convertisseur, un courant de valeur non nulle, et ainsi une valeur de puissance active non nulle. Le fonctionnement en compensateur statique seul ne peut être obtenu.

L'annulation de la puissance active étant obtenue pour $r = 0$ ou $\cos 2\delta = -1$ on obtient pour Q_e une valeur égale à Q_{e_0} . Les sources de tension d'entrée que matérialisent les condensateurs sont dans ce cas ouvertes, l'entrée et la sortie du convertisseur étant déconnectées.

La fonction compensation ne peut donc avoir lieu que simultanément avec la fonction redressement.

A puissance P donnée, les paramètres de réglage r et δ sont liés par la relation :

$$r^2 (1 + \cos 2\delta) = \text{Constante} = \frac{2 P}{P_{\max}}$$

Q_e est alors réglé par la loi :

$$Q_e = Q_{e_0} \pm \sqrt{r^2 P P_{\max} - P^2}$$

La plage de réglage la plus étendue est alors obtenue pour une puissance active absorbée au réseau égale à $\frac{P_{\max}}{2}$. Q_e peut dans ce cas varier de $Q_{e_0} - \frac{P_{\max}}{2}$ à $Q_{e_0} + \frac{P_{\max}}{2}$.

- Remarque sur le fonctionnement à facteur de déplacement unitaire

Le fonctionnement à facteur de déplacement unitaire ne peut pas être réalisé sur toute la plage de réglage de la puissance active, pour $P = 0$ ou $P = P_{\max}$ une seule valeur de Q_e ne peut en effet être obtenue : $Q_e = Q_{e_0}$.

Comme le montre la figure 2.27, l'annulation de Q_e ne peut avoir lieu que lorsque P est compris entre P_1 et P_2 .

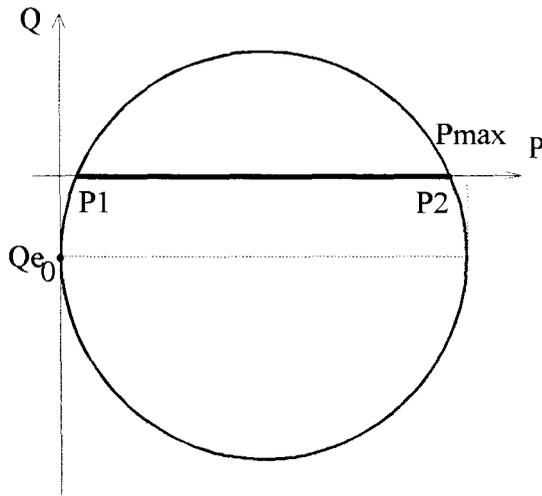


figure 2.27

P_1 et P_2 sont les intersections des cercles représentant les points de fonctionnement à r fixé avec l'axe $Q_e = 0$, ils ont pour valeur :

$$P_1 = \frac{r^2 P_{\max}}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 Q_{e_0}^2}{r^4 P_{\max}^2}} \right)$$

$$P_2 = \frac{r^2 P_{\max}}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4 Q_{e_0}^2}{r^4 P_{\max}^2}} \right)$$

et n'existent que si $r^4 > \frac{4 Q_{e_0}^2}{P_{\max}^2}$, soit en remplaçant Q_{e_0} et P_{\max} par leurs expressions respectives :

$$r > \frac{2}{\sqrt{3} k} \sqrt{R C \omega \left(1 - L C \omega^2 \right)}$$

ou encore :

$$r > \frac{2}{\sqrt{3} k} \sqrt{R C \omega \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right)}$$

Compte tenu de l'éloignement des fréquences ω et ω_0 , le rapport $\frac{\omega^2}{\omega_0^2}$ peut être considéré comme négligeable devant l'unité.

D'autre part, r , le coefficient de réglage en courant variant de 0 à 1, on remarque que si $R > \frac{3k^2}{4C\omega}$ le fonctionnement à facteur de déplacement unitaire est impossible.

Dans le cas contraire, pour conserver $Q_e = 0$ il faut lier les paramètres de réglage par la relation

$$r^2 \sin 2\delta = \text{Constante} = -\frac{2 Q_{e_0}}{P_{\max}}$$

L'ajustement de P se fait alors par la loi :

$$P = \frac{r^2 P_{\max}}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4 Q_{e_0}^2}{r^4 P_{\max}^2}} \right)$$

sur une plage dont la largeur est égale à :

$$r^2 P_{\max} \sqrt{1 - \frac{4 Q_{e_0}^2}{r^4 P_{\max}^2}}$$

Dans le cas où la condition $R < \frac{3k^2}{4C\omega}$ est respectée, il existe une valeur minimale du coefficient de réglage en courant r_{\min} , en-dessous de laquelle le fonctionnement ne peut être obtenu. r_{\min} correspond à un cercle tangent aux axes $P = 0$ et $Q = 0$.

On a alors $P_1 = P_2$, soit $r = \sqrt{\frac{2Q_{e_0}}{P_{\max}}}$

On obtient ainsi l'expression du courant minimim de sortie pour lequel le fonctionnement à facteur de déplacement unitaire est réalisable :

$$I_{s_{\min}} = \sqrt{\frac{P_1}{R}} = \sqrt{\frac{P_2}{R}} = \sqrt{\frac{Q_{e_0}}{R}}$$

soit, en remplaçant Q_{e_0} par sa valeur, et en considérant le terme $(1 - LC\omega^2)$ comme proche de l'unité :

$$I_{s_{\min}} \# \sqrt{\frac{3C\omega}{R}} V_e$$

- Remarque sur le fonctionnement à puissance maximale

Comme nous l'avons vu précédemment, le fonctionnement à puissance maximale, point de coordonnées (P_{\max}, Q_{e_0}) dans le plan (P, Q) , est obtenu avec les paramètres de réglage suivants :

$$r = 1 \text{ et } \cos \delta = 1.$$

Dans ce cas, la puissance réactive échangée avec le réseau est égale à Q_{e_0} , celle échangée par le convertisseur devient, en reprenant l'expression (2.30) et en prenant en compte la valeur des paramètres de réglage :

$$Q_{P_{\max}} = \frac{3L\omega I^2}{1 - LC\omega^2} \quad (2.40)$$

Le convertisseur se comporte alors comme une association d'éléments passifs absorbant une puissance P_{\max} et créant une puissance réactive $Q_{P_{\max}}$. Compte tenu des expressions respectives de ces deux grandeurs, cette association se compose d'une résistance R_{eq} en série avec un condensateur C_{eq} , et le schéma équivalent devient alors celui présenté figure 2.28 :

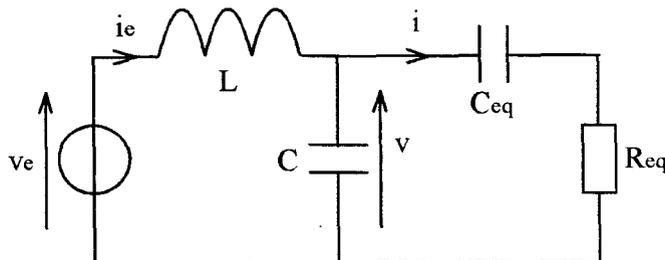


figure 2.28

La relation (2.40) fournit la valeur du condensateur équivalent :

$$C_{eq} = \frac{1 - LC\omega^2}{L\omega^2}$$

Un bilan de puissance permet de déterminer celle de la résistance :

$$3 R_{eq} I^2 = R I_s^2 = R \frac{2I^2}{k^2},$$

$$\text{soit } R_{eq} = \frac{2}{3k^2} R$$

Si la résistance de charge, et donc la résistance équivalente qui lui est proportionnelle, tend vers zéro (court-circuit de l'inductance de lissage), le circuit de la figure 2.28 devient celui de la figure 2.29.

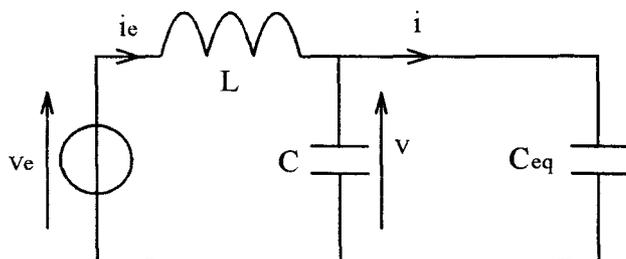


figure 2.29

Le système est ainsi du second ordre puisque nous pouvons le ramener à une inductance L en série avec une capacité C_T égale à la valeur de C et C_{eq} mises en parallèle.

$$\text{Avec } C_T = C + \frac{1 - LC\omega^2}{L\omega^2} = \frac{1}{L\omega^2}$$

La fréquence propre du circuit oscillant non amorti obtenu est celle du réseau, et la puissance transmise devient alors infinie ; ce que laissait prévoir l'expression (2.36) de la puissance active que nous rappelons ici :

$$P = \frac{9 k^2 r^2 \cos^2 \delta V_e^2}{2 R (1 - LC\omega^2)}$$

si R tend vers zéro la puissance P devient en effet infinie.

Ceci est évidemment théorique, puisque l'amortissement du système décrit figure 2.29 n'est pas nul, celui-ci étant également fonction des résistances de ligne que nous avons négligées.

III.2.2.3 Tension de sortie

Afin de comparer la valeur de la tension de sortie obtenue pour la structure courant avec celle réalisable par le redressement double alternance d'un système triphasé de tensions à l'aide d'un pont de diodes, nous rappelons d'une part, l'expression de U_s établie au paragraphe III.2.2.1 , et d'autre part celle de la tension continue obtenue avec un pont de diodes que nous notons ici U_{s_0} :

$$U_s = \frac{3 k r \cos \delta V_e}{\sqrt{2} (1 - L C \omega^2)}$$

$$U_{s_0} = \frac{3 \sqrt{6}}{\pi} V_e$$

La valeur maximale de U_s est obtenue à puissance maximale, soit pour $r = 1$ et $\cos \delta = 1$.

On note :

$$U_{s_{\max}} = \frac{3 k V_e}{\sqrt{2} (1 - L C \omega^2)} \quad (2.41)$$

Cette valeur, à tension réseau fixée, dépend, de la loi de modulation choisie, et de la fréquence propre du filtre d'entrée.

Si nous nous plaçons dans le cas d'un asservissement du convertisseur par la méthode du vecteur spatial instantané avec référence sinusoïdale comme ce sera le cas dans la suite de l'étude, il vient, comme nous l'avons vu au début de ce chapitre : $k = 1$.

Dans ces conditions, le rapport $\frac{U_{s_{\max}}}{U_{s_0}}$ a pour expression :

$$\frac{U_{s_{\max}}}{U_{s_0}} = \frac{\pi}{\sqrt{12} (1 - L C \omega^2)} = \frac{\pi}{\sqrt{12} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}$$

A fréquence de réseau donné, ce rapport ne dépend que de la fréquence propre du filtre. Celle-ci étant toujours supérieure à ω , la valeur efficace des tensions aux bornes des condensateurs est toujours supérieure à celle des tensions réseau comme le montre la courbe de gain $\left| \frac{v}{v_e} \right|$ du filtre d'entrée représentée figure 2.30 :

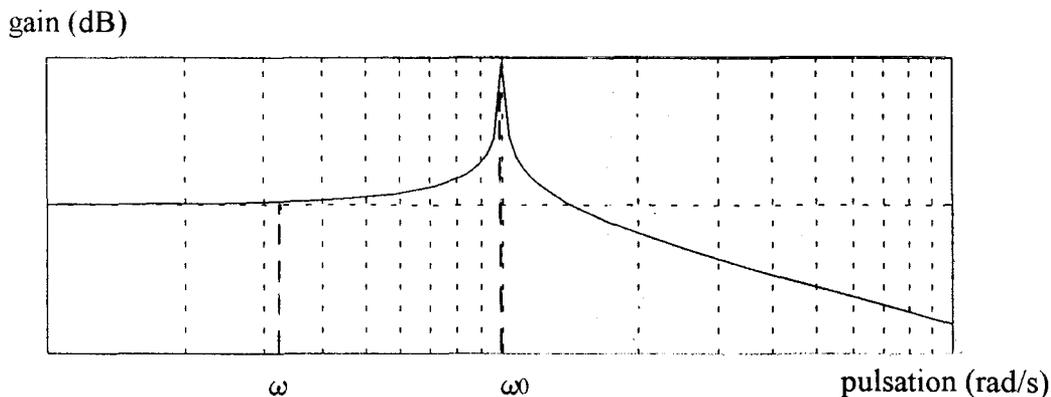


figure 2.30

Si ω est petit devant ω_0 , le rapport $\frac{v}{v_e}$ tend vers l'unité, mais si ce n'est pas le cas, on peut amplifier v de manière à compenser le déchet de courant dû au découpage M.L.I..

Compte tenu de la loi de découpage employée, le déchet théorique est ici égal à 9.3 % (par rapport à un redresseur de tension fonctionnant en pleine onde).

La tension de sortie U_{s_0} peut donc être dépassée si l'on a la condition suivante [17] :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} < \frac{\omega}{\sqrt{1 - \frac{\pi}{12}}}$$

soit pour un réseau de fréquence 50 Hz : $\omega_0 < 1029,6 \text{ rad/s}$

ou encore, pour f_0 , la fréquence propre du filtre : $f_0 < 163,87 \text{ Hz}$

Il est cependant à noter que, dans ce cas, les contraintes en tension sur les interrupteurs sont supérieures à celles obtenues avec le pont de diodes.

Dans le cas contraire, si la fréquence propre du filtre est très élevée, le rapport $\frac{\omega^2}{\omega_0^2}$ devient négligeable devant l'unité et l'on obtient :

$$\frac{U_{s_{\max}}}{U_{s_0}} = 0,907$$

Compte tenu du fait que nous étudions, dans la suite de ce mémoire, le comportement de cette structure dans une application de forte puissance, la fréquence de découpage utilisée est relativement

faible, et celle du filtre l'est encore plus. Il est ainsi intéressant de constater que la tension de sortie réalisable est alors de l'ordre de celle obtenue avec un pont de Graetz à diodes.

III.2.2.4 Commande du redresseur débitant sur charge résistive

Contrairement à la structure tension, la structure courant peut créer plus de réactif qu'elle ne peut en absorber, les condensateurs disposés à l'entrée du convertisseur participant à cet échange de puissance réactive ; et ce d'autant plus que Q_{e0} , et donc la valeur de C , est élevée.

Si l'on ne se préoccupe pas de la fonction compensation, et que le seul but est de fonctionner avec un facteur de déplacement proche de l'unité, la stratégie de commande proposée au paragraphe II.2.2.3 peut être reprise, elle est ici illustrée figure 2.31.

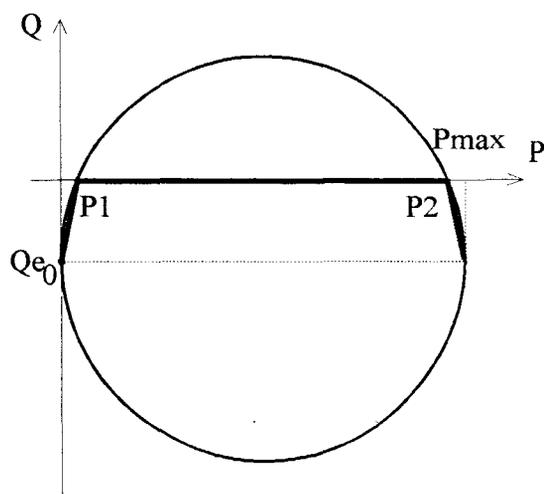


figure 2.31

Le contrôle du système est en effet simplifié si les arcs de cercle sont assimilés à des cordes, le point de fonctionnement suit alors des trajectoires rectilignes.

Pour les portions de puissance active comprises entre 0 et P_1 et entre P_2 et P_{max} la valeur de Q_e est ainsi obtenue par :

$$Q_{e_{ref}} = A P_{ref} + B$$

et non pas
$$Q_{e_{ref}} = Q_{e0} + \sqrt{r^2 P_{ref} P_{max} - P_{ref}^2}$$

Si l'on cherche, de plus, à assurer la fonction de compensateur statique, les limites de fonctionnement peuvent aussi être approximées par des droites. Suivant la précision que l'on désire afin d'approcher de plus ou moins près ces limites, les trajectoires seront plus ou moins complexes.

Deux exemples sont proposés figures 2.32 et 2.33 :

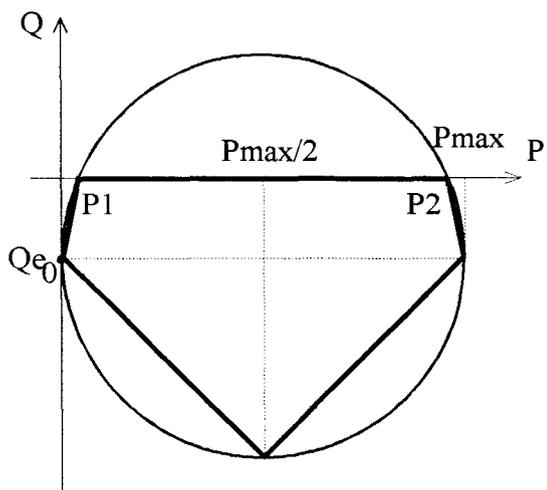


figure 2.32

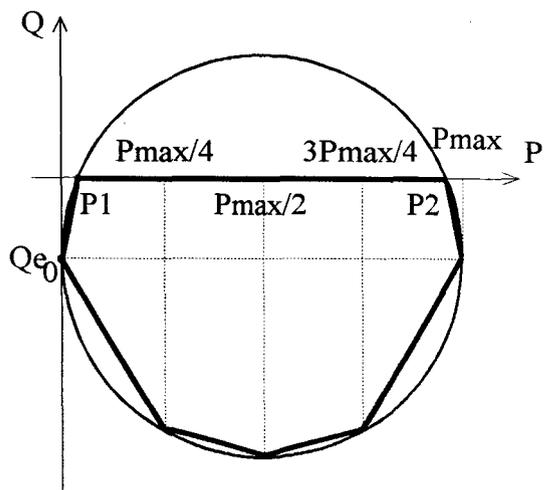


figure 2.33

IV. COMPARAISON DES DEUX STRUCTURES

Dans ce paragraphe, nous rappelons dans un premier temps les contraintes de commutation des deux structures. Leurs caractéristiques statiques ainsi que les puissances qu'elles peuvent transférer en fonction des éléments passifs mis en oeuvre sont ensuite comparées.

Enfin, nous dimensionnons les deux convertisseurs pour une même puissance maximale afin de comparer l'évolution de la valeur des composants passifs à leur associer ainsi que celles, en grandeur réduite, de la tension continue maximale et de la charge, en fonction de la largeur de la plage d'utilisation à facteur de déplacement unitaire désirée.

Comme nous l'avons vu dans les paragraphes concernant les principes de fonctionnement, la structure courant est plus contraignante que la structure tension au niveau des contrôles de commutation.

Si un chevauchement des commandes à la fermeture de deux interrupteurs appartenant à la même cellule élémentaire conduit, pour les deux structures, au court-circuit d'un condensateur, l'ouverture d'une source de courant, produite par un blocage simultané de deux interrupteurs commandés d'une même cellule de commutation, est impossible dans le cas de la structure tension du fait de l'utilisation de diodes. Elle est par contre tout à fait envisageable pour la structure courant, formée d'interrupteurs entièrement commandés, et conduit alors à une surtension sur tous les composants du pont à l'état bloqué qui n'est limitée que par les circuits d'aide à la commutation associés aux composants.

Ainsi, la présence des diodes dans la structure tension permet d'introduire des chevauchements de commande à l'ouverture sur les électrodes de commande des composants d'une même cellule de commutation pour éviter de manière certaine le court-circuit de la source de tension.

En ce qui concerne la structure courant, des études précédentes [18] ont montré qu'il était préférable de chevaucher légèrement les commandes à la fermeture.

IV. 1 Caractéristiques statiques

IV.1.1 Lieu des points de fonctionnement

Dans le cadre de la comparaison des caractéristiques statiques des deux structures, nous avons regroupé sur un même schéma, présenté figure 2.34, le lieu des points de fonctionnement de celles-ci pour les deux cas étudiés dans les paragraphes précédents (débit sur source continue constante et charge résistive).

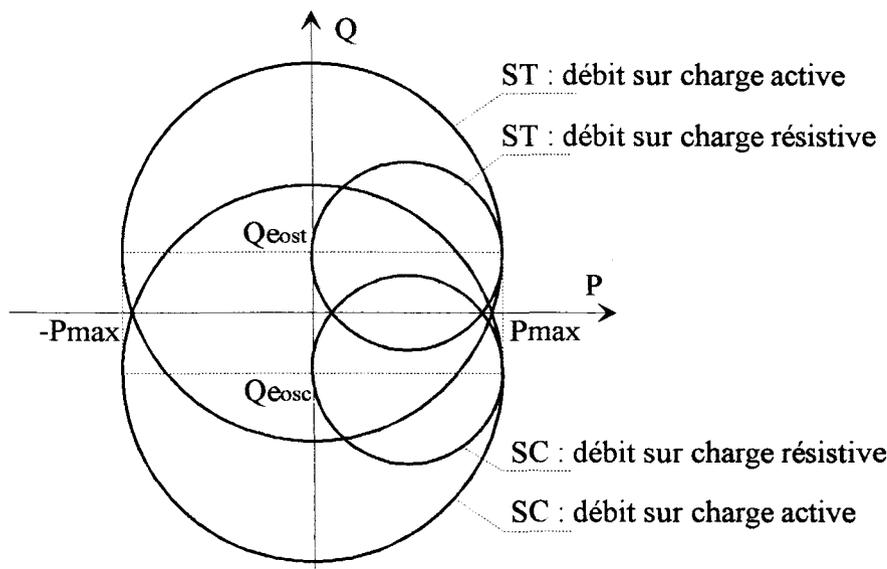


figure 2.34

On voit que pour des valeurs particulières de $Q_{e_{0_{ST}}}$ et $Q_{e_{0_{SC}}}$, les cercles obtenus dans le plan (P,Q) pour chacune des deux structures sont symétriques par rapport à l'axe $Q = 0$.

Leurs caractéristiques sont différentes puisque nous avons, d'un coté, le redresseur de courant fonctionnant en élévateur de tension et s'adressant ainsi, pour une puissance maximale imposée, à des charges nécessitant de fortes tensions et des courants relativement faibles, et de l'autre, le redresseur de tension, abaisseur de tension, adapté à des dispositifs nécessitant de forts courants sous de faibles tensions.

IV.1.2 Puissances maximales

Lors d'un débit sur charge résistive, la puissance maximale obtenue avec un redresseur de courant ou de tension est liée aux éléments de filtrage disposés entre la source et le convertisseur et à la valeur de la résistance de charge.

Dans le cas de la structure courant, la tension de sortie maximale dépend de la valeur efficace des tensions réseau et du facteur d'amplification $\left(\frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \right)$ dû au filtre de second ordre comme le montre la relation (2.41).

Or, plus la puissance que l'on désire faire transiter par le convertisseur est importante, plus la fréquence de découpage doit être faible, et il en est de même pour la fréquence propre du filtre. Le facteur d'amplification voit donc sa valeur croître en même temps que celle de P_{\max} .

Dans le cas de la structure tension, par contre, la fréquence de coupure du filtre du premier ordre doit également diminuer, et ainsi la valeur de L augmenter.

Ceci semble logique puisque la structure tension idéale doit être alimentée par un système de sources de courant et non par un système de sources de tension auxquelles on a donné un caractère de sources instantanées de courant en y ajoutant des inductances.

Or, comme le montre la relation (2.14), plus L croît, plus P_{\max} diminue.

L'application de cette structure au domaine des fortes puissances est donc paradoxale. En effet, plus la puissance transitée par le convertisseur est élevée, plus la fréquence de découpage est faible (plus les calibres des interrupteurs sont élevés, plus ils sont lents) ; pour assurer le filtrage des basses fréquences, les éléments réactifs doivent être de taille conséquente ; or dans notre cas, l'augmentation de l'impédance présentée par les inductances conduit à la diminution de la valeur de la tension continue et donc de celle de la puissance active à charge donnée.

On s'aperçoit donc que la valeur de l'inductance L de la structure tension est inversement proportionnelle à P_{\max} alors que celle de C de la structure courant lui est proportionnelle.

Ainsi, si l'on met de côté toute contrainte de coût pour les éléments passifs, la limite de la montée en puissance de la structure tension est obtenue lorsque l'on considère que le contenu harmonique des courants prélevés au réseau est trop important, puisqu'ils sont de moins en moins filtrés ; celle de la structure courant est atteinte quand la valeur désirée de ω_0 est obtenue avec une inductance égale à celle de la ligne (ou celle de fuite d'un éventuel transformateur), valeur d'inductance en dessous de laquelle il est impossible de descendre.

Pour mettre en évidence ceci, nous dimensionnons, dans le prochain paragraphe, les deux structures pour une puissance maximale quelconque de valeur P_{\max} .

IV. 2 Dimensionnement des structures

Nous désirons ici, pouvoir faire fonctionner chaque structure avec un facteur de déplacement unitaire sur une large gamme de puissance transitée.

N'est ici considéré que le cas du débit sur charge résistive, puisque c'est celui qui va être approfondi dans la suite de ce mémoire.

Pour les deux convertisseurs, la puissance minimale (P_1 sur les figures 2.13 et 2.27) à partir de laquelle le transfert d'énergie, entre les sources alternatives et la source continue, peut se faire sans consommation ni création de réactif, est paramétrée et ainsi prise égale à x pour cent de P_{\max} .

Dès lors, nous obtenons pour :

a - la structure tension

$$x \times P_{\max} = \frac{P_{\max}}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 Q_{e_0}^2}{P_{\max}^2}} \right)$$

soit en remplaçant P_{\max} et Q_{e_0} par leurs expressions respectives :

$$\frac{L\omega}{Rk^2} = \frac{3}{8} \sqrt{x - x^2}$$

En conservant cette valeur pour le rapport $\frac{L\omega}{Rk^2}$, quel que soit P_{\max} , on obtient pour la tension de sortie maximale :

$$U_{s_{\max ST}} = \frac{2\sqrt{2}V_e}{k\sqrt{x - x^2}} \quad (\text{indice ST pour structure tension})$$

d'où la valeur de la résistance de charge :

$$R_{ST} = \frac{U_{s_{\max}}^2}{P_{\max}} = \frac{8V_e^2}{k^2 P_{\max} (x - x^2)}$$

et ainsi la valeur des inductances mises en série avec les sources de tension d'alimentation :

$$L = \frac{3 R k^2}{8 \omega} \sqrt{x - x^2} = \frac{3 V_e^2}{\omega P_{\max}} \times \frac{1}{\sqrt{x - x^2}}$$

On peut alors exprimer la valeur de la puissance réactive consommée lorsque la puissance transmise est nulle :

$$Q_{e_0 \text{ ST}} = \frac{3 V_e^2}{L \omega} = P_{\max} \sqrt{x - x^2}$$

et les valeurs extrémales que peut prendre la puissance réactive échangée lorsque $P = \frac{P_{\max}}{2}$:

$$Q_{\min \text{ ST}} = Q_{e_0} - \frac{P_{\max}}{2} = P_{\max} \left(\sqrt{x - x^2} - \frac{1}{2} \right)$$

$$Q_{\max \text{ ST}} = Q_{e_0} + \frac{P_{\max}}{2} = P_{\max} \left(\sqrt{x - x^2} + \frac{1}{2} \right)$$

b - La structure courant

$$x \times P_{\max} = \frac{P_{\max}}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 Q_{e_0}^2}{P_{\max}^2}} \right)$$

qui devient, en remplaçant P_{\max} et Q_{e_0} par leurs expressions, et en considérant le terme $1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}$ comme proche de l'unité :

$$R C \omega \approx \frac{3 k^2}{2} \sqrt{x - x^2}$$

soit, pour la tension de sortie :

$$U_{s_{\max \text{ SC}}} = \frac{3 k V_e}{\sqrt{2}} \quad (\text{indice SC pour structure courant})$$

d'où la valeur de la résistance de charge :

$$R_{sc} = \frac{U_{s_{max}}^2}{P_{max}} \# \frac{9 k^2 V_e^2}{2 P_{max}}$$

et celle des capacités d'entrée :

$$C \# \frac{3 k^2}{2 R \omega} \sqrt{x - x^2} = \frac{P_{max}}{3 V_e^2 \omega} \sqrt{x - x^2}$$

La puissance réactive échangée avec le réseau, à vide, lorsque l'entrée et la sortie du convertisseur sont déconnectées a ainsi pour valeur :

$$Q_{e_0 SC} = - \frac{3 C \omega V_e^2}{(1 - L C \omega^2)} \# - P_{max} \sqrt{x - x^2}$$

Les valeurs extrémales de Q_e , obtenues lorsque $P = \frac{P_{max}}{2}$ sont alors :

$$Q_{e_{min SC}} = Q_{e_0 SC} - \frac{P_{max}}{2} = - P_{max} \left(\sqrt{x - x^2} + \frac{1}{2} \right)$$

$$Q_{e_{max SC}} = Q_{e_0 SC} + \frac{P_{max}}{2} = - P_{max} \left(\sqrt{x - x^2} - \frac{1}{2} \right)$$

Les ensembles de points de fonctionnement dans le plan (P,Q) sont dans ce cas complètement symétriques l'un de l'autre, par rapport à l'axe $Q = 0$. Celui de la structure tension est un disque de centre $\left(\frac{P_{max}}{2}, P_{max} \sqrt{x - x^2} \right)$ et de rayon $\frac{P_{max}}{2}$ alors que pour la structure courant, le rayon est identique, et le centre a pour coordonnées $\left(\frac{P_{max}}{2}, - P_{max} \sqrt{x - x^2} \right)$.

On remarque ici que les deux convertisseurs, dimensionnés de la même manière, ont des diagrammes (P,Q) apparentés, mais ne s'adressent pas aux mêmes charges :

$$R_{ST} = \frac{8 V_e^2}{k^2 P_{max} (x - x^2)} \quad \text{dans un cas,} \quad R_{SC} = \frac{9}{2} \frac{V_e^2}{P_{max}} \quad \text{dans l'autre.}$$

Les tensions de sorties maximales ont, en effet, des valeurs complètement différentes ; on a :

$$\frac{U_{s_{max ST}}}{U_{s_{max SC}}} = \frac{4}{3 k_{SC} k_{ST} \sqrt{x - x^2}}$$

Afin de mettre en évidence ceci, pour les deux structures nous avons tracé, en fonction de x (pourcentage de P_{max} à partir duquel le fonctionnement à facteur de puissance unitaire est réalisable) l'évolution en grandeurs réduites de la tension maximale continue et de la valeur de la résistance de charge. Pour simplifier, les diagrammes sont tracés pour $k_{SC} = k_{ST} = 1$.

