

30376  
1996  
426

N° d'ordre : 1929



# THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE  
LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : GENIE ELECTRIQUE



par

Francky HEMBERT

ETUDE ET REALISATION D'UN FILTRE ACTIF  
MONOPHASE A STRUCTURE MULTINIVEAUX  
OBTENUE PAR MISE EN SERIE DE PONTS A  
QUATRE INTERRUPTEURS.

Soutenu le 19 Décembre 1996, devant la commission d'examen :

MM. J.P. HAUTIER

B. DAVAT

E. DESTOBBELEER

R. BAUSIERE

J.P. CAMBRONNE

P. LEMOIGNE

Président

Rapporteur

Rapporteur

Directeur de Thèse

Examineur

Examineur

*A Chantal  
et  
à mes parents.*

## Avant-propos

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

Je tiens à remercier :

Monsieur J.P. HAUTIER, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Arts et Métiers de Lille (ENSAM) qui m'a fait l'honneur de présider ce jury.

Monsieur R. BAUSIERE, Professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille qui a dirigé mon travail. Qu'il trouve ici ma profonde reconnaissance pour la confiance qu'il m'a témoigné durant ces années.

Monsieur Ph. LEMOIGNE, Maître de conférences et Monsieur J.P. CAMBRONNE, Maître de conférence habilité à diriger des recherches qui ont co-dirigé ce travail.

Je suis très honoré que Monsieur B. DAVAT, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Lorraine et directeur du Groupe de Recherches en Electronique et en Electrotechnique de Nancy (G.R.E.E.N.) et que Monsieur E. DESTOBBELEER, Professeur de l'Université du Havre, aient accepté de juger ce travail.

Je voudrais aussi exprimer ma reconnaissance à mes collègues chercheurs, à Monsieur X. CIMETIERE, Ingénieur d'études, à Madame A. PENNEQUIN, secrétaire du L2EP et à tout le personnel du L2EP.

Enfin je ne saurais oublier Chantal, qui m'a apporté son soutien durant ces années.

# **SOMMAIRE**

# INTRODUCTION GENERALE

1

## CHAPITRE I

### CHOIX DE LA STRUCTURE DU FILTRE ACTIF

<b>INTRODUCTION</b>	3
<b>1. LE FILTRE ACTIF DANS SON ENVIRONNEMENT</b>	4
1.1 Insertion du filtre actif	4
1.1.1 Le filtre actif parallèle	4
1.1.2 Le filtre actif série	5
1.2 Association de filtre actif et de filtres passifs	5
1.2.1 Filtre actif parallèle associé à un filtre passe haut	6
1.2.2 Filtre actif série associé à des filtres passifs	6
1.3 Choix de la solution adaptée aux sources de tension élevées	7
<b>2. STRUCTURES DE FILTRE ACTIF</b>	7
2.1 Convertisseurs élémentaires	7
2.2 Adaptation de la structure	9
2.2.1 Mise en série d'interrupteurs	9
2.2.2 Mise en série de convertisseurs à sorties isolées (transformateurs)	9
2.2.3 Mise en série de sources de tension	10
2.2.3.1 Par superposition de cellules de commutation	10
2.2.3.2 Par imbrication de cellules de commutation	11
2.2.3.3 Par mise en série de convertisseurs	11
2.2.4 Comparaison des différentes solutions pour une utilisation en filtrage actif	12
2.3 Comparaison des structures à sources de tension en série	13
2.3.1 Nombre de composants	13
2.3.2 La régulation des tensions aux bornes des condensateurs	15
2.3.3 Choix de la structure	18
<b>3. FORMALISME DE MODELISATION</b>	
3.1 Modélisation des systèmes électrotechniques	20
3.2 Etablissement du modèle de connaissance	22
3.2.1 Description fonctionnelle	22

3.2.2	Modèle du bloc continu	23
3.2.3	Modèle du bloc discontinu	24
3.2.3.1	La fonction de connexion	24
3.2.3.2	La fonction de conversion	25
3.2.3.3	Fonctions génératrices de connexion	26
3.2.3.4	Fonctions génératrices de conversion	26
3.2.4	Architecture de la commande	27
<b>CONCLUSION</b>		<b>28</b>

## **CHAPITRE II**

### **CARACTERISATION DU CONVERTISSEUR**

<b>INTRODUCTION</b>		<b>29</b>
<b>1. CHOIX DU MODULATEUR</b>		<b>30</b>
1.1	Commande par hystérésis	31
1.1.1	Modulateur à plusieurs bandes	31
1.1.2	Modulateur à une seule bande	31
1.2	Modulateur à période fixe	32
1.3	Choix du type de modulateur	33
<b>2. GENERATEUR DE CONNEXIONS</b>		<b>34</b>
<b>3. BLOC DE REPARTITION DES FONCTIONS DE CONVERSION</b>		<b>37</b>
3.1	Commandes simultanées des N ponts	38
3.2	Commande de type 'NPC'	41
3.3	Commandes décalées	43
3.4	Comparaison des 3 méthodes	46
3.5	Influence de la bande passante	48
<b>4. REPONSE FREQUENTIELLE DU CONVERTISSEUR</b>		<b>51</b>
4.1	Comportement du système dans le cas de fonctions génératrices sinusoïdales	51
4.2	Cas de signaux complexes	56

<b>5. ETUDE TEMPORELLE DU CONVERTISSEUR</b>	58
5.1 Calcul du temps de retard	58
5.2 Cas d'un seul pont (N=1)	59
5.3 Cas de deux ponts en série (N=2)	62
5.4 Généralisation au cas de N ponts	62
<b>CONCLUSION</b>	66

## CHAPITRE III

### REGULATION DU COURANT GENERE PAR LE FILTRE ACTIF

<b>INTRODUCTION</b>	67
<b>1. DETERMINATION DU COURANT HARMONIQUE DE REFERENCE</b>	67
<b>2. ELABORATION DE LA BOUCLE DE COURANT</b>	68
2.1 Détermination des correcteurs	69
2.2 Influence des perturbations	72
<b>3. COMMANDABILITE DU CONVERTISSEUR</b>	73
<b>4. REMARQUES CONCERNANT LE DIMENSIONNEMENT DE UC<sub>J</sub> ET DE L<sub>F</sub></b>	75
<b>5. DETERMINATION DES PERFORMANCES DU SYSTEME</b>	76
5.1 Cas où $\left  L_f \frac{d^2 I_f}{dt^2} \right  < 4. U_{ct}. F_c$	79
5.1.1 Influence du réseau correcteur	
5.1.2 Influence de la bande passante (Fn)	80
5.1.3 Comparaison avec les autres types de MLI	82
5.1.3.1 Cas de la MLI naturelle	82
5.1.3.2 Cas de la MLI avec échantillonnage (MLI régulière)	83
5.2 Cas où $\left  L_f \frac{d^2 I_f}{dt^2} \right  > 4. U_{ct}. F_c$	85

<b>6. COMPARAISON 1 PONT/N PONTS</b>	86
6.1 La condition $\left  L_f \frac{d^2 I_f}{dt^2} \right  < 4 \cdot U_{ct} \cdot F_c$ est vérifiée	87
6.2 La condition $\left  L_f \frac{d^2 I_f}{dt^2} \right  < 4 \cdot U_{ct} \cdot F_c$ n'est pas vérifiée	87
<b>7. INFLUENCE DU BLOC DE REPARTITION</b>	89
7.1 Les deux blocs de répartition possibles	89
7.2 Perturbations amenées par des tensions $U_{cj}$ différentes	90
<b>CONCLUSION</b>	92

## **CHAPITRE IV**

### **REGULATION DES TENSIONS AUX BORNES DES CONDENSATEURS**

<b>INTRODUCTION</b>	93
<b>1. REGULATION DE LA TENSION GLOBALE</b>	94
1.1 Puissance portée par les harmoniques	94
1.2 Principe de la régulation	95
1.3 Modélisation de la boucle de régulation	97
1.3.1 Mise en équations	97
1.3.2 Modèle approché	98
1.3.3 Validation du modèle linéarisé	100
1.3.4 Influence du filtrage de la tension sur les performances du système	101
1.4 Sensibilité à la charge	102
1.4.1 Influence de la charge polluante	102
1.4.2 Utilisation du mode dégradé	103
1.5 Détermination de la valeur des condensateurs	106



<b>2. EQUILIBRAGE DES TENSIONS</b>	107
2.1 Principes	107
2.1.1 Le premier principe	107
2.1.2 Le deuxième principe	108
2.2 Etude de la régulation	110
2.3 Détermination des fonctions d'équilibrage	113
2.4 Modèle de commande	114
2.5 Etude par simulation des causes de déséquilibre	116
2.5.1 Action des résistances différentes	117
2.5.2 Action de la linéarisation dynamique	118
2.5.3 Action de la bande passante	118
2.6 Etude par simulation du fonctionnement de la boucle de rééquilibrage	120
2.7 Influence des réglages du correcteur	123
2.7.1 Modification des harmoniques de découpage	123
2.7.2 Altérations des performances	124
<b>CONCLUSION</b>	125

## **CHAPITRE V**

### **REALISATION EXPERIMENTALE**

<b>INTRODUCTION</b>	127
<b>1. PRESENTATION DE LA MAQUETTE</b>	127
1.1 Choix des éléments	127
1.2 Description de la partie commande	129
1.3 Modifications apportées à la régulation de tension	132
1.3.1 Linéarisation par $\langle  I_f  \rangle$	132
1.3.2 Stabilité des boucles d'équilibrage	132
<b>2. FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR EN BOUCLE OUVERTE</b>	133
2.1 Relevé des paramètres de commutation	134
2.2 Validation du modèle du convertisseur en boucle ouverte	135

2.3 Réponse du convertisseur à une consigne en créneau	137
2.3.1 Réponse temporelle	137
2.3.2 Réponse fréquentielle	138
2.4 Cas des consignes de fréquence supérieures à $F_c$	139
2.4.1 $P_m < 1$	139
2.4.2 $P_m > 1$	141
2.5 Prise en compte de la chute de tension dans les interrupteurs	142
<b>3. FONCTIONNEMENT EN BOUCLE FERMEE</b>	<b>144</b>
3.1 La boucle de tension globale	144
3.2 L'équilibrage des tensions	146
3.3 Régulation de courant	148
3.3.1 Courant lentement variable	148
3.3.2 Courant rapidement variable	153
3.3.3 Comparaison des performances avec un système à deux ponts	155
3.4 Essais en dynamique	157
3.4.1 Variation de la puissance de la charge	157
3.4.2 Allure du courant à la mise en fonctionnement du filtre actif	158
<b>CONCLUSION</b>	<b>160</b>
<b>CONCLUSION GENERALE</b>	<b>161</b>
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES</b>	<b>164</b>
<b>NOTATIONS</b>	<b>167</b>

# **INTRODUCTION GENERALE**

## **INTRODUCTION GENERALE**

Les convertisseurs statiques en général, et les montages redresseurs en particulier, ont un comportement non linéaire: ils absorbent des courants riches en harmoniques qui perturbent le réseau qui les alimente. Les chutes de tension correspondantes dans les impédances de ligne sont à l'origine de déformations qui apparaissent sur les formes d'onde des tensions. L'augmentation du nombre et de la puissance des montages perturbateurs a été à l'origine de travaux consacrés aux moyens de réduire ces perturbations.

Une première solution consiste à réaliser des convertisseurs à pollution réduite, sinon nulle. L'étage d'entrée peut faire disparaître le caractère non-linéaire des étages suivants, comme par exemple les structures de type boost utilisées dans les montages de correction du facteur de puissance (PFC). On peut aussi, si les composants semi-conducteurs s'y prêtent, utiliser des commandes de type MLI pour que les courants d'entrée suivent des consignes sinusoïdales.

Une deuxième solution correspond à l'utilisation de filtres associés aux dispositifs perturbateurs, et permet d'apporter une réduction des perturbations à moindre coût sur une installation existante. Ces filtres peuvent être passifs, actifs ou hybrides.

Les filtres passifs ont été les premières solutions utilisées mais présentent des inconvénients. On peut citer: leur encombrement et leur poids, la nécessité d'une connaissance des caractéristiques du réseau pour les adapter, les problèmes d'oscillations vis-à-vis du réseau.

Les filtres actifs par contre ne présentent pas ces inconvénients mais restent une solution onéreuse.

La majorité des études sur les filtres actifs est consacrée à celles qui utilisent comme structure de puissance un convertisseur en pont, monophasé ou triphasé suivant l'application. Ce convertisseur est généralement inséré en parallèle et asservi en courant ou en tension pour réaliser un fonctionnement en filtre actif. Toutes ces études portent principalement sur l'optimisation de la commande du convertisseur.

Le filtre qui fait l'objet de cette étude était initialement destiné à une application dans le cadre de la traction ferroviaire, donc à une alimentation sous tension élevée qui dépasse les valeurs maximales que peuvent supporter les interrupteurs à l'état bloqué. Il faut alors avoir recours à des structures où les interrupteurs n'ont à supporter qu'une partie de la tension d'alimentation. Le projet d'implantation sous haute tension a été abandonné, mais l'étude étant déjà bien avancée, il nous a

semblé utile de la poursuivre afin de pouvoir évaluer les avantages qu'on pouvait tirer de l'utilisation d'une structure multiniveaux en filtre actif, même dans le cas d'une alimentation basse tension.

Pour cela, nous allons définir dans cette étude la structure du filtre actif et la commande associée compte tenu de l'application envisagée. Ceci fait l'objet de la première partie du chapitre 1. La deuxième partie est consacrée à la présentation de la méthode utilisée pour modéliser les convertisseurs statiques de l'électronique de puissance afin de définir les commandes nécessaires à ces convertisseurs.

Le chapitre deux est consacré à l'étude de la commande rapprochée du convertisseur retenu et à la définition d'un modèle équivalent à l'ensemble convertisseur-commande, modèle nécessaire pour la détermination de l'asservissement de cette structure.

La solution choisie pour la régulation du courant généré par le filtre actif est détaillée dans le chapitre trois. On y détermine en particulier le filtrage optimal que l'on peut obtenir en fonction de la charge lorsque les tensions des condensateurs sont supposées constantes.

Dans la réalité, les tensions des sources continues vont évoluer, voire diverger. Le chapitre quatre est donc consacré à la régulation de ces tensions. Ce contrôle, qui s'opère sur plusieurs sources de tension simultanément, est propre à la structure utilisée mais peut être appliqué à d'autres convertisseurs multiniveaux.

Enfin, les modèles développés lors des chapitres deux, trois et quatre ainsi que les simulations réalisées seront validés dans le dernier chapitre par la réalisation expérimentale d'un filtre actif dans une configuration de quatre ponts en série, alimentée sous 220V et de puissance apparente 3.5KVA.