Sont donc présentés figures 2.35 et 2.36 :

$$u = \frac{U_{s_{max}}}{V_e} = f(x)$$

$$r = \frac{R P_{max}}{V_e^2} = g(x)$$

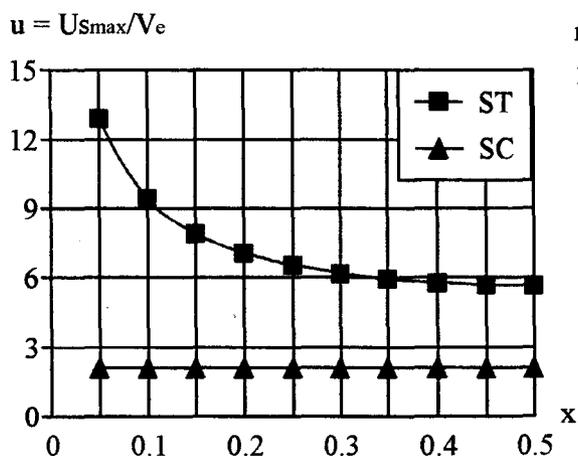


figure 2.35

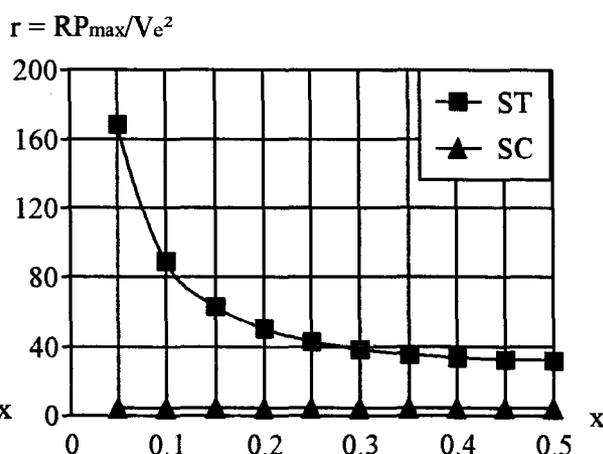


figure 2.36

- Remarque sur les filtres d'entrée des structures

Sur la courbe de la fonction de transfert du filtre d'entrée de la structure courant présentée figure 2.37, on constate que ce deuxième ordre offre une bande passante assez large, et en même temps une atténuation du découpage suffisante. Il est néanmoins caractérisé par une fréquence de résonance où l'on observe une très forte amplification de i_e par rapport à i . Une régulation bien adaptée est donc nécessaire afin de compenser ce phénomène et de bien contrôler les courants d'entrée. Le filtre d'entrée de la structure tension est, quant à lui, du premier ordre et, de ce fait, très facile à contrôler [19] [20].

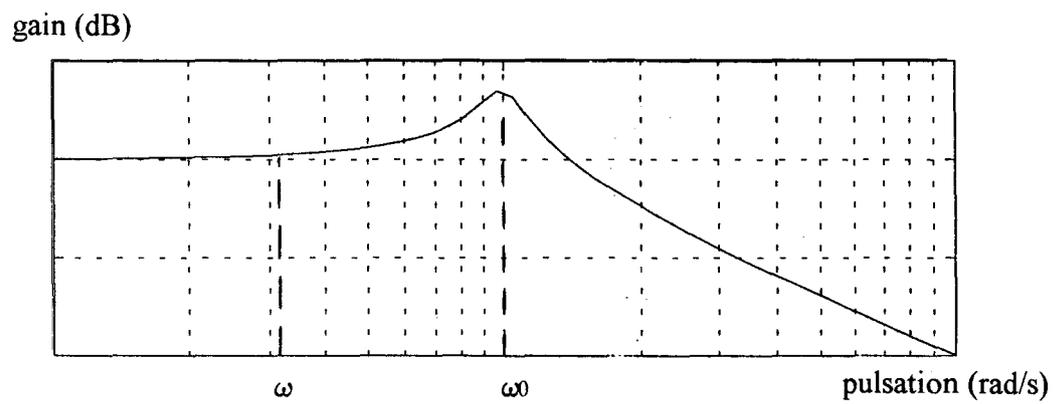


figure 2.37

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié deux structures fonctionnant en redresseur à modulation de largeur d'impulsion. Nous avons présenté leurs principes de fonctionnement en fonction de la nature des sources reliées et cela nous a conduit à définir les interrupteurs à mettre en oeuvre ainsi que leurs contraintes de commutation.

Pour chacune, il a été établi l'ensemble des points de fonctionnement dans le plan (P,Q) en fonction de la charge disposée en sortie ; les limites de fonctionnement en compensateur statique ou en redresseur à facteur de déplacement unitaire ont été mises en évidence.

Enfin, la comparaison des caractéristiques des deux structures a été faite en vue d'une utilisation en forte puissance.

Compte tenu de tout ceci, nous avons choisi d'étudier la structure courant dans la suite de ce mémoire. De plus, cette étude vient compléter un autre travail mené au laboratoire sur l'alimentation par onduleur de courant d'une machine asynchrone.

CHAPITRE II

CONTROLE DU REDRESSEUR DE TENSION

INTRODUCTION

Nous avons défini, dans le chapitre précédent, les principes de fonctionnement ainsi que les caractéristiques statiques du redresseur de tension dont nous poursuivons ici l'étude.

On peut représenter une structure électrotechnique comme un système s'articulant autour de deux axes [21][22] comme le montre la figure 3.1.

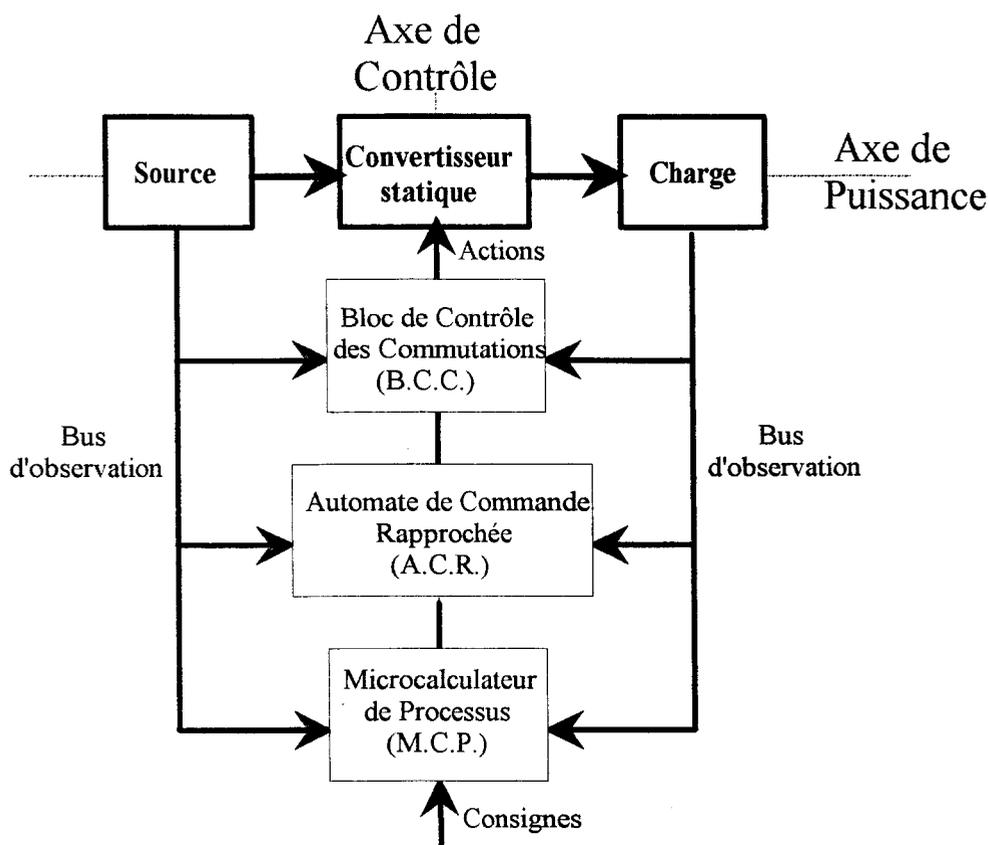


figure 3.1

Le chapitre I décrivant l'axe de puissance, nous nous attachons dans ce chapitre à définir l'axe de contrôle. Celui-ci est constitué pour l'essentiel d'un automate de commande rapprochée (A.C.R.) et d'un microcalculateur de processus (M.C.P.).

Le bloc de contrôle des commutations (B.C.C.) a pour rôle, dans notre cas, d'assurer qu'au moins un interrupteur d'une cellule élémentaire de commutation soit passant et qu'un léger chevauchement des temps de conduction de deux interrupteurs de cette même cellule ait lieu.

L'automate de commande rapprochée fait l'objet de la première partie de ce chapitre ; c'est lui qui, en fonction des consignes des courants à absorber par le convertisseur, va générer les ordres de commande des interrupteurs. Pour son élaboration, nous utilisons la méthode du vecteur spatial instantané comme outil de synthèse. Cela nous permet de définir la loi de modulation qui correspond au mieux à nos exigences de qualité pour les courants prélevés au réseau et la tension continue de sortie.

Afin de tenir compte des contraintes liées aux applications des convertisseurs en forte puissance, des fréquences de découpage relativement faibles et des temps minimaux de conduction des interrupteurs sont pris en considération.

La deuxième partie de ce chapitre concerne le microcalculateur de processus (M.C.P.). Celui-ci est chargé, à partir de l'observation des différentes grandeurs électriques du dispositif ou de consigne, d'élaborer les références des courants d'entrée du redresseur.

C'est donc le contrôle et la régulation du système complet qui sont développés dans cette partie.

I. SYNTHÈSE D'UN AUTOMATE DE COMMANDE RAPPROCHEE (A.C.R.)

Il existe dans la littérature de nombreuses méthodes permettant de commander en M.L.I. le redresseur de tension [23][24][25][26][27]. Nous avons choisi d'utiliser la notion de vecteur spatial instantané pour faire une synthèse de ces lois de commande. Le but de cette démarche est de rechercher les séquences des cycles ouverture-fermeture des interrupteurs qui vont fournir les meilleures performances en terme de simplicité de mise en oeuvre, de déchet de courant et de contenu harmonique aussi bien pour les courants absorbés par le convertisseur que pour la tension de sortie.

Considérant toujours une application en forte puissance, l'étude se déroule en prenant en compte des fréquences de découpage relativement faibles.

Ainsi, dans un premier temps, nous présentons la méthode du vecteur spatial instantané pour ensuite l'utiliser en tant qu'outil de synthèse.

Puis, nous comparons les méthodes retenues en prenant en compte les temps minimaux de conduction des interrupteurs.

I.1 Méthode du vecteur spatial instantané

Nous rappelons figure 3.2 le schéma du convertisseur et les notations des différentes grandeurs qui lui sont associées.

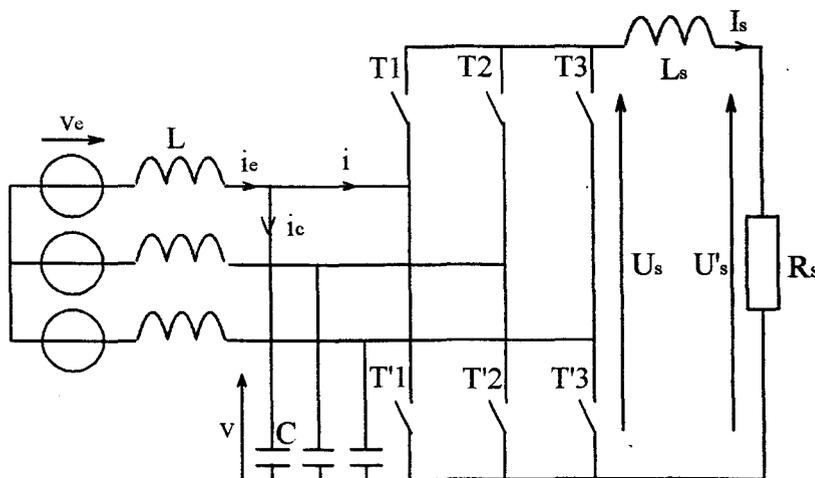


figure 3.2

Aux courants notés i_i ($i = 1, 2$ ou 3), absorbés par le redresseur pouvant prendre les trois valeurs discrètes I_s , $-I_s$ ou 0 , on associe le courant complexe \underline{i} appelé vecteur spatial instantané et défini comme suit [28] :

$$\underline{i} = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_1 + a i_2 + a^2 i_3) \quad \text{avec} \quad a = e^{j \frac{2\pi}{3}} \quad (3.1)$$

Afin de représenter ce dernier dans le plan complexe, il peut être écrit comme la somme de deux composantes orthogonales : i_α et i_β

On obtient ainsi :

$$\underline{i} = i_\alpha + j i_\beta \quad (3.2)$$

En identifiant (3.1) et (3.2), il vient alors :

$$i_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(i_1 - \frac{(i_2 + i_3)}{2} \right) = \sqrt{\frac{3}{2}} i_1 \quad \text{puisque} \quad i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (3.3)$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_2 - i_3)$$

Compte tenu des contraintes topologiques de la structure courant, hormis lors d'un court-circuit de la source continue, les interrupteurs ne peuvent être ouverts ou fermés que selon six possibilités.

Pour chacune de ces configurations, on calcule les courants absorbés par le redresseur, ainsi que le vecteur spatial instantané qui leur est associé.

Les résultats sont présentés dans le tableau 3.1.

Interrupteurs fermés	i_1	i_2	i_3	i_α	i_β
$T_1 T'_2$	I_s	$-I_s$	0	$\sqrt{\frac{3}{2}} I_s$	$-\frac{1}{\sqrt{2}} I_s$
$T_1 T'_3$	I_s	0	$-I_s$	$\sqrt{\frac{3}{2}} I_s$	$\frac{1}{\sqrt{2}} I_s$
$T_2 T'_3$	0	I_s	$-I_s$	0	$\frac{2}{\sqrt{2}} I_s$
$T_2 T'_1$	$-I_s$	I_s	0	$-\sqrt{\frac{3}{2}} I_s$	$\frac{1}{\sqrt{2}} I_s$
$T_3 T'_1$	$-I_s$	0	I_s	$-\sqrt{\frac{3}{2}} I_s$	$-\frac{1}{\sqrt{2}} I_s$
$T_3 T'_2$	0	$-I_s$	I_s	0	$\frac{2}{\sqrt{2}} I_s$
$T_1 T'_1 / T_2 T'_2 / T_3 T'_3$	0	0	0	0	0

Tableau 3.1

Chaque configuration peut alors être représentée dans le plan complexe comme le montre la figure 3.3 :

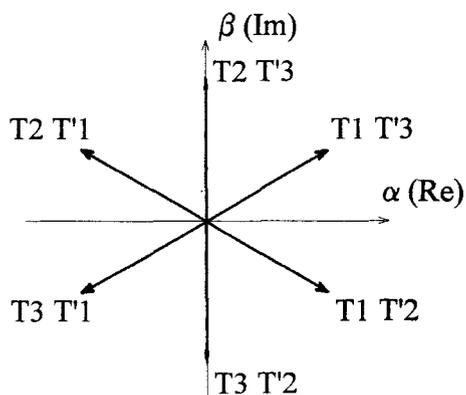


figure 3.3

Aux six états des interrupteurs ne produisant pas de court-circuit de la source continue, sont ainsi associés six vecteurs partageant le plan complexe en six secteurs.

Les références des courants notés i_i^* ($i = 1, 2$ ou 3) à absorber par le redresseur sont ici supposées définies, leur génération fait l'objet du paragraphe suivant dans lequel l'asservissement et la régulation du convertisseur sont étudiés. A ces références de courant on peut associer un vecteur spatial de référence i_i^* (relation 3.1)

La modulation de largeur d'impulsion permet de reproduire en valeur moyenne sur une période de découpage n'importe quel vecteur \underline{i}^* situé dans un secteur de l'hexagone ainsi formé en utilisant les configurations avoisinantes définissant le secteur concerné et un court-circuit de la source continue, comme le montre la figure 3.4 :

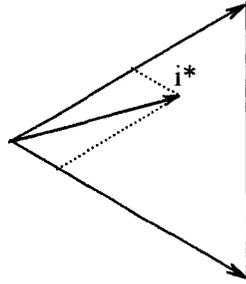


figure 3.4

Le calcul des cycles ouverture-fermeture des interrupteurs, sur une période de découpage T_e , fixée, se déroule alors comme suit :

Prenons, par exemple, le cas où \underline{i}^* se situe dans le secteur délimité par les configurations $T_1 T'_3$ et $T_2 T'_3$.

Les interrupteurs T_1 et T'_3 sont passants pendant $\alpha_1 T_e$ puis T_2 et T'_3 pendant $\alpha_2 T_e$; enfin la source de courant est court-circuitée pendant $\alpha_3 T_e$. Le vecteur de référence \underline{i}^* est ainsi reproduit à l'aide de trois configurations d'interrupteurs différentes.

Chacun des six vecteurs ayant un module égal à $I_s \sqrt{2}$ et une orientation dans le plan (Re, Im) correspondant à une différence de deux racines cubiques complexe de l'unité, le calcul des α_i peut s'établir de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \underline{i}^* &= \sqrt{\frac{2}{3}} (i_1^* + a i_2^* + a^2 i_3^*) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} (i_1^* (1 - a^2) + i_2^* (a - a^2)) \quad \text{puisque} \quad i_1^* + i_2^* + i_3^* = 0 \\ &= \frac{i_1^*}{I_s} \sqrt{\frac{2}{3}} I_s (1 - a^2) + \frac{i_2^*}{I_s} \sqrt{\frac{2}{3}} I_s (a - a^2) \end{aligned}$$

Il suffit alors de prendre les α_i tels que :

$$\alpha_1 = \frac{i_1^*}{I_s}, \quad \alpha_2 = \frac{i_2^*}{I_s} \quad \text{et} \quad \alpha_3 = 1 - \alpha_1 - \alpha_2$$

\underline{i} étant le vecteur spatial instantané associé aux courants absorbés par le redresseur, il est immédiat de constater que ce choix d'intervalles de conduction des interrupteurs conduit à $\langle \underline{i} \rangle = \underline{i}^*$ où $\langle \underline{i} \rangle$ désigne la valeur moyenne de \underline{i} sur la période T_e .

Les α_i sont des taux de conduction et sont donc tels que :

$$\alpha_1 < 1, \quad \alpha_2 < 1 \quad \text{et} \quad \alpha_1 + \alpha_2 < 1$$

Si l'on veut éviter un fonctionnement en saturation du convertisseur, l'amplitude des courants de référence i_i^* doit donc être inférieure à la valeur du courant continu I_s .

Cela signifie que, graphiquement, l'extrémité du vecteur spatial instantané doit se situer à l'intérieur de l'hexagone.

Ainsi, si l'on considère qu'en régime permanent les références i_i^* sont sinusoïdales, le vecteur spatial instantané décrit un cercle dont le rayon maximal est égal à $I_s \sqrt{\frac{2}{3}}$. La valeur efficace des courants i_i^* est donc, dans ce cas, limitée à $I_s/\sqrt{2}$.

Si la fréquence de commutation du convertisseur est suffisamment élevée, ($f_c > 6.f$), [14], la valeur efficace du fondamental des courants reproduits est égale à celle des courants de référence et est donc, elle aussi, limitée à $I_s/\sqrt{2}$.

Si l'on prend pour référence un redresseur de tension fonctionnant en pleine onde avec lequel la valeur efficace du fondamental de l'onde de courant alternatif obtenue est égale à $\frac{\sqrt{6}}{\pi} I_s$, on obtient ici un déchet de courant égal à 9,3 %. Le mieux que l'on puisse faire pour réduire ce déchet est de longer l'hexagone ; dans ce cas, on utilise au maximum la source de courant qui n'est plus court-circuitée, ceci correspond à des courants de référence trapézoïdaux comme le montre la figure 3.5. La valeur efficace du fondamental est alors égale à $\frac{3\sqrt{6}}{\pi^2} I_s$. Le déchet de courant est ainsi réduit à 4,5 %.

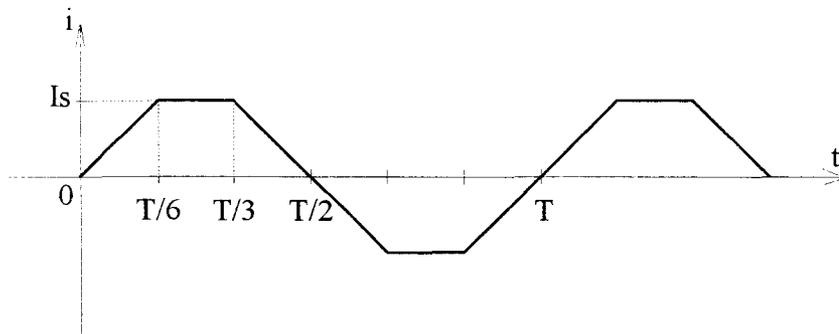


figure 3.5

Ainsi, en passant de la sinusoïde au trapèze, on introduit, dans les références de courant, des harmoniques impairs d'amplitude $\frac{3\sqrt{6}}{(6k \pm 1)^2 \pi^2} I_s$ ($k \in \mathbb{N}$), ce qui se traduit par une détérioration de la qualité des courants prélevés au réseau ; en contrepartie, on a augmenté la valeur maximale de la tension de sortie du convertisseur sans pour cela accroître les contraintes en tension sur les interrupteurs.

I.2 Synthèse des lois de commande en M.L.I.

Nous avons écarté de cette synthèse les méthodes déterministes visant à calculer au préalable les instants de conduction des interrupteurs afin d'éliminer les harmoniques indésirables.

En effet, les angles de commutation étant alors figés, le réglage de la puissance transmise par le convertisseur ne peut alors se faire que par déphasage du motif obtenu par rapport aux tensions d'alimentation. On retrouve ainsi l'un des inconvénients du pont de Graetz à thyristors où la consommation de puissance réactive dépend de la puissance active échangée entre les sources alternatives et la source continue.

Si un palliatif à cet inconvénient a été trouvé en associant deux convertisseurs pour alimenter la charge [29][16] l'un consommant de la puissance réactive, l'autre en fournissant afin de toujours fonctionner à facteur de déplacement unitaire, cela limite toujours la dynamique du système. De plus, cette solution a pour inconvénient d'imposer aux deux ponts une puissance apparente bien supérieure à la puissance active transmise, surtout lorsque celle-ci est faible par rapport à la puissance active maximale qui peut être transmise.

Nous nous tournons donc vers les méthodes pour lesquelles les configurations d'interrupteurs et les instants de commutation sont déterminés en temps réel.

1.2.1 Cas d'interrupteurs parfaits

A chaque période de fonctionnement du convertisseur, on suppose que les références i_1^* , i_2^* , i_3^* sont connues. La méthode exposée précédemment donne alors un exemple de procédé de calcul en temps réel des durées de conduction de chaque interrupteur. Chaque vecteur de référence est reproduit par la succession de trois configurations. Plusieurs combinaisons existent alors pour l'ordre de cette succession, et ce sont donc ces différentes séquences que nous analysons ici, en ne retenant que celles qui correspondent aux critères suivants pour les courants absorbés par le redresseur :

- le système doit être équilibré ;
- ils doivent posséder une symétrie de glissement afin d'être dépourvus d'harmoniques pairs ;
- pour une même fréquence de fonctionnement des interrupteurs, la fréquence des premiers harmoniques de courant rencontrés doit être la plus élevée possible afin d'en faciliter le filtrage ;
- pour un temps minimal de conduction donné des interrupteurs, les ondes de référence doivent être reproduites avec un maximum de précision.

La prise en compte de cette dernière condition est due au domaine de puissance visé où les interrupteurs employés sont le plus souvent des thyristors GTO.

Nous étudions donc dans le paragraphe suivant les contraintes liées à l'utilisation de tels composants.

Pour respecter ces différentes conditions, nous raisonnons graphiquement sur l'hexagone défini au paragraphe I.1, et considérons un fonctionnement du système en régime permanent.

Si l'on veut obtenir un système de courants équilibré en entrée du redresseur, chaque secteur de l'hexagone correspondant au centre d'une alternance positive ou négative de l'une des trois ondes de courant de référence, toutes les opérations effectuées dans un secteur doivent l'être de manière identique dans les cinq autres.

Ainsi, on doit définir le même nombre de vecteurs de référence dans chaque secteur et leurs positions respectives dans chaque secteur doivent être identiques.

La fréquence d'échantillonnage f_e doit donc être multiple de six fois celle de l'onde de référence, soit dans notre cas, six fois la fréquence du réseau.

On note ainsi : $f_e = 6.n.f$

n est alors le nombre de vecteurs de référence reproduits par secteur.

On s'affranchit de ce fait de la génération d'harmoniques pairs puisque les alternances négatives des ondes réalisées sont identiques à celles positives au signe près, vérifiant ainsi la condition de symétrie de glissement.

Si l'on désire, de plus, obtenir une symétrie par quart d'onde, l'ensemble des vecteurs reproduits dans un secteur doit au moins l'être par rapport à la médiane de ce dernier comme le montre la figure 3.6 (avec $n = 3$).

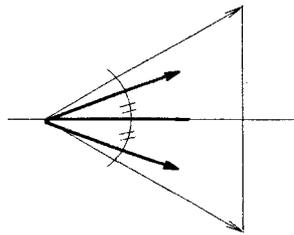


figure 3.6

Ceci traduit simplement le fait que l'échantillonnage qui est désormais synchrone avec la référence doit de plus être calé par rapport à celle-ci. Toutefois, ce n'est pas une condition suffisante car il nous faut également prendre en considération l'ordre des configurations employé pour la reproduction de chaque référence.

Une alternance d'une onde de référence correspondant à trois secteurs de l'hexagone, la séquence totale des configurations décrites sur cette partie doit également être symétrique par rapport à son milieu.

Pour cela, on note 0,1,2 les configurations d'interrupteurs définissant un secteur et 1,2,3 les trois secteurs définissant une alternance d'une des trois ondes de référence comme le précise la figure 3.7. L'examen de l'hexagone représenté sur la figure 3.3 montre que les configurations 1 et 2 de n'importe quel secteur ont toujours en commun un interrupteur qui est fermé. Cet interrupteur, qui intervient dans les configurations 1 et 2 du secteur 2, appartient également à la configuration 2 du secteur 1 et à la configuration 1 du secteur 3. Ceci est également décrit figure 3.7 en prenant pour exemple l'interrupteur T_1 .

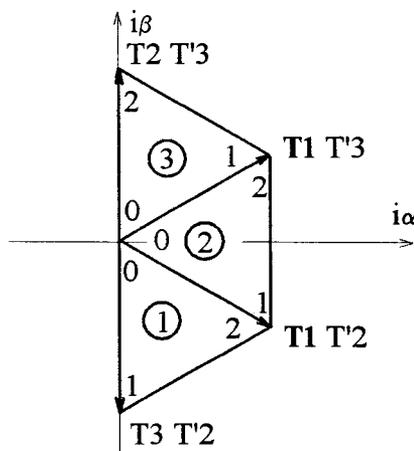


figure 3.7

L'onde résultant du découpage est donc symétrique par demi-alternance si aux configurations 1 de la séquence réalisée dans le secteur 3 correspondent les configurations 2 de celle réalisée dans le secteur 1 et inversement.

Tout ce qui est effectué dans un secteur l'étant dans tous les autres pour les raisons précédemment citées, il suffit donc que la séquence complète des configurations d'interrupteurs réalisée dans un secteur soit anti-symétrique en 1 et 2 par rapport à son milieu.

Si, afin d'obtenir une mise en oeuvre simple de la commande rapprochée du convertisseur, le même ordre en configurations 0, 1 et 2 est conservé pour reproduire chaque vecteur de référence quelle que soit sa position dans l'hexagone, il n'existe que deux solutions possibles, que n soit pair ou impair : soit une juxtaposition de 102 (méthode 1), soit une juxtaposition de 201 (méthode 2).

On obtient ainsi un nombre de pulses de courant par alternance égal à :

$$N_p = 3n - 1 \text{ pour la méthode 1} \quad (\text{cf figure 3.8 avec } n = 3)$$

et $N_p = 3n + 1$ pour la méthode 2 $(\text{cf figure 3.9 avec } n = 3)$

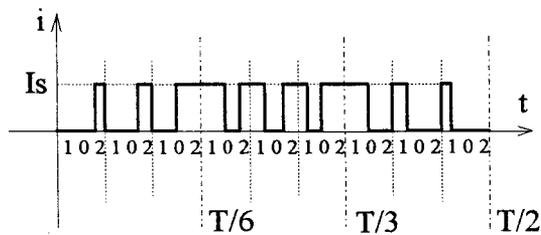


figure 3.8

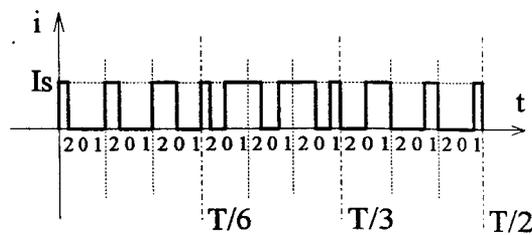


figure 3.9

1.2.2 Prise en compte des temps minimaux de conduction

Dans ce paragraphe nous introduisons les contraintes liées à l'utilisation de thyristors GTO dans la mise en oeuvre de la structure.

En effet, le temps de conduction minimal de ces composants ($T_{ON_{min}}$) impose une condition supplémentaire de reproductibilité des vecteurs de référence :

$$\alpha_i T_c \geq T_{ON_{min}} \quad (\text{avec } i = 1, 2 \text{ ou } 3)$$

$\alpha_i T_c$ étant le temps de maintien d'une configuration d'interrupteurs comme nous l'avons décrit au paragraphe I.1. Ceci conduit à l'impossibilité de réaliser certains vecteurs traduite graphiquement par l'apparition de bandes mortes à l'intérieur de l'hexagone.

La longueur de chacun des six vecteurs définissant ce dernier correspond au maintien d'une configuration pendant la totalité de la période de découpage. Cette longueur étant égale à $I_s \sqrt{2}$, ce sont donc tous les vecteurs de référence construits à l'aide de projections sur les vecteurs-configuration adjacents de longueur non nulle inférieure à $I_s \sqrt{2} T_{ON_{min}} / T_c$ qui sont irréalisables, de même que ceux qui font appel au maintien d'un court-circuit pendant une durée inférieure à $T_{ON_{min}}$. Ceci est illustré figure 3.10.

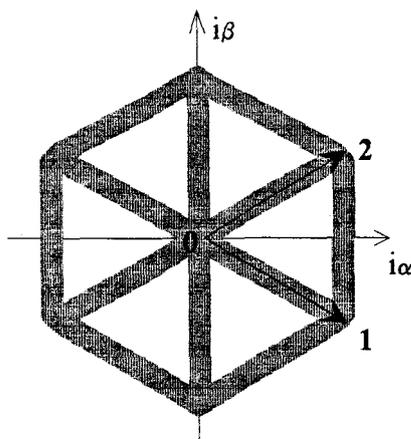


figure 3.10

La bande accolée au vecteur $\vec{01}$ est due au temps minimal de maintien de la configuration 2, de même que celle accolée au vecteur $\vec{02}$ est due à celui de la configuration 1. La dernière provient de la durée minimale de court-circuit. Celle-ci est surtout pénalisante pour le déchet de courant. En effet, si la reproduction de la référence peut toujours être obtenue par endroit lorsque celle-ci longe l'hexagone

extérieur, elle ne peut l'être lorsqu'elle se situe entre ce dernier et l'hexagone intérieur aux bandes mortes.