# **CHAPITRE I**

## **CHOIX DE LA STRUCTURE DU FILTRE ACTIF**

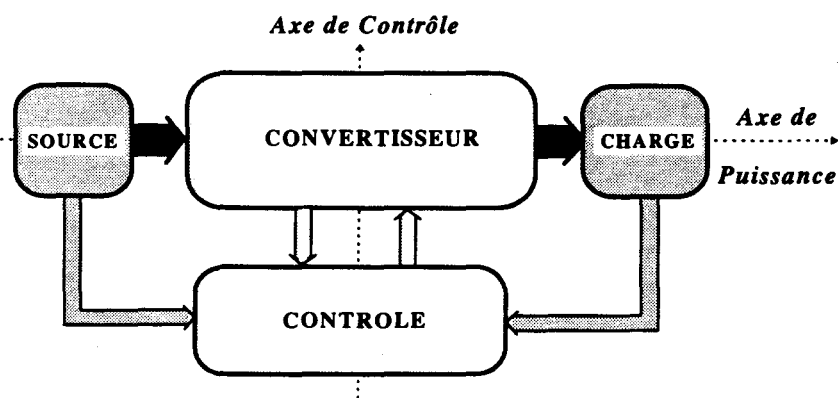
## INTRODUCTION

Dans les pages précédentes, nous avons rappelé le rôle que pouvaient jouer les filtres associés à des charges polluantes. L'intérêt de ces filtres a été renforcé depuis que les normes concernant les harmoniques générés par les montages fonctionnant sur le réseau électrique sont devenues de plus en plus strictes. Si de nombreuses études ont été consacrées aux filtres actifs à deux ou trois niveaux de tension [XU][HAYASHI][WANG][VERDELHO]\*\*, on ne trouve que peu de travaux concernant les structures multiniveaux.

C'est pourquoi le sujet de notre travail a été d'étudier et de réaliser un filtre actif à partir d'une structure de convertisseur à plusieurs niveaux de tension, et susceptible d'être adaptée à une alimentation sous tension élevée.

Ce premier chapitre est consacré à la détermination de la structure la plus appropriée à cette application.

Un convertisseur statique d'énergie électrique est un dispositif qui permet de régler le transfert d'énergie entre deux sources et éventuellement de modifier la forme de l'énergie électrique qu'il transmet. Il s'insère dans un système électrotechnique à l'intersection de deux axes, un axe de puissance et un axe de contrôle :



Dans une première partie, nous commencerons par un rappel sommaire des différents principes utilisés pour réaliser un filtre actif. Ce rappel sera mis à profit pour définir le principe du filtre actif développé dans ce mémoire. Nous analyserons ensuite les structures de puissance adaptées à la haute tension. Cette recherche sera utile à la détermination du convertisseur qui répondra le mieux au cadre que l'on s'est fixé et débouchera sur le choix du convertisseur retenu.

Dans la deuxième partie, nous présenterons la méthode utilisée au laboratoire pour modéliser les convertisseurs de puissance, en vue de la détermination de leur commande.

\*\* Les noms entre crochets font référence à la bibliographie annexée à la fin du mémoire

# 1<sup>ERE</sup> PARTIE: AXE DE PUISSANCE

## 1. LE FILTRE ACTIF DANS SON ENVIRONNEMENT

### 1.1. Insertion du filtre actif

La figure 1.1 montre les deux principales configurations pouvant être réalisées pour obtenir un filtre actif monophasé. Le récepteur, qui absorbe des courants non sinusoïdaux, peut être assimilé à deux générateurs de courant en parallèle, un pour le courant fondamental  $I_{ch\_f}$ , un autre pour les harmoniques de courant  $I_{ch\_h}$ . De même, on peut considérer que le réseau est composé de deux générateurs de tension en série, un pour la tension fondamentale  $U_{r\_f}$ , et un autre pour les harmoniques de tension  $U_{r\_h}$  éventuellement présents sur le réseau.  $Z_r$  représente l'impédance du réseau.

Le filtre actif parallèle est principalement utilisé pour améliorer la forme du courant absorbé  $I_r$  tandis que le filtre série améliore la tension  $U_{ch}$  fournie à la charge.

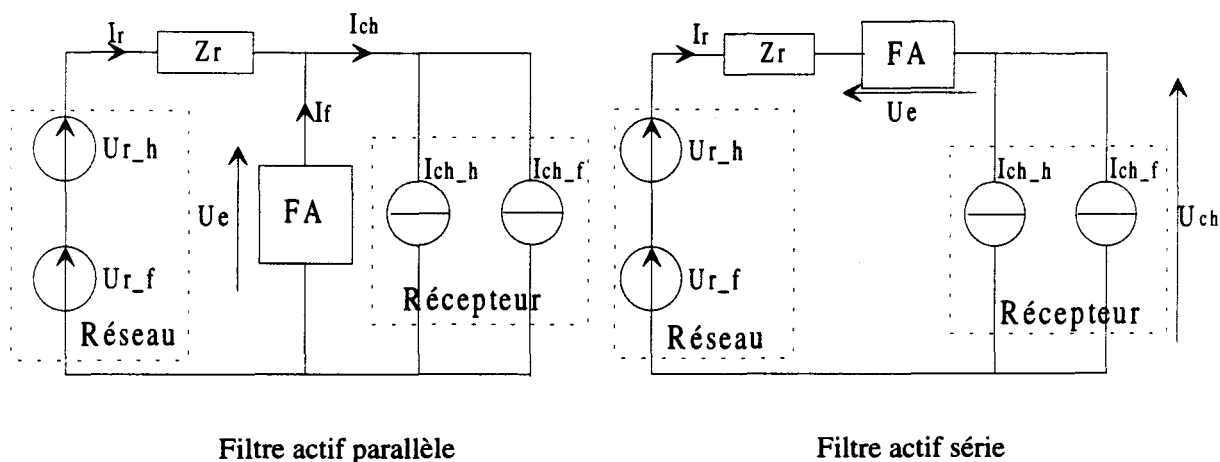


Figure 1.1: Principales configurations de filtre actif

#### 1.1.1. Le filtre actif parallèle.

Pour réaliser ce filtre dont le rôle est de permettre l'absorption d'un courant  $I_r$  sinusoïdal, deux possibilités existent :



a) Le filtre actif est commandé en tension.

Le filtre est asservi pour obtenir une tension sinusoïdale à ses bornes quel que soit le courant absorbé par la charge et quelle que soit la qualité de la tension du réseau.

Le filtre actif se comporte alors comme une source de tension qui est traversée par le courant harmonique de la charge  $I_{ch\_h}$  et par un courant harmonique  $U_{r\_h}/Z_r$  induit par les harmoniques de tension présents dans le réseau.

b) Le filtre actif est commandé en courant.

Le filtre actif doit fournir un courant  $I_f$  correspondant au courant harmonique  $I_{ch\_h}$  absorbé par la charge. Si ce contrôle est correctement réalisé, le réseau ne fournit que le courant  $I_{ch\_f}$  qui est sinusoïdal.

L'ensemble filtre actif + charge se comporte alors comme un récepteur qui absorbe un courant sinusoïdal sur le réseau.

Note: Le filtre actif parallèle peut également assurer la compensation du courant réactif absorbé par la charge. Dans ce cas, il est traversé par les harmoniques de courant du récepteur et par la composante réactive de ce courant, ce qui augmente alors le dimensionnement du convertisseur.

### **1.1.2. Le filtre actif série**

Il sert à compenser les harmoniques de tension  $U_{r\_h}$  qui proviennent du réseau. La charge est alors alimentée par une tension sinusoïdale.

Pour obtenir cela, la tension générée par le filtre actif doit correspondre à la tension  $U_{r\_h}$  présente dans le réseau.

Dans le cas de récepteurs non linéaires, le filtre actif série n'est jamais utilisé seul, mais en association avec des filtres passifs ou actif en parallèle sur le récepteur [AKAGI 95][BAYOD RUJULA].

## **1.2. Association de filtre actif et de filtres passifs**

Les filtres actifs que l'on vient de présenter apportent une amélioration à la qualité du courant appelé au réseau mais pour cela, leurs dimensionnements en courant, tension et leurs fréquences de fonctionnement peuvent s'avérer importantes.

Pour limiter le dimensionnement du convertisseur, on peut envisager d'associer un filtre passif au filtre actif pour former un filtre hybride. Dans ce cas, plusieurs solutions sont également possibles. Si nous n'en présentons que deux, d'autres configurations existent [WANG 92][BALBO].

### 1.2.1. Filtre actif parallèle associé à un filtre passe haut

Dans ce cas, le filtre actif n'est utilisé que pour éliminer les harmoniques de fréquence faible. La fréquence de fonctionnement du convertisseur peut de ce fait être réduite. Des semi-conducteurs relativement lents peuvent alors convenir.

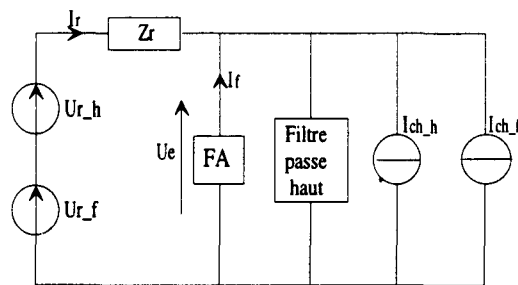


Figure 1.2: Filtre actif associé à un filtre passe haut

Le filtre passe haut est utilisé pour filtrer les harmoniques de courant de fréquence élevée et peut également filtrer les harmoniques de courant induits par le découpage du filtre actif. Le dimensionnement de ce filtre passif ne s'avère pas trop important puisque la fréquence des courants qu'il doit filtrer est élevée [FUKUDA].

### 1.2.2. Filtre actif série associé à des filtres passifs

Dans cette configuration, le filtre actif est utilisé pour améliorer les performances des filtres passifs (figure 1.3). Il évite une résonance entre les filtres passifs (généralement composés de filtres passe bande et d'un filtre passe haut) et le réseau et il empêche la propagation dans le réseau des harmoniques de la charge qui se trouvent confinés dans les filtres passifs [BHATTACHARYA][AKAGI 91].

Pour obtenir ce résultat, le filtre actif doit se comporter comme une impédance nulle pour le courant fondamental de la charge et comme une impédance infinie vis-à-vis des harmoniques de courant  $I_{ch\_h}$ . Si le filtre passif est correctement dimensionné, la tension  $U_e$  reste faible. Le dimensionnement en tension du filtre actif n'est donc pas important. En revanche, les filtres passifs doivent être dimensionnés pour absorber tout le courant harmonique de la charge; leur fréquence de coupure étant alors faible, la valeur des éléments L et C qui les composent est relativement importante.

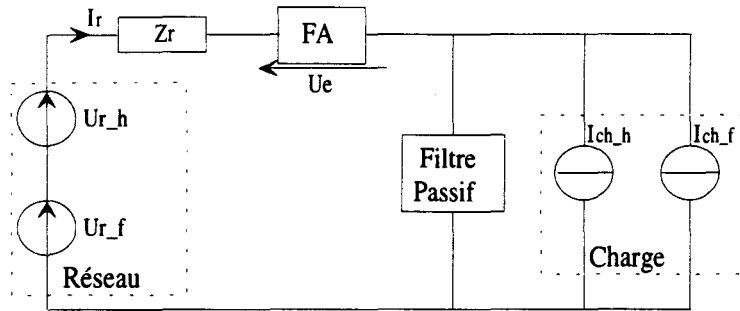


Figure 1.3 : Filtre passif assisté par un filtre actif série.

### **1.3. Choix de la solution adaptée aux sources de tension élevées**

Pour obtenir un filtrage sur une large gamme de fréquences, deux solutions existent : les filtres actifs et les filtres hybrides.

Dans le cas des filtres actifs utilisés seuls, le calibre en tension et en courant des interrupteurs peut s'avérer important. Pour y remédier, les filtres hybrides diminuent le dimensionnement du filtre actif mais nécessitent des filtres passifs supplémentaires dont le poids et le volume doivent alors s'ajouter à celui du convertisseur.

Dans tous les cas, le convertisseur doit être asservi en courant ou en tension avec le meilleur compromis rapidité/précision.

L'objet de notre travail est l'étude d'un filtre actif adapté au cas des tensions d'alimentation élevées. Une des applications envisagées pour ce filtre est la traction ferroviaire. Dans ce contexte où le poids et le volume de l'ensemble ont une grande importance, les filtres hybrides nous paraissent moins intéressants.

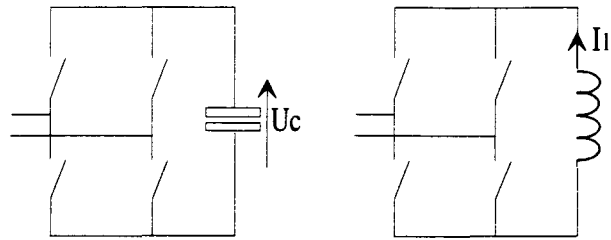
*Nous étudierons donc le cas d'un filtre actif parallèle adapté aux tensions importantes.*

## **2. STRUCTURES DE FILTRE ACTIF**

### **2.1. Convertisseurs élémentaires.**

Le principe du filtrage actif parallèle est décrit dans de nombreux travaux [LE][MALESANI].

Dans ces études, les auteurs utilisent soit un onduleur de courant dont l'élément de stockage est une inductance, soit un onduleur de tension dont l'élément de stockage est un condensateur. (figure 1.4).



Onduleur de tension.

Onduleur de courant.

Figure 1.4: Structures habituelles utilisées en filtrage actif

Dans notre cas, on choisit d'utiliser comme élément de stockage d'énergie des condensateurs pour les raisons suivantes :

1) A cause de la règle d'alternance des sources, pour un onduleur de tension un filtre du premier ordre peut suffire alors qu'un onduleur de courant nécessite un filtre du deuxième ordre, qui atténue mieux les harmoniques générés par le convertisseur mais qui est aussi plus difficile à contrôler.

2) L'onduleur de courant est plus délicat à protéger car en cas d'erreur au niveau de la commande, une surtension apparaît alors que dans le cas de l'onduleur de tension, cela produit un court-circuit. Comme les interrupteurs de puissance (M.O.S., I.G.B.T.,...) supportent plus facilement un court-circuit qu'une surtension, la protection est plus aisée pour l'onduleur de tension.

3) La réalisation des fonctions "interrupteur" est plus facile pour un onduleur de tension.

4) La haute tension favorise le stockage de l'énergie dans les condensateurs. En effet, pour un filtre actif, l'élément de stockage est dimensionné pour une certaine quantité d'énergie.

Dans un condensateur, cette énergie s'écrit :

$$E = \frac{1}{2} CV^2 \text{ et si } V \text{ est élevée, } C \text{ est faible.}$$

Dans une inductance, l'énergie s'écrit :

$$E = \frac{1}{2} LI^2 \text{ et si } I \text{ est élevé, } L \text{ est faible.}$$

Dans notre application, c'est la tension qui est élevée. Le stockage capacitif de l'énergie apparaît donc plus intéressant puisqu'il ne demande pas un condensateur très important alors que dans le cas d'un stockage inductif, l'inductance de stockage associée aux éléments du filtre du deuxième ordre aurait un encombrement prohibitif.

Ces deux paragraphes nous ont permis de retenir le principe du filtrage actif parallèle utilisant des condensateurs pour le stockage de l'énergie. Il nous reste à déterminer la structure haute tension correspondant au mieux à l'application souhaitée.

## 2.2. Adaptation de la structure choisie aux tensions élevées

### 2.2.1. Mise en série d'interrupteurs

On met en série ou en parallèle des composants élémentaires pour obtenir un composant de plus forte tenue en tension (figure 1.5). Tout le problème de ces associations est d'assurer une répartition équilibrée des tensions entre les composants.

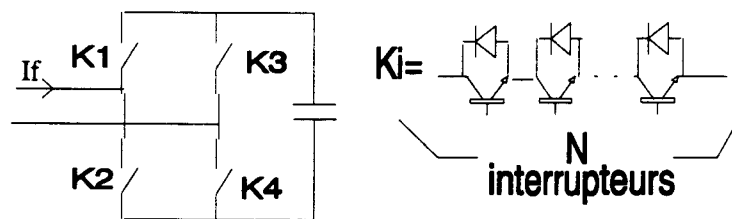


Figure 1.5: association en série d'interrupteurs dans un pont.

Cette répartition équilibrée peut être obtenue de différentes façons, principalement par l'utilisation des circuits d'aide à la commutation ou par l'emploi de commande spécifique tenant compte des caractéristiques propres de chaque composant. Les différentes solutions utilisées à cette fin en milieu industriel sont résumées dans [FOCH 92].

Avec cette méthode, on obtient un composant à forte tenue en tension ce qui permet la construction d'onduleur de très forte puissance.

### 2.2.2. Mise en série de convertisseurs à sorties isolées (transformateurs)

Dans le même but, des montages associant des ponts monophasés ou triphasés en série par l'intermédiaire de transformateurs peuvent être utilisés pour augmenter la puissance du convertisseur résultant. La figure 1.6 montre un exemple d'association série obtenue à l'aide de transformateurs pour assurer une isolation galvanique [TAKEDA]. En utilisant une commande adaptée à ce cas, il est possible d'obtenir une tension multiniveaux.

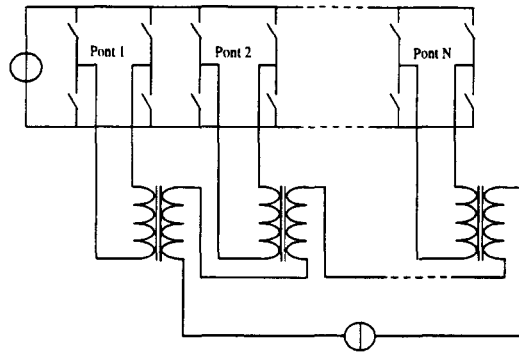


Figure 1.6 Association de convertisseurs par transformateurs.

### 2.2.3. Mise en série de sources de tension

Des solutions en développement depuis une quinzaine d'années utilisent un assemblage de cellules de commutation afin d'obtenir une structure globale pouvant générer une tension élevée et de type multiniveaux.

Ces solutions mettent à profit l'utilisation d'un plus grand nombre de semi-conducteurs pour améliorer la forme de l'onde générée en sortie et pour réduire les harmoniques de découpage introduits par le convertisseur.

On distingue 3 "familles" distinctes construites sur ce principe ayant cet avantage et pouvant fonctionner en multiniveaux.

#### 2.2.3.1. Par superposition de cellules de commutation

Le montage le plus répandu utilisant des sources de tension en série est le NPC (Neutral Point Clamped) introduit par NABAE [NABAE.81]. La figure 1.7 représente cette structure dans le cas d'un convertisseur à 3 niveaux (a) et à n niveaux (b).

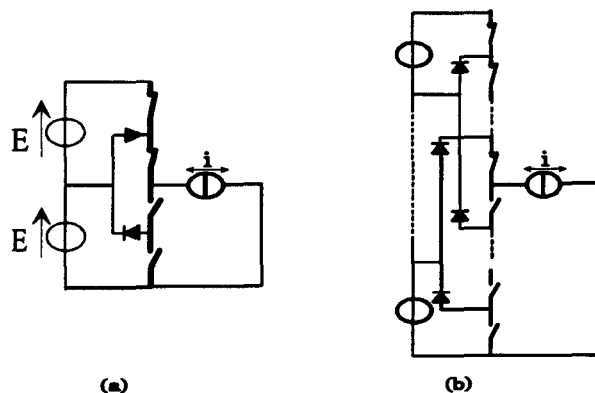


Figure 1.7: Structure NPC

Une autre possibilité (figure 1.8), utilisant la mise en série de sources de tension a été développée au sein du laboratoire et a montré tout son intérêt dans une application en redresseur multiniveaux monphasé [BARTHOLOMEUS] et triphasé [MIDAVAINÉ]. Cette association ne peut cependant pas convenir à une application en haute tension puisque la tension n'est pas répartie de manière identique sur tous les interrupteurs.

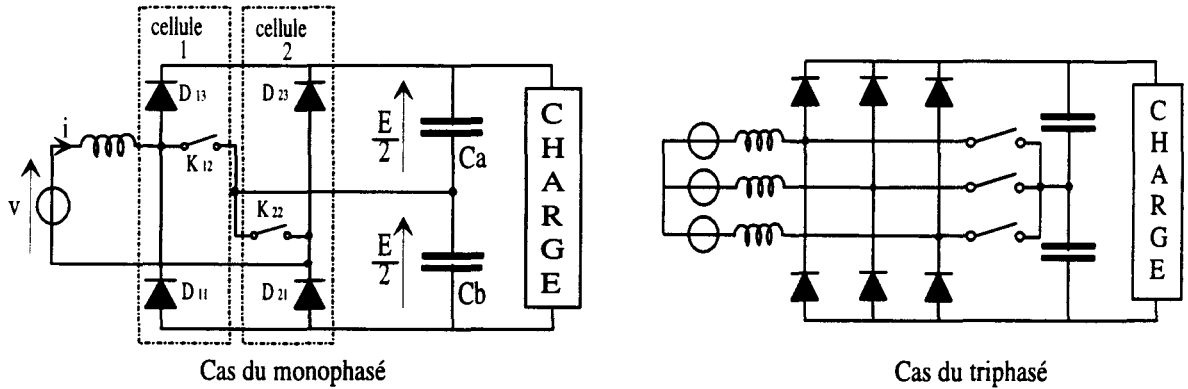


Figure 1.8: Convertisseur à sources de tension en série

### 2.2.3.2. Par imbrication de cellules de commutation

Ce type de structure (figure 1.9) est développé au LEEI [MEYNARD 92][CARRERE] depuis quelques années. Elle a l'avantage de présenter un caractère modulaire.

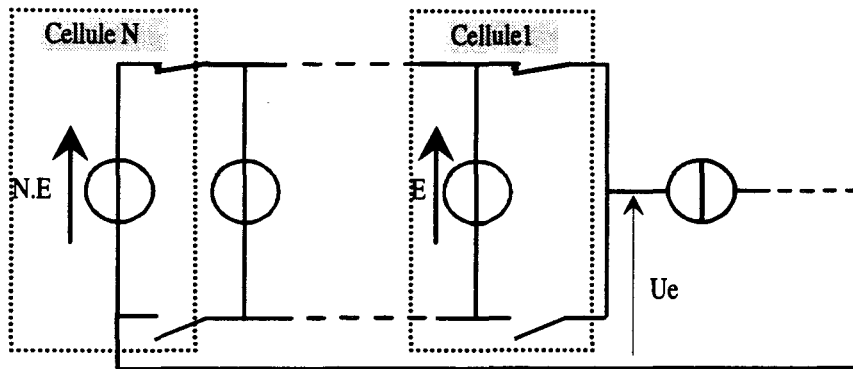


Figure 1.9: Structure à cellules imbriquées

### 2.2.3.3. Par mise en série de convertisseurs

Ces structures ont la particularité de nécessiter une isolation électrique entre chaque dispositif. La figure 1.10 montre deux possibilités, une mise en série de hacheurs (a) et une mise en série de ponts

complets (b). L'isolation électrique est obtenue ici en utilisant des sources de tension isolées entre elles.

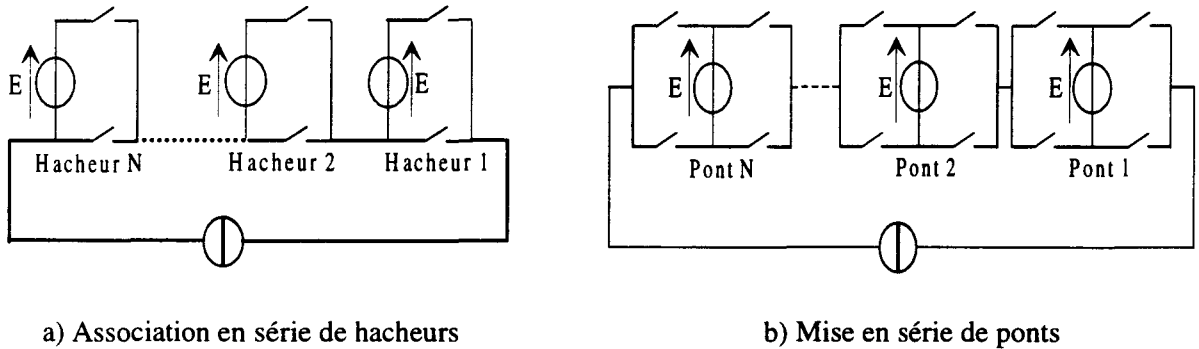


Figure 1.10: Associations en série de convertisseurs

#### 2.2.4. Comparaison des différentes solutions pour une utilisation en filtrage actif

L'étude bibliographique ne montre que peu d'articles [TAKEDA] où des structures haute tension, décrites dans les paragraphes 2.2.1 et 2.2.2, sont utilisées en filtrage actif. La majorité de celles-ci utilise des convertisseurs associés en série par un transformateur. L'utilisation de ce type de convertisseur en filtrage actif ne pose pas de problème particulier. La charge de la seule source de tension est assurée de manière classique en utilisant le convertisseur de puissance comme un redresseur de tension à absorption sinusoïdale de courant.

Toutefois, la mise en série de composants ne permet pas de mettre à profit les degrés de liberté supplémentaires introduits par les nombreux composants utilisés. Cette solution est la plus simple mais elle n'apporte pas un filtrage optimal, en raison des perturbations qu'elle génère.

Quant aux structures utilisant un transformateur, elles entraînent une augmentation de poids trop importante et compliquent la régulation du processus en raison du comportement non linéaire des transformateurs.

En revanche, les structures qui présentent l'avantage de ne pas utiliser de transformateur et décrites dans le paragraphe 2.2.3 utilisent plusieurs sources d'énergie, ce qui nécessite en permanence un équilibrage correct de toutes ces sources. En effet, pour éviter des tensions excessives aux bornes de certains interrupteurs, il faut contrôler la répartition de l'énergie dans les différentes sources.

Malgré les problèmes d'équilibrages qu'il faudra résoudre, l'avantage que peut apporter un fonctionnement en multiniveaux nous conduit à retenir une structure permettant ce mode de fonctionnement.



### 2.3. Comparaison des structures à sources de tension en série

Les trois possibilités retenues (N.P.C., mise en série de ponts et convertisseur à cellules imbriquées) seront comparées à partir de deux critères :

- le nombre de composants nécessaires.
- la complexité de la régulation des sources d'énergie stockée.

#### 2.3.1. Nombre de composants

Nous allons comparer le nombre de composants nécessaires pour obtenir  $n$  niveaux ( $n$  impair) avec les trois structures. Leurs fonctionnements seront décrits brièvement dans les mêmes conditions (nombre de niveaux et tension maximale  $E_{max}$  identiques) et un tableau général donnera une comparaison sur les composants utilisés.

##### a) Le N.P.C.

Pour obtenir une tension bipolaire on utilise deux cellules de commutation (figure 1.11).

Dans cette structure, tous les condensateurs supportent la même tension  $E$ .

Si  $N_{cond}$  correspond au nombre de condensateurs, la tension  $U_e$  peut évoluer entre  $-N_{cond} \cdot E$  et  $+N_{cond} \cdot E$  par paliers de  $E$  Volts.

Chaque condensateur supplémentaire ajoute 2 niveaux à la tension  $U_e$  et nécessite 4 transistors associés à des diodes en antiparallèle et 4 diodes en plus.

Toutes les diodes ne supportent pas la même tension qui varie de  $E$  pour certaines jusqu'à  $(N_{cond} - 1) \cdot E$  pour d'autres.

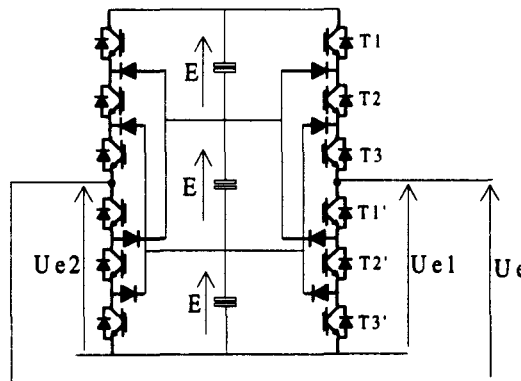


Figure 1.11: Structure NPC à 7 niveaux

b) Cellules imbriquées

Comme pour le NPC, il faut associer deux structures unipolaires pour obtenir une tension  $U_e$  bipolaire.

La figure 1.12 montre le schéma de cette structure pour 7 niveaux.