On peut, en effet, remarquer que certaines parties du contour, représentées par un trait renforcé sur la figure 3.11, définissant chaque secteur, sont toujours réalisables, puisqu'elles respectent également la condition de reproductibilité d'un vecteur.

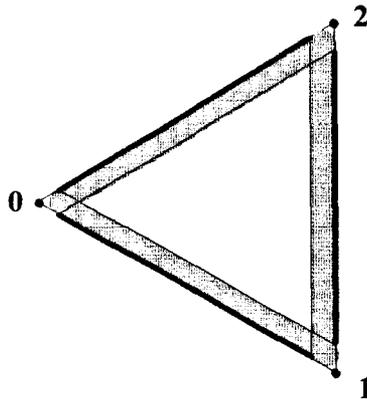


figure 3.11

La durée effective du temps minimal de conduction des interrupteurs conditionne donc fortement le choix de la fréquence d'échantillonnage.

En effet, plus celle-ci est élevée, plus la condition $\alpha_i \geq T_{ON_{min}}/T_e$, que l'on peut écrire $\alpha_i \geq T_{ON_{min}} \cdot f_e$, est contraignante, car plus les bandes mortes sont épaisses.

Elle doit donc être choisie de manière à ce que le rapport $T_{ON_{min}}/T_e$ soit suffisamment inférieur à l'unité, les vecteurs irréalisables pouvant alors être approchés par des vecteurs voisins. Ceci est réalisé en pratique par la suppression des durées de conduction inférieures à $T_{ON_{min}}$.

Si l'on examine les deux lois de découpage retenues au paragraphe précédent, les séquences de configurations étant toujours effectuées dans le même ordre (102 ou 201), les bandes mortes ont la même épaisseur $(I_s \sqrt{2} \cdot T_{ON_{min}}/T_e)$ sur chaque coté du triangle que représente un secteur.

Si, par exemple, les courants de référence sont sinusoïdaux, le cercle décrit par l'extrémité du vecteur spatial instantané en une période doit désormais se situer à l'intérieur de l'hexagone délimité par les bandes mortes. La valeur efficace maximale du fondamental des courants alternatifs absorbés par le

redresseur passe alors de $I_s/\sqrt{2}$ dans le cas idéal à $I_s \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{\sqrt{3} T_{ON_{min}}}{2 T_2} \right)$ en prenant en compte les temps minimaux de conduction. Ce qui correspond à un déclassement des interrupteurs dont nous étudions les moyens de réduire l'importance dans le paragraphe suivant.

Compte tenu du niveau de puissance visé, les fréquences de découpage utilisées sont relativement basses. Si les conditions de symétrie et de calage de la référence définies au paragraphe précédent sont respectées, les bandes mortes latérales peuvent ne pas être gênantes en régime permanent et à certains niveaux d'échange de puissance comme le montre la figure 3.12 (avec $n = 3$ et références sinusoïdales).

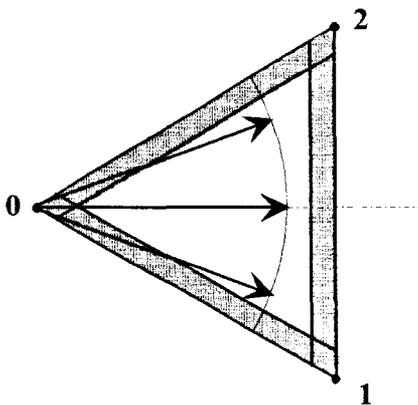


figure 3.12

Elles sont par contre pénalisantes lorsque le rapport entre courant de sortie et fondamental des courants d'entrée est faible, et lorsque la structure fonctionne en régime dynamique.

Il est donc intéressant de réduire ces bandes mortes, comme nous l'étudions dans le paragraphe suivant.

I.2.3 Réduction du nombre de commutations

Nous recherchons dans ce paragraphe les moyens de réduire l'épaisseur des bandes mortes dues au temps minimal de conduction des interrupteurs afin de réduire le déchet de courant de la structure et d'en accroître les performances dynamiques.

Tout en gardant une fréquence d'échantillonnage fixée, il est possible de limiter le nombre de commutations des interrupteurs en changeant l'ordre de succession des configurations suivant la position du vecteur de référence à reproduire dans un secteur de l'hexagone.

Pour ce faire, nous conservons les règles de symétrie établies au paragraphe I.2 afin de toujours obtenir des courants absorbés par les convertisseurs les plus sinusoïdaux possible.

Ainsi pour reproduire un vecteur de référence, on utilise comme première configuration d'interrupteurs la dernière utilisée dans la reproduction du vecteur précédent.

On peut donc remarquer que la première séquence de trois configurations réalisée dans un secteur doit utiliser pour première combinaison d'interrupteurs une de celles qui sont communes avec le secteur précédent, soit 0 ou 1.

Pour la même raison, la dernière configuration de la dernière séquence réalisée dans un secteur doit être 0 ou 2. Ceci est rappelé figure 3.13.

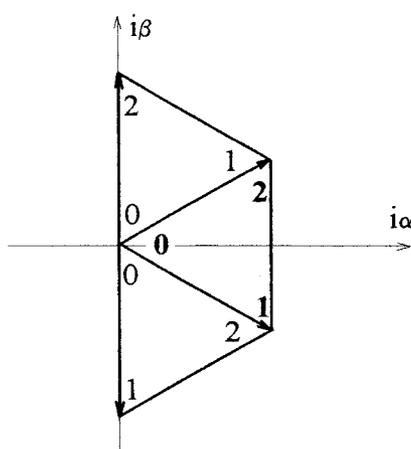


figure 3.13

Compte tenu des règles de symétrie précédemment établies, si l'on débute dans un secteur avec un 0, il faut donc également terminer par un 0, et si l'on débute par un 1, il faut terminer par un 2.

La bande morte latérale contenue dans le premier demi-secteur étant due au temps de maintien minimal de la configuration 2, elle peut être réduite si l'on juxtapose deux fois cette même configuration. De même, il est opportun de doubler la configuration 1 dans le deuxième demi-secteur. La séquence peut être par exemple 012 210 dans le premier demi-secteur et 021 120 dans le deuxième. Les bandes mortes latérales se trouvent ainsi réduites de moitié, comme le montre la figure 3.14.

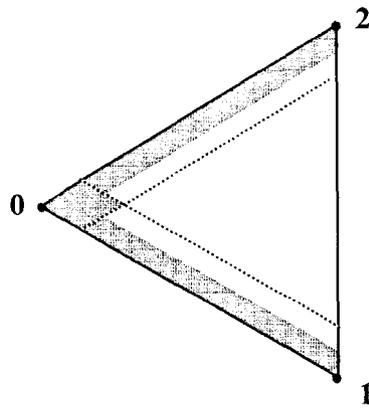


figure 3.14

Ces règles ne peuvent toutefois être entièrement appliquées que si n est de la forme $4p$ ou $4p - 1$ (avec p entier) ; si ce n'est pas le cas, on se contentera de les utiliser en partie. On obtient alors par exemple pour $n = 5$, la séquence suivante : 102 201 102 201 102.

Si l'on s'attache désormais à réduire les bandes mortes de contour, pénalisantes pour le déchet de courant, les configurations de court-circuit doivent également être doublées, et ce surtout au centre du secteur si l'on prend en compte des références sinusoïdales puisque c'est en cet endroit que les courts-circuits ont les durées les plus restreintes comme l'illustre la figure 3.15.

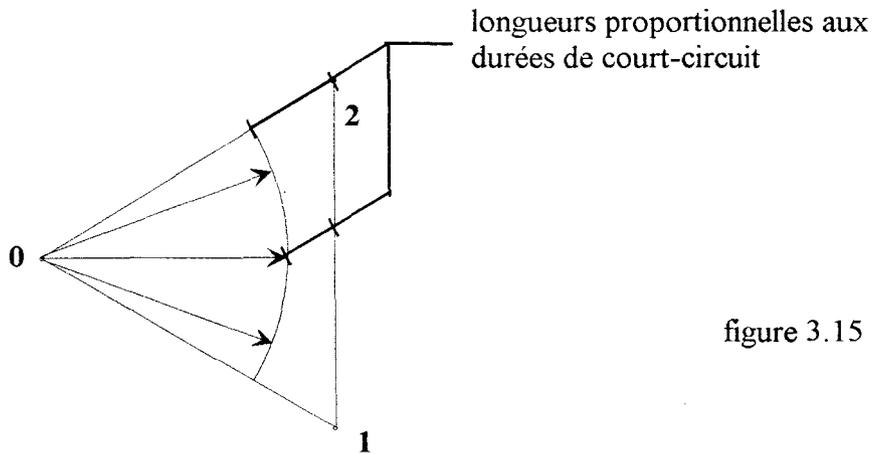


figure 3.15

Ainsi, les lois utilisant un nombre n impair de vecteurs par secteur sont ici pénalisées puisque pour les raisons de symétrie citées, un 0 seul doit figurer au centre de la séquence de configurations réalisée dans un secteur ; on aboutit alors au schéma présenté figure 3.16.

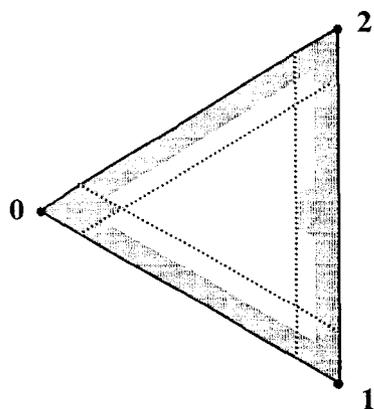


figure 3.16

Les lois de découpage élaborées avec n pair permettent par contre de diminuer toutes les bandes de manière identique comme le montre la figure 3.17.

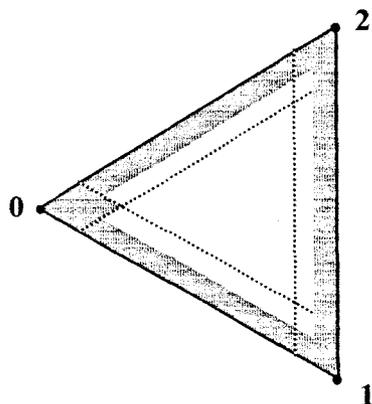


figure 3.17

Dans les deux cas, le nombre de pulses de courant par alternance est maintenant réduit à $N_p = 2n$ comme le montre la figure 3.18.

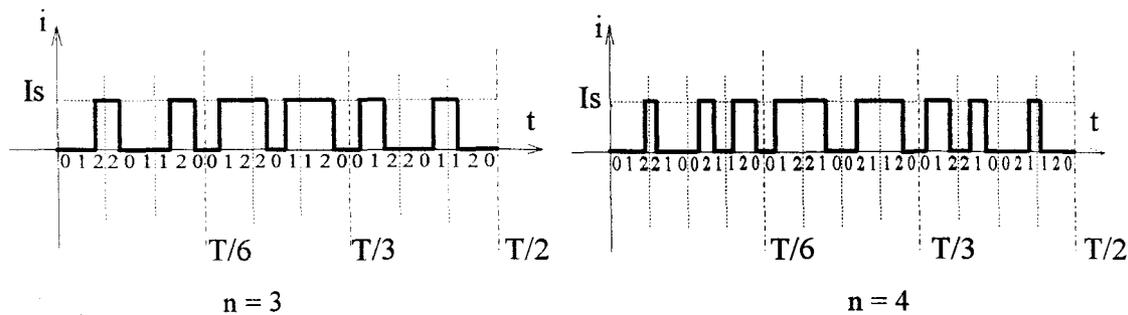


figure 3.18

Nous avons rassemblé dans le tableau 3.2 toutes les conditions établies aboutissant à une amélioration de la loi de découpage.

condition à respecter → ----- qualité recherchée ↓	$f_e = 6 \text{ nf}$	échantillonnage calé sur la référence	anti-symétrie de la séquence de configurations par rapport à son milieu	réduction des commutations par doublets de 2 dans le 1er 1/2 secteur et doublets de 1 dans le 2ème	séquence commençant et finissant par une configuration 0	n pair
système équilibré de courants dépourvus d'harmoniques pairs	X					
+ onde symétrique par 1/2 alternance	X	X	X			
+ reproduction fidèle des références à basse puissance	X	X	X	X		
+ performances dynamiques accrues	X	X	X	X	X	
+ déchet de courant réduit	X	X	X	X	X	X

Tableau 3.2

Dans tout ce qui a été fait jusqu'à présent, nous avons occulté le problème du taux de distorsion harmonique. Pour conclure cette comparaison des lois de découpage MLI, nous avons donc simulé à l'aide du logiciel SUCCESS celles qui correspondaient aux critères énoncés au paragraphe I.2.1.

I.2.4. Simulation des lois de découpage retenues

Afin de ne prendre en compte que les avantages et inconvénients dus aux différentes lois de découpage, et à elles seules, nous avons considéré parfaites les sources que relie le redresseur de tension. Le schéma pris en compte pour les simulations est donc celui présenté figure 3.19.

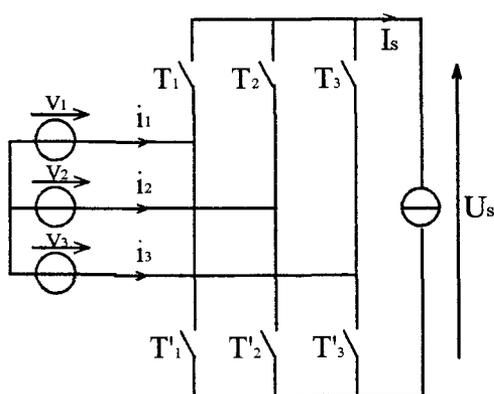


figure 3.19

Les différentes lois de découpage M.L.I. qui ont été simulées conduisent toutes à l'obtention d'un système de courants équilibré, dépourvu d'harmoniques pairs et symétriques par demi-alternance, et sont :

- celles utilisant toujours le même ordre de configurations d'interrupteurs.

En prenant $n = 3$, les séquences dans un secteur de l'hexagone sont donc :

* méthode 1 : 102 102 102

* méthode 2 : 201 201 201

- celles aboutissant, par une réduction du nombre de commutations, à une dynamique plus élevée et une reproduction fidèle des références à basse puissance.

- avec n impair ($n = 3$)

* méthode 3 : 102 201 102

* méthode 4 : 012 201 120

- avec n pair ($n = 4$)

* méthode 5 : 102 210 021 102

* méthode 6 : 012 210 021 120

On peut noter que la troisième méthode correspond en fait à celle proposée par OHNISHI et OKITSU en 1983 [15], celle-ci ayant été largement utilisée [29][30][31][32], elle peut donc ici servir de référence pour la comparaison.

Pour chaque méthode, nous présentons dans les pages suivantes :

- l'allure du motif M.L.I. obtenu pour $U_s/U_{s_0} = 0,5$
- l'allure de la tension de sortie pour $U_s/U_{s_0} = 0,5$
- l'évolution des harmoniques de rang bas (5, 7, 11, 13, 17, 19), contenus dans les courants d'entrée, en fonction de l'évolution de la tension de sortie (celle-ci variant de 0 à $\sim 0,9 U_{s_0}$)

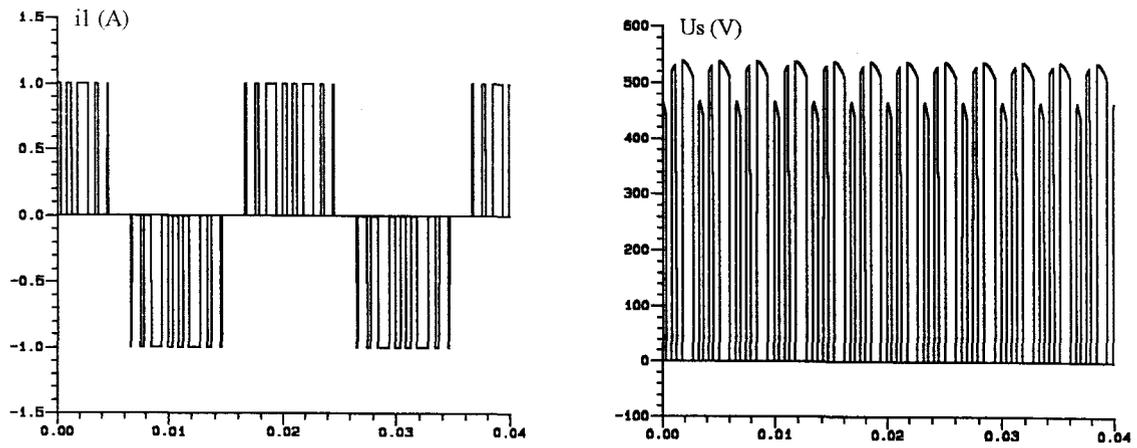
ceci pour un courant de sortie constant égal à 1A. (U_{s_0} étant la tension continue obtenue par redressement double alternance d'un système triphasé à l'aide d'un pont de diodes).

On constate ainsi que la méthode 3 qui sert de référence est bien placée en ce qui concerne l'amplitude de l'harmonique le plus gênant : le 5. Celui-ci, comme l'harmonique 7, est en effet difficilement filtrable du fait de sa proximité avec la fréquence du réseau.

Pour l'harmonique 7, par contre, cette méthode est la moins bonne de toute, ceci étant dû au faible nombre de pulses par alternance utilisé par rapport aux autres méthodes ($N_p = 6$) alors que l'on a respectivement pour les méthodes 1, 2, 4, 5 et 6, $N_p = 8, 10, 6, 8$ et 8.

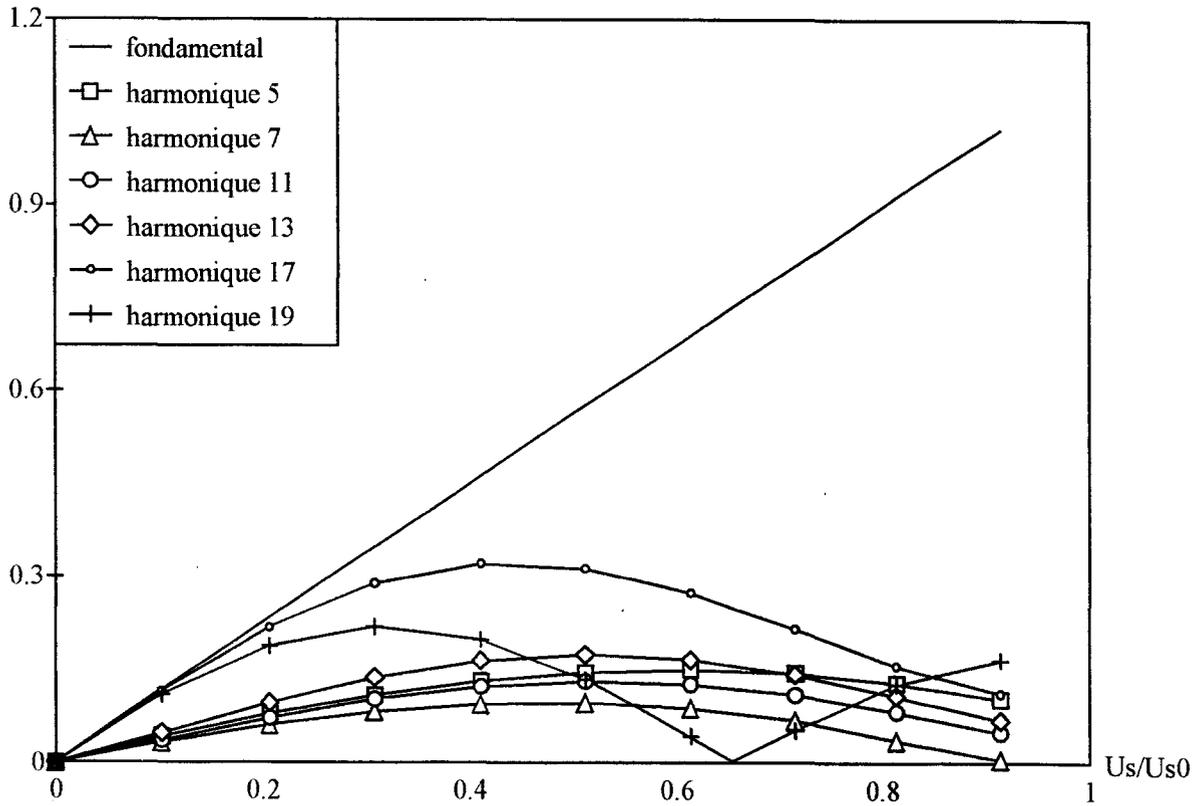
En fait, la méthode la plus performante pour les harmoniques de rang très bas (5 et 7) est la sixième, cela est payé en conséquence par un renforcement des harmoniques 11 et 13, mais ceux-ci sont plus facilement filtrables.

METHODE 1 (séquence : 102 102 102)



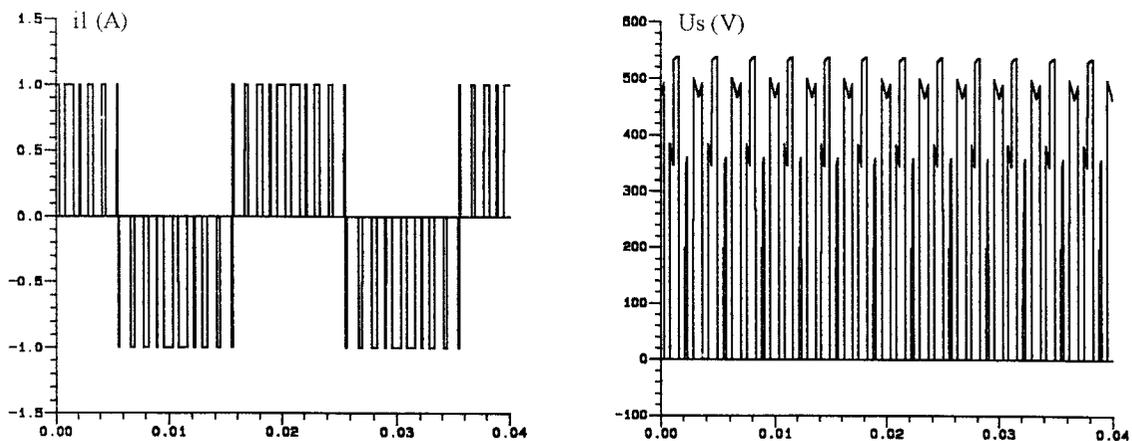
Courant d'entrée et tension de sortie pour $U_s/U_{s0} = 0.5$

Amplitude (A)



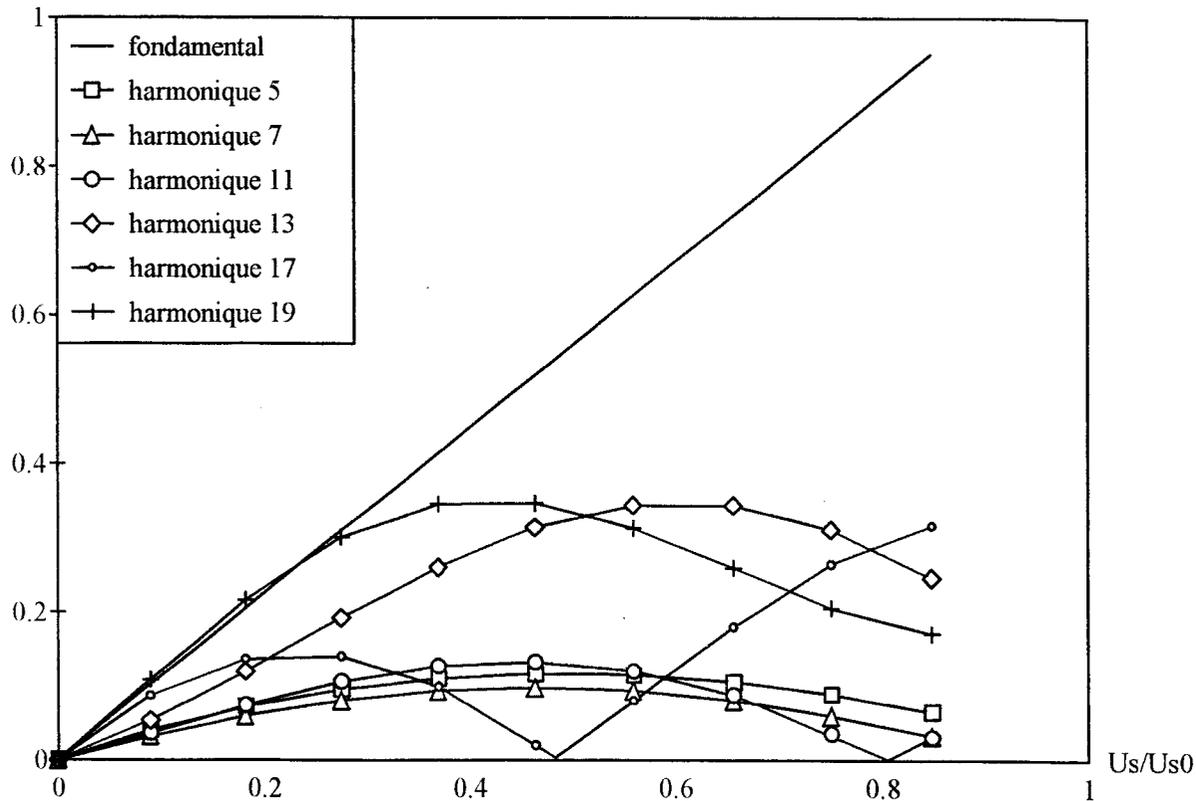
Amplitude des harmoniques du courant d'entrée en fonction de U_s/U_{s0} et pour $I_s = 1$ A

METHODE 2 (séquence : 201 201 201)



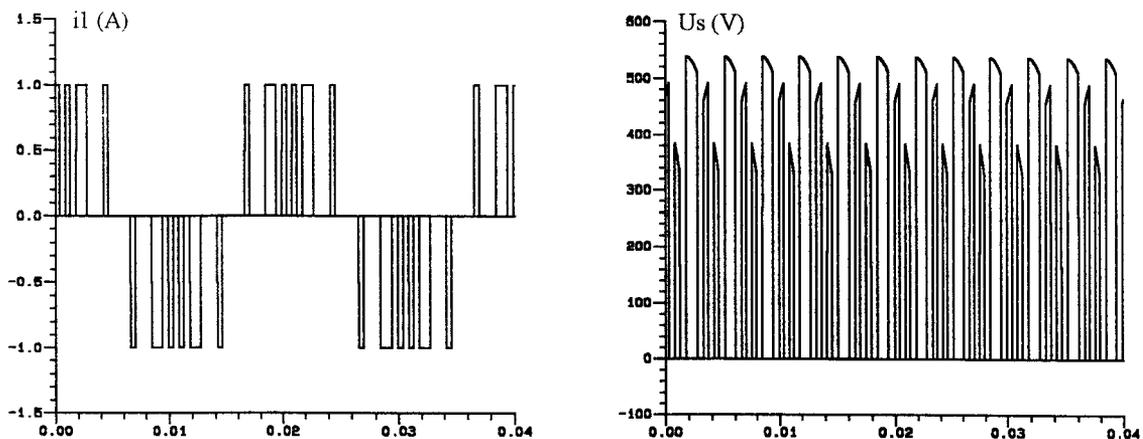
Courant d'entrée et tension de sortie pour $U_s/U_{s0} = 0.5$

Amplitude (A)



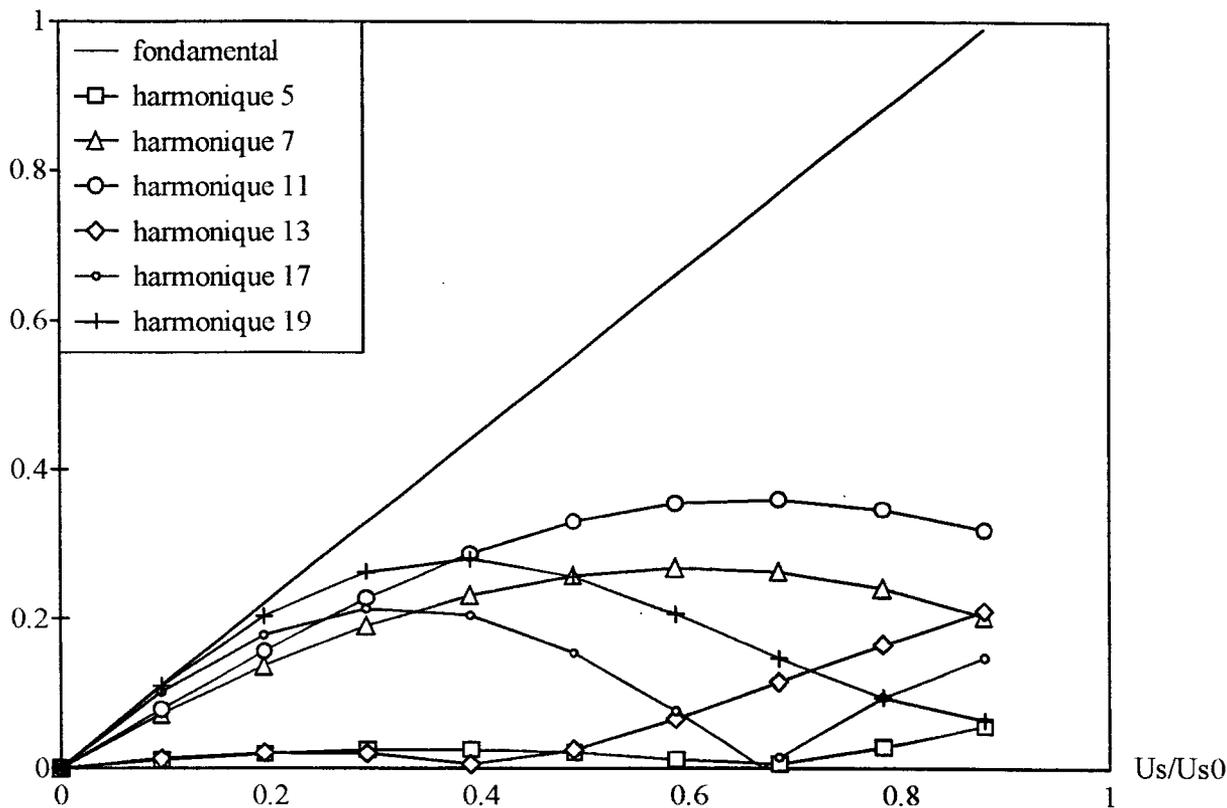
Amplitude des harmoniques du courant d'entrée en fonction de U_s/U_{s0} et pour $I_s = 1$ A

METHODE 3 (séquence 102 201 102)



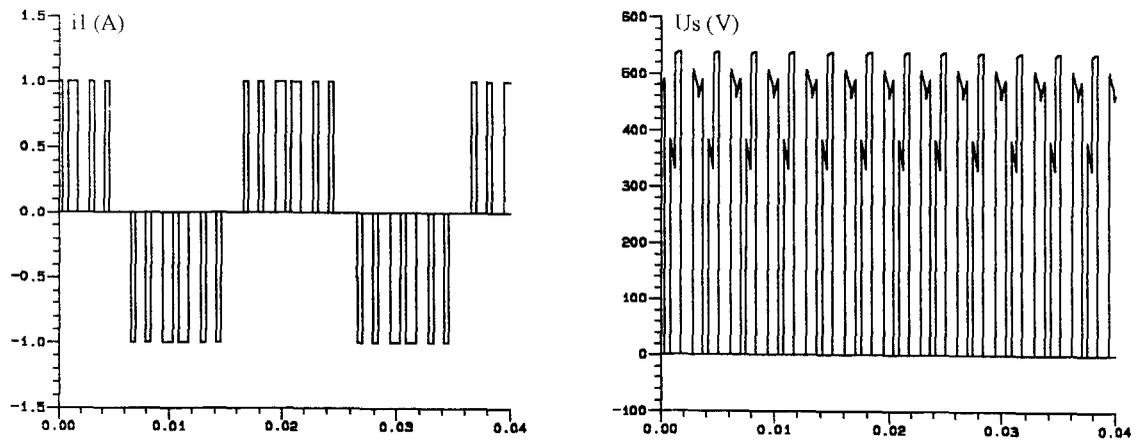
Courant d'entrée et tension de sortie pour $U_s/U_{s0} = 0.5$

Amplitude (A)



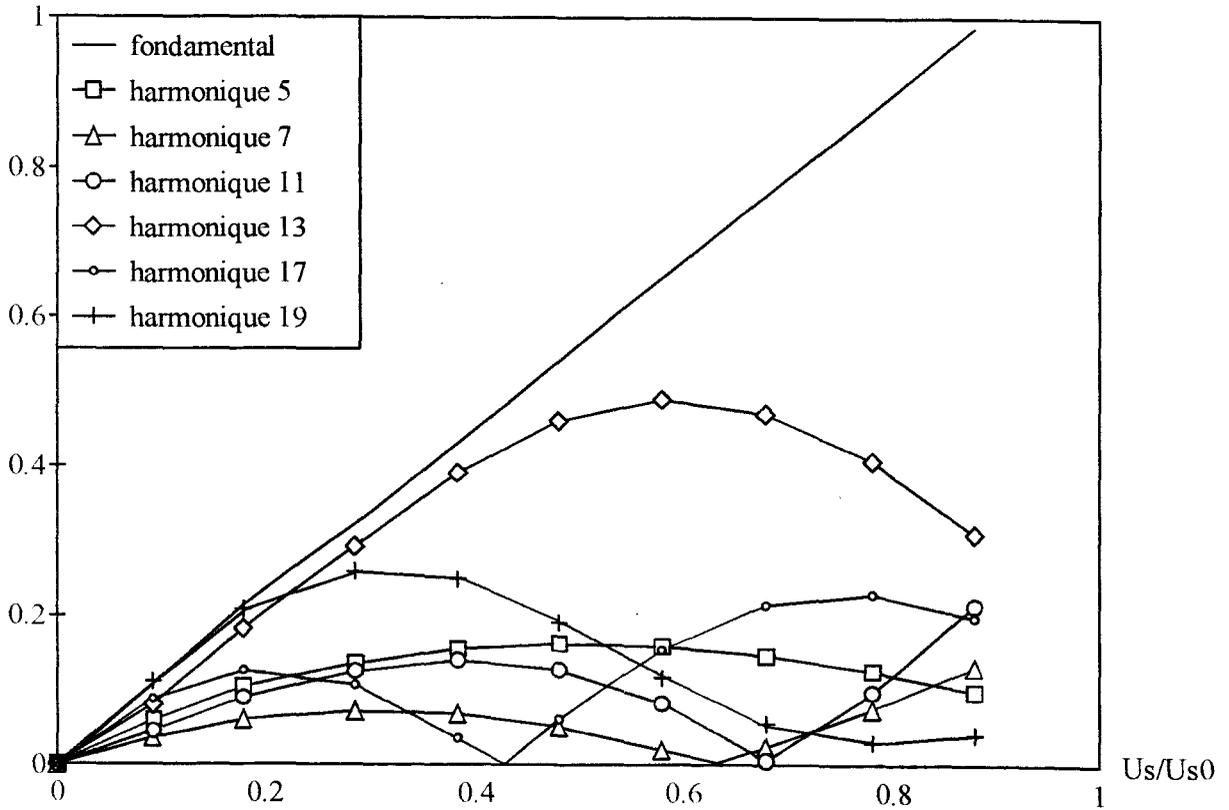
Amplitude des harmoniques du courant d'entrée en fonction de U_s/U_{s0} et pour $I_s = 1$ A

METHODE 4 (séquence : 012 201 120)



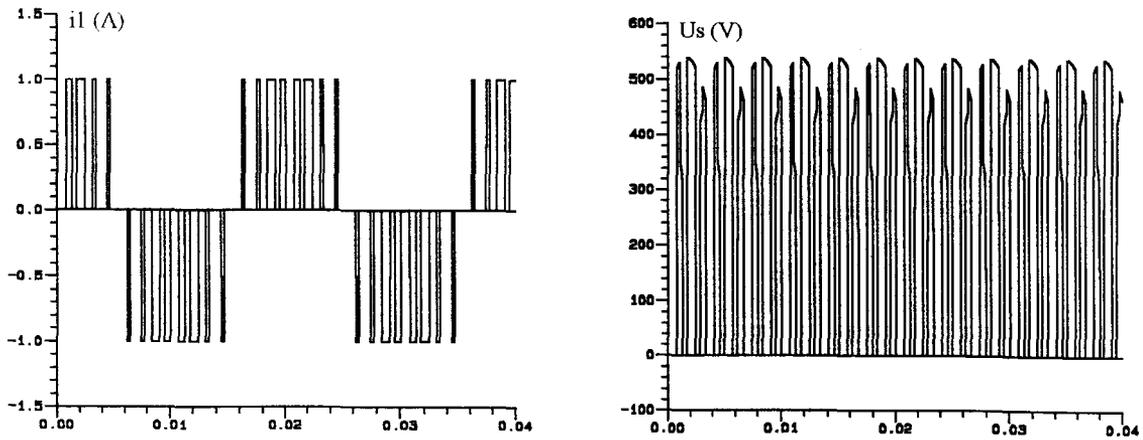
Courant d'entrée et tension de sortie pour $U_s/U_{s0} = 0.5$

Amplitude (A)

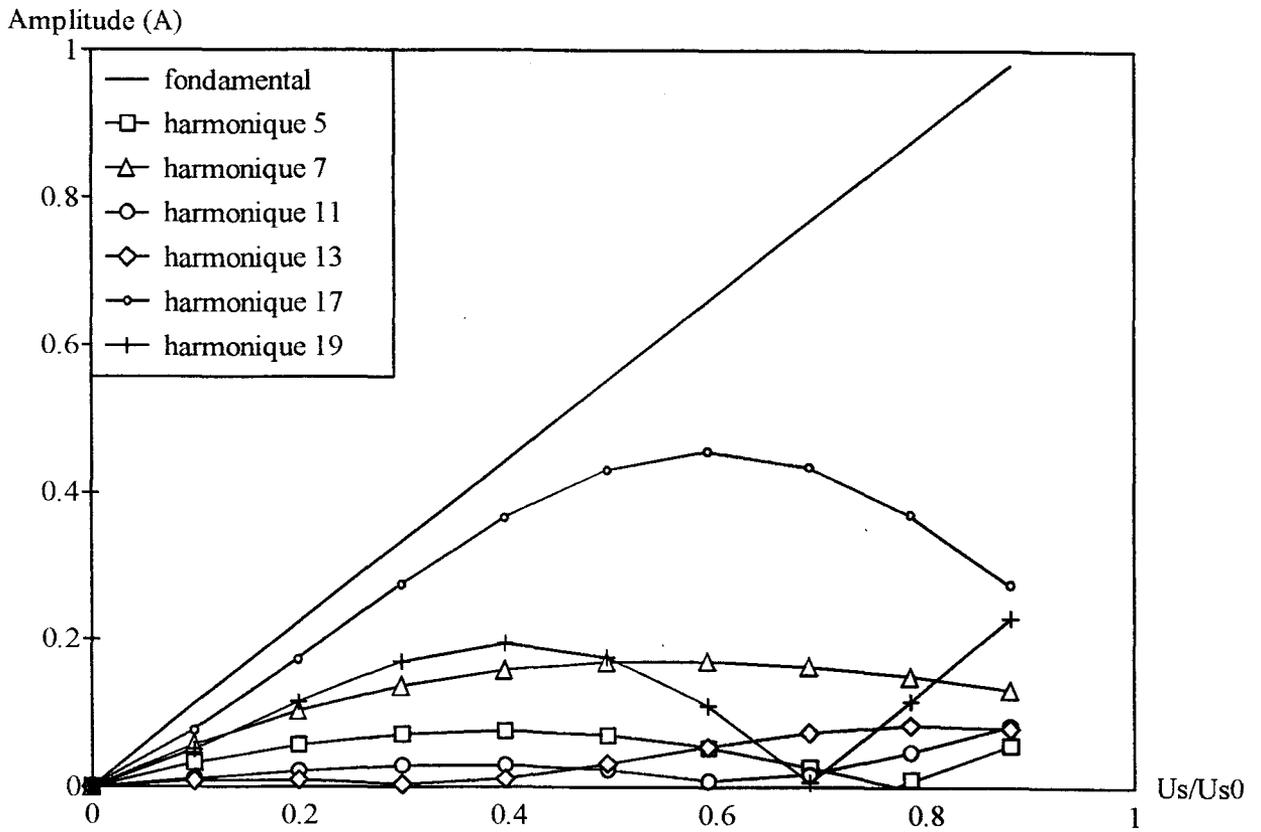


Amplitude des harmoniques du courant d'entrée en fonction de U_s/U_{s0} et pour $I_s = 1$ A

METHODE 5 (séquence : 102 210 021 102)

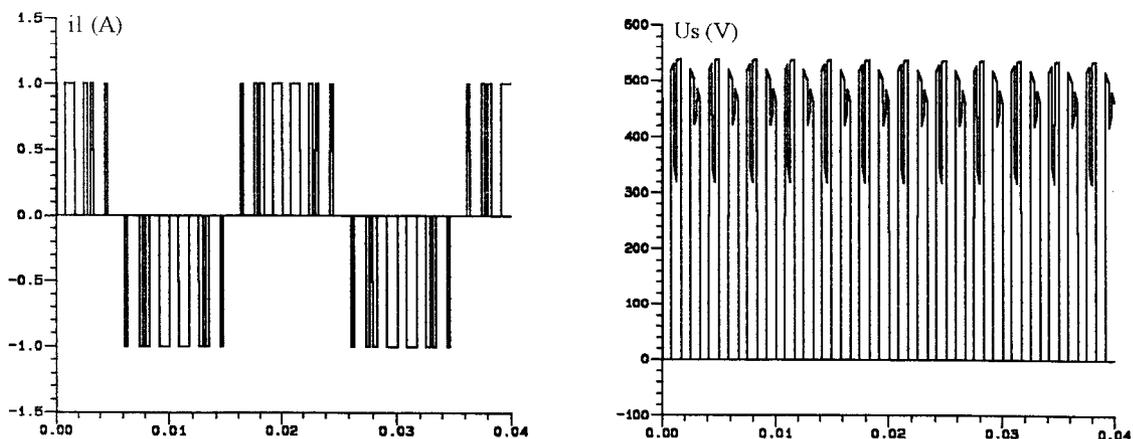


Courant d'entrée et tension de sortie pour $U_s/U_{s0} = 0.5$



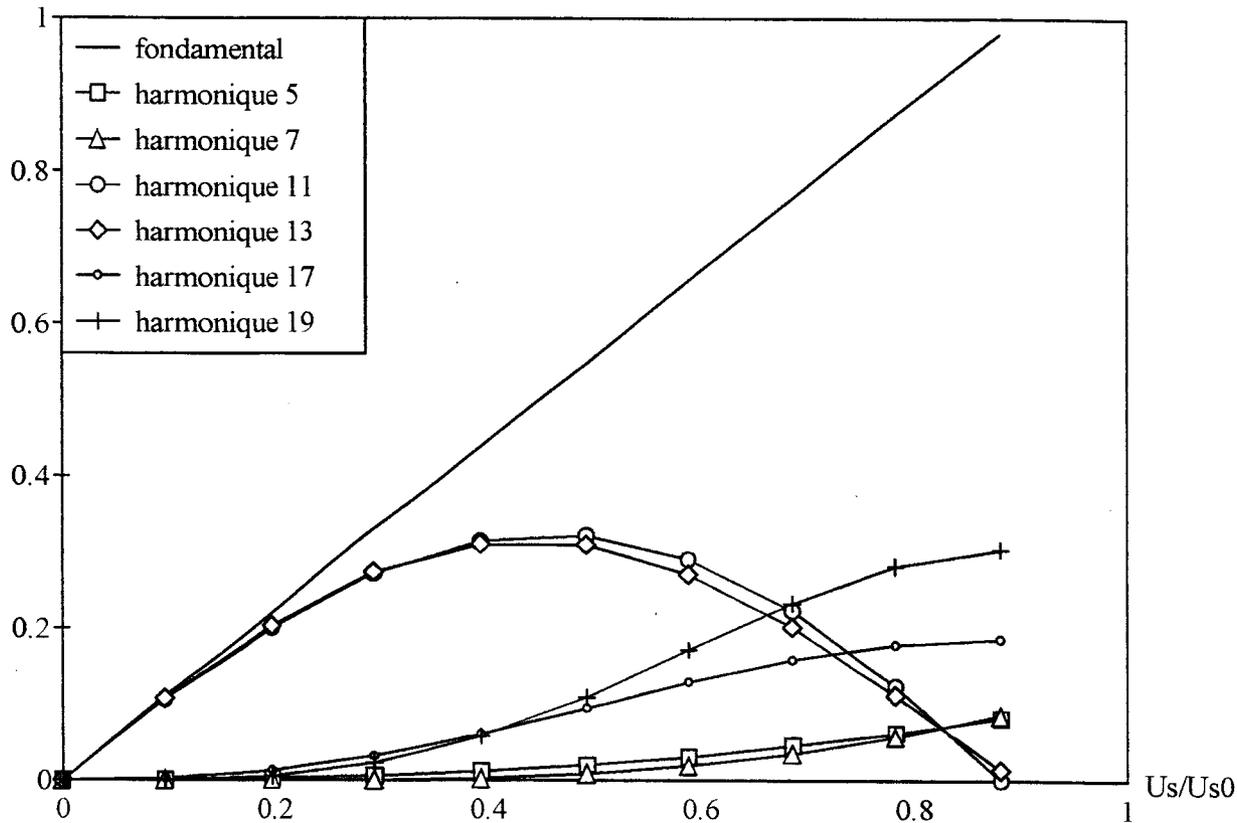
Amplitude des harmoniques du courant d'entrée en fonction de U_s/U_{s0} et pour $I_s = 1$ A

METHODE 6 (séquence : 012 210 021 120)



Courant d'entrée et tension de sortie pour $U_s/U_{s0} = 0.5$

Amplitude (A)



Amplitude des harmoniques du courant d'entrée en fonction de U_s/U_{s0} et pour $I_s = 1$ A

En vue de comparer la qualité de la tension de sortie obtenue avec les différentes méthodes, nous avons également tracé, dans les pages suivantes, l'évolution des harmoniques importants de rang bas (6, 12, 18) contenus dans celle-ci en fonction de sa valeur. Il apparaît alors que la sixième méthode est la seule dont l'harmonique prépondérant pour le dimensionnement du filtre de sortie ne soit pas le 6, mais le 12.

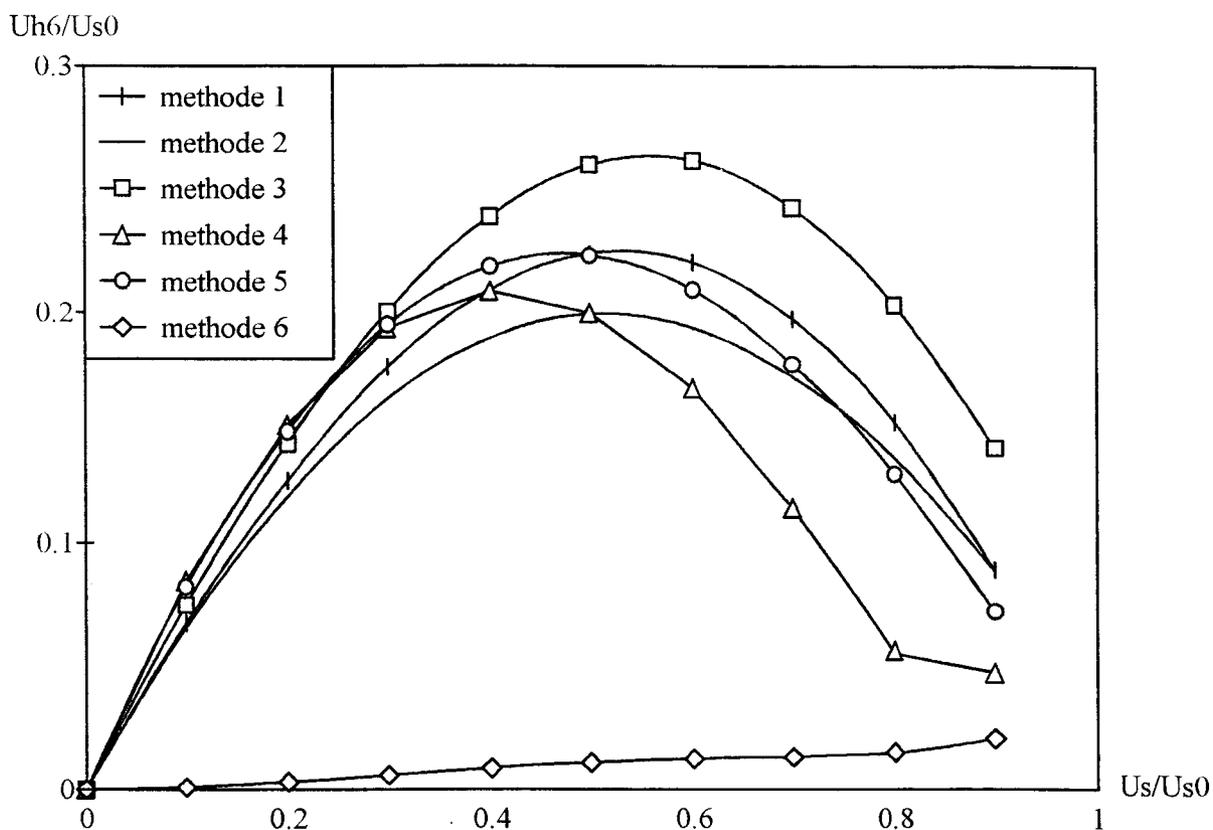
Ceci était prévisible, compte tenu de l'analyse des courants d'entrée, puisque l'importance de l'harmonique 6 dans la tension de sortie est liée à celles du 5 et du 7 dans les courants d'entrée [14]. De même que celle de l'harmonique 12 est liée à celles du 11 et du 13 à l'entrée, ce qui explique son renforcement.

La méthode retenue est donc la sixième (séquence 012 210 021 120 avec $n = 4$) puisqu'elle fournit :

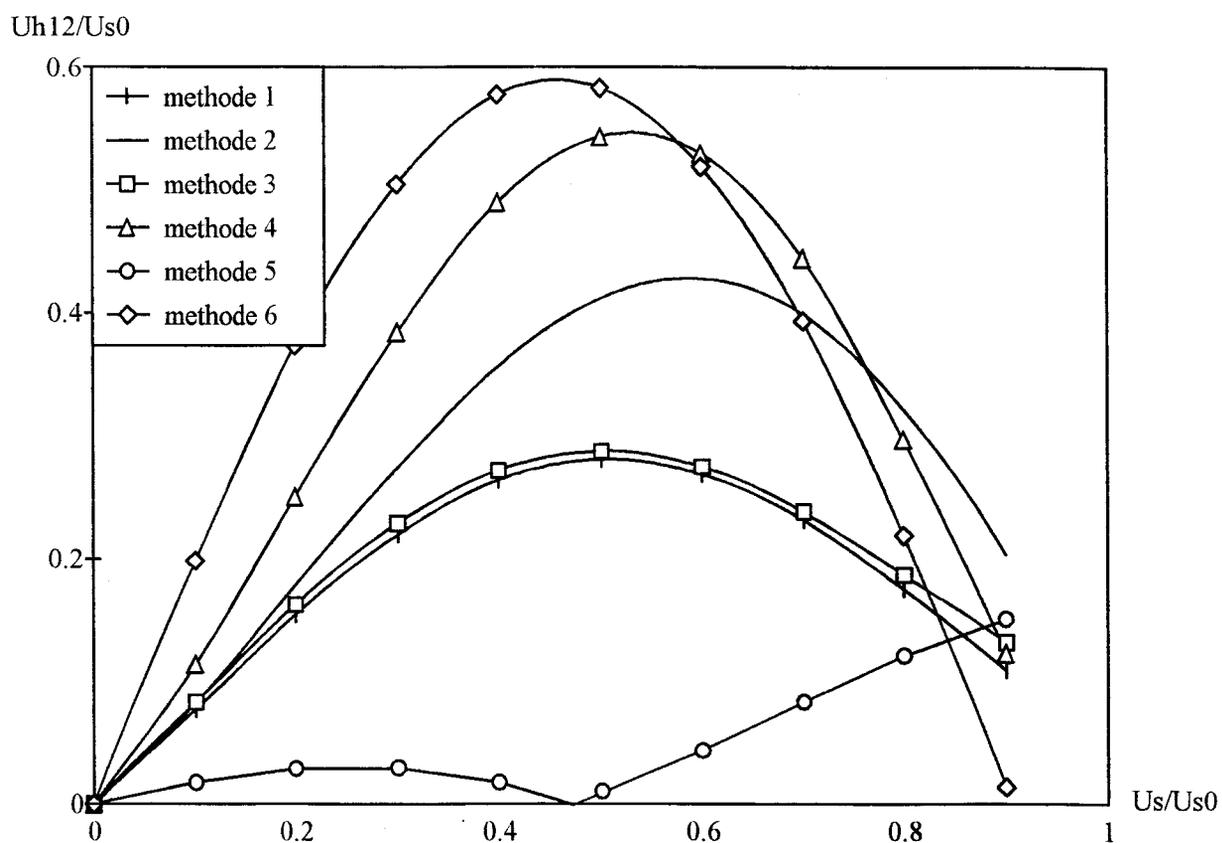
- le plus bas déchet de courant.
- les meilleures performances dynamiques.
- le plus faible taux d'harmoniques 5 et 7 dans les courants d'entrée ainsi que d'harmonique 6 dans la tension de sortie.

On peut toutefois lui reprocher de ne pas être la plus simple à mettre en oeuvre, les séquences de configurations d'interrupteurs n'étant pas toujours identiques (cf méthodes 1 et 2), et de générer des harmoniques 11 et 13 dans les courants d'entrée supérieurs à ceux obtenus avec d'autres méthodes (1 et 5).

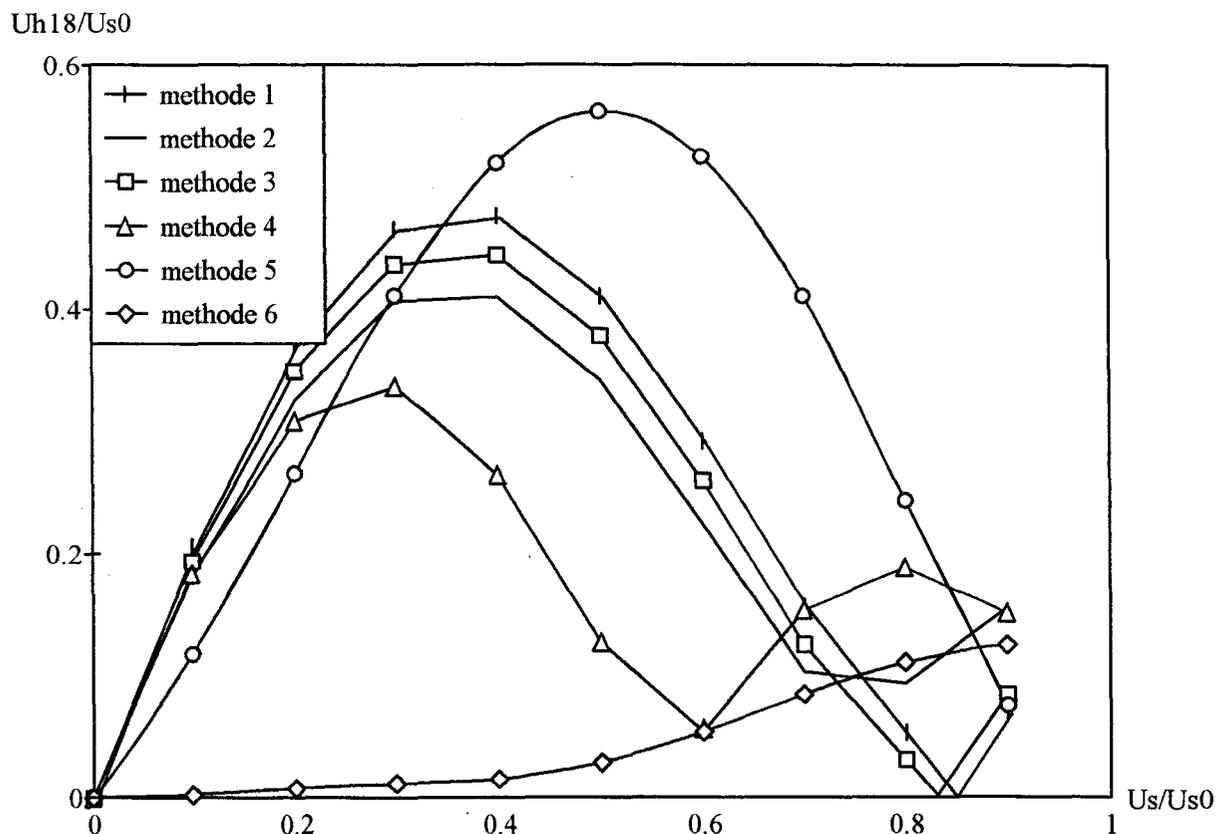
Evolution de l'harmonique 6 dans la tension de sortie



Evolution de l'harmonique 12 dans la tension de sortie



Evolution de l'harmonique 18 dans la tension de sortie



II. ELABORATION D'UN MICROCALCULATEUR DE PROCESSUS (M.C.P.)

Nous avons défini, dans le sous chapitre précédent, la commande rapprochée du convertisseur. L'ensemble A.C.R. + redresseur peut ainsi reproduire en valeur moyenne les références i_1^* , i_2^* , i_3^* que va générer la régulation du système en fonction des grandeurs électriques de consigne et du dispositif.

Nous nous attachons donc, dans ce paragraphe, à présenter un modèle de l'ensemble réseau - (A.C.R. + redresseur) - charge afin d'en assurer le contrôle.

Pour cela, la prise en considération de la valeur de la fréquence de découpage est nécessaire. Il faut en effet éviter d'amplifier les premiers harmoniques générés par la M.L.I. en voulant donner à la boucle fermée une dynamique trop rapide.

Ainsi, visant une application en forte puissance du redresseur de tension, une fréquence d'échantillonnage égale à 1200 Hz est prise en compte, ce qui conduit, compte tenu de la loi de modulation retenue, à un motif de découpage ne comprenant que huit pulses par alternance en régime permanent. Les résultats établis précédemment ont permis de dégager une stratégie particulière de placement d'impulsions au cours de la période d'échantillonnage répondant à un certain nombre de critères tels que la minimisation des bandes mortes et le placement des harmoniques. Concernant ceux-ci, les résultats de simulation ont mis en évidence la présence d'harmoniques 5 et 7 qui, aussi minimes qu'ils soient, ne doivent pas être amplifiés.

ω_0 , la fréquence propre du filtre est donc choisie telle que

$$\left| \frac{1}{1 - \frac{(5\omega)^2}{\omega_0^2}} \right| \leq 1 \text{ soit } \omega_0 \leq \frac{5\omega}{\sqrt{2}} \text{ ou encore } f_0 \leq 177 \text{ Hz.}$$

II.1 Modélisation globale du système

Nous définissons dans ce paragraphe les grandeurs à réguler et les moyens d'y accéder par une modélisation globale du système.

Considérant le système réel triphasé équilibré, nous raisonnons tout d'abord sur le schéma monophasé équivalent représenté figure 3.20

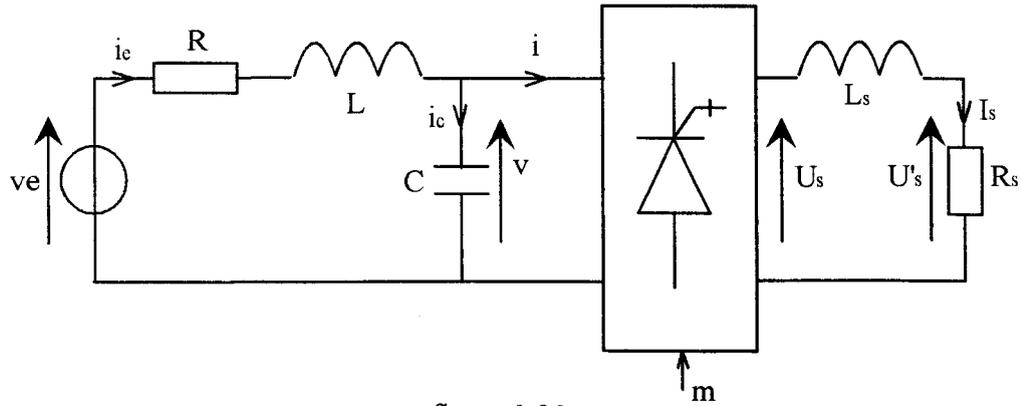


figure 3.20

En notant m la fonction de conversion du redresseur ($m = -1, 0, \text{ ou } 1$) et s l'opérateur de Laplace, les équations électriques suivantes du système peuvent être résumées par le schéma de la figure 3.21

$$\begin{cases} u_s = mv \\ i = mi_s \end{cases} \quad \begin{cases} (1 + RCs + LCs^2)v = v_e - (R + Ls)mi_s \\ (L_s s + R_s)i_s = mv \end{cases}$$

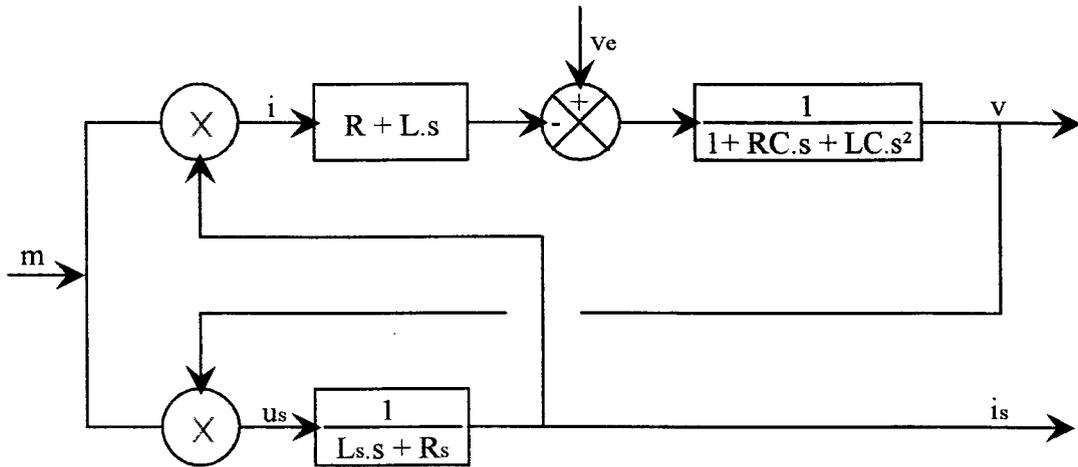


figure 3.21

Le couplage entre les grandeurs i_s et v se traduit donc par la boucle de la figure 3.22.