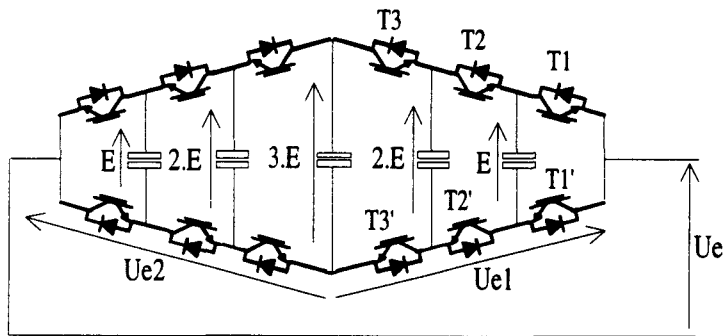


Figure 1.12: Convertisseur 7 niveaux à cellules imbriquées

Si tous les composants actifs supportent la même tension  $E$ , les condensateurs ont des tensions prenant respectivement des valeurs allant de  $E$  à  $E_{max}$  par paliers égaux à  $E$ .

Chaque cellule apporte un niveau et demande deux transistors, deux diodes et un condensateur.

c) La mise en série de ponts.

La figure 1.13 montre cette association pour 7 niveaux. La tension  $U_e$  est bipolaire.

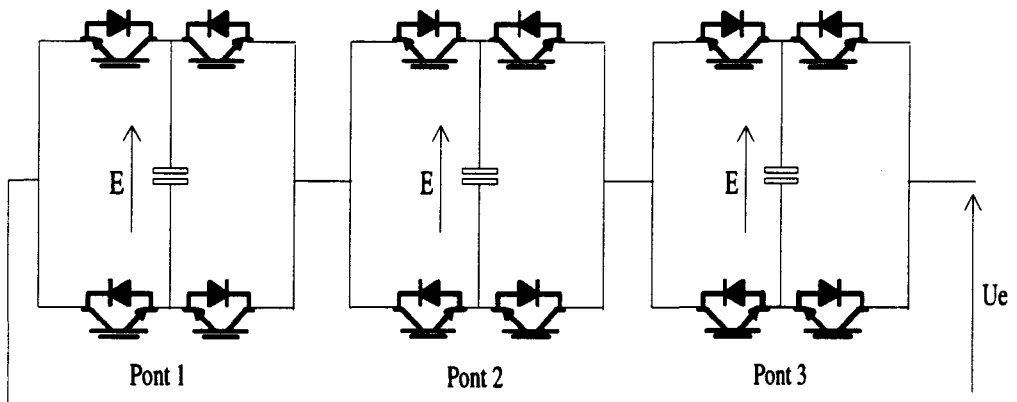


Figure 1.13: Association série de ponts.

Tous les condensateurs et tous les composants actifs supportent la même tension  $E$ .

Chaque pont supplémentaire ajoute deux niveaux et nécessite quatre transistors, quatre diodes et un condensateur.

Le tableau ci-dessous indique le nombre de composants nécessaires dans chaque cas.

	Solution 1 NPC	Solution 2 Cellules imbriquées	Solution 3 Mise en série de ponts
condensateurs	$(n-1)/2$	$(n-2)$	$(n-1)/2$
transistors	$2.(n-1)$	$2.(n-1)$	$2.(n-1)$
diodes	$4.(n-2)$	$2.(n-1)$	$2.(n-1)$

Les trois montages nécessitent rigoureusement le même nombre de transistors (associés à une diode en antiparallèle); En revanche, seul le N.P.C. nécessite des diodes supplémentaires.

En ce qui concerne les condensateurs, hormis leur nombre, il faut également tenir compte de l'énergie qu'ils doivent emmagasiner. Dans le N.P.C. ou dans la mise en série de ponts, cette énergie est stockée sous une tension  $E$ . La capacité totale nécessaire sera la même dans les deux cas.

Pour le convertisseur à cellules imbriquées, il faut plus de condensateurs mais ceux-ci sont de valeur plus faible. En effet, la totalité de l'énergie est stockée sous la tension  $E_{max}$ . Comme l'énergie est proportionnelle au carré de la tension, la capacité nécessaire dans ce cas est plus faible que pour les deux solutions précédentes. En contrepartie, ce condensateur doit supporter une tension plus élevée.

Les autres condensateurs mis en oeuvre dans cette structure stockent de l'énergie dont la variation est nulle sur une période de commutation des composants et non pas sur une période complète du fondamental des grandeurs alternatives. Leur capacité est par conséquent très faible [MEYNARD 92].

Si on considère le volume et le poids, c'est la structure à cellules imbriquées qui est la plus favorable pour toutes les raisons évoquées précédemment.

### 2.3.2. La régulation des tensions aux bornes des condensateurs

Le problème principal des structures multiniveaux est le contrôle des différentes sources d'énergie.

On va donc examiner pour chaque solution, s'il est possible de maintenir une charge correcte des sources d'énergies et le cas échéant, la difficulté que cela impose.

Les sources d'énergie sont réalisées par des condensateurs. Le maintien de leurs charges impose que le courant moyen qui les traverse soit nul. Aussi, pour être en mesure d'assurer une régulation, il faut être capable de contrôler individuellement le courant moyen de chaque condensateur.

a) Le N.P.C.

Son fonctionnement sur trois niveaux ne pose pas de problème. On trouve dans l'industrie cette structure utilisée en onduleur triphasé. L'équilibrage est assuré par deux résistances branchées en parallèle sur les condensateurs [SCHÜTZE].

Par contre, cette structure n'est pas utilisée à notre connaissance pour un nombre plus grand de niveaux. L'équilibrage à l'aide de résistances devient dans ce cas prohibitif et ne peut alors être utilisé. Nous allons montrer, après un bref rappel sur le fonctionnement de cette structure, qu'il est très difficile d'obtenir une charge correcte des condensateurs par l'intermédiaire de la commande utilisée.

Principe de fonctionnement

La figure 1.11 montre la structure NPC dans le cas de 7 niveaux.

Dans cette structure, les transistors  $T_i$  et  $T_i'$  doivent être commandés de façon complémentaire.

La tension  $U_{e1}$  peut s'écrire :

$$U_{e1} = T_3.E + T_3.T_2.E + T_3.T_2.T_1.E$$

avec  $T_i=1$  lorsque le transistor est passant et  $T_i=0$  lorsqu'il est bloqué.

A partir de cette équation, on déduit l'état nécessaire des transistors pour obtenir chaque niveau de tension (tableau ci-dessous).

	$T_1$	$T_2$	$T_3$
$U_{e1} = 0$	0	0	0
$U_{e1} = E$	0	0	1
$U_{e1} = 2.E$	0	1	1
$U_{e1} = 3.E$	1	1	1

Pour chaque niveau de tension, on peut voir sur le tableau qu'il n'y a qu'une combinaison possible pour la commande des interrupteurs. Comme le courant qui circule dans les condensateurs est fonction de cette configuration, il va donc dépendre uniquement de la tension  $U_e$ .

Cela signifie que la régulation des tensions ne pourra se faire, dans la mesure du possible que par l'intermédiaire de la tension  $U_{e1}$ . Or dans un fonctionnement en filtre actif, cette tension est

utilisée pour le contrôle du courant qu'il fournit. De ce fait, si on souhaite assurer un contrôle permanent du courant, on ne peut pas simultanément contrôler le déséquilibre de tension.

Cette constatation montre le problème de cette structure. Chaque niveau de tension délivré par un bras ne peut se faire que d'une façon. Il n'y a donc pas de degré de liberté permettant le réglage du courant moyen dans les condensateurs.

On peut montrer de manière plus précise que même lorsque la tension de sortie est bipolaire, c'est à dire en associant deux cellules de commutation multiniveaux (figure 1.11), un déséquilibre se produit et ne peut pas se contrôler aisément.

En nommant respectivement  $U_{e1}$  et  $U_{e2}$  les tensions délivrées par chaque bras, on a :

$$U_e = U_{e2} - U_{e1}$$

Si on veut  $U_e = E$ , trois possibilités existent :

$$U_{e2} = 3.E \text{ et } U_{e1} = 2.E, \quad U_{e2} = 2.E \text{ et } U_{e1} = E, \quad U_{e2} = E \text{ et } U_{e1} = 0$$

Suivant la possibilité choisie, le courant  $I_f$  de compensation circulera dans un des trois condensateurs.

Si on veut  $U_e = 2.E$ , deux possibilités existent:

$$U_{e2} = 3.E \text{ et } U_{e1} = E \text{ ou } U_{e2} = 2.E \text{ et } U_{e1} = 0$$

Le courant traverse deux condensateurs. Le condensateur  $C_2$  est toujours utilisé en association avec un des deux autres.

Si on veut  $U_e = 3.E$ , il faut  $U_{e2} = 3.E$  et  $U_{e1} = 0$ .

Le courant circule dans les trois condensateurs.

Si on considère l'examen des différentes combinaisons, il ressort que :

- lorsque  $U_e = 3.E$ , il n'y a pas de déséquilibre qui se crée puisque les trois condensateurs sont sollicités.

- lorsque  $U_e = 2.E$ , la tension aux bornes de  $C_2$  se déséquilibre obligatoirement puisque le courant traversant  $C_2$  est toujours de même signe quelle que soit la combinaison employée.

- lorsque  $U_e = E$ , il est possible suivant la combinaison utilisée de faire passer le courant par le condensateur que l'on souhaite. On peut donc, uniquement dans ce cas, favoriser le fonctionnement d'un condensateur afin de rétablir l'équilibre des tensions.

Comme la régulation ne peut opérer que sur un seul état possible, c'est à dire lorsque  $U_e = E$ , on voit que ce contrôle ne peut pas être assuré en permanence dès que la structure N.P.C. utilise tous les niveaux qu'elle est capable de générer.

### b) Cellules imbriquées

De nombreux travaux ont présenté le fonctionnement de cette structure. On ne détaillera donc pas son fonctionnement dans ce mémoire mais on se contentera de montrer que le contrôle des tensions est possible.[CARRERE][MEYNARD 93].

La figure 1.12 montre une configuration à 3 cellules imbriquées (six pour obtenir une tension de sortie bipolaire).

La tension  $U_{e1}$  s'écrit en fonction de l'état des interrupteurs :

$$U_{e1} = U_{c1}(T1-T2)+U_{c2}(T2-T3)+U_{c3}(T3).$$

Dans cette structure, il est possible pour une tension de sortie donnée de solliciter tous les condensateurs de manière indépendante. Par exemple, pour obtenir  $U_e = E$ , on peut utiliser trois configurations différentes :

$$U_{c1} , U_{c2}-U_{c1} , U_{c3}-U_{c2}$$

Quelle que soit la tension de sortie  $U_e$ , on peut favoriser le fonctionnement d'un condensateur et ainsi modifier son courant moyen.

On peut donc assurer le contrôle des tensions aux bornes des éléments de stockage en choisissant la bonne configuration d'interrupteur.

### c) Association en série de ponts

Dans le cadre d'une association en série de ponts, la structure résultante n'impose pas d'obligation particulière au niveau de la commande d'un pont par rapport aux autres. Il est donc possible suivant le besoin de favoriser le fonctionnement d'un ou de plusieurs ponts par rapport aux autres pour maintenir équilibrées toutes les sources de tension.

## **2.3.3. Choix de la structure**

L'étude sur le nombre de composants nécessaires montre un léger avantage pour la structure à cellules imbriquées. Cet avantage est principalement lié au stockage de l'énergie sous une tension élevée. Le N.P.C. par contre est moins intéressant puisqu'il demande plus de composants.

Par rapport aux commandes particulières à employer, la structure N.P.C. est ici également la moins intéressante des trois puisque sa régulation est la plus complexe.

De cette étude, il ressort deux possibilités qui semblent équivalentes pour l'application envisagée. Notre étude s'est orientée vers la mise en série de ponts car, d'une part, elle ne fait intervenir que des onduleurs de tension dont le fonctionnement est connu, et d'autre part, la structure à cellules imbriquées est en cours d'étude au L.E.E.I. y compris dans un fonctionnement en filtre actif.

La figure 1.14 montre le schéma détaillé de cette structure dans l'application souhaitée, ainsi que les notations utilisées dans le formalisme de modélisation introduit ensuite.  $N$  indique le nombre de ponts mis en série.

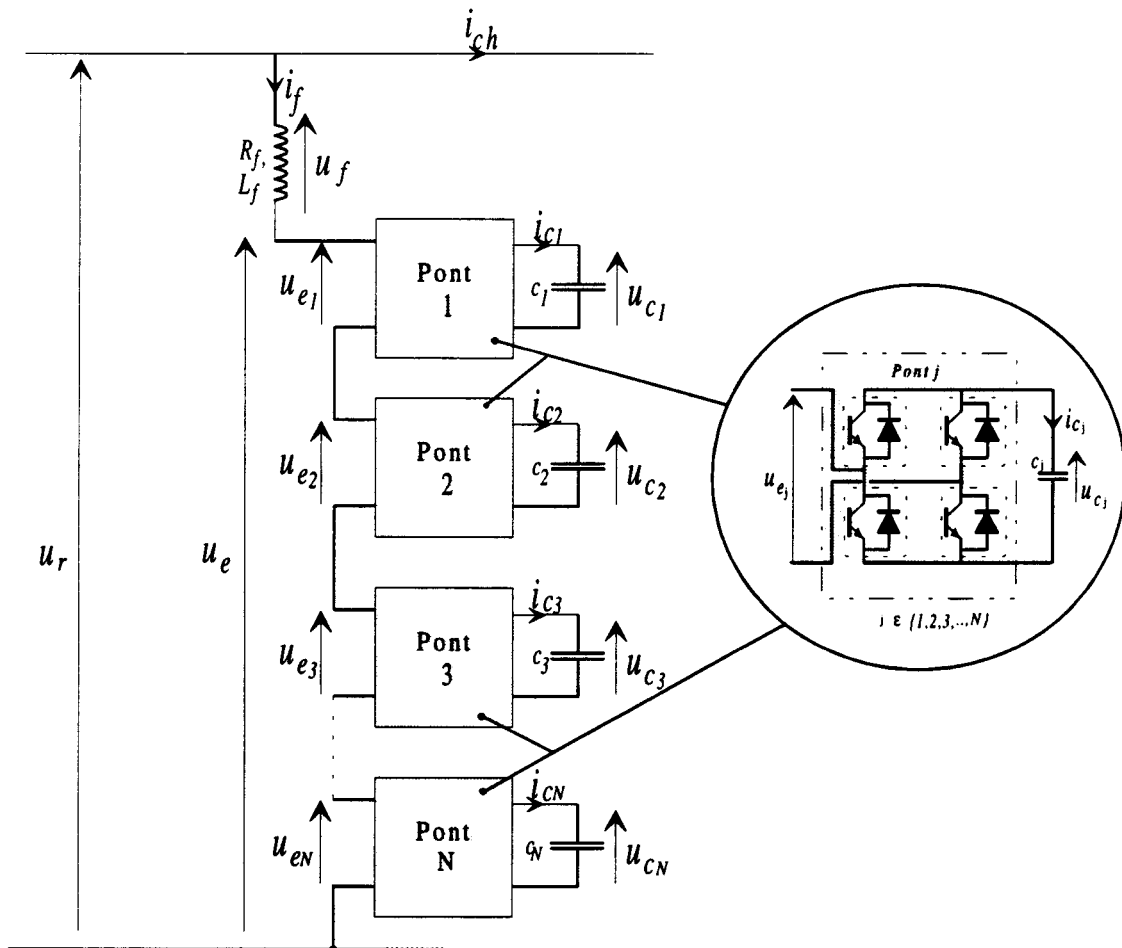


Figure 1.14: Schéma de principe du filtre actif haute tension

## 2<sup>EME</sup> PARTIE: AXE DE CONTROLE

### 3. FORMALISME DE MODELISATION

L'étude des convertisseurs statiques et de leurs commandes demande, pour être abordée de manière rigoureuse, un formalisme permettant leur modélisation. Nous présentons brièvement ce formalisme développé au laboratoire [HAUTIER][GUILLAUD]. Ces notions seront utilisées dans les chapitres suivants afin de définir le contrôle du convertisseur et ses performances.

#### 3.1. Modélisation des systèmes électrotechniques

La représentation détaillée de l'axe de commande apparaît sur la figure 1.15 :

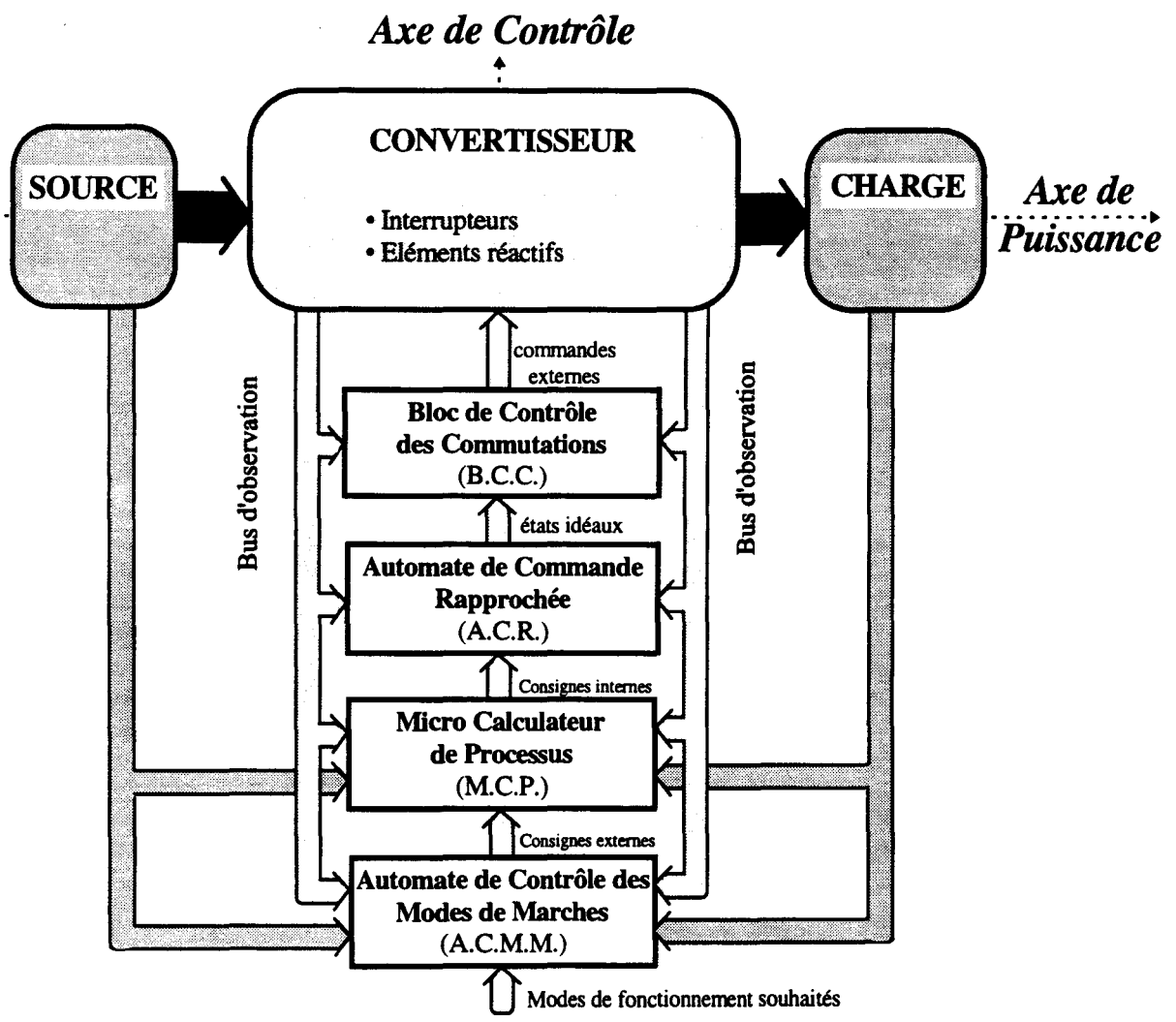


Figure 1.15: Structure générale d'un système électrotechnique



L'axe de commande peut se décomposer en quatre blocs fonctionnels :

**L'automate de contrôle des mode de marche (A.C.M.M.)**

C'est le niveau hiérarchiquement le plus élevé de la commande. Il gère les différents modes de fonctionnement du système tels que la séquence de démarrage, le choix du type de fonctionnalité s'il en existe plusieurs possibles pour le convertisseur commandé, la gestion de défauts, la marche dégradée ... . Il se charge aussi du dialogue avec l'extérieur.

**Le Micro Calculateur de Processus (M.C.P.)**

Le M.C.P. correspond à la commande éloignée du système. Dans le cas général, c'est à ce niveau que sont dévolues des fonctions essentiellement de type algorithmique en rapport avec la conduite du processus: régulation de vitesse et de position dans le cas d'entraînement de machine par exemple, ... . Il peut disposer de plusieurs algorithmes qui sont sélectionnés suivant les ordres de l'A.C.M.M..

**L'Automate de Commande Rapprochée (A.C.R.)**

Il convertit les consignes fournies par le M.C.P en ordres logiques compatibles avec la commande des composants. C'est à ce niveau que se fera le contrôle des grandeurs d'états qui caractérisent le convertisseur (courant, tension,...). L'A.C.R. regroupe les fonctions de type logique: séquence, réglage, autopilotage... pouvant nécessiter la mise en jeu de fréquences élevées.

**- Le Bloc de Contrôle des Commutations (B.C.C.)**

Il traite les ordres logiques issus de l'A.C.R. en adaptant les commandes au type de semi-conducteurs utilisés et assure la sécurité de fonctionnement au niveau du montage de puissance par l'introduction de temps morts, la détection et la gestion immédiate de courts-circuits et d'une manière générale la surveillance du bon fonctionnement des composants. La mise au point de cet élément nécessite une bonne connaissance des composants de puissance à commander [FOCH 89] de façon à les exploiter le mieux possible.

Dans cette décomposition fonctionnelle, tous les blocs sont reliés entre eux par différents bus.

On en dénombre 3 principaux:

- Le bus de commande qui transmet les informations concernant la commande du bloc le plus éloigné jusqu'aux gâchettes des transistors.
  
- Le bus d'observation qui véhicule les informations issues des capteurs placés au niveau de la source et de la charge. Il met ces informations à la disposition de l'A.C.R., du M.C.P. et de l'A.C.M.M. .
  
- Le bus de contrôle qui transmet des informations logiques caractéristiques de l'état du processus :
  - chien de garde du microprocesseur,
  - défaut d'un élément du convertisseur.

### **3.2. Etablissement du modèle de connaissance**

La mise au point de l'axe de commande exige de disposer d'un modèle de connaissance dynamique du processus concerné qui, dans le cas présent, est constitué de l'ensemble source-convertisseur-charge.

Dans cet objectif, ce modèle de connaissance de la partie puissance est établi sur les bases d'une décomposition fonctionnelle. Celle-ci fait apparaître une partie commande décrite par un réseau de Pétri qui explicite la manière dont s'établissent les diverses connexions dans la partie opérative.

Toutefois, dans le cas de convertisseurs entièrement commandables (à interrupteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture), il existe une relation directe entre la commande des composants et les fonctions de connexion traduisant leur état réel; les graphes de Pétri ne sont alors plus nécessaires à la description de cette partie commande.

#### **3.2.1. Description fonctionnelle**

L'axe de puissance du convertisseur peut se décomposer en deux parties:

\* une Partie Commande qui met en évidence les conditions d'ouverture et de fermeture des interrupteurs montrant ainsi l'établissement des liaisons entre sources de natures différentes (tension-courant).

\* une Partie Opérative qui se sépare en un bloc continu (source-charge-éléments passifs) et un bloc discontinu décrivant les connexions que réalise le convertisseur.

La figure 1.16 rassemble ces éléments qui sont détaillés dans les paragraphes suivants.

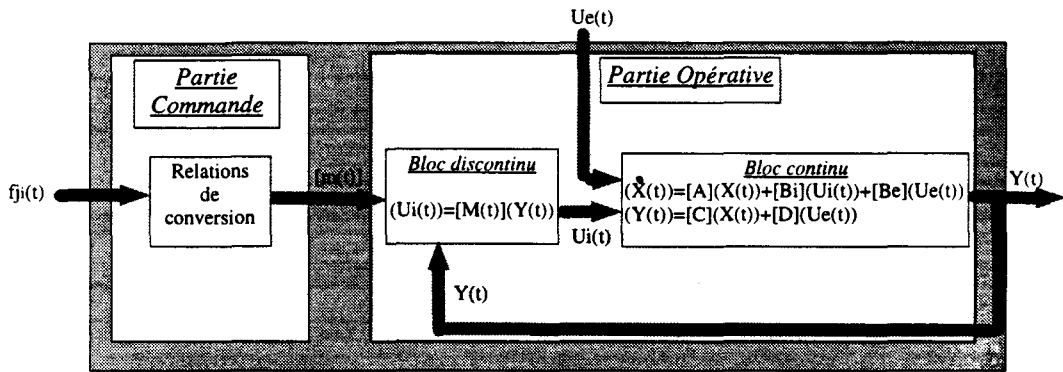


Figure 1.16: Modèle de connaissance de l'axe de puissance.

### 3.2.2. Modèle du bloc continu

Le bloc continu est décrit par les équations d'état classiques:

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= [A]X(t) + [B]U(t) \\ Y(t) &= [C]X(t) + [D]U(t). \end{aligned} \quad (1.1)$$

Le vecteur  $X(t)$  correspond aux variables d'état du système étudié, soit ici :

$$X(t) = (I_f(t) \ U_{c1}(t) \ U_{c2}(t) \ U_{c3}(t) \ \dots \ U_{cN}(t)) \quad (1.2)$$

Nous distinguons deux types d'entrée:

Les entrées dite externes qui dans le cas général représentent les sources d'énergie, soit pour le convertisseur étudié:  $U_e(t) = (U_r(t)) \quad (1.3)$

Les entrées dite internes constituées par les grandeurs modulées par le convertisseur lui-même, soit ici :  $U_i(t) = (U_{e1}(t) \ U_{e2}(t) \ \dots \ U_{eN}(t) \ I_{c1}(t) \ I_{c2}(t) \ \dots \ I_{cN}(t)) \quad (1.4)$

$Y(t)$  correspond aux grandeurs d'observation. On y placera les variables d'état.

On peut alors écrire le système sous la forme:

$$\begin{pmatrix} \frac{dI_f(t)}{dt} \\ \frac{dU_{c1}(t)}{dt} \\ \frac{dU_{c2}(t)}{dt} \\ \dots \\ \frac{dU_{cN}(t)}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_f & 0 & 0 & \dots & 0 \\ L_f & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} I_f(t) \\ U_{c1}(t) \\ U_{c2}(t) \\ \dots \\ U_{cN}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix} * U_r(t) +$$

$$\begin{matrix} \uparrow \\ N+1 \\ \downarrow \end{matrix} + \begin{pmatrix} -\frac{1}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & \dots & -\frac{1}{L_f} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & \frac{1}{C_N} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} U_{e1}(t) \\ U_{e2}(t) \\ \dots \\ U_{eN}(t) \\ I_{c1}(t) \\ I_{c2}(t) \\ \dots \\ I_{cN}(t) \end{pmatrix} \quad (1.5)$$

$$\leftarrow \begin{matrix} 2.N \\ \rightarrow \end{matrix}$$

### 3.2.3. Modèle du bloc discontinu

Pour modéliser le bloc discontinu, il est nécessaire de définir les fonctions qui caractérisent la fonctionnalité de chaque interrupteur élémentaire et du convertisseur qui le contient.

#### 3.2.3.1. La fonction de connexion

Nous désignons par  $f_{ji}(t)$ , la fonction de connexion associée à l'interrupteur  $K_{ji}$  de sorte que le courant  $I(t)$  qui le traverse et la tension  $V(t)$  à ses bornes aient respectivement pour expressions:

$$I(t)=f_{ji}(t).I_c(t) \text{ et } V(t)=(1-f_{ji}(t)).E_c(t) \quad f_{ji}(t) \in \{0,1\} \quad (1.6)$$

où  $I_c(t)$  et  $E_c(t)$  désignent le courant et la tension commutés.

L'indice  $j$  représente le numéro du pont, l'indice  $i$  la place de l'interrupteur dans ce pont (figure 1.17).

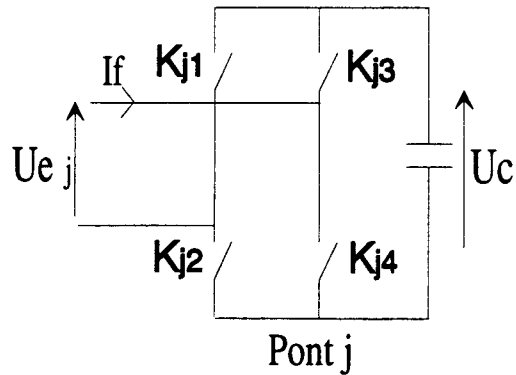


Figure 1.17: Place des interrupteurs dans le pont  $j$

Cette fonction caractérise l'état de l'interrupteur  $i$  du pont  $j$  par  $f_{ji}(t) = 0$  quand l'interrupteur est ouvert,  $f_{ji}(t) = 1$  quand il est fermé.