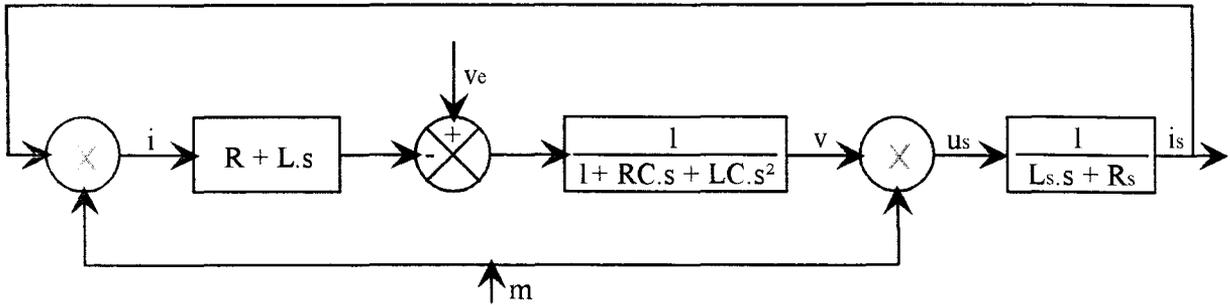


figure 3.22

En général, on considère que l'emploi d'une inductance L_s de valeur élevée permet au courant i_s de varier faiblement et cette boucle est ouverte par une linéarisation du système utilisant la commande :

$$m = \frac{i^*}{i_s} \quad (\text{où } i^* \text{ est le courant de référence à absorber par le redresseur et } \overline{i_s} \text{ la valeur moyenne du courant de sortie}).$$

Dans notre cas, l'automate de commande rapprochée du système triphasé utilise déjà une linéarisation, dynamique cette fois, puisque, comme nous l'avons décrit au paragraphe précédent, les temps de conduction des interrupteurs $\alpha_i T_e$, sont calculés à partir de la valeur instantanée du courant i_s .

La boucle de la figure 3.22 est donc tout naturellement ouverte, et le schéma fonctionnel devient celui de la figure 3.23.

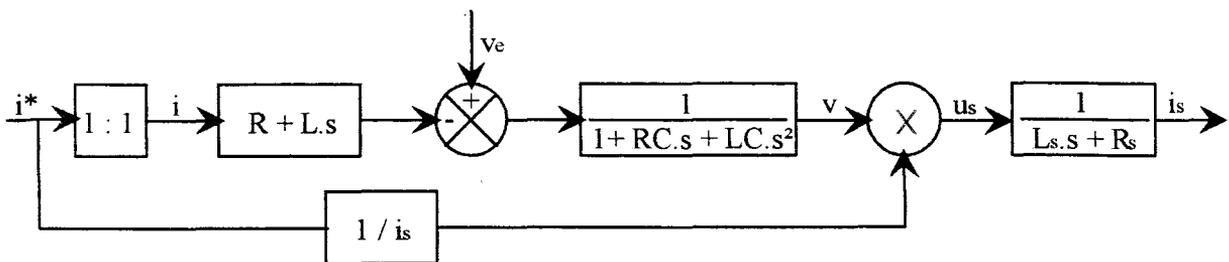


figure 3.23

Tel que se présente le schéma, la grandeur alternative i_e n'apparaît pas. Or, ce sont bien les courants prélevés au réseau qu'il nous intéresse de réguler, puisque c'est leur contenu harmonique que nous désirons minimiser.

Ajoutant au système l'équation :

$$i_e = i + C \frac{dv}{dt}$$

le schéma fonctionnel devient alors celui de la figure 3.24.

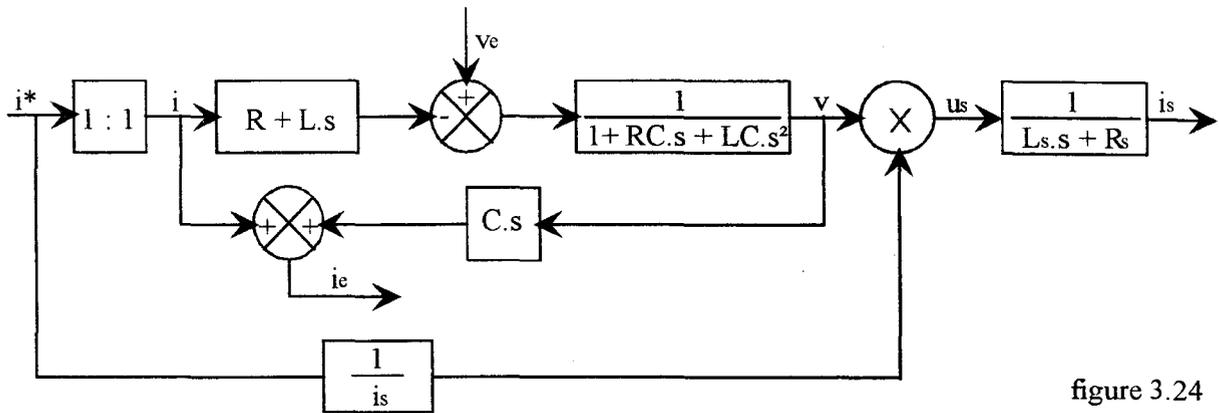


figure 3.24

L'objectif de la régulation consiste alors à contrôler les deux grandeurs liées (i_s et i_e) à l'aide d'une seule grandeur de réglage i sur laquelle on peut agir en phase et en amplitude. Notre démarche consiste donc à asservir la grandeur alternative à dynamique rapide, i_e , en valeur instantanée, et la grandeur continue à dynamique lente, i_s , en valeur moyenne grâce à une commande en boucle en cascade présentée figure 3.25.

La tension d'alimentation v_e n'apparaissant, sur le schéma de la figure 3.24, que sous la forme d'une perturbation mesurable, elle est donc parfaitement compensable [33].

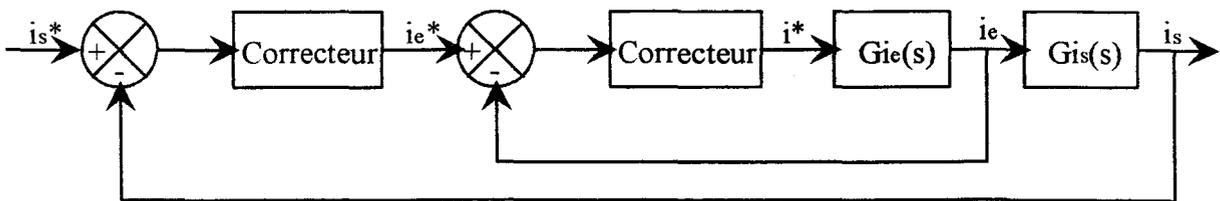


figure 3.25

La structure autorisant un réglage de la puissance réactive Q_e échangée avec le réseau, il est possible d'envisager une fonction compensation en parallèle avec la fonction redressement. Cette compensation est toutefois limitée par le niveau de puissance active échangée comme nous l'avons décrit au chapitre I.

La commande en boucle en cascade devient alors celle de la figure 3.26. La puissance réactive échangée avec le réseau est ainsi, comme le courant de sortie, asservie en valeur moyenne.

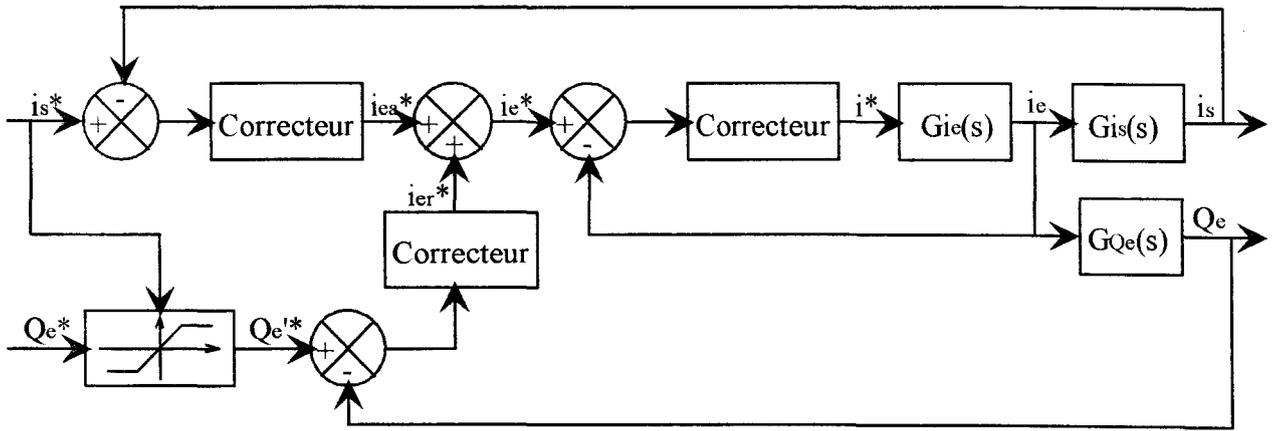


figure 3.26

Ce sont les fonctions de transfert $G_{i_e}(s)$, $G_{i_s}(s)$, $G_{Q_e}(s)$ que nous cherchons désormais à identifier dans les paragraphes suivants.

II.2 Etude de la boucle des courants d'entrée

II.2.1 modélisation du système triphasé

La modélisation décrite ci-dessus concerne un système monophasé. La structure étudiée étant un système triphasé, nous adaptons ce modèle de régulation.

Dans un premier temps, afin de réduire le nombre de paramètres, nous substituons aux grandeurs alternatives x_1, x_2, x_3 les grandeurs continues X_d, X_q par une transformation adaptée.

L'association réseau-filtre-redresseur de tension étant comparable à celle onduleur de courant-filtre-machine alternative, I_d et I_q sont choisis comme ayant des significations similaires à celles couramment utilisées dans ce type d'asservissement [34].

Le flux et le couple des machines sont dans ce cas les grandeurs à contrôler, l'orientation du plan (d, q) est alors liée au flux dans la machine, I_d règle ainsi le flux et I_q le couple.

Par analogie avec ceci, l'orientation du plan (d, q) est liée, dans notre cas, à la tension réseau, et I_d et I_q sont choisis pour régler respectivement la puissance réactive et la puissance active.

Si l'on considère un système direct de tension, le passage d'un repère à l'autre s'écrit alors de la manière suivante :

$$X_{123} = T(\omega t) X_{dq}$$

$$\text{où } T(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{pmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}, X_{123} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \text{ et } X_{dq} = \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix}$$

Dans ces conditions, V_{e_d} est nulle, et puissances active et réactive s'écrivent alors dans ce repère:

$$P_e = V_{e_q} I_{e_q} \text{ et } Q_e = V_{e_q} I_{e_d}$$

L'orientation de ce repère tournant par rapport au repère fixe triphasé est donnée figure 3.27.

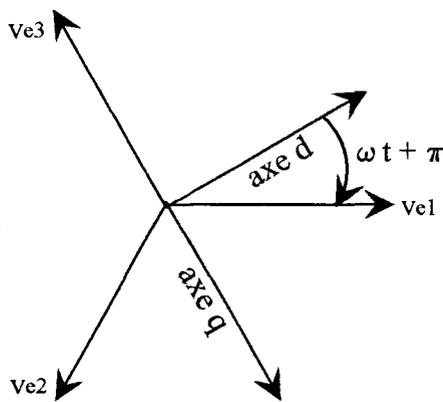


figure 3.27

L'équation électrique du système triphasé ayant pour expression :

$$I_{123} = I_{e_{123}} + RC \frac{dI_{e_{123}}}{dt} + LC \frac{d^2 I_{e_{123}}}{dt^2} - C \frac{dV_{e_{123}}}{dt} \quad (3.4)$$

devient dans le repère d, q

$$T(\omega t) I_{dq} = T(\omega t) I_{e_{dq}} + RC \frac{d}{dt} (T(\omega t) I_{e_{dq}}) + LC \frac{d^2}{dt^2} (T(\omega t) I_{e_{dq}}) - C \frac{d}{dt} (T(\omega t) V_{e_{dq}}) \quad (3.5)$$

Compte tenu du fait que le repère tournant (d, q) est lié à la tension réseau, nous obtenons ainsi la relation matricielle suivante en notation opérationnelle :

$$\begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - LC\omega^2 + RCs + LCs^2 & -RC\omega - 2LC\omega s \\ RC\omega + 2LC\omega s & 1 - LC\omega^2 + RCs + LCs^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{e_d} \\ I_{e_q} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} C\omega V_{e_q} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

La fonction de transfert $I_c(d, q) / I(d, q)$ est alors obtenue en inversant la matrice des impédances :

$$\begin{pmatrix} I_{e_d} \\ I_{e_q} \end{pmatrix} = \frac{1}{A^2(s) + B^2(s)} \begin{pmatrix} A(s) & B(s) \\ -B(s) & A(s) \end{pmatrix} \left[\begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} C\omega V_{e_q} \\ 0 \end{pmatrix} \right] \quad (3.7)$$

avec $A(s) = 1 - LC\omega^2 + RCs + LCs^2$

et $B(s) = RC\omega + 2LC\omega s$

Ces expressions mettent en évidence le couplage existant entre les composantes I_{e_d} et I_{e_q} qui augmente l'ordre du système comme le montre la figure 3.28.

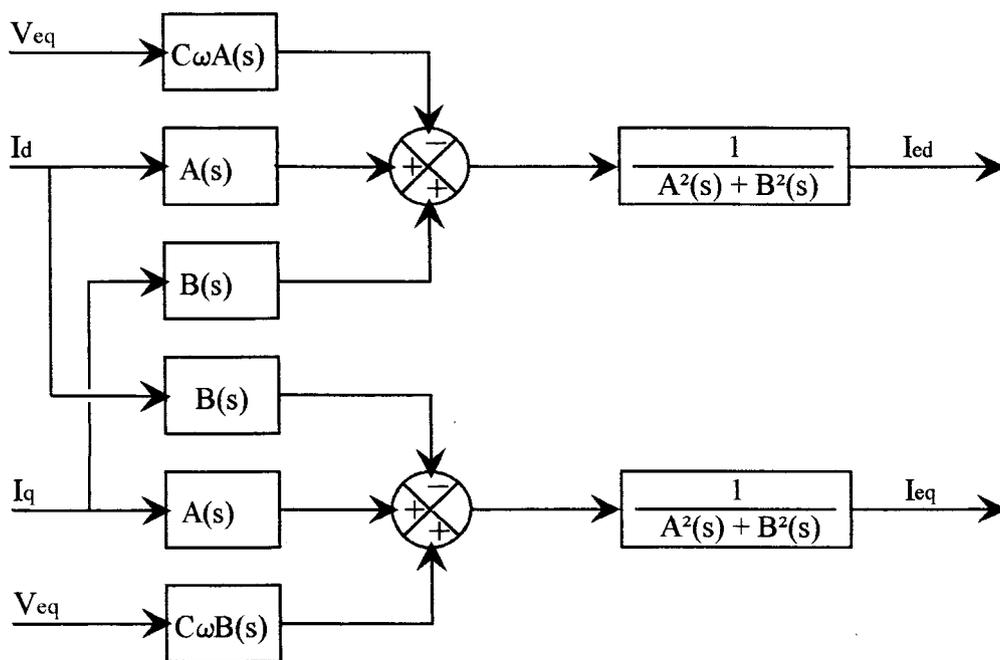


figure 3.28

Il est toutefois possible de passer outre ce couplage, et, par la même occasion, de compenser les perturbations dues aux sources de tension réseau en adoptant la commande suivante en entrée du système :

$$\begin{cases} I_d = I'_d - B(s)I_{e_q} + C\omega V_{e_q} \\ I_q = I'_q + B(s)I_{e_d} \end{cases} \quad (3.8)$$

afin de simplifier celui-ci selon le schéma présenté figure 3.29.

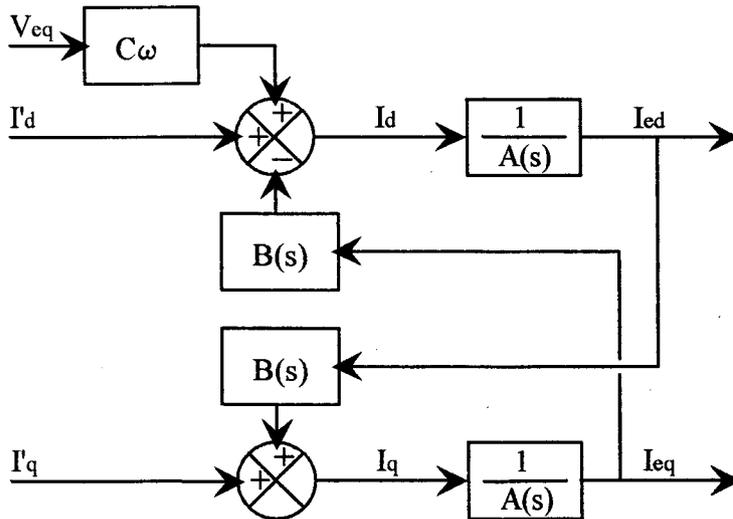


figure 3.29

En intégrant (3.8) dans (3.7), on déduit alors les fonctions de transfert, du deuxième ordre cette fois, existant entre les nouveaux courants de référence à générer par la régulation et ceux prélevés au réseau :

$$I_{e_d} = \frac{I'_d}{1 - LC\omega^2 + RCs + LCs^2}$$

$$I_{e_q} = \frac{I'_q}{1 - LC\omega^2 + RCs + LCs^2}$$

(3.9)

Compte tenu que $B(s)$ correspond à une action proportionnelle et dérivée, elle n'est pas réalisable comme telle. Le découplage est donc effectué par une action à avance de phase, $B(s)$ devenant donc $B'(s)$ telle que :

$$B'(s) = RC\omega \frac{1 + \frac{2L}{R}s}{1 + a\frac{2L}{R}s}$$

a réglant la bande passante du découplage.

Le schéma de la boucle interne de régulation et de sa commande devient alors celui présenté figure 3.30.

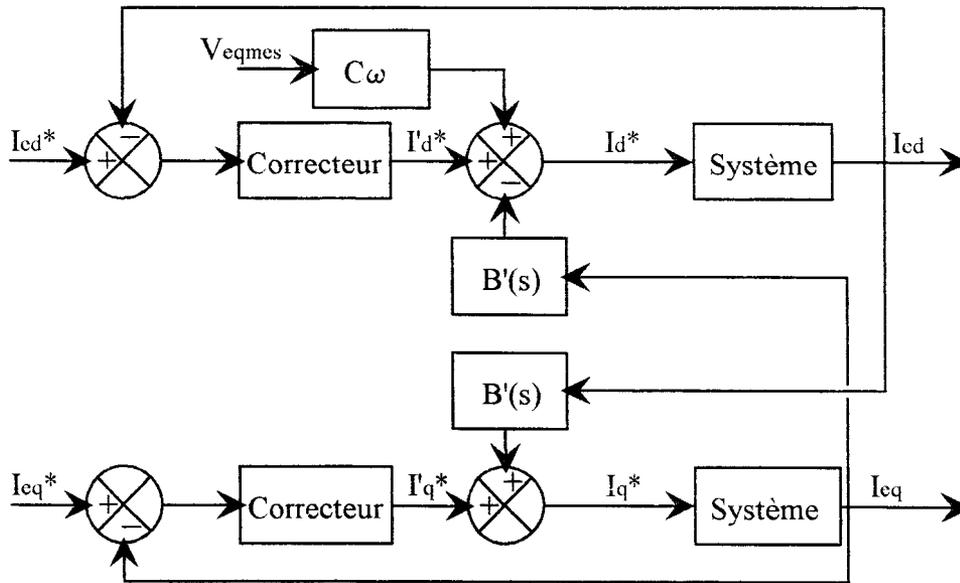


figure 3.30

II.2.2 Régulation des courants d'entrée

Nous avons pu modéliser la chaîne directe de la boucle des courants d'entrée par une fonction du deuxième ordre. Celle-ci possède un amortissement relativement faible, puisqu'il n'est dû qu'aux résistances de ligne, et une pulsation propre égale à celle du filtre d'entrée.

Nous calculons donc dans ce paragraphe le correcteur qui va donner au système un amortissement et une dynamique satisfaisants en respectant la condition $0.25 \leq \omega_n T_c \leq 1.5$ [35] (ω_n étant la pulsation du système bouclé et T_e la période d'échantillonnage).

Le système étant échantillonné, nous introduisons dans la chaîne directe un échantillonneur bloqueur d'ordre zéro, B_0 , représentatif du caractère discret de la commande et travaillons désormais sur les transmittances en z .

La chaîne d'action présentée figure 3.31 devient donc celle présentée figure 3.32.

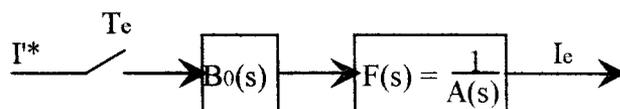


figure 3.31

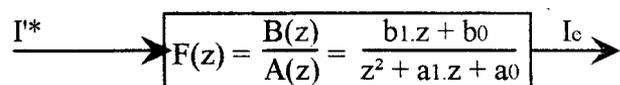


figure 3.32

Nous choisissons à priori la structure R.S.T. pour synthétiser le correcteur numérique ; la boucle de courant devient alors celle présentée figure 3.33.

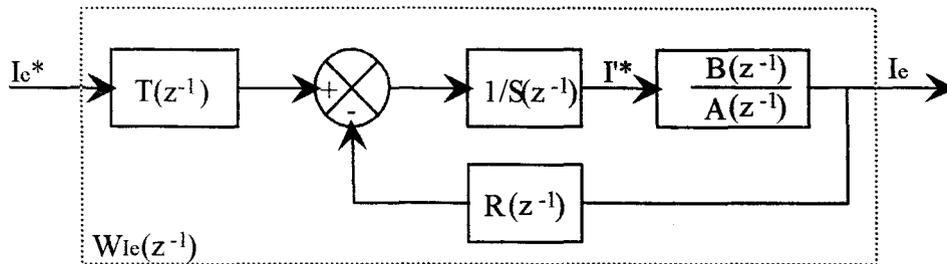


figure 3.33

Nous désirons ainsi nous ramener à une fonction de transfert en boucle fermée ayant pour expression [36] :

$$W_{I_c}(z^{-1}) = \frac{T(z^{-1}) B(z^{-1})}{P(z^{-1})}$$

dans laquelle $P(z^{-1})$ est le dénominateur de la fonction de transfert en z correspondant à l'amortissement et à la dynamique désirés, et où $T(z^{-1})$ assure un gain unitaire à l'ensemble. Afin d'annuler l'erreur statique de la boucle, un intégrateur est inclus dans l'expression de $S(z^{-1})$ qui est donc de la forme $(1-z^{-1})(1 + s_1 z^{-1})$. $R(z^{-1})$ est choisi de degré compatible avec la fonction de transfert désirée et a pour expression :

$$R(z^{-1}) = r_0 + r_1 z^{-1} + r_2 z^{-2}$$

Si le convertisseur et le réseau étaient parfaits, les différents courants et tensions alternatifs seraient sinusoïdaux et équilibrés, les grandeurs I_d , I_q , I_{e_d} , I_{e_q} , seraient parfaitement continues. On pourrait alors donner au système la dynamique désirée dans les limites autorisées par la valeur de la fréquence d'échantillonnage.

Ce n'est évidemment pas le cas, et les grandeurs I_{e_d} et I_{e_q} contiennent un harmonique 6 non négligable dû aux harmoniques 5 et 7 générés par le découpage M.L.I.

La dynamique du système bouclé doit donc être suffisamment faible afin que les oscillations dues à l'harmonique 6 ne soient pas prises en compte par la régulation. Pour cette raison, nous avons fixé la

pulsation du système bouclé à la limite basse de la condition de réalisation de l'asservissement, soit : $\omega_n = 0.25 / T_e = 300 \text{ rad/s}$. L'amortissement du système régulé est pris égal à l'unité.

L'application de cette régulation, sa simulation, et des tests de robustesse sont présentés au paragraphe II.4.

II.3 Régulation des variables lentes

En régulant les grandeurs continues I_{e_d} et I_{e_q} , au lieu des grandeurs alternatives i_1, i_2, i_3 , ce sont en fait les puissances Q_e et P_e qui sont contrôlées dans le cas où le système est équilibré.

Il est donc redondant, dans ce cas, de vouloir réguler Q_e par une boucle lente.

Le système n'est donc pas compliqué par une boucle supplémentaire, la chaîne d'action en Q_e prise en compte est donc celle représentée figure 3.34.

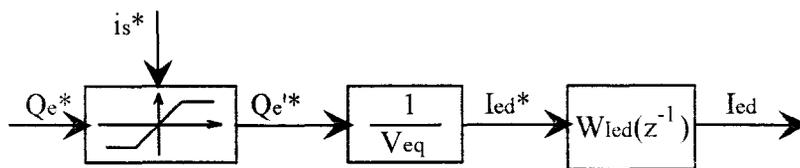


figure 3.34

Par contre, si le système de tensions est déséquilibré, P_e et Q_e ne s'écrivent plus aussi simplement que :

$$P_e = V_{e_q} I_{e_q} \quad \text{et} \quad Q_e = V_{e_q} I_{e_d}$$

I_{e_d} et I_{e_q} ne sont donc plus, respectivement, uniquement l'image des courants réactifs et actifs.

Nous nous contenterons, dans ce cas, de constater les améliorations apportées au système par la régulation de I_{e_d} lors des tests de robustesse.

Pour les raisons précédemment citées, la valeur de P_e , puissance active prélevée au réseau, est intrinséquement contrôlée par la régulation de I_{e_q} .

Le courant continu le serait donc également ($I_s = \sqrt{P_s R_s}$) si le convertisseur était sans pertes et si la résistance de charge avait une valeur fixe quelles que soient les conditions d'utilisation (courant de charge, température, etc ...).

Comme ce n'est évidemment pas le cas, l'asservissement du courant continu est nécessaire. La relation liant le courant de sortie i_s et les courants prélevés à la source est fournie par un bilan de puissance instantanée :

$$V_{e_q} I_{e_q} = L_s i_s \frac{di_s}{dt} + R_s i_s^2 = \frac{1}{2} L_s \frac{di_s^2}{dt} + R_s i_s^2$$

On peut alors constater qu'il est intéressant de réguler i_s^2 plutôt que i_s , la relation devenant dans ce cas linéaire.

La fonction de transfert i_s^2/I_{e_q} s'écrit ainsi :

$$G_{i_s^2}(s) = \frac{V_{e_q}}{R_s + \frac{1}{2} L_s s}$$

Si l'on compare les dynamiques de cette fonction de transfert et de celle, régulée, des courants d'entrée, on s'aperçoit que, dans notre cas précis qui est développé dans le prochain paragraphe, la première est plus rapide que la seconde.

N'est donc pris en compte pour le contrôle de i_s^2 , que la fonction de transfert de la boucle des courants d'entrée et le gain statique de $G_{i_s^2}(s)$.

La fonction de transfert prise en compte pour la régulation du courant de sortie devient ainsi :

$$H_{i_s^2}(z) = W_{i_e}(z) \frac{V_{e_q}}{R_s}$$

La boucle de courant de sortie est donc celle présentée figure 3.35.

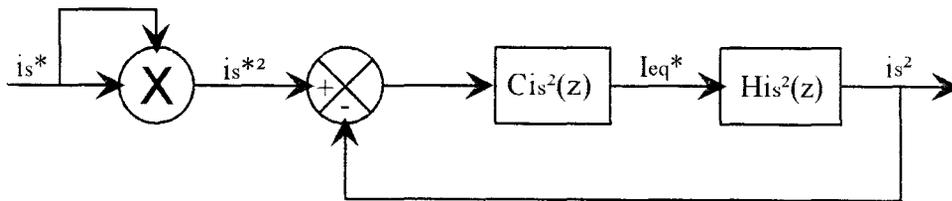


figure 3.35

La régulation du courant continu ne visant qu'à annuler une erreur statique, un correcteur de type P.I. est ici utilisé.

La fréquence d'échantillonnage, f_e , de cette boucle lente est choisie logiquement plus faible et sous multiple de celle des courants d'entrée de manière à asservir le courant de sortie en valeur moyenne.

Si l'on note n le rapport f_e/f_e , la valeur prise en compte par le régulateur sera donc la moyenne du courant de sortie effectuée sur les n valeurs précédentes.

Comme nous l'avons démontré au chapitre précédent, la tension de sortie, et donc le courant puisque le système débite sur une résistance, contient un taux faible, mais existant d'harmonique 6. La moyenne du courant de sortie doit donc s'effectuer sur une période multiple de $1/300$ s si l'on ne veut pas obtenir d'ondulation basse fréquence du courant de sortie.

Nous choisissons donc logiquement $f_e = 300$ Hz puisque c'est la plus grande valeur qui puisse être prise et qu'elle est, de plus, sous multiple de 1200 Hz, valeur de f_e .

La fréquence de coupure de la boucle fermée est toutefois choisie relativement basse de manière à ne pas perturber le fonctionnement de celle contrôlant les variables rapides.

Le correcteur $C_{i_s^2}(z)$ que l'on peut écrire sous la forme :

$$C_{i_s^2}(z) = K_p \left(1 + \frac{K_i}{1 - z^{-1}} \right)$$

est calculé de manière à compenser l'un des deux pôles de $H_{i_s^2}$ (ceux-ci étant identiques puisque l'amortissement choisi pour la boucle des courant d'entrée est égal à l'unité) ce qui fixe la valeur de K_i . Les critères de stabilité qui sont les marges de phase et de gain permettent ensuite d'ajuster la valeur de K_p .

Afin toutefois d'augmenter la dynamique de cette boucle lors d'un échelon de consigne, la sortie de l'intégrateur est, dans ce cas, réinitialisée.