### 3.2.3.2. La fonction de conversion

Dans la description du bloc continu, nous avons distingué les entrées externes ( $U_e(t)$ ) des entrées internes ( $U_i(t)$ ). Le premier vecteur regroupe toutes les grandeurs continues intervenant dans le système. Le deuxième regroupe les grandeurs modulées par le convertisseur.

En associant à chaque interrupteur  $K_{ji}$  la fonction de connexion  $f_{ji}(t)$ , on peut écrire pour le pont  $j$  :

$$\begin{pmatrix} U_{ej}(t) \\ I_{cj}(t) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_{j1}(t) - f_{j3}(t) & 0 \\ 0 & f_{j1}(t) - f_{j3}(t) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} U_{cj} \\ I_f \end{pmatrix} = [m_j(t)] \begin{pmatrix} U_{cj} \\ I_f \end{pmatrix} \quad (1.7)$$

$m_j(t)$ , appelée fonction de conversion, définit l'état des grandeurs modulées par le convertisseur à partir des fonctions de connexion.

**Remarque :** On peut noter que si les interrupteurs  $K_{j2}$  et  $K_{j4}$  n'apparaissent pas directement dans cette écriture matricielle, ils interviennent implicitement par la règle d'alternance des sources (pas d'ouverture des sources de courant, pas de court-circuit des sources de tension) qui impose des liaisons rigides entre les fonctions de connexion d'une même cellule de commutation soit:

$$f_{j2}(t) = 1 - f_{j1}(t) \quad \text{et} \quad f_{j4}(t) = 1 - f_{j3}(t) \quad (1.8)$$

On peut également remarquer que la fonction de conversion du pont  $j$ ,  $m_j(t)$ , ne dépend que de la commande des interrupteurs utilisés puisqu'ils sont commandables à l'ouverture et à la fermeture dans l'application décrite. Cette écriture matricielle (1.7) se réduit aux deux équations:

$$\begin{aligned} U_{e_j}(t) &= m_j(t) \cdot U_{c_j} \\ I_{c_j}(t) &= m_j(t) \cdot I_f \quad \text{avec } \underline{m_j(t)} = \underline{f_{j1}(t) - f_{j3}(t)} \text{ et } m_j(t) \in \{-1, 0, +1\} \end{aligned} \quad (1.9)$$

*A travers ces relations, on voit que la fonction de conversion définit le rôle du convertisseur vis à vis des grandeurs électriques externes. Les fonctions de connexion déterminent la manière d'y parvenir à l'aide des interrupteurs.*

### 3.2.3.3. Fonctions génératrices de connexion

A la fonction de connexion  $f_{ji}(t)$  d'un interrupteur, nous associons une fonction continue  $f_{jig}(t)$  qui représente la valeur moyenne de la connexion réalisée sur une période  $T_e$  de commutation supposée infiniment petite. On définit ainsi  $f_{jig}(t)$  comme étant la fonction génératrice de connexion telle que:

$$f_{jig}(t) = \lim_{T_e \rightarrow 0} \frac{1}{T_e} \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} f_{ji}(t) \cdot dt \quad (1.10)$$

Comme  $f_{ji}(t) \in \{0, +1\}$  alors  $f_{jig}(t) \in [0, +1]$

### 3.2.3.4. Fonctions génératrices de conversion

De la même manière, nous associons à la fonction de conversion  $m_j(t)$ , une fonction génératrice de conversion  $m_{jg}(t)$ . La relation (1.9) entre fonction de conversion et fonction de connexion étant linéaire, elle se retrouve entre les génératrices correspondantes, soit :

$$m_{jg}(t) = \lim_{T_e \rightarrow 0} \frac{1}{T_e} \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} m_j(t) \cdot dt = f_{j1g}(t) - f_{j3g}(t) \quad (1.11)$$

Cette disposition, équivalente à une modélisation en valeur moyenne du bloc discontinu, permet d'unifier la partie opérative en réduisant le modèle de l'axe de puissance à de simples relations linéaires définissant le convertisseur. Ce modèle ne fait alors intervenir que des grandeurs continues (figure 1.18).

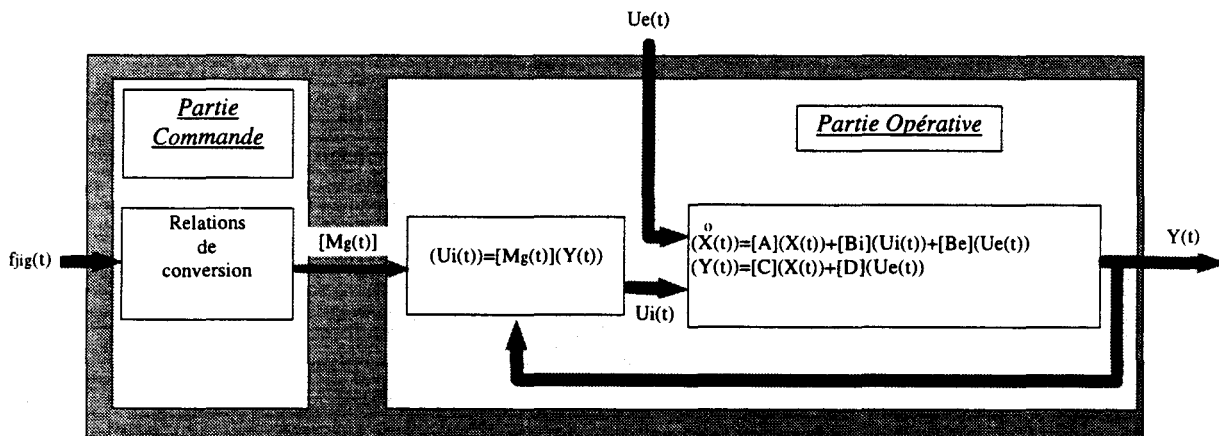


Figure 1.18: Modèle continu

### 3.2.4. Architecture de la commande

Par inversion du modèle de connaissance, on peut obtenir le modèle de l'axe de commande du convertisseur [FRANCOIS].

- Le M.C.P. génère les grandeurs électriques de référence vers lesquelles doivent tendre les grandeurs d'état du système. Il s'agit du courant que doit fournir le filtre actif et des valeurs de tension désirées aux bornes des éléments de stockage.

C'est donc dans ce bloc que l'on va trouver la procédure de détermination du courant harmonique à compenser. Pour obtenir un filtrage efficace, cette procédure devra être très précise.

-L'A.C.R. est constitué de quatre blocs:

\* un bloc de commande algorithmique assurant l'asservissement des grandeurs d'état. On y trouvera donc la boucle de régulation du courant  $I_f$  qui crée une référence de tension  $U_e^*$ . Ce courant devra correspondre de la meilleure façon possible au courant de référence défini par le M.C.P. . Cette boucle devra donc être très rapide et très précise.

On y trouvera également le contrôle des tensions aux bornes des éléments de stockage d'énergie.

\* Un bloc de répartition des fonctions de conversion qui à partir du bloc de commande algorithmique détermine les fonctions génératrices de conversion de chaque pont.

\* Un générateur de connexion qui établit les fonctions génératrices de connexion à partir des fonctions génératrices de conversion.

\* un modulateur qui détermine les fonctions de connexion à partir des fonctions génératrices de connexion.

La figure 1.19 rassemble ces différents éléments.

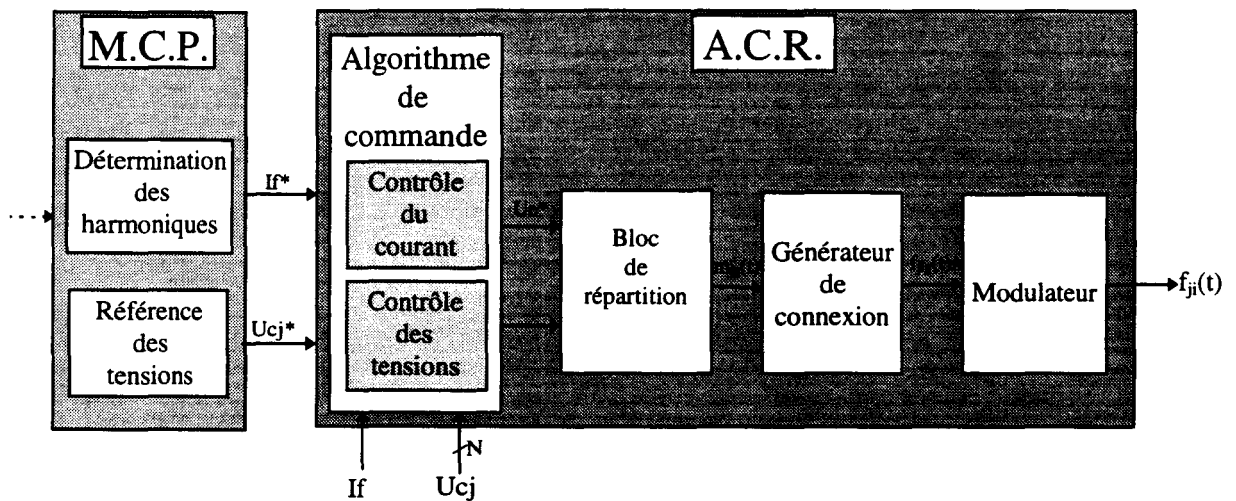


Figure 1.19: Architecture de la commande du convertisseur.

## Conclusion

Une première partie de ce chapitre a été consacrée au choix d'une structure de filtre actif répondant à plusieurs impératifs: fonctionnement en haute tension, encombrement et poids réduits. Cette recherche a abouti à un filtre actif parallèle utilisant une mise en série d'onduleurs de tension monophasés.

Le formalisme de modélisation développé au L2EP a permis de définir l'architecture de l'axe de commande de ce dispositif. Il est apparu alors trois éléments (le modulateur, le générateur de connexion et le bloc de répartition) que l'on peut réaliser de multiples façons. Il s'agit donc, d'étudier ces différentes possibilités pour utiliser au mieux les degrés de liberté apportés par le nombre de ponts  $N$  en vue d'obtenir des performances optimales pour la structure globale. Cette partie constitue la caractérisation du convertisseur et fait l'objet du chapitre 2.



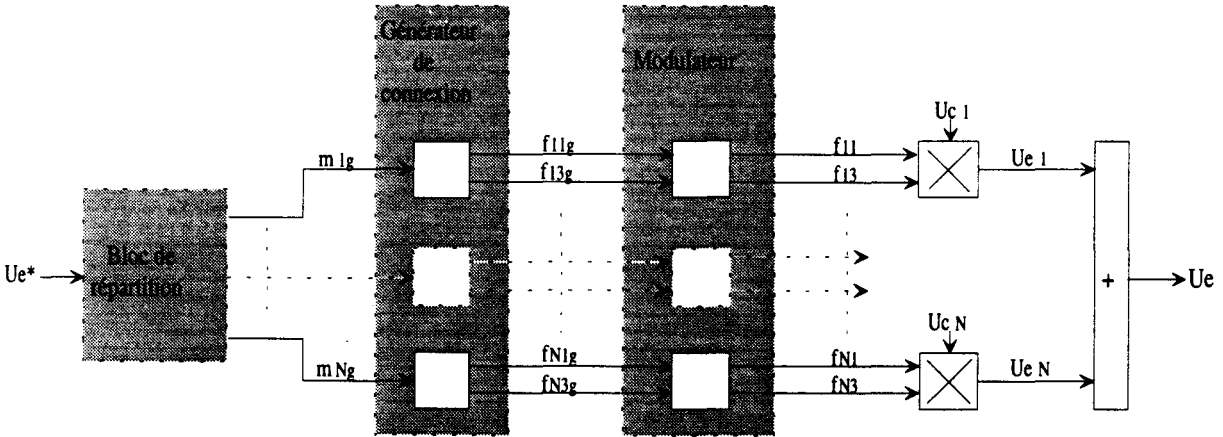
## **CHAPITRE II**

# **CARACTERISATION DU CONVERTISSEUR**

## INTRODUCTION

L'objet de ce chapitre est de définir complètement et de caractériser le fonctionnement de la structure du filtre actif choisie dans le chapitre précédent.

Ainsi, dans un premier temps, nous allons choisir les blocs modulateur, générateur de connexion et bloc de répartition à partir de critères liés à l'utilisation et aux performances du convertisseur.



La tension de sortie  $U_e$  générée par le convertisseur s'écrit alors dans ces conditions :

$$U_e = m_{1g} \cdot U_{c1} + m_{2g} \cdot U_{c2} + \dots + m_{Ng} \cdot U_{cN}$$

soit :

$$U_e = N \cdot m_g \cdot U_c \quad \text{si } U_{c1} = U_{c2} = \dots = U_{cN} = U_c$$

La fonction de conversion  $m_g$  caractérise alors la conversion globale effectuée par le convertisseur.

Dans ce chapitre, on supposera que les tensions continues sont égales et constantes de valeur  $U_c$ .

Si les tensions aux bornes des condensateurs sont constantes, elles ne nécessitent plus de régulation : l'axe de commande se trouve alors réduit à sa représentation donnée sur la figure 2.1

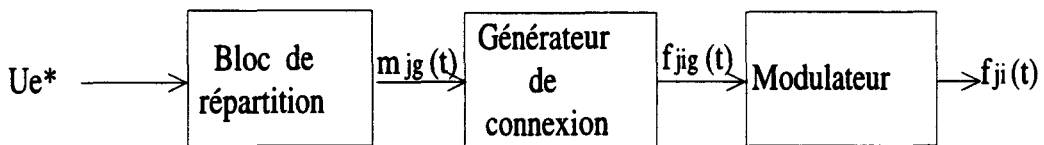


Figure 2.1: Modèle simplifié de la boucle ouverte

Le convertisseur ainsi défini, nous allons montrer quelles sont les propriétés intrinsèques de celui-ci. Cette étude est faite dans un fonctionnement en boucle ouverte, ce qui permettra de mieux définir par la suite la boucle fermée et ses limitations.

## 1. CHOIX DU MODULATEUR

Le modulateur détermine les fonctions  $f_{ji}(t)$ , de telle sorte que la valeur moyenne de  $f_{ji}(t)$  sur une période soit égale à  $f_{jig}(t)$ . Pour réaliser cette fonction, différents types de modulateur peuvent être mis en oeuvre. Ils peuvent se classer en 2 familles distinctes suivant que la période de modulation est fixe ou variable :

- **Les modulateurs à période variable ou à hystérésis**, caractérisés par une période de modulation  $T_e$  variable. Cette période est définie par un organe non linéaire et de ce fait, se trouve liée à d'autres grandeurs.