$I_{e_q}^*$ devant se stabiliser autour de la valeur $I_{e_q}^* = \frac{R_s I_s^{*2}}{V_{e_q}}$ en régime permanent, c'est à cette

valeur qu'est logiquement repositionnée la sortie de l'intégrateur dans le cas d'une brusque variation de consigne de I_s .

II.4 Simulation du système régulé

Nous avons défini dans les paragraphes précédents une structure de contrôle du convertisseur. Nous nous attachons ici à simuler le système ainsi obtenu afin d'en vérifier le comportement et la robustesse face à la variation de certains paramètres.

Les coefficients des divers correcteurs mis en oeuvre ne peuvent être calculés qu'une fois le système dimensionné et les valeurs des différents composants passifs associés à la structure définies.

Nous avons déjà choisi dans l'introduction du paragraphe II la fréquence d'échantillonnage (1200 Hz) et celle du filtre d'entrée (~ 177 Hz).

Le système que nous désirons simuler devant correspondre à celui qui va être mis en oeuvre lors de la réalisation expérimentale, nous introduisons ici une contrainte de puissance liée à l'expérimentation en laboratoire.

L'alimentation du montage étant réalisée par le réseau 220/380 V avec 16 A disponibles par phase, la puissance maximale pouvant transiter par le redresseur est prise égale à : $P_{max} = 10 \text{ Kw}$. Désirant démontrer toutes les possibilités de la structure décrites au chapitre I, nous choisissons P_1 , la puissance à partir de laquelle un fonctionnement à facteur de déplacement unitaire est possible, telle que : $P_1 = 15 \% P_{max}$.

Les valeurs de P_{max} , P_1 , et ω_0 étant désormais fixées, l'exemple de dimensionnement donné au paragraphe IV-2 du chapitre 1 est repris, et fournit les valeurs suivantes :

$$C = 75 \mu\text{F}$$

$$L = 10 \text{ mH}$$

$$R_s = 22 \Omega$$

Les résistances de ligne sont estimées à $R = 0.1 \Omega$.

L'évolution des harmoniques contenus dans la tension de sortie du convertisseur présentée au paragraphe I.2.4 nous permet, pour terminer, de choisir la valeur de L_S . Désirant une ondulation maximale de courant continu égale à $\frac{\Delta I_s}{I_s} = 10 \%$, on obtient : $L_S = 70 \text{ mH}$.

Ces divers paramètres nous permettent alors l'application numérique de la régulation présentée précédemment.

II.4.1 Boucle des courants d'entrée

La fonction de transfert en boucle ouverte $\frac{I_e}{I'}(z) = \frac{0.4296 z^{-1} + 0.4284 z^{-2}}{1 - 1.5576 z^{-1} + 0.6065 z^{-2}}$ nous permet, en fonction de l'amortissement et de la dynamique choisie pour le système bouclé ($\zeta = 1$, $\omega_n = 300 \text{ rad/s}$), de définir le correcteur R,S,T :

$$R(z^{-1}) = 0.32 - 1.43 z^{-1} + 1.17 z^{-2}$$

$$S(z^{-1}) = (1 - z^{-1})(1 + 0.5 z^{-1})$$

$$T(z^{-1}) = 0.06$$

Le découplage réalisé entre les grandeurs I_d et I_q est choisi de manière à avoir une fréquence de coupure égale à celle du système bouclé et a pour expression :

$$B'(z^{-1}) = \frac{0.15 - 0.15 z^{-1}}{1 - 0.77 z^{-1}}$$

Afin de comparer les différences de comportement du système en boucle ouverte et en boucle fermée, nous présentons l'allure des composantes I_{e_d} et I_{e_q} ainsi que celle des courants prélevés au réseau dans les deux configurations.

Sont tout d'abord exposées figure 3.36 les réponses à un échelon de consigne en I_{e_d} , puis, figure 3.37, celles à un échelon de consigne en I_{e_q} .

REPONSE DU SYSTEME A UN ECHELON DE CONSIGNE EN I_{eq}

BOUCLE OUVERTE

BOUCLE FERMEE

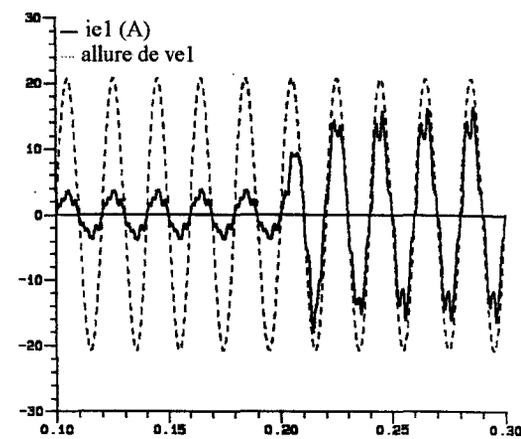
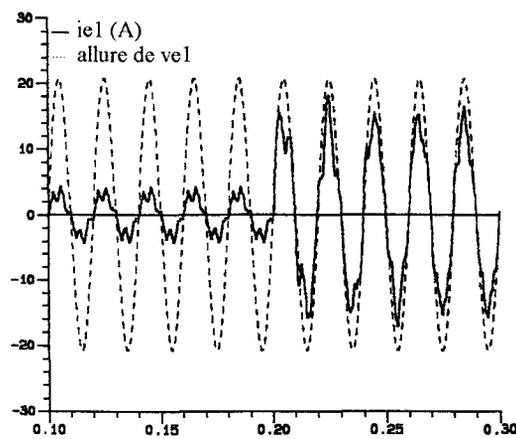
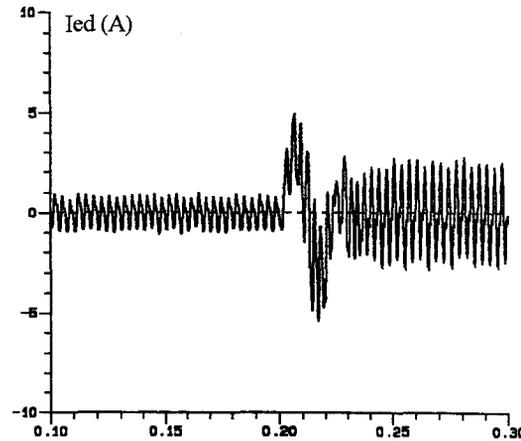
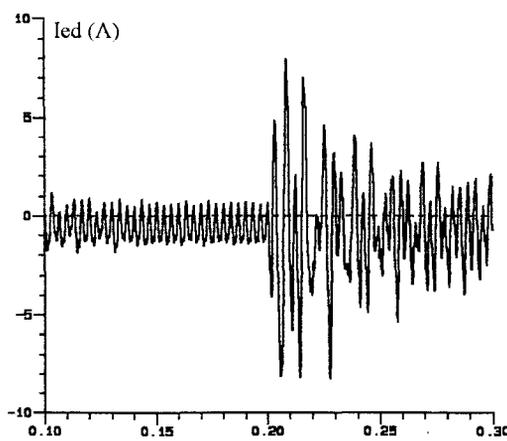
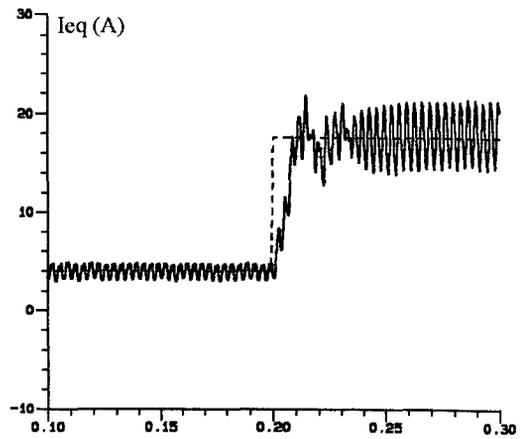
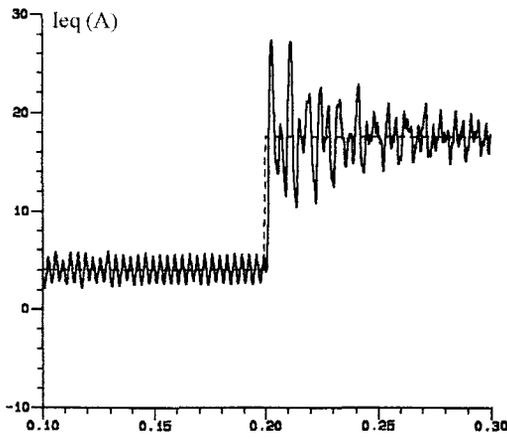


figure 3.36

REPONSE DU SYSTEME A UN ECHELON DE CONSIGNE EN I_{ed}

BOUCLE OUVERTE

BOUCLE FERMEE

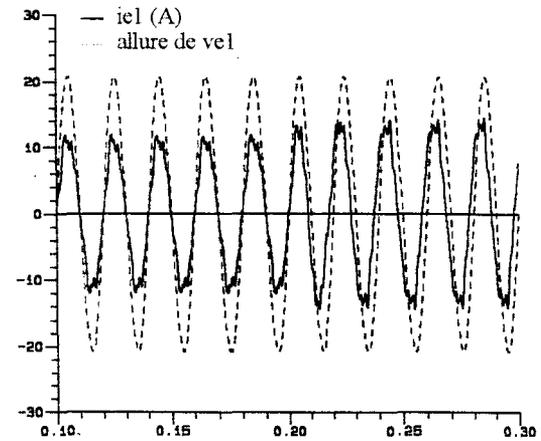
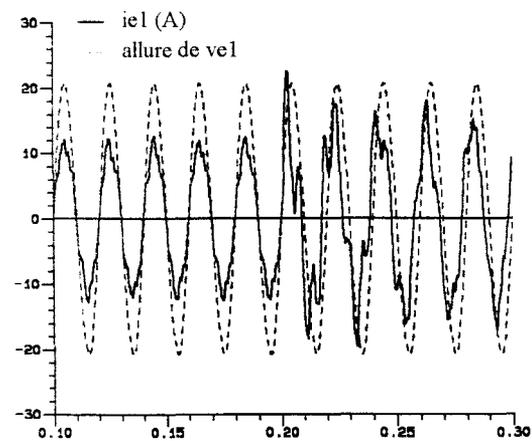
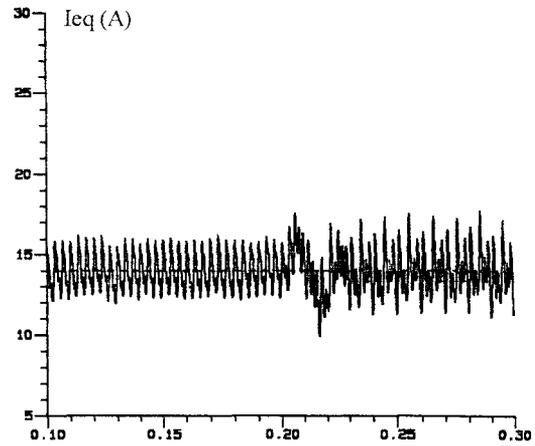
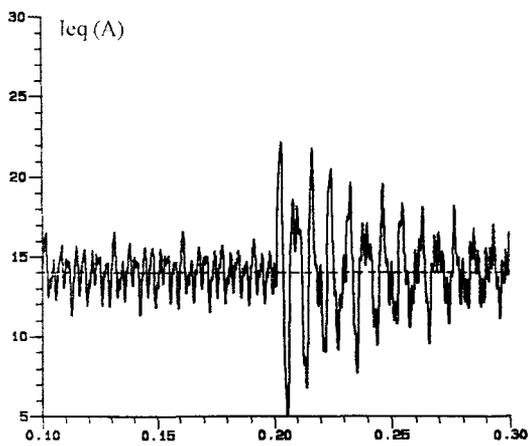
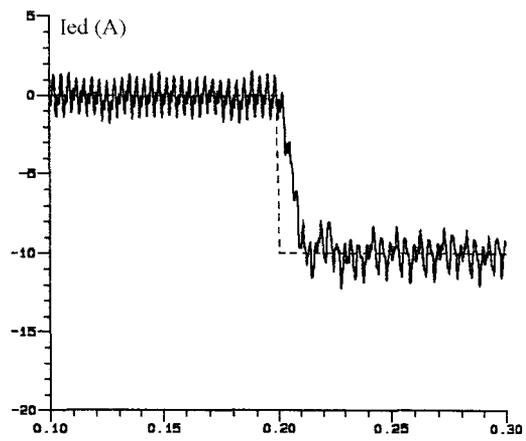
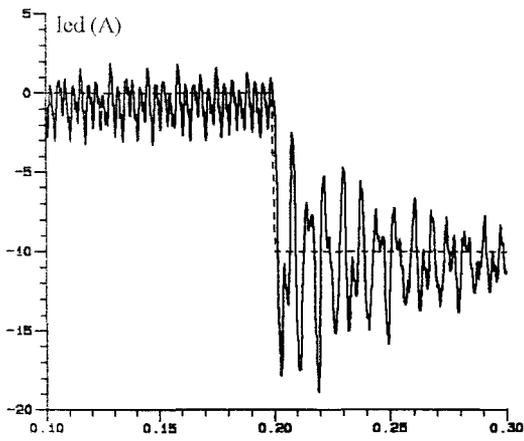


figure 3.37

On peut ainsi constater que le système bouclé est légèrement plus lent que celui en boucle ouverte, la présence d'harmonique 6 dans les composantes I_{e_d} et I_{e_q} nous ayant conduit à en réduire la dynamique ; il est par contre moins oscillant, comme nous le désirions.

On peut également constater l'effet bénéfique du découplage réalisé qui réduit, en effet, considérablement les interactions entre I_{e_d} et I_{e_q} .

II.4.2 Boucle du courant de sortie

Compte tenu de la valeur de T_e (1/300 s) et de l'hypothèse faite sur les dynamiques des différentes boucles (cf paragraphe II - 3), $H_{i_s}^2(z)$ a pour expression :

$$H_{i_s}^2(z) = \frac{7.97z + 2.99}{z^2 - 0.45z + 0.05}$$

Le correcteur de la boucle de courant, de type P.I., devient dans ces conditions :

$$C_{i_s}^2(z) = 0.002 \times \left(1 + \frac{2.72}{1 - z^{-1}}\right)$$

Le modèle du convertisseur utilisé dans les simulations étant quasiment sans pertes, et la résistance de charge étant de valeur fixe, on ne note quasiment pas de différence de comportement du courant continu lorsqu'un échelon de consigne en I_{e_q} ou en I_s est réalisé.

Aucune erreur statique n'est en effet constatée, alors qu'elle apparaîtra dans la réalisation pratique puisque le convertisseur réel est dissipatif.

Ne sont donc présentés figure 3.38 que les résultats obtenus avec le système complètement bouclé.

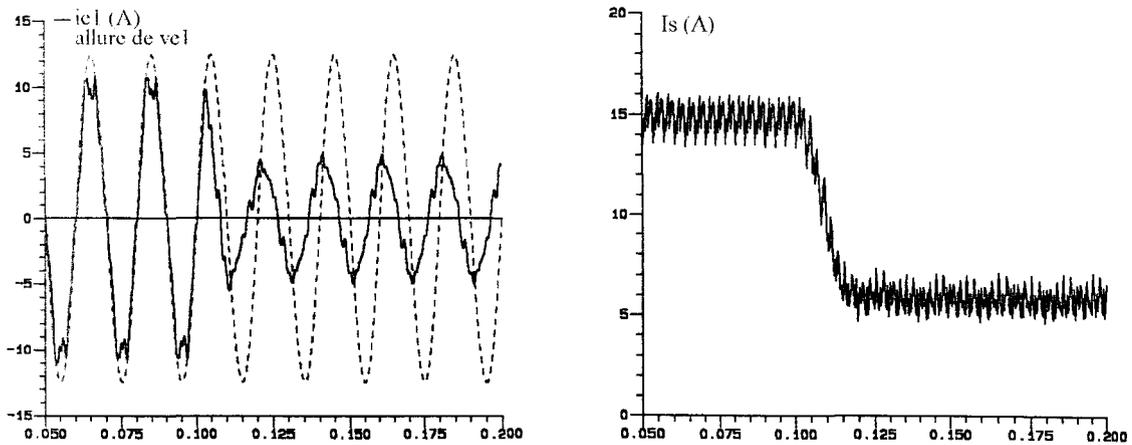


figure 3.38

II.4.3 Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de la régulation face à la variation de la valeur des différents éléments constituant le système, nous avons tout d'abord modifié chaque paramètre de l'entrée indépendamment des autres sur une plage de variation conséquente.

Le système d'entrée a donc été déséquilibré par :

- 1 - une variation de - 50 à + 200 % de l'une des résistances de ligne.
- 2 - une variation de - 40 à + 40 % de la valeur de l'un des condensateurs.
- 3 - une variation de - 40 à + 40 % de la valeur de l'une des inductances.
- 4 - une variation de - 20 à + 20 % de la valeur de l'une des tensions simples.

ceci pour une puissance égale à $P_{\max}/2$ (5 kW) et une consommation de puissance réactive nulle.

Pour chacun de ces différents cas, nous avons relevé le déphasage obtenu entre le courant absorbé et la tension simple de la phase concernée par le déséquilibre, ainsi que le taux de distorsion harmonique de ce même courant en régime permanent.

Nous n'avons présenté que les résultats significatifs ; en effet, la variation de la valeur de la résistance de ligne, par exemple, ne modifie quasiment pas le comportement des deux systèmes (bouclé et ouvert), aucun diagramme n'est donc exposé. La valeur de la résistance prise en compte est faible, et

une augmentation de 200 % ne la porte en fait que de 0,1 à 0,3 Ω . Elle reste donc négligable par rapport à l'impédance présentée par l'inductance (3,14 Ω à 50 Hz).

Dans le cas d'une variation de la valeur de l'un des condensateurs, la modification la plus significative se situe au niveau du déphasage (cf figure 3.39) et l'on constate alors l'amélioration apportée par le bouclage.

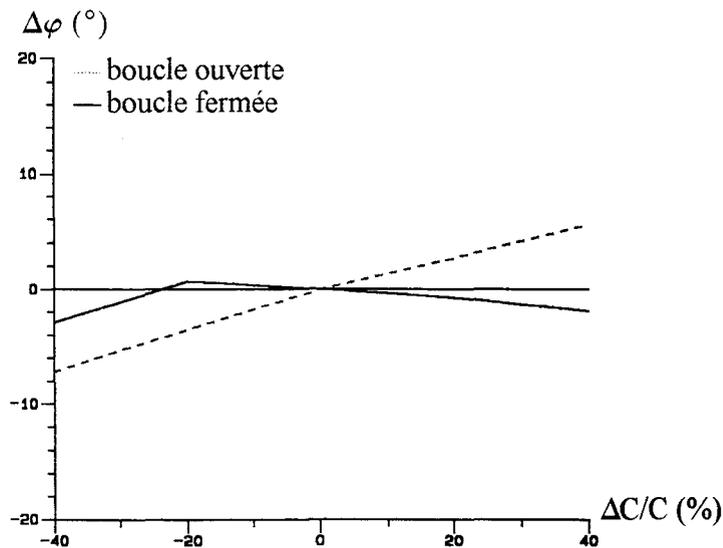


figure 3.39

La variation de la valeur de l'inductance, présentée figure 3.40, n'influe quasiment pas sur la phase du courant, que ce soit en boucle ouverte ou en boucle fermée, par contre le taux de distorsion harmonique se trouve nettement augmenté dans le cas de la boucle ouverte lorsque l'inductance prend une valeur plus faible que celle calculée ; le bouclage a là aussi un effet bénéfique puisqu'il compense dans une certaine mesure l'accentuation des ondulations de I_{e_q} et I_{e_d} due à un filtrage déficient.

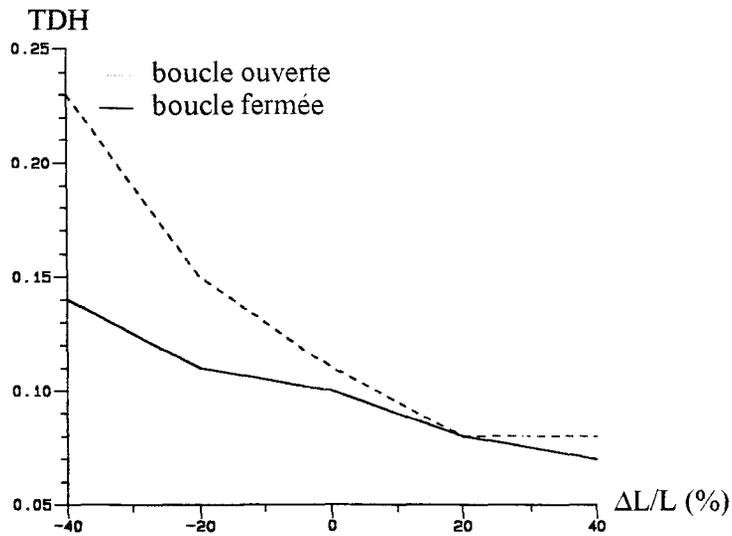


figure 3.40

On constate, au regard de la figure 3.41, que le bouclage n'apporte pas grand chose lorsque la valeur efficace de l'une des tensions simples varie. Le déphasage, quoique minime des courants prélevés à la source, ($\cos \varphi_1$ est toujours supérieur à 0,997) ne peut être annulé. Comme nous l'avons précisé, I_{e_q} et I_{e_d} ne règle plus, dans ce cas, indépendamment les courants actifs et réactifs, d'où ce déphasage. Ce déséquilibre en tension a également pour effet l'obtention d'une puissance fluctuante non nulle qui se traduit par l'apparition d'harmonique 2 dans le courant de sortie.

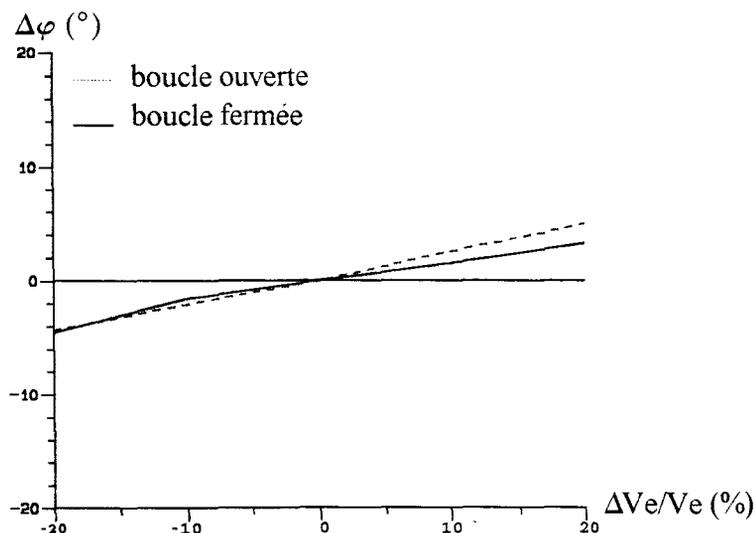


figure 3.41

Toutefois, les résultats sont globalement satisfaisants, surtout si l'on prend en compte le fait que les tensions aux bornes des capacités ne sont pas captées comme c'est le cas pour une régulation avec retour d'état [37][38][39][40].

Afin de tester la robustesse de l'asservissement du courant continu, une brusque variation de la valeur de la charge a été provoquée. La valeur de la résistance de sortie varie ainsi instantanément de 22 à 18 Ω .

On peut alors constater, figure 3.42, que le système est perturbé pendant une durée correspondant à la dynamique, choisie délibérément lente, de la boucle du courant de sortie.

L'augmentation de la dynamique de la boucle réalisée dans le cas d'un échelon de consigne par une réinitialisation de la sortie de l'intégrateur ne peut, en effet, rien face à une variation de charge.

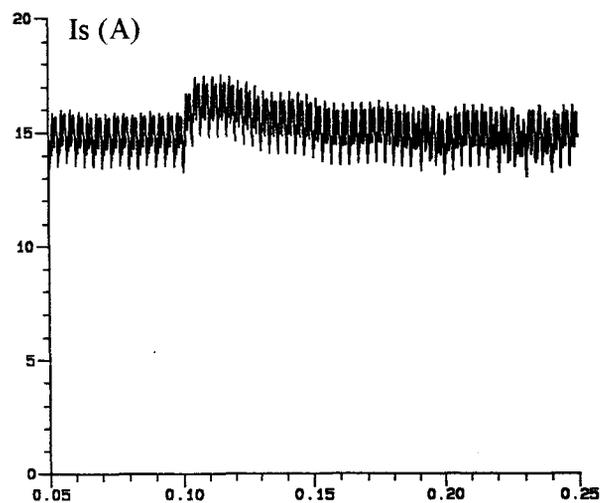


figure 3.42

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord défini, dans une première partie, la loi de découpage M.L.I. que nous utilisons en tant que commande rapprochée du convertisseur. Ceci a été réalisé en analysant les séquences d'interrupteurs qui pouvaient être réalisées afin de répondre à certains critères de qualité.

Pour ce faire, la méthode du vecteur spatial instantané a été utilisée comme outil de synthèse et nous a permis de visualiser graphiquement les effets de la prise en compte d'un temps minimal de conduction des interrupteurs. Intégrant cette contrainte supplémentaire, nous avons abouti à un motif de découpage satisfaisant au mieux nos exigences.

Dans l'étude de la régulation du système, nous avons choisi une structure de contrôle à boucles en cascade. Les courants prélevés au réseau sont ainsi asservis en valeur instantanée à une fréquence d'échantillonnage égale à 1200 Hz alors que le courant continu l'est en valeur moyenne à une fréquence quatre fois plus basse.

Les éléments passifs associés au redresseur de tension ont enfin été dimensionnés pour une puissance transférable par le convertisseur égale à 10 kW. Ceci afin de montrer en simulation le bon comportement du système bouclé ainsi que sa robustesse face aux variations possibles des différents paramètres mis en jeu.

CHAPITRE III

REALISATION EXPERIMENTALE

INTRODUCTION

Afin de valider les résultats de simulation obtenus dans le chapitre précédent, un dispositif expérimental a été réalisé.

Nous présentons, dans un premier temps, le dimensionnement du convertisseur et les moyens utilisés pour en réaliser le contrôle.

Ainsi, la commande étant en majorité gérée par un microcontrôleur, nous en décrivons l'architecture et les différents modules en insistant sur ceux qui sont utilisés.

Après avoir présenté les moyens analogiques de synchronisation de la commande par rapport aux tensions du réseau et de contrôle des commutations, nous décrivons, dans un deuxième temps, le fonctionnement du programme implanté dans le microcontrôleur et ses routines d'interruption.

Ce chapitre se termine par une présentation des résultats expérimentaux obtenus.

I. PRESENTATION DE LA MAQUETTE

I.1 Convertisseur

Le convertisseur de la maquette réalisée pour la vérification expérimentale des résultats obtenus au chapitre II est dimensionné pour une puissance identique à celle du système simulé, soit 10 kW.

Tenant à reproduire le comportement d'une structure de forte puissance, la fréquence d'échantillonnage utilisée pour la commande est conservée faible (1200 Hz) et la même loi de modulation que celle employée lors des simulations est utilisée.

Les valeurs des composants passifs de filtrage associés au redresseur sont donc celles qui ont été calculées au chapitre précédent, soit :

$$L = 10 \text{ mH} \quad C = 75 \text{ } \mu\text{F (Y)} \quad L_s = 70 \text{ mH}$$

Les inductances sont de type inductance de lissage, conçues pour filtrer les basses fréquences ; les condensateurs, de technologie polypropylène, sont connectés en triangle pour des raisons de coût et d'encombrement (leur valeur effective est donc : 25 μF).

Le convertisseur débite sur un rhéostat de charge, dont la valeur est fixée à 22 Ω .

Les interrupteurs, choisis pour leur facilité de commande, sont des IGBT mis en série avec des diodes. Dans nos conditions d'utilisation, ils ne requièrent pas de protection particulière [41], surtout si l'on considère la faible fréquence de découpage utilisée.

I.2 Commande

Les rôles de microcalculateur de processus (MCP) et d'automate de commande rapprochée (ACR) sont confiés à un microcontrôleur : le MC68HC16Z1 de Motorola, dont nous décrivons l'architecture et les modules utilisés au paragraphe II.2.

Le bloc de contrôle des commutations (BCC) est réalisé en technologie analogique, il assure un léger chevauchement des commandes à la fermeture des interrupteurs, empêchant ainsi l'ouverture de la source de courant continu. Le BCC sert également d'interface entre le microcontrôleur et le

convertisseur puisque des optocoupleurs assurent l'isolement galvanique entre la partie commande et les drivers des composants de puissance.

Le calage de la commande par rapport aux tensions du réseau est réalisé par une détection du passage par zéro de l'une des tensions simples du système direct alimentant le montage. L'architecture globale du système est donc celle représentée figure 4.1

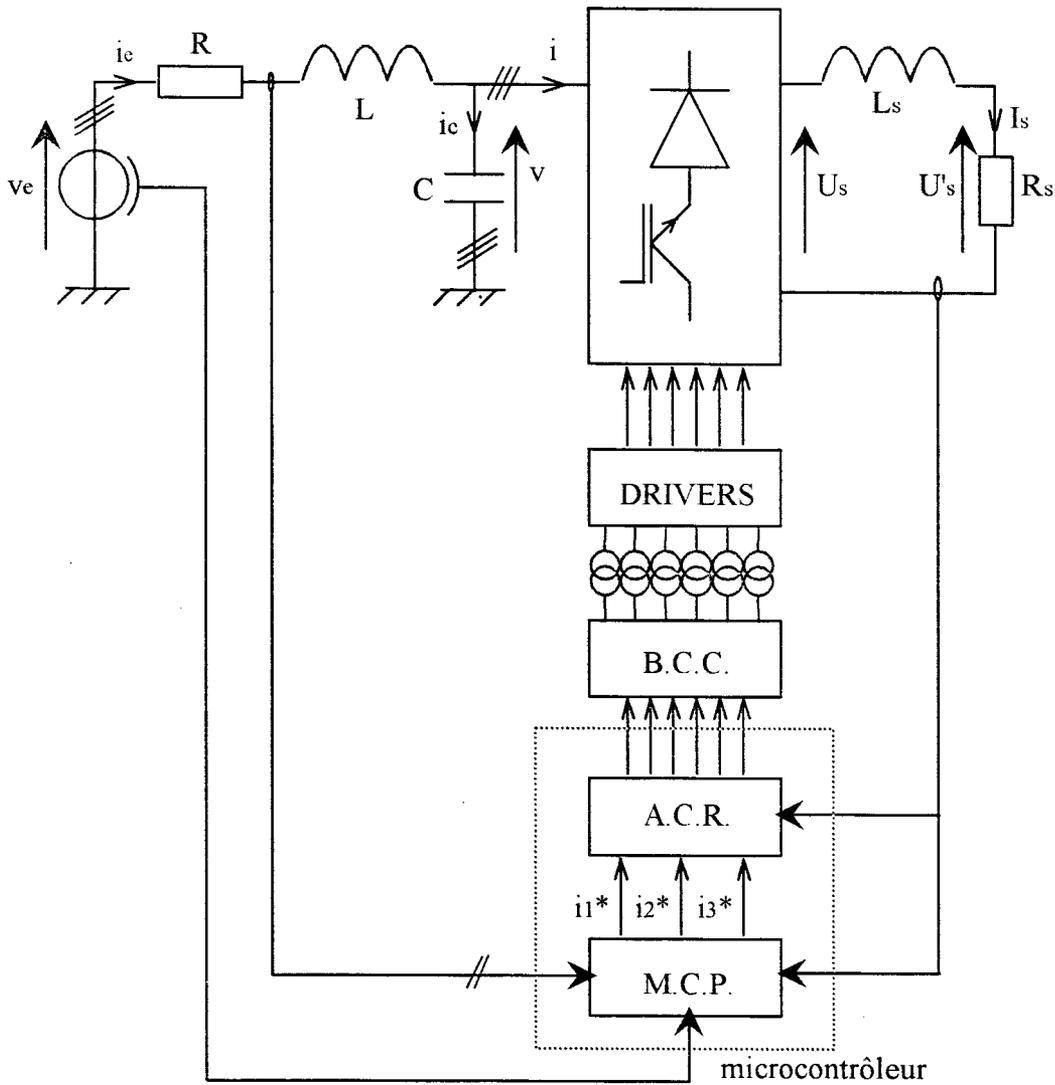


figure 4.1

II. REALISATION DE LA COMMANDE

II.1 Synchronisation

La synchronisation de la commande du système par rapport aux tensions du réseau se fait à deux niveaux : le premier est un calage sur la fréquence du réseau réalisé par une détection du passage par zéro d'une tension simple, le second est réalisé à l'aide du premier et d'une boucle à verrouillage de phase utilisée comme multiplieur de fréquence pour le calage de la période de découpage.

Deux signaux de synchronisation sont donc fournis au microcontrôleur, comme le montre la figure 4.2 :

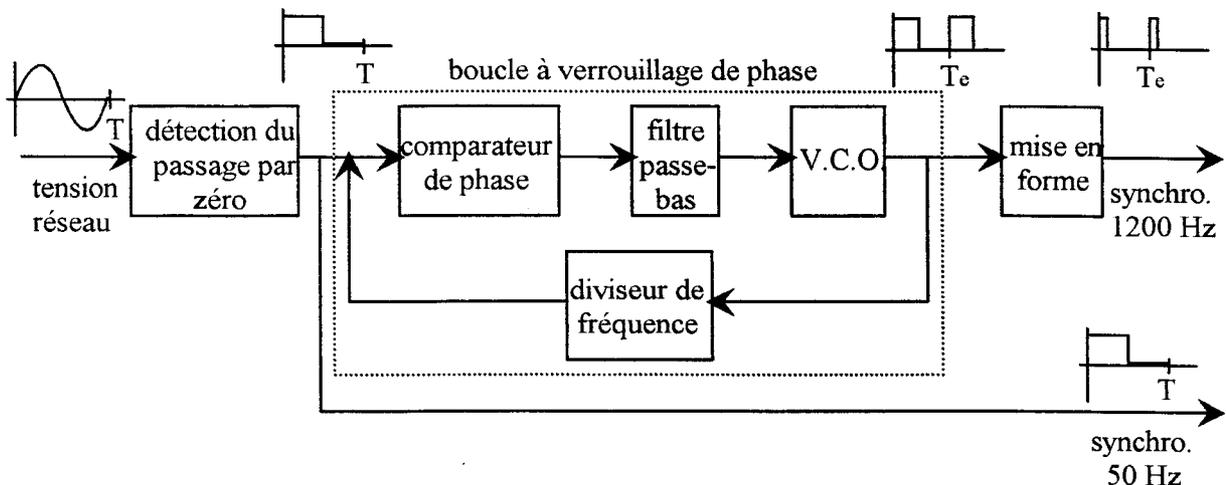


figure 4.2

II.2 Architecture du microcontrôleur

Le 68HC16 de Motorola est un microcontrôleur 16 bits fonctionnant à une fréquence d'horloge égale à 16,8 MHz, il peut être subdivisé en sept modules élémentaires :

- le bus de données inter-module (IMB)
- le microprocesseur (CPU)

Celle-ci comporte deux accumulateurs et trois registres 16 bits, et supporte des opérations sur 8, 16 et 32 bits ; elle contient deux méga-octets de mémoire dont la première moitié est

utilisable pour la programmation, et la seconde pour les données. Le CPU comporte, de plus, un accumulateur 36 bits permettant la multiplication de mots de 16 bits entre eux.

- le bloc de contrôle de l'ensemble des modules (SIM) : il supervise l'initialisation, la configuration de tous les modules et gère les bus de données externes.

- un convertisseur analogique-numérique (ADC)

Sa résolution peut être choisie sur 8 ou 10 bits, une conversion de 8 bits étant réalisée en 8 microsecondes. Il peut gérer huit entrées dont les conversions peuvent être choisies de manière continue ou séquencée.

- un port série (QSM).

- une unité de mémoire RAM à accès rapide (SRAM).

- un timer indépendant (GPT).

Pour le développement de notre prototype, nous utilisons les quatre modules incontournables que sont le CPU, le SIM, l'IMB et la SRAM, auxquels viennent s'ajouter l'ADC pour la capture des grandeurs à contrôler et la synchronisation à 50 Hz, et le GPT pour la gestion des temps de conduction des interrupteurs.

Ceci est représenté figure 4.3 :

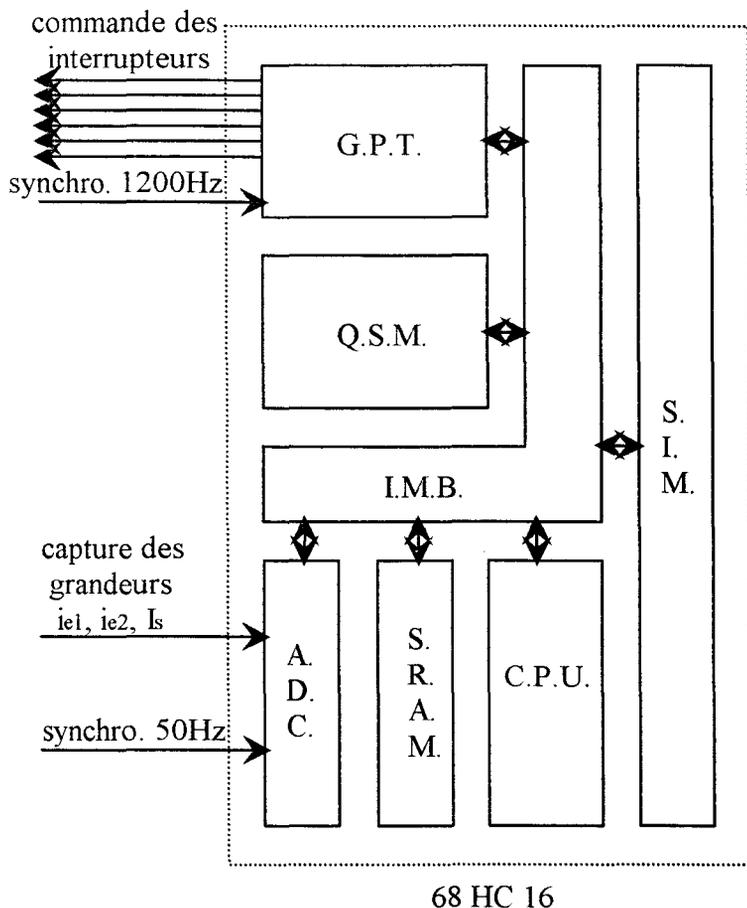


figure 4.3

II.3 Architecture du programme

Le programme gérant la commande du système se décompose en trois parties :

- un programme principal assurant, l'initialisation du microcontrôleur et des différentes variables utilisées, la capture des grandeurs à contrôler, le calcul des références des courants que doit absorber le redresseur, la détermination des états des interrupteurs et leurs temps de conduction.
- un programme d'interruption périodique (1200 Hz), calé par rapport aux tensions du réseau, assurant un découpage à fréquence fixe.
- un programme d'interruption de plus faible priorité que le précédent chargé de transmettre en temps réel les configurations d'interrupteurs au convertisseur.

II.3.1 Le programme principal

Nous développons dans cette partie chaque bloc du schéma fonctionnel du programme principal, représenté figure 4.4, en décrivant les modules du microcontrôleur qui sont utilisés :

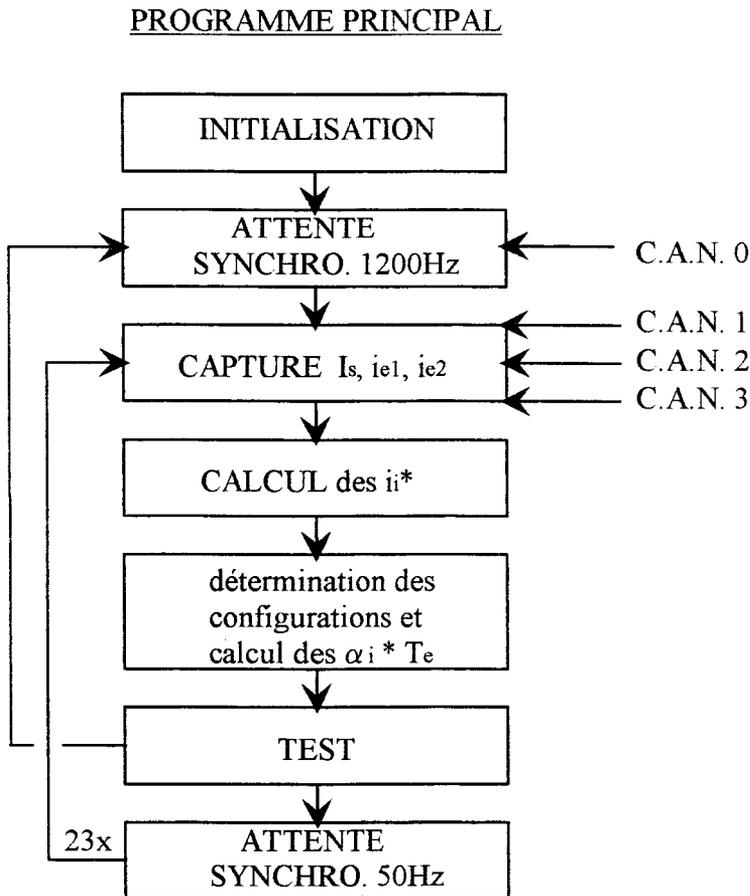


figure 4.4

La première étape du programme est constituée de l'initialisation des modules et des variables du programme. Notre choix s'étant porté sur une commande en (d, q), il est nécessaire de connaître, à chaque période d'échantillonnage, la valeur de $\sin\omega t$ et $\cos\omega t$. Pour ce faire, une table de ces fonctions trigonométriques peut être placée en mémoire. En effet, une synchronisation à 50 Hz étant effectuée par rapport aux tensions du réseau, l'incrémentatation d'un compteur à chaque période d'échantillonnage permet de récupérer les valeurs de $\cos\omega t$ et $\sin\omega t$ par un adressage indexé adéquat. On évite ainsi la capture, qui nécessite un important temps de calcul, de deux grandeurs supplémentaires.

Une fois toutes les initialisations réalisées, la deuxième étape consiste en une attente du signal de détection de passage à zéro de la tension ; ceci est réalisé par une boucle de lecture du registre résultat, du convertisseur analogique-numérique (CAN), qui est répétée jusqu'à l'obtention de la valeur attestant d'un changement de signe de la tension.

La capture des grandeurs électriques i_{c1} , i_{c2} , I_s peut ensuite avoir lieu, également par lecture des registres résultat correspondants du CAN, et être suivi du calcul des références des courants i_1^* que le redresseur doit absorber.

Ce calcul de référence n'est pas exactement identique à celui réalisé lors des simulations. En effet, si les valeurs des différentes variables utilisées pour la régulation du système peuvent varier sur une plage importante dans le programme de simulation, elles sont par contre limitées aux 16 bits du microcontrôleur dans l'application pratique. Il faut donc, pour cette raison, introduire des extremums pour borner chaque variable.

En fonction de la valeur des i_1^* , la position du vecteur spatial instantané de référence \underline{i}^* est déterminée.

Pour cela, deux variables, x_1 et x_2 , sont calculées :

$$x_1 = i_\alpha + \sqrt{3} i_\beta$$

$$x_2 = i_\alpha - \sqrt{3} i_\beta$$

En fonction de leurs signes respectifs et de celui de i_α , le secteur dans lequel est localisé \underline{i}^* est identifié comme le montre la figure 4.5 :

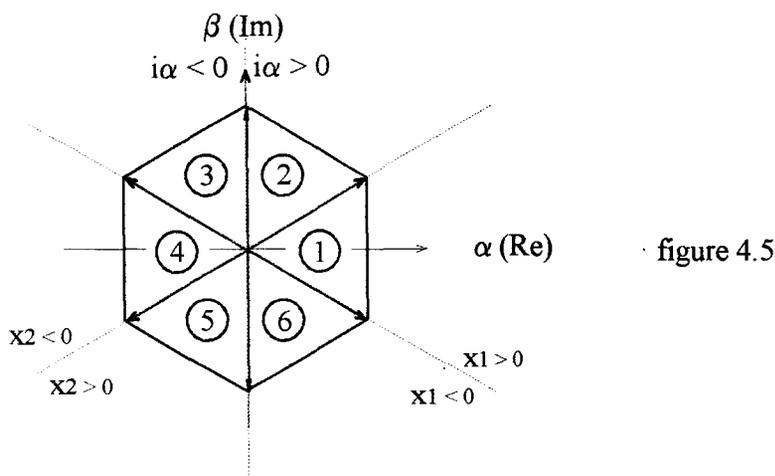


figure 4.5

De la position courante de \underline{i}^* et de celle qu'il occupait à la période d'échantillonnage précédente sont déduites les trois (au maximum) configurations d'interrupteurs qui vont être utilisées au cours de la période d'échantillonnage suivante.

Les temps de conduction qui leur sont associés sont calculés à partir de la valeur des i_i^* et de celle du courant continu I_S .

L'étape suivante consiste en une nouvelle attente : celle du signal de synchronisation à 1200 Hz.

Ces étapes de capture des grandeurs électriques, de calcul et d'attente du signal 1200 Hz sont répétées 24 fois, avant d'attendre à nouveau le signal de synchronisation à 50 Hz.

II.3.2 Les routines d'interruption

Deux routines d'interruption sont utilisées dans la commande du système, chacune ayant un niveau de priorité différent.

La première, de priorité élevée, est exécutée lorsqu'un pulse de synchronisation de période 1/1200s issu de la boucle à verrouillage de phase apparaît sur l'entrée de l'accumulateur de pulse du GPT.

C'est en effet l'un des moyens de générer une interruption extérieure avec le 68HC16, il y en a d'autres, mais ce choix est justifié par le fait que la gestion de la commande des interrupteurs a entièrement été confiée au GPT.

Lors du traitement de cette interruption, les mots de 8 bits, calculés au préalable par le programme principal, correspondant à la configuration d'interrupteurs à mettre en oeuvre et à la durée de conduction de ce premier état, sont récupérés ; le premier octet est transmis au port parallèle du GPT (celui-ci est relié au bloc de contrôle des commutations), le second est chargé dans le compteur de l'accumulateur de pulses.

Ce compteur 8 bits incrémente sa valeur à chaque période d'une horloge, indépendante de celle du microprocesseur, dont la fréquence peut être ajustée. A chaque fois que la valeur du compteur passe de FF à 00, une interruption peut être générée si elle est autorisée.

Celle-ci, choisie de priorité basse, apparaît donc lorsque le temps de conduction alloué à une certaine configuration d'interrupteurs est terminé. Un test est alors effectué de manière à connaître l'état courant de conduction (1ère ou 2ème période de conduction des 3 au plus que compte une période d'échantillonnage) et la deuxième ou troisième configuration d'interrupteurs passants, ainsi que le

deuxième ou troisième temps de conduction, sont transmis respectivement au port de sortie du GPT et au compteur.

Ces deux routines d'interruption sont représentées par leur schéma fonctionnel respectif sur la figure 4.6 :

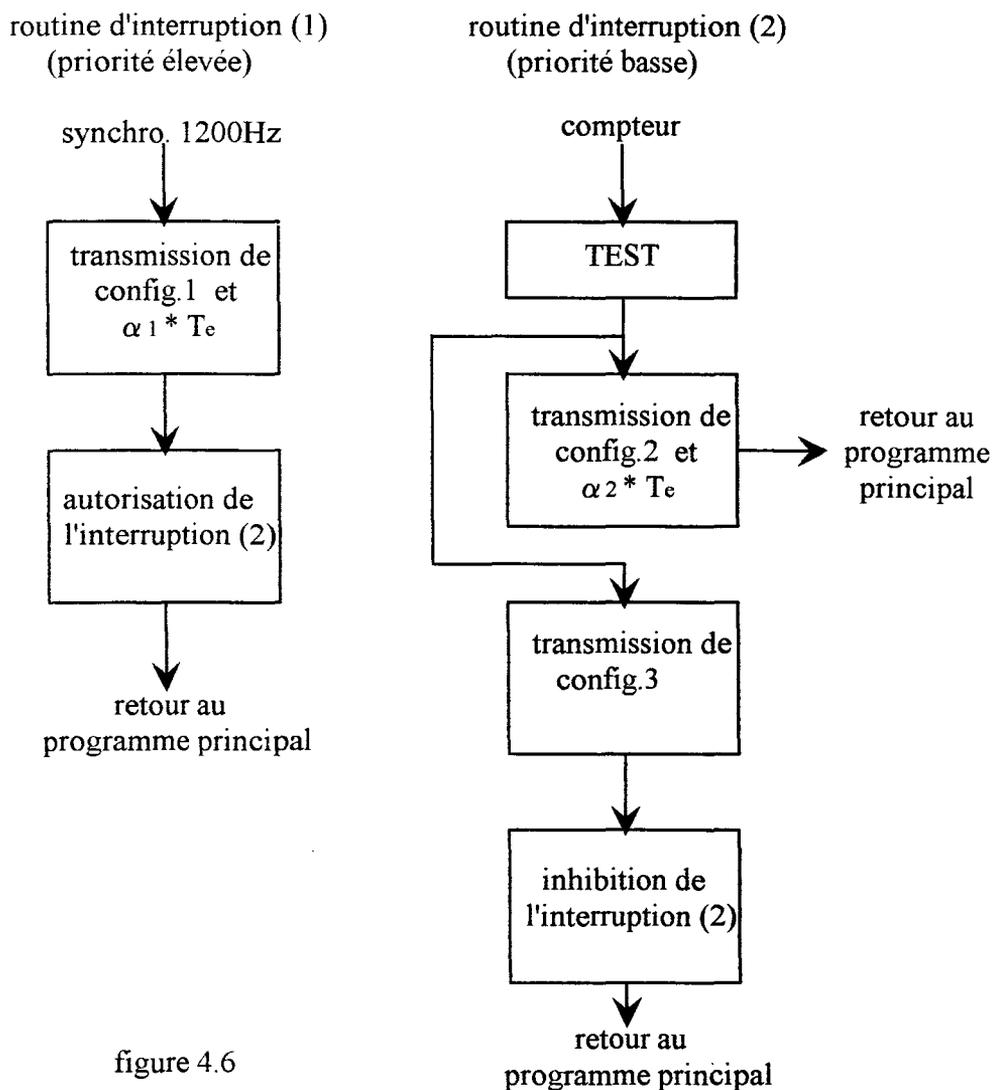


figure 4.6

En fait, le troisième temps de conduction n'a pas besoin d'être transmis au compteur puisqu'il se termine à la fin de la période d'échantillonnage. Il prendra donc fin lorsque l'interruption de priorité élevée apparaîtra à nouveau.

Afin de visualiser le fonctionnement du programme, nous avons représenté son chronogramme figure 4.7 :

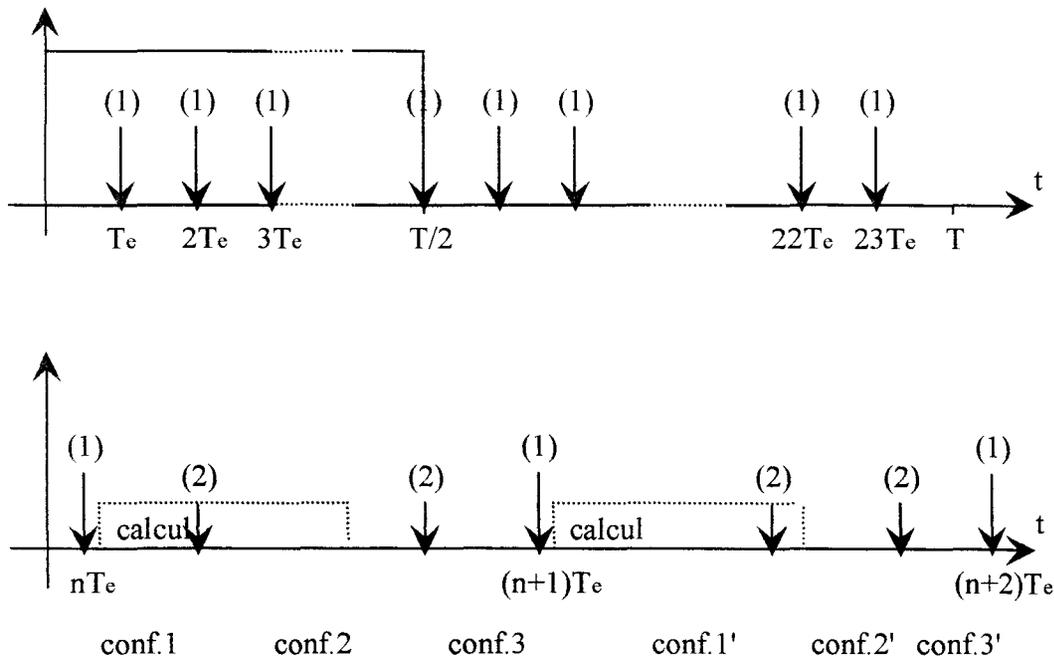


figure 4.7

Tenant toujours à reproduire le fonctionnement d'une structure de forte puissance, nous avons considéré des temps minimaux de conduction relativement importants pour les interrupteurs bien que ceux-ci soient des IGBT.

Ainsi, tous les instants de conduction inférieurs à $40 \mu s$ sont supprimés en adoptant la méthode présentée figure 4.8 :

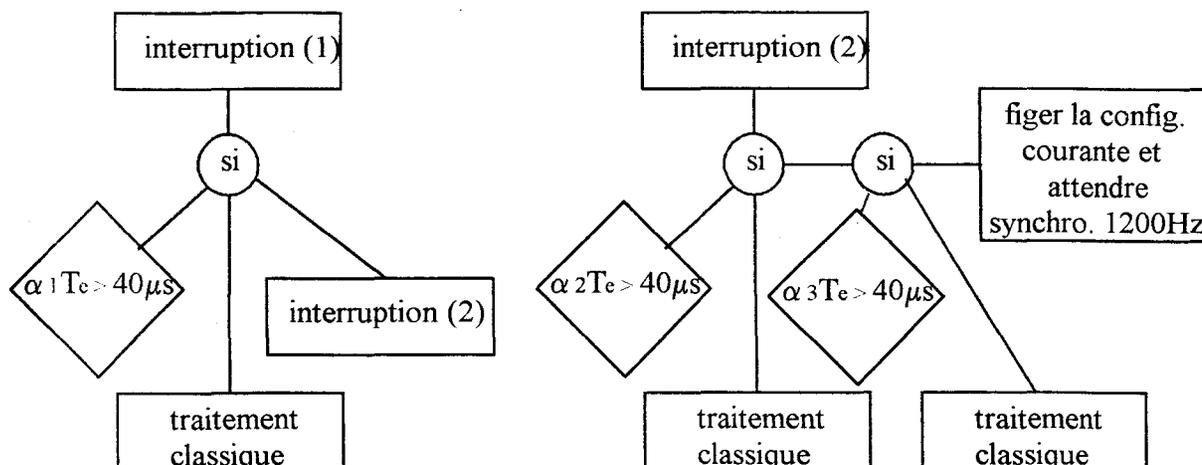


figure 4.8

III. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Nous présentons, dans ce paragraphe, les résultats expérimentaux obtenus avec la maquette précédemment décrite, les tensions d'alimentation du montage ont pour valeur efficace 90 Volts entre phases. Dans cette configuration, compte tenu de la valeur des éléments réactifs associés au convertisseur et de celle de la charge, l'ensemble des points de fonctionnement théoriquement réalisable est représenté figure 4.9 :

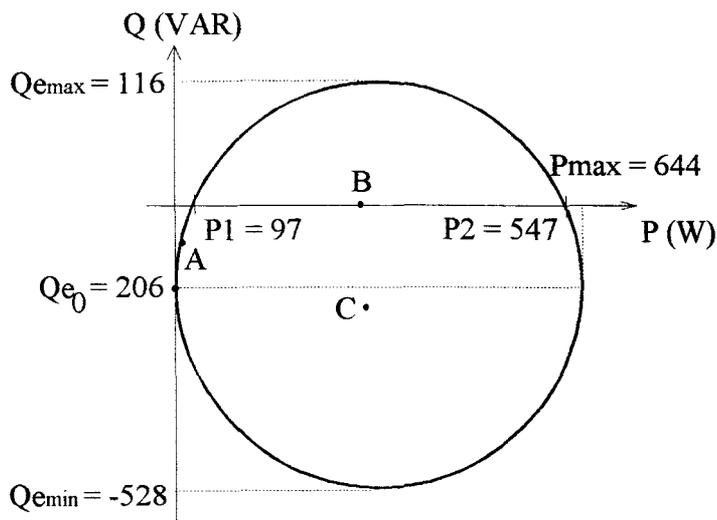


figure 4.9

Sur cette même figure, ont été notés A, B et C, les points de fonctionnement auxquels les oscillogrammes, représentés respectivement sur les figures 4.10, 4.11 et 4.12, ont été réalisés.

Le point A correspond à un fonctionnement à $P < P_1$ où la consommation de puissance active ne peut que s'accompagner d'une création de puissance réactive, le point B représente un fonctionnement à facteur de déplacement unitaire et le point C allie les fonctionnements en redresseur et en compensateur de puissance réactive.

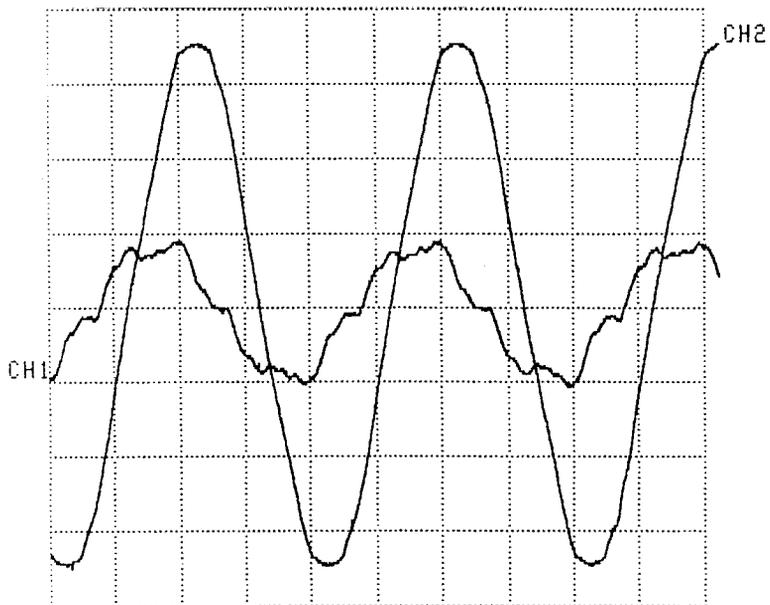


figure 4.10 a
- i_{e1} : 1A/div.
- allure de v_{e1}
t : 5ms/div.

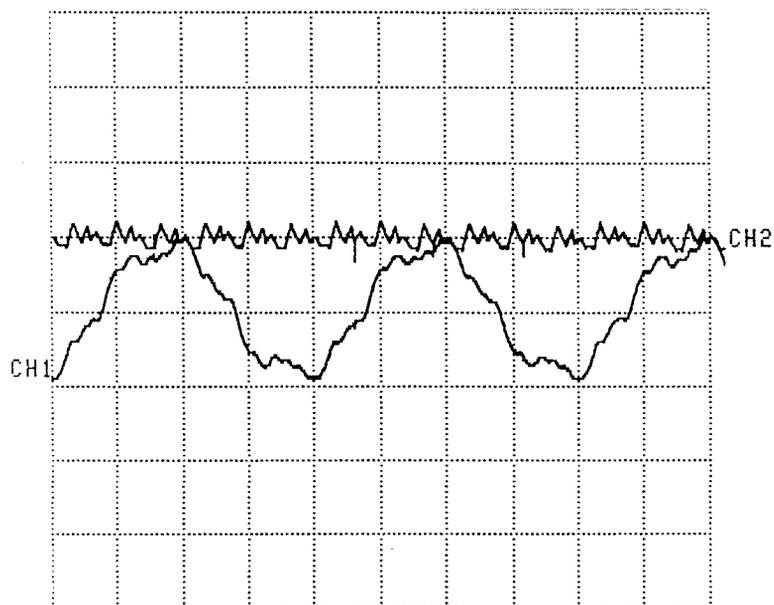


figure 4.10 b
- i_{e1} : 1A/div.
- I_s : 1A/div.
t : 5ms/div.

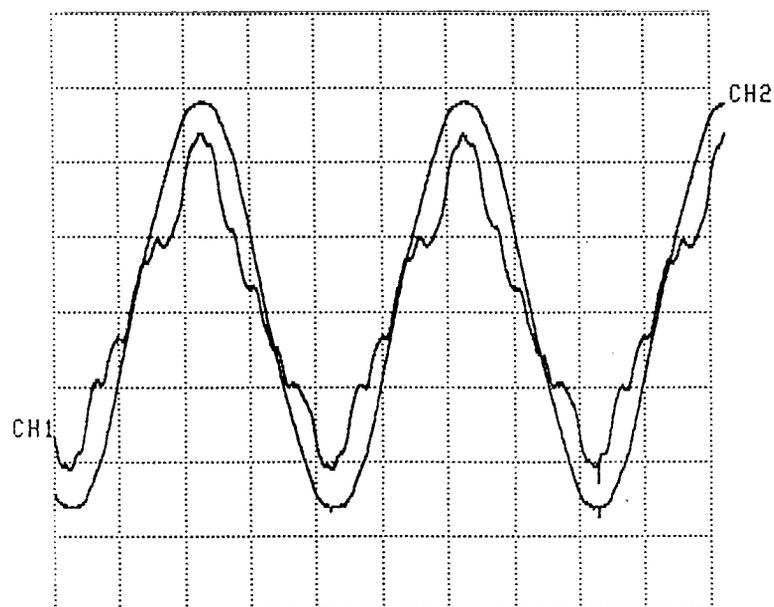


figure 4.11 a
- i_{e1} : 1A/div.
- allure de v_{e1}
t : 5ms/div.