- **Les modulateurs à période fixe** qui imposent une fréquence de commutation constante. Ils définissent à partir des signaux de commandes  $f_{jig}(t)$  la largeur de l'impulsion  $L_k$  et sa position pour chaque période de modulation (figure 2.2).

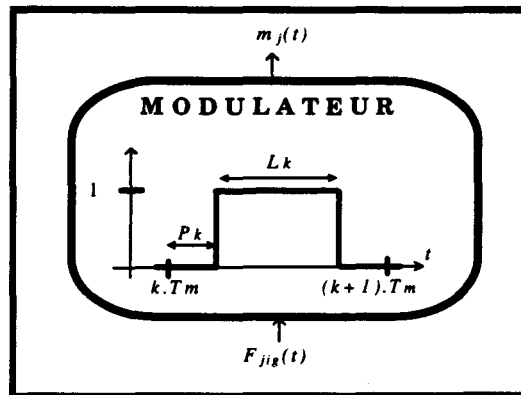


Figure 2.2: Modulation de la fonction de conversion

Ces deux types de modulateurs sont bien connus dans le cas des convertisseurs classiques.

Dans le cadre d'une utilisation en fonctionnement multiniveaux, on trouve peu d'études sur le sujet. Nous allons présenter les procédures de modulation utilisées dans le cas des montages multiniveaux.

## 1.1. Commande par hystérésis.

Dans ce cas, un fonctionnement multiniveaux s'obtient de plusieurs façons. Deux solutions principales peuvent être mises en exergue.

### 1.1.1. Modulateur à plusieurs bandes.

Cette solution utilise plusieurs bandes d'hystérésis pour obtenir un fonctionnement multiniveaux [MARCHESONI]. A chaque bande d'hystérésis, correspond alors un niveau. (Figure 2.3).

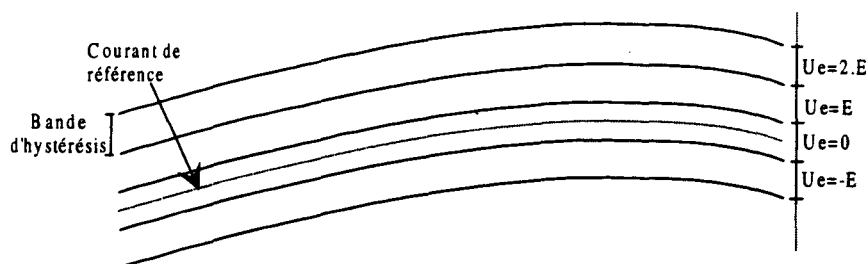


Figure 2.3: Fonctionnement avec plusieurs bandes d'hystérésis.

Dans ce fonctionnement, plus le courant s'éloigne de la référence, plus le niveau de la tension  $U_e$  du convertisseur augmente pour réduire l'erreur de suivi. Ainsi dans un fonctionnement qui utilise tous les niveaux du convertisseur afin de générer une tension plus précise, l'erreur sur le courant pourra prendre une valeur importante. Cela est le principal inconvénient de cette méthode.

### 1.1.2. Modulateur à une seule bande

Si le courant sort de la bande de référence, on augmente ou on diminue d'un niveau la tension de sortie [MARCHESONI]. Cette solution ne peut être utilisée ainsi que dans la mesure où le changement de niveau fait rentrer le courant dans la bande d'hystérésis. Dans le cas contraire, c'est à dire si le courant sort malgré tout de la bande d'hystérésis, on perd le contrôle du système (figure 2.4).

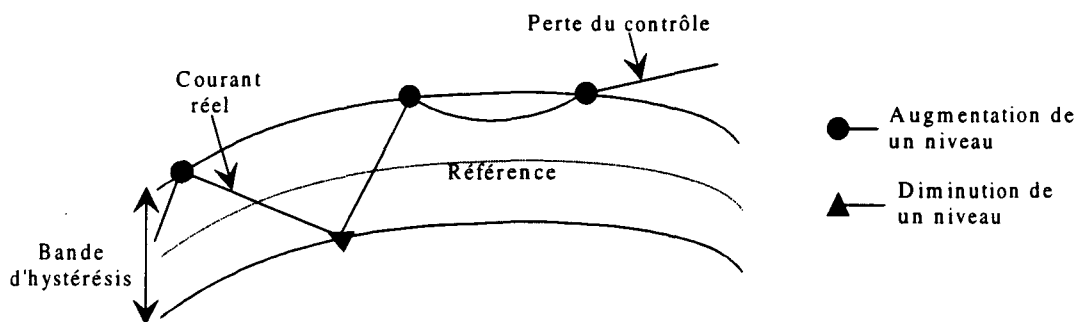


Figure 2.4: Fonctionnement multiniveaux à hystérésis sans horloge.

Pour obtenir un fonctionnement correct, il est nécessaire dans ce cas d'ajouter une horloge qui augmente ou diminue la tension de sortie d'un niveau à chaque impulsion lorsque le courant est en dehors de la bande de référence (figure 2.5).

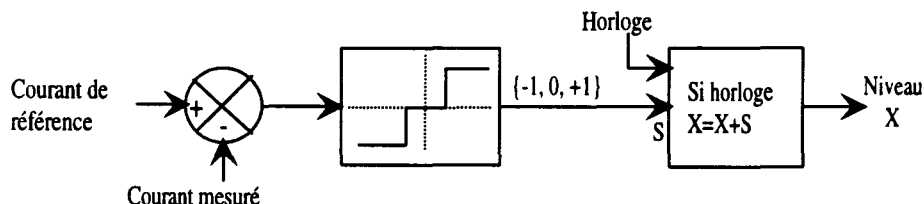


Figure 2.5: Synoptique d'un fonctionnement multiniveaux avec bande d'hystérésis.

## 1.2. Modulateur à période fixe

Le modulateur définit une impulsion de longueur  $L_k$  pour chaque pont et à chaque période de modulation. En pratique cette impulsion peut être placée n'importe où dans la période de modulation (paramètre  $P_k$ ). En général, elle est placée soit au début de la période, à la fin ou au milieu de celle-ci. Il a été montré [HAMMAN] que les impulsions centrées dans la période de modulation induisaient un contenu harmonique dû au découpage moins important. Pour le filtrage actif, ce contenu devant être le plus faible possible, une impulsion centrée est donc préférable. Le principe utilisé pour obtenir cette impulsion centrée est la comparaison de la fonction génératrice  $f_{jig}(t)$  avec une onde triangulaire de période  $T_c$ . Cette technique de MLI est dite à modulation naturelle.

Dans le cas de la mise en série de ponts, un fonctionnement multiniveaux nécessite une commande différente des interrupteurs pour chaque pont. Ce fonctionnement s'obtient par l'utilisation de plusieurs porteuses triangulaires.

L'étude bibliographique ne décrit que des fonctionnements en onduleur avec des sources constantes ou des fonctionnements en redresseur. Dans notre cas le convertisseur fonctionne en onduleur de tension dont les sources sont réalisées par des condensateurs ce qui nécessite une régulation correcte, définie au chapitre 4, pour maintenir ces sources à la bonne valeur.

### 1.3. Choix du type de modulateur

Cette présentation ne permet qu'une simple évaluation des principaux avantages et inconvénients des deux types de modulateur. On retrouve évidemment les mêmes propriétés que dans le cas de structures classiques.

<u>hystérésis:</u>	<u>MLI:</u>
<p><u>Avantages</u></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- Temps de réaction immédiat possible.</li> <li>- Une connaissance précise du système n'est pas nécessaire.</li> </ul>	<p><u>Avantages</u></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>-Maîtrise de la fréquence des interrupteurs.</li> <li>-Harmoniques de découpage regroupés en familles.</li> </ul>
<p><u>Inconvénients</u></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- La fréquence de commutation maximale des transistors n'est pas fixée.</li> <li>- Etalement des harmoniques de découpage</li> </ul>	<p><u>Inconvénients</u></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- La connaissance précise du système est nécessaire.</li> <li>- Le temps de réaction du système.</li> </ul>

Compte tenu de ces remarques, le seul critère en faveur de la commande par hystérésis est le temps de réaction rapide. Par contre, deux critères s'opposent à son utilisation dans le cadre du filtrage actif du fait de la nécessité de réaliser une régulation de courant très précise:

- La modélisation du système est très mal connue. La régulation des sources de tension continues sera plus difficile à réaliser.
- L'étalement des harmoniques de découpage

En effet, le convertisseur est lui-même un générateur d'harmoniques, y compris dans la zone de travail du filtre actif. **Ce dernier point nous a conduit à choisir un modulateur à période fixe pour diminuer l'interaction entre les grandeurs de consigne et les harmoniques de découpage.**

Il est maintenant nécessaire de préciser la manière dont sont obtenues les fonctions génératrices de connexion  $f_{jig}$  à partir de la fonction génératrice de conversion d'un pont  $m_{jg}$ .

## 2. GENERATEUR DE CONNEXIONS.

A partir des fonctions génératrices de conversion de chaque pont, le générateur de connexion va déterminer les fonctions génératrices de connexions  $f_{jig}$  devant vérifier l'équation suivante :

$$m_{jg} = f_{j1g} - f_{j3g} \quad (2.1)$$

Cette équation unique à deux inconnues admet une infinité de solutions. Les fonctions génératrices de connexions définies par:

$$\begin{aligned} f_{j1g} &= (1 + m_{jg})/2 \\ f_{j3g} &= (1 - m_{jg})/2 \end{aligned} \quad (2.2)$$

correspondent à la solution la plus couramment utilisée (figure 2.6a). Elle permet d'une part d'obtenir un fonctionnement simultané et équilibré des deux bras à la fréquence de modulation et d'autre part de générer une tension en sortie de fréquence double permettant une réduction supplémentaire des éléments de filtrage. C'est cette solution que l'on retiendra pour l'étude et la réalisation pratique.

Cependant, on peut montrer que cette solution donne la même forme d'onde pour la tension de sortie d'un pont qu'une autre solution moins utilisée maintenant et représentée figure 2.6b à la condition d'utiliser une fréquence de modulation double. Cette solution ne fait fonctionner qu'un seul bras à la fois suivant la polarité de la tension que l'on souhaite obtenir en sortie du pont, de sorte que :

$$\begin{aligned} f_{j1g} &= m_{jg} \text{ et } f_{j3g} = 0 \quad \text{pour } m_{jg} > 0 \\ f_{j1g} &= 0 \quad \text{et } f_{j3g} = -m_{jg} \text{ pour } m_{jg} < 0 \end{aligned} \quad (2.3)$$

Les différences entre ces deux méthodes reposent sur la séquence de fonctionnement des interrupteurs.

Dans un cas, un seul bras fonctionne à la fréquence  $2.F$

Dans l'autre cas, les deux bras fonctionnent à la fréquence  $F$ .

*Cette constatation est nécessaire à la poursuite de l'étude où l'on utilisera les résultats de S.R. BOWES qui a déterminé la composition harmonique de la tension de sortie dans le cas de la deuxième méthode.*

La figure 2.6 représente les signaux du générateur de connexion et du modulateur utilisés dans notre cas en a) et pour le deuxième cas en b). On remarque l'identité des deux sorties  $m_j(t)$  pour les deux cas.

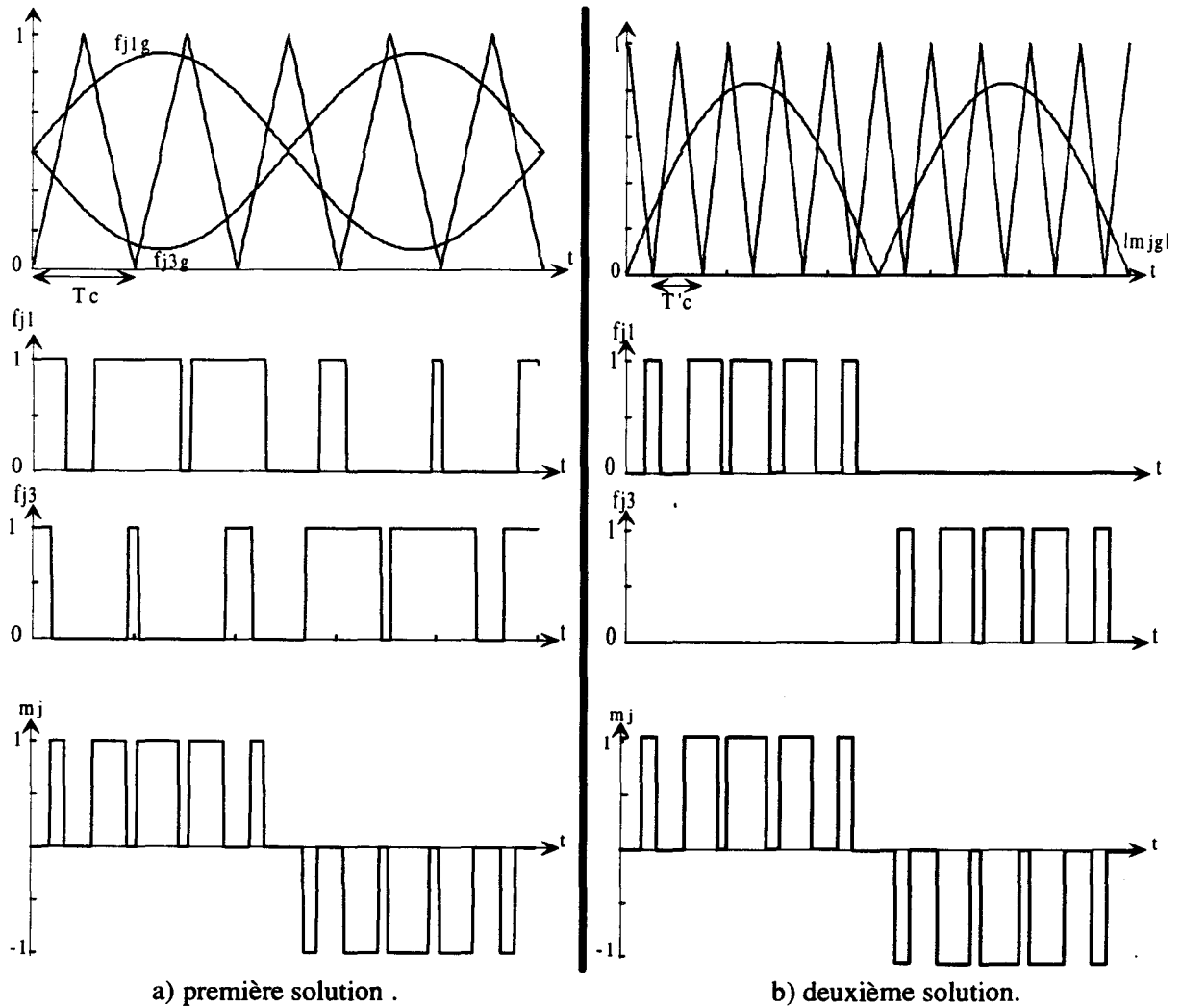


Figure 2.6 Exemple de fonctions de connexion et de conversion obtenues de 2 manières différentes.