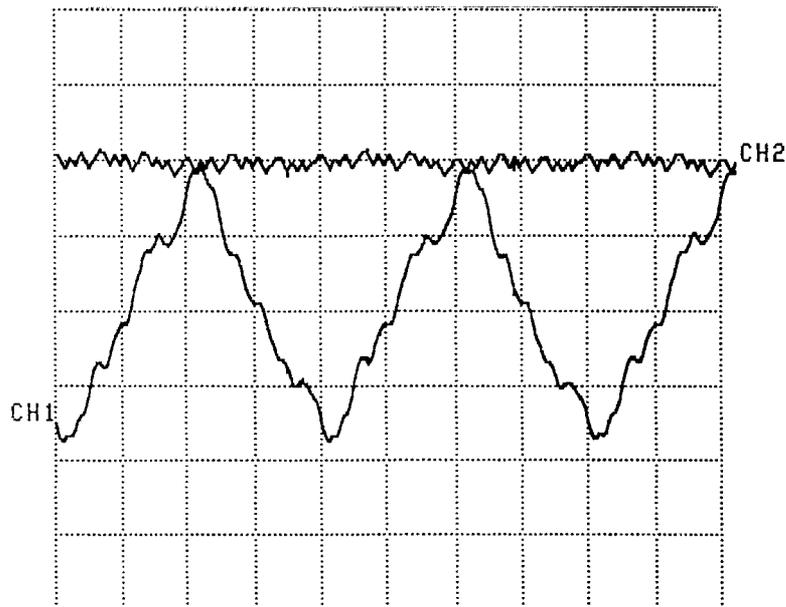


figure 4.11 b
- i_{e1} : 1A/div.
- I_s : 1A/div.
t : 5ms/div.

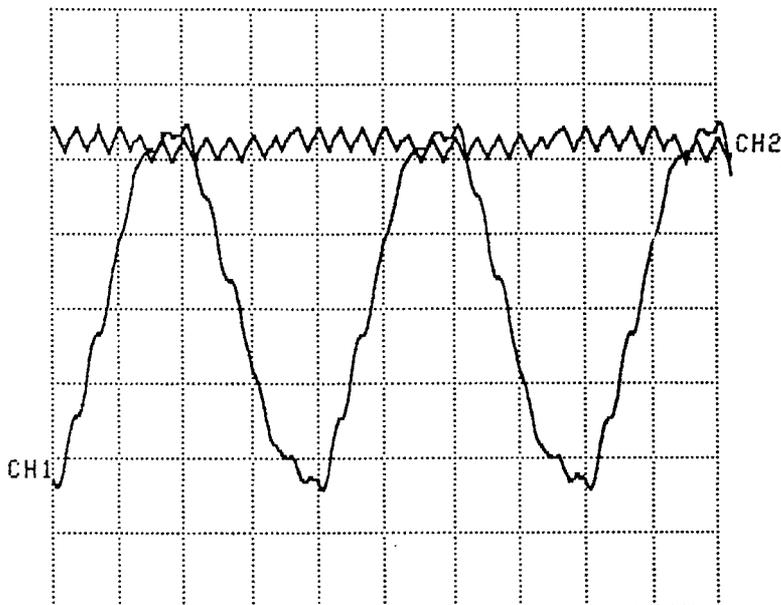


figure 4.12
- i_{e1} : 1A/div.
- I_s : 1A/div.
t : 5ms/div.

Le système fonctionnant en boucle ouverte, des erreurs statiques sont constatées et les points A, B et C réalisés ne sont pas exactement ceux pour lesquels les consignes ont été calculées. On peut cependant remarquer que les trois modes de fonctionnement sont validés, et constater la qualité obtenue pour le courant continu dans les trois configurations.

Le motif de découpage généré par le microcontrôleur est représenté figure 4.13 ; on peut en constater la totale adéquation avec celui obtenu par simulation dans le paragraphe I.2.4 du chapitre II.

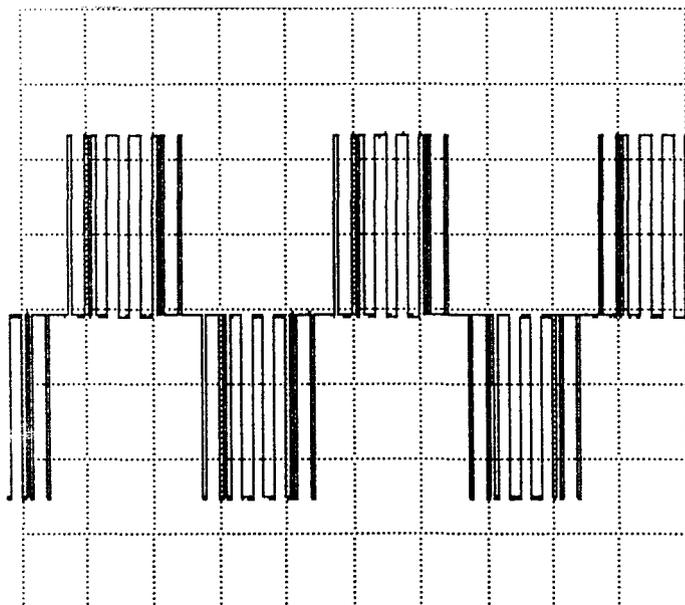


figure 4.13
Cde T1 - Cde T4
t : 5ms/div.

L'analyse harmonique des courants absorbés par le redresseur et celle du courant de sortie représentées respectivement figures 4.14 et 4.15 montrent bien des résultats correspondant à ce qui avait déterminé notre choix de la loi de découpage : les harmoniques 5 et 7 générés par le redresseur sont relativement faibles alors que les harmoniques 11 et 13 sont plus proéminents ; on retrouve donc en sortie un harmonique 6 quasi inexistant et un harmonique 12 plus important.

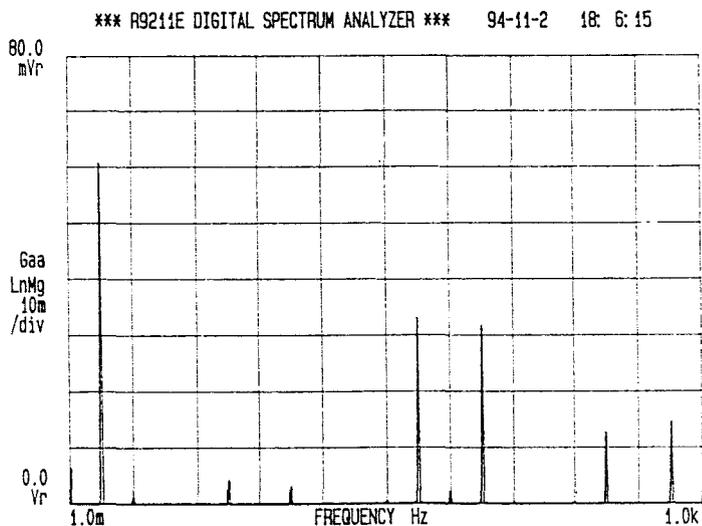


figure 4.14
analyse harmonique
de i_l (0.2A/div.)

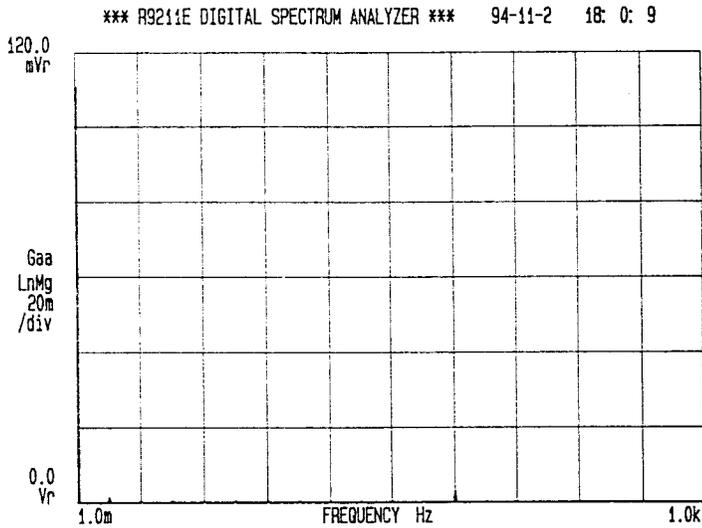


figure 4.15a
analyse harmonique
de Is (0.4A/div.)

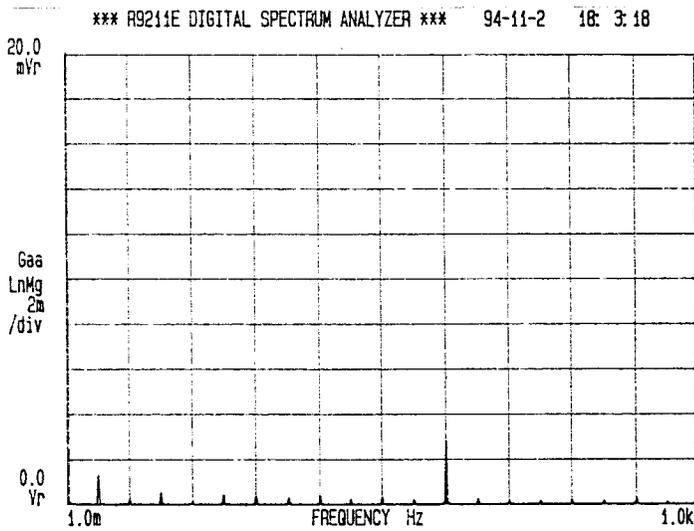


figure 4.15b
analyse harmonique
de Is (0.04A/div.)

L'analyse harmonique des courants prélevés au réseau atteste d'une bonne qualité des formes d'onde obtenues, comme le montre la figure 4.16, l'harmonique 5 n'est pas amplifiée par le filtre LC, et les harmoniques 11 et 13 générés par le redresseur sont très nettement atténués.

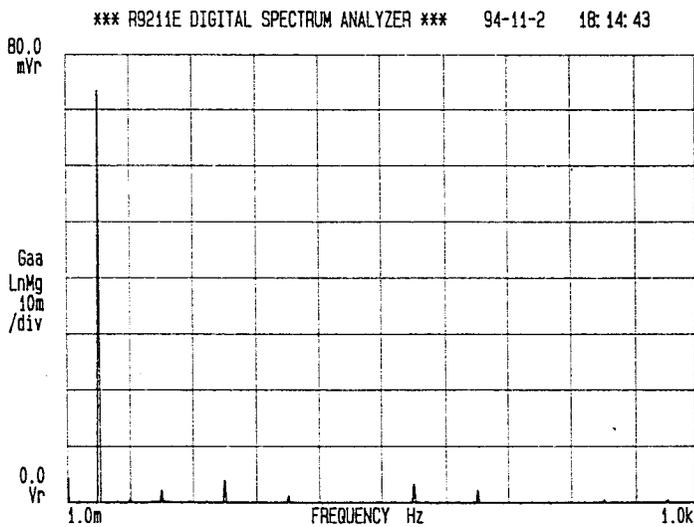


figure 4.16
analyse harmonique
de ie1 (0.2A/div.)

IV. REMARQUE SUR LE CALAGE DE L'ECHANTILLONNAGE

Lors de la synthèse des lois de commande en M.L.I., décrite au chapitre II, nous sommes arrivés à la conclusion de l'importance du calage de la période d'échantillonnage par rapport à l'hexagone des courants absorbés par le redresseur. Ceux-ci ont une phase δ par rapport aux tensions du réseau variable en fonction du point de fonctionnement considéré. L'échantillonnage étant réalisé à 1200 Hz, une période correspond à 15° électriques à 50 Hz. En se calant par rapport au réseau, on fait donc une erreur par rapport à la méthode développée d'au plus $7,5^\circ$, comme le montre la figure 4.17 :

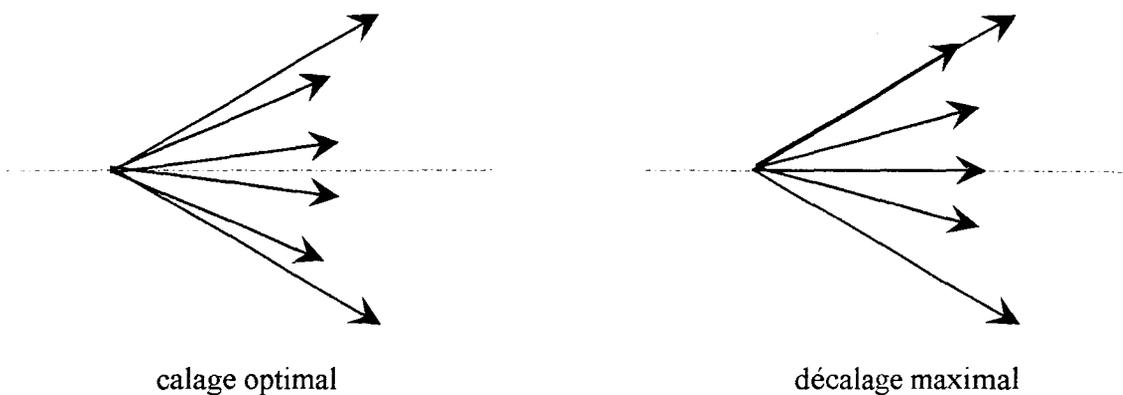


figure 4.17

Dans ce cas, il y a toujours symétrie de glissement des ondes de courants absorbées au réseau, et celles-ci sont dépourvues d'harmoniques pairs, mais la symétrie par demi-alternance n'est plus obtenue.

Ceci est d'autant plus gênant que la fréquence d'échantillonnages est faible et il faut envisager, dans ce cas, un calage de l'échantillonnage variable en fonction des points de fonctionnement réalisés.

En reprenant les expressions des courants prélevés au réseau et de ceux absorbés par le convertisseur établies au paragraphe III.2.1 du chapitre I, la phase δ de ces derniers par rapport aux tensions du réseau correspondantes peut être écrite en fonction des grandeurs de consigne (Q_e^* , I_s^*) :

$$\delta = \text{Arctan} \left(\frac{Q_e^* - Q_{e0}}{R_s I_s^{*2}} \right)$$

En notant n le nombre de vecteurs de référence à réaliser dans un secteur de l'hexagone, la stratégie de calage est alors différente selon la parité de n .

Dans le cas où n est impair, le calage optimal est représenté figure 4.18, la médiane d'un secteur correspondant à la crête de l'une des alternances de l'un des courants de référence i_i^* , on constate qu'il est intéressant de réaliser le calage variable de l'échantillonnage par rapport à la crête de l'une des tensions simples du réseau.

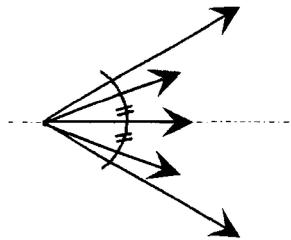


figure 4.18

Le décalage des impulsions de synchronisation à la fréquence d'échantillonnage doit alors avoir pour valeur (60° étant l'angle électrique à la pulsation du réseau que couvre un secteur de l'hexagone) :

$$\delta'^{\circ} = \text{Reste} \left(\frac{\delta^{\circ}}{60^{\circ} / n} \right) \quad \text{dans le cas où } \delta \text{ est positif}$$

et

$$\delta''^{\circ} = \frac{60^{\circ}}{n} + \text{Reste} \left(\frac{\delta^{\circ}}{60^{\circ} / n} \right) \quad \text{dans le cas où } \delta \text{ est négatif}$$

Pour mettre en évidence ceci, nous avons représenté figure 4.19 le décalage des impulsions de synchronisation de l'échantillonnage qui doit être effectué par rapport à la détection de la valeur crête de la tension :

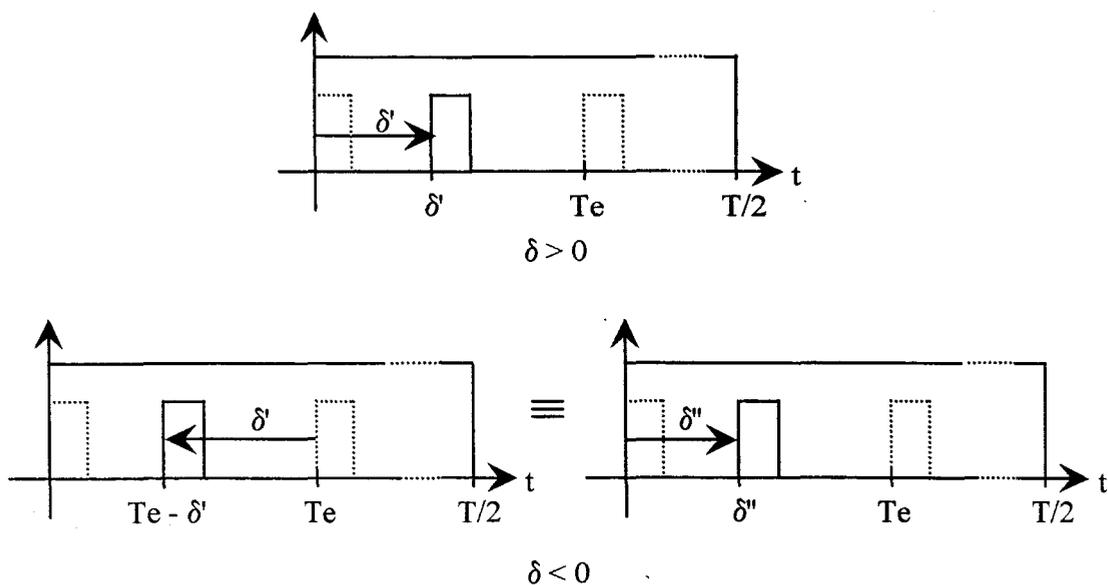


figure 4.19

Si n est pair, on s'aperçoit, au regard de la figure 4.17, que même si les hexagones des tensions du réseau et des courants absorbés par le redresseur coïncident, le calage de l'échantillonnage doit être déphasé d'un angle électrique correspondant à $\frac{60^\circ}{2n}$ à 50 Hz.

Le décalage des impulsions de synchronisation a donc cette fois pour valeur :

$$\delta'' = \text{Reste} \left(\frac{\delta^\circ}{60^\circ/n} \right) + \frac{60^\circ}{2n} \quad \text{si} \quad -\frac{60^\circ}{2n} \leq \text{Reste} \left(\frac{\delta^\circ}{60^\circ/n} \right) \leq \frac{60^\circ}{2n}$$

$$\delta'' = \frac{60^\circ}{n} + \text{Reste} \left(\frac{\delta^\circ}{60^\circ/n} \right) + \frac{60^\circ}{2n} \quad \text{si} \quad \text{Reste} \left(\frac{\delta^\circ}{60^\circ/n} \right) < -\frac{60^\circ}{2n}$$

$$\delta'' = \text{Reste} \left(\frac{\delta^\circ}{60^\circ/n} \right) + \frac{60^\circ}{2n} - \frac{60^\circ}{n} \quad \text{si} \quad \text{Reste} \left(\frac{\delta^\circ}{60^\circ/n} \right) > \frac{60^\circ}{2n}$$

CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre les différents modules constituant notre réalisation expérimentale ; après avoir décrit le système filtre-redresseur-charge, nous nous sommes intéressés à la fonctionnalité des parties analogiques et numériques que comprend la commande.

Ainsi, dans un premier temps, l'architecture du microcontrôleur utilisé et les principes de fonctionnement du programme qui lui a été implanté ont été présentés en insistant sur le rôle des routines d'interruption.

Dans un deuxième temps, nous avons exposé les résultats expérimentaux obtenus afin de valider les modes de fonctionnement réalisables avec le redresseur de tension présentés dans le premier chapitre et la stratégie de placement d'impulsions étudiée dans le chapitre II.

Il a ainsi pu être vérifié que la loi de modulation choisie pour la commande du redresseur répond aux exigences que nous nous étions fixés.

Concluant ce chapitre, une méthode de calage de l'échantillonnage par rapport aux tensions du réseau a été exposée.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

L'analyse des perturbations présentes sur le réseau, de leurs différentes sources et des solutions aujourd'hui envisageables pour pallier au problème, nous a permis de situer notre étude des redresseurs de forte puissance commandés en M.L.I. par rapport aux structures performantes de compensation des distorsions.

La mise en oeuvre de ces redresseurs n'a, en effet, pas pour objet de compenser des perturbations dues à d'autres dispositifs, mais a cependant l'important avantage de prélever au réseau des courants relativement peu perturbés qui, de plus, dans la plupart des modes de fonctionnement, peuvent être dépourvus de composante réactive.

On peut toutefois reprocher à ces convertisseurs de nécessiter une commande plus complexe et d'avoir un coût supérieur aux structures conventionnelles que sont les ponts de Graetz à thyristors. Cependant, des normes de plus en plus strictes apparaissant pour garantir la qualité de l'énergie électrique distribuée, au coût des structures plus anciennes va devoir être ajouté celui d'une structure de compensation annexe bientôt obligatoire.

Nous avons donc étudié le fonctionnement des deux structures duales assurant une conversion alternatif-continu que sont le redresseur de tension et le redresseur de courant. Cela nous a permis d'établir, pour chacun, le lieu des points de fonctionnement envisageables et ainsi de mettre en évidence les fonctionnements en compensateur statique et à facteur de déplacement unitaire lors de débit sur charges actives tels qu'un moteur à courant continu ou un onduleur alimentant une machine alternative. Les avantages d'un fonctionnement possible dans les quatre quadrants du plan (P,Q) ont été ainsi montrés.

Dans le cas de charges résistives, la même étude a été menée, mettant en évidence l'impossibilité d'un fonctionnement en compensateur statique seul, et les limites du fonctionnement à facteur de déplacement unitaire.

La prise en compte de l'influence du choix des composants passifs associés aux redresseurs sur leur ensemble de points de fonctionnement pour leur dimensionnement nous a permis de distinguer les domaines d'application de chaque structure.

Cela nous a également conduit à choisir le redresseur de tension pour la suite de l'étude.

C'est donc le contrôle de ce dernier que nous avons développé dans le deuxième chapitre, en commençant par effectuer une synthèse des lois de commande en M.L.I.

Pour cela, la méthode du vecteur spatial instantané a été utilisée, autorisant ainsi une représentation graphique de la prise en compte de contraintes tels que des temps minimaux de conduction des interrupteurs. Ayant abouti à une méthode de commande rapprochée satisfaisant à nos exigences de qualité pour les courants prélevés au réseau, après avoir étudié l'évolution des harmoniques générés par les différentes méthodes envisageables, le contrôle global du système réseau-filtre-redresseur associé à son A.C.R.-charge a été développé.

Le choix s'est porté sur une régulation de l'ensemble par boucles en cascade, un correcteur RST contrôlant l'évolution des variables rapides que sont les courants prélevés au réseau, un correcteur de type PI assurant l'asservissement du courant continu. Les résultats de simulation satisfaisants obtenus pour le système bouclé nous ont permis de développer un dispositif expérimental dont la présentation fait l'objet du troisième chapitre.

Ainsi, la description du contrôle par microcontrôleur du redresseur de tension a été présentée en insistant sur l'importance du calage de l'échantillonnage par rapport aux références de courant à absorber par le convertisseur.

Les résultats expérimentaux obtenus avec le système en boucle ouverte nous ont permis de valider les modes de fonctionnement du redresseur débitant sur charge résistive ainsi que les performances de la loi de modulation retenue vis-à-vis du rejet des harmoniques vers les fréquences élevées.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] G. SEGUIER, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance. La conversion alternatif-continu", Tome 1, Editions TEC & DOC, 1984.
- [2] G. OLIVIER, V.R. STEFANOVIC, "Thyristor current source with an improved power factor", IEEE Trans. on Indus. Elec. vol. IE-29, n° 24, novembre 1982.
- [3] P. GAUSSENS, "Le flicker, son origine, sa mesure, ses conséquences et les moyens de s'en protéger", RGE, septembre 1962.
- [4] P. MEYNAUD, "Qualité de la tension dans les réseaux électriques. Creux de tension, flicker et harmonique", Techniques de l'Ingénieur, traité Génie Electrique, D 4260, 12-1990.
- [5] P. MEYNAUD, "Flicker et conditions de raccordement au réseau d'appareils produisant des variations rapides de tension", RGE, novembre 1971.
- [6] J.D. VAN WYK, "Power quality, power electronics and control", EPE proceedings, vol. 1, Brighton, 1993.
- [7] J. ZAH, "Application-optimized control strategy for reactive power compensation of converter fed rolling mill drives", EPE proceedings, Aachen, 1989, pp 1161 - 1167.
- [8] J. DU PARC, "Réseaux industriels. Correction de la puissance réactive et des harmoniques", Techniques de l'Ingénieur, traité Génie Electrique, D 3215,
- [9] A. ALEXANDROVITZ, A. YAIR, E. EPSTEIN, "Analysis of a static VAR compensator with optimal energy storage element", IEEE Trans. on Indus. Elec., vol. IE-31, n° 1, février 1984.
- [10] H. AKAGI, H. FUJITA, A. NABAE, "A combined system of shunt passive and series active filters - An alternative to shunt active filters", EPE proceedings, vol. 3, Firenze, 1991.
- [11] G. BLAISZCZAK, J.D. VAN WYK, I. SHAW, "Smart non-active power compensator with neural network control - An evaluation", EPE proceedings, vol. 8, Brighton, 1993.
- [12] P. MEHTA, M. DARWISH, T. THOMSON, "A novel technique for reactive power compensation" EPE proceedings, Aachen, 1989, pp 1169 - 1179.
- [13] S. MANIAS, P.D. ZIOGAS, "A novel sinewave in AC to DC converter with high-frequency transformer isolation", IEEE Trans. on Indus. Elec., vol. IE-32, n° 4, novembre 1985.
- [14] G. SEGUIER, F. LABRIQUE, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance. La conversion continu-alternatif", Tome 4, Editions TEC & DOC, 1989.
- [15] T. OHNISHI, H. OKITSU, "a novel PWM technique for three-phase inverter/converter", IPEC, TOKYO 1983, 384-395.
- [16] P. LADOUX, "Nouvelles structures de convertisseur" thèse de doctorat, INP TOULOUSE, 1992.
- [17] X. PIERRE, J.P. CAMBRONNE, "A high power voltage source rectifier with sinusoidal inputs", EPE proceedings, vol. 7, Brighton, 1993.
- [18] J.P. CAMBRONNE, "Moteur asynchrone alimenté par un onduleur de courant à MLI", thèse de doctorat, UST LILLE, 1990.

- [19] P. NONNON, "Contribution à l'étude d'un redresseur à MLI à perturbation minimale du réseau", thèse de doctorat, INPL, 1991.
- [20] M.X. WANG, "Filtrage actif de puissance : étude et réalisation d'un filtre actif à commande numérique temps réel", thèse de doctorat, INP TOULOUSE, 1992.
- [21] J.P. HAUTIER, "Contribution à la conception des commandes dans les convertisseurs statiques", Rapport de synthèse, Habilitation, LILLE, 1989.
- [22] M. GRANDPIERRE, "Commande numérique de machines à commutation électronique. Automate de commande rapprochée, méthode de simulation numérique", thèse de doctorat, TOULOUSE, 1987.
- [23] B.H. KHAN, SESHAGIRI R. DORADLA, "A three-phase ac-dc GTO thyristor converter employing equal pulse-width modulation (EPWM)", IEEE Trans. on Indus. Applic., vol. 27, n° 2, mars/avril 1991.
- [24] M. HOMBUR, A. UEDA, M. NAKAZATO, "Current source inverters with sinusoidal inputs and outputs", Hitachi Review, vol. 36, 1987, n° 1.
- [25] X. WANG, B.-T. OOI, "Unity PF current-source rectifier based on dynamic trilogic PWM", IEEE Trans. on Power Elec. vol. 8, n° 3, juillet 1993.
- [26] L. MALESANI, P. TENTI, "Three-phase AC/DC PWM converter with sinusoidal AC currents and minimum filter requirements", IEEE Trans. on Indus. Applic., vol. IA-23, n° 1, janvier/février 1987.
- [27] Z.-C. ZHANG, B.-T. OOI, "Multimodular current-source SPWM converters for superconducting a magnetic energy storage system", IEEE Trans. on Power Elec., vol. 8, n° 3, juillet 1993.
- [28] B.-H. KWON, B.-D. MIN, "A fully software-controlled PWM rectifier with current link", IEEE Trans. on Indus. Elect., vol. 40, n° 3, juin 1993.
- [29] P.D. ZIOGAS, Y-G KANG, V.R. STEFANOVIC, "Optimum system design of a three-phase rectifier-inverter type of frequency changer", IEEE Trans. on Indus. Applic., vol. IA-21, n° 5, septembre/octobre 1985.
- [30] R. ITOH, "Simplified configuration of GTO current-source inverter for induction motor drives", IEE proceeginds, vol. 135, Pt. B, n° , septembre 1988.
- [31] E.P. WIECHMANN, P.D. ZIOGAS, V.R. STEFANOVIC, "A novel bilateral power conversion scheme for variable frequency static power supplies, IEEE Trans. on Indus. Applic., vol. IA-21, n° , septembre/octobre 1985.
- [32] S.R. DORADLA, S.K. MANDAL, "A three-phase AC-to-DC power transistor converter-controlled DC motor drive", IEEE Trans. on Indus. Applic., vol. IA-23, n° 5, septembre/octobre 1987.
- [33] X. GUILLAUD, "Sur la modélisation et la commande des redresseurs de courant à interrupteurs bi-commandables", thèse de doctorat, UST LILLE, 1992.
- [34] W. LEONHARD, "Control of electrical drives", Editions SPRINGER-VERLAG, 1985.
- [35] I.D. LANDAU, "Identification et commande de systèmes", Editions HERMES, 1993.

- [36] P. BORNE, G. DAUPHIN-TANGUY, J.P. RICHARD, F. ROTELLA, I. ZAMBETTAKIS, "Analyse et régulation des processus industriels. Régulation numérique", Tome 2, Editions TECHNIP, 1993.
- [37] Y. HAYASHI, N. SATO, "A novel control of a current-source active filter for AC power system harmonic compensation", IEEE Trans. on Indus. Applic., vol. 27, n° 2, mars/avril 1991.
- [38] S.-Z. DAI, N. LUJARA, B.-T. OOI, "A unity power factor current-regulated SPWM rectifier with a notch feedback for stabilisation and active filtering", IEEE Trans. on Power Elec. vol. 7, n° 2, avril 1992.
- [39] X. WANG, B.-T. OOI, "Real-time multi-DST control of three phase current-source unity power factor PWM rectifier", IEEE Trans. on Power Elec., vol. 8, n° 3, juillet 1993.
- [40] Y. SATO, T. KATAOKA, "State feedback control of current-type PWM AC-to-DC converters", IEEE Trans. on indus. Applic., vol 29, n° 6, novembre/décembre 1993.
- [41] X. FAUVETTE, "Chargeur de batteries embarqué à facteur de puissance quasi unitaire", thèse de doctorat, UST LILLE, 1994.