On peut voir sur la figure 2.7 qu'il est possible d'obtenir une tension nulle en sortie du pont de deux façons différentes. C'est ce degré de liberté qui permet d'obtenir la même forme d'onde pour la tension  $U_{ej}$  malgré une séquence différente des interrupteurs et donc des fonctions génératrices de connexion différentes. On a tracé les différents états des interrupteurs qui permettent de réaliser cette tension. A partir de ces états, on détermine les fonctions de connexion  $f_{ji}(t)$ .



$f_{j1}$	$f_{j3}$	$U_{ej}$
0	0	0
0	1	$+U_c$
1	0	$-U_c$
1	1	0

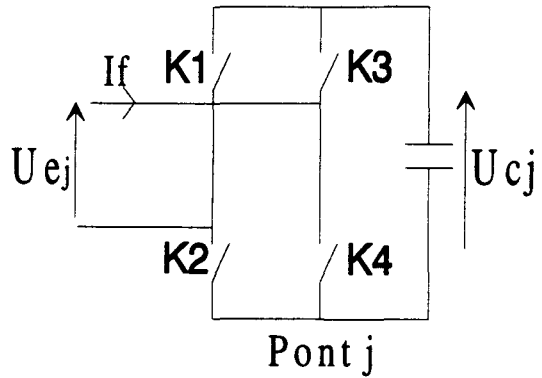


Figure 2.7 : Table de vérité de la tension  $U_{ej}$

Le graphique de la figure 2.8 montre les deux solutions précédentes pour commander les interrupteurs ainsi qu'une troisième qui permet d'obtenir la même tension de sortie  $U_{ej}$

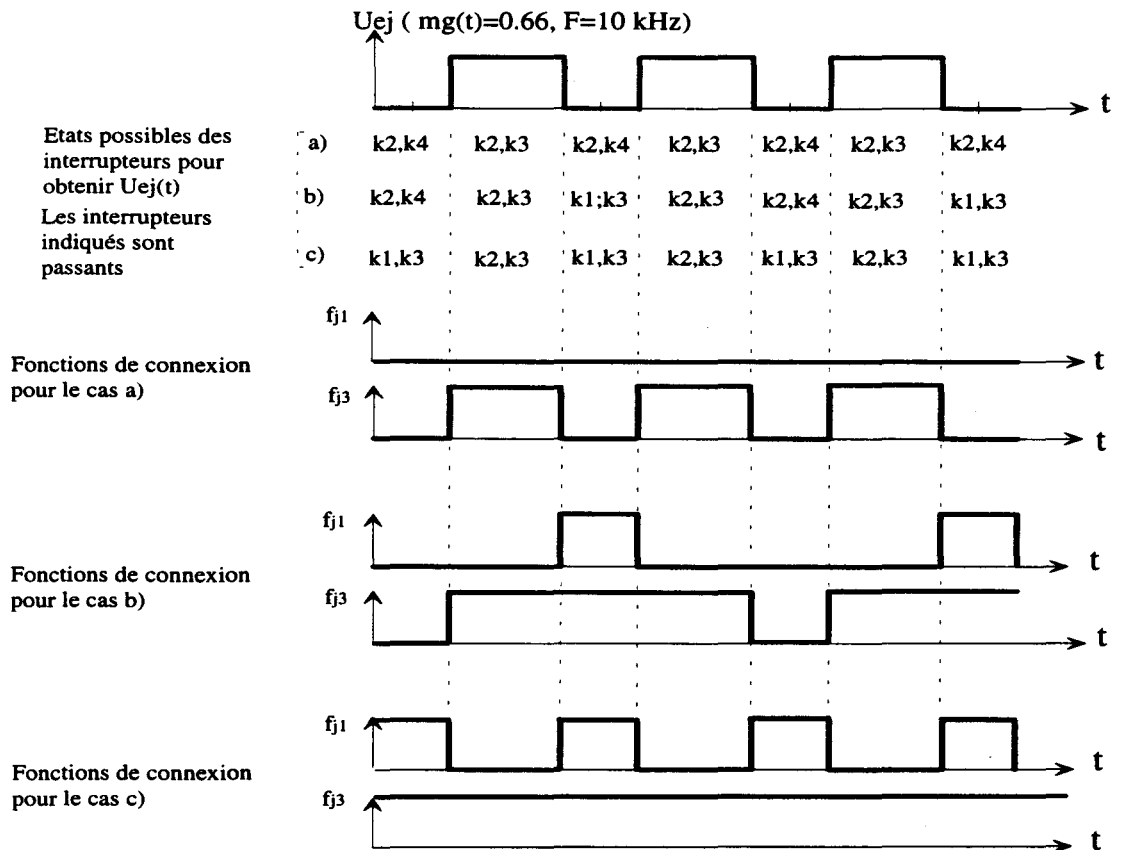


Figure 2.8: Les différentes façons d'obtenir la tension  $U_{ej}$

On peut retrouver en calculant la valeur moyenne de ces fonctions sur chaque période les fonctions génératrices de connexion  $f_{jig}(t)$ .

Pour la solution a), on trouve  $f_{j1g} = 0$  et  $f_{j3g} = 2/3$  avec une fréquence de modulation de 10 kHz. Cela correspond à la solution utilisée par S.R. BOWES.

Pour la solution b), on trouve  $f_{j1g} = 1/6 = (1-m_g)/2$  et  $f_{j3g} = 5/6 = (1+m_g)/2$  avec une fréquence de 5kHz . Cela correspond à la solution que l'on utilise.

Pour la solution c), on trouve  $f_{j1g}=1/3$  et  $f_{j3g}=1$  avec une fréquence de modulation de 10 kHz. Cela correspond à une troisième possibilité.

Ces exemples montrent l'équivalence vue de la sortie de trois différentes associations générateur de connexion / modulateur.

### **3. BLOC DE REPARTITION DES FONCTIONS DE CONVERSION**

Le convertisseur étudié est une mise en série de N ponts monophasés. La modélisation d'un pont permet d'écrire :

$$U_{ej} = m_{jg} \cdot U_{cj} \quad (2.4)$$

La tension globale  $U_e$  délivrée par le convertisseur s'écrit:

$$U_e = \sum_{j=1}^N U_{ej} = \sum_{j=1}^N m_{jg} \cdot U_{cj} \quad (2.5)$$

Cette tension dépend des commandes  $m_{jg}$ .

Dans les convertisseurs composés d'un seul pont, l'algorithme de commande détermine la tension de référence  $U_e^*$  et en déduit la grandeur de commande  $m_g$  pour l'obtenir. Dans notre cas l'algorithme va déterminer la tension  $U_e$  souhaitée en sortie du convertisseur et devra en déduire les commandes  $m_{jg}$  nécessaires pour l'obtenir.

Les fonctions  $m_{jg}$  étant linéairement indépendantes, il existe une infinité de solutions pour obtenir les valeurs des fonctions  $m_{jg}$  à partir de la tension de référence. Il faut trouver une stratégie qui optimise les performances du convertisseur utilisé dans le cas du filtrage actif. Cette stratégie dépend du choix du modulateur et du bloc de répartition de conversion

Trois solutions ont été envisagées :

- Les N ponts sont commandés simultanément et de manière identique, ce qui rend le système assimilable à un seul pont, mais le fonctionnement en multiniveaux n'existe pas.

- Les N ponts sont commandés avec des fonctions génératrices différentes et à chaque période de commutation, seul un pont fonctionne en MLI, les autres étant dans un état défini (commande de type "N.P.C.", ce principe étant adapté au cas de la structure N.P.C.).

- Les N ponts sont commandés avec les mêmes fonctions génératrices, mais avec des modulateurs déphasés les uns par rapport aux autres.

La présentation de ces 3 cas nous permettra de mettre en valeur l'intérêt de la troisième solution en observant la tension de sortie  $U_e$  du convertisseur.

### 3.1. Commandes simultanées des N ponts

On choisit  $m_{1g}=m_{2g}=\dots=m_{Ng}$

Tous les ponts fonctionnent de la même manière; ils sont commandés de façons identiques à partir d'un modulateur unique et des fonctions génératrices de conversion identiques.

L'étude des harmoniques de découpage générés dans ce cas permettra une comparaison avec les autres solutions.

La modulation employée pour déterminer les ordres de commande des interrupteurs est la modulation naturelle illustrée figure 2.9.

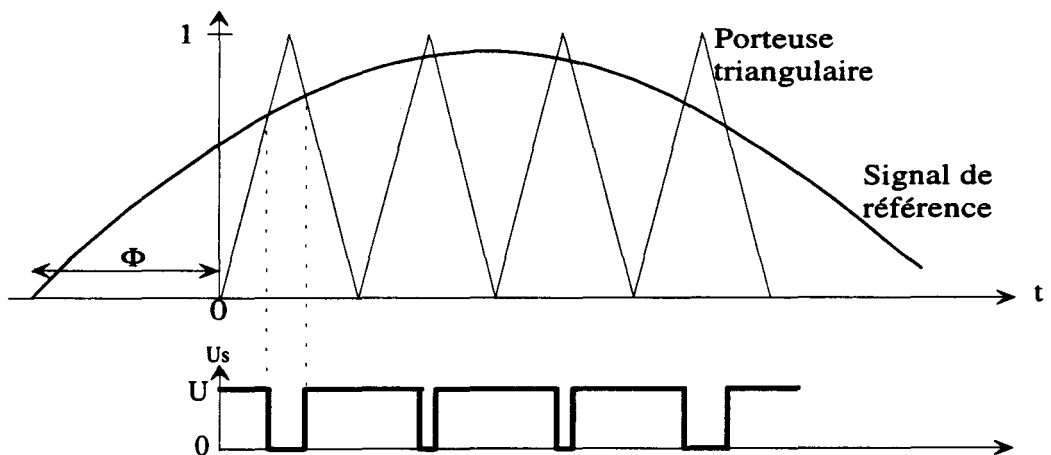


Figure 2.9 Principe de la MLI naturelle.

S.R. BOWES a étudié ce type de modulation [BOWES 75]. L'étude mathématique des commutations induites par cette modulation a permis la détermination du contenu spectral de la tension obtenue par ce principe.

La figure 2.10 représente une forme d'onde obtenue dans le cas d'une MLI naturelle et son analyse spectrale. Nous pouvons remarquer à partir de cette figure que le spectre est composé de raies regroupées en familles [ LABRIQUE]. Nous appelons  $m$ , l'indice d'une famille, défini par le rapport de la fréquence centrale de cette famille  $F_i$  à la fréquence de modulation d'une tension  $U_{ej}$  :  $m = F_i / (2.F_c)$ .

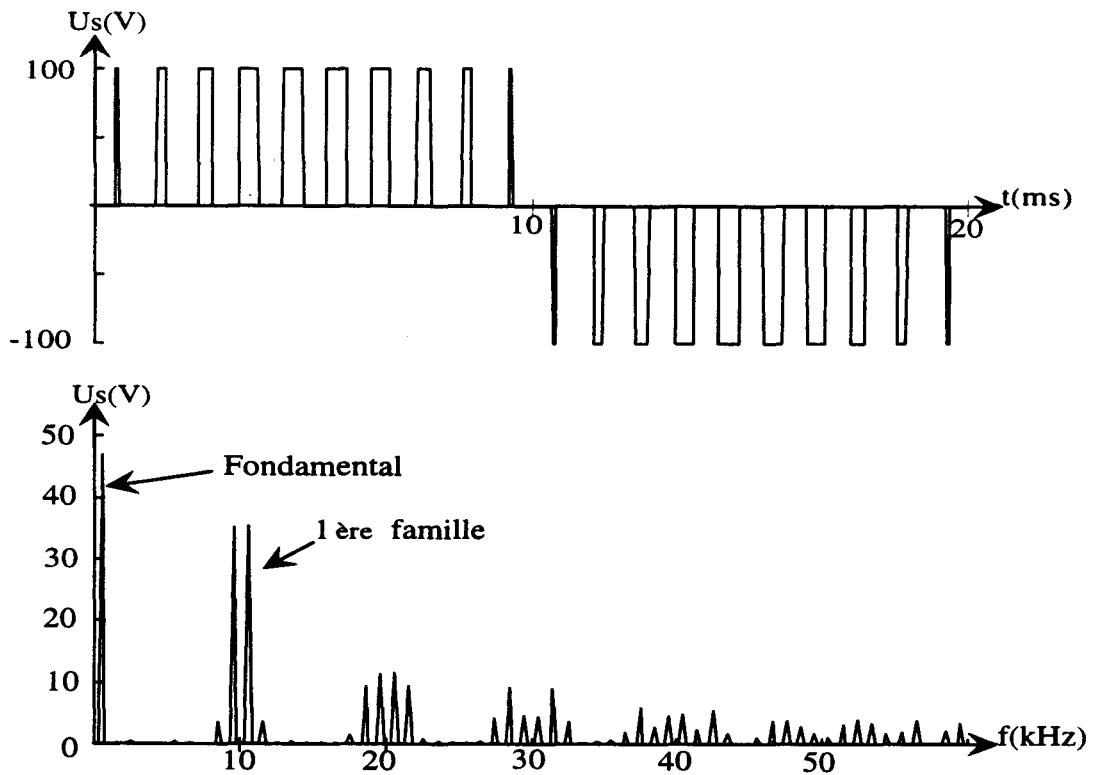


Figure 2.10: Forme d'onde obtenue avec une MLI naturelle et spectre correspondant

On définit:

$\omega_c$  : pulsation de la porteuse triangulaire

$\omega_m$ : pulsation de la modulante

$r$ : Coefficient de réglage = amplitude max du signal de référence / amplitude max du triangle.

$\phi$ : déphasage du signal de référence.

$J_n$  : Fonction de Bessel de première espèce d'ordre  $n$ .

L'étude analytique de la forme d'onde obtenue par l'utilisation d'une MLI naturelle (figure 2.9) donne :

$$U_s = U \cdot [r \cdot \sin(\omega_m \cdot t + \Phi) + \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty, \text{impair}}^{+\infty} \frac{J_n(m \cdot \pi \cdot r)}{m} \cdot \sin[(m \cdot \omega_c + n \cdot \omega_m)t + n \cdot \Phi]] \quad (2.6)$$

Les indices  $m$  sont les indices de famille. Les entiers  $n$  sont les indices des raies situées de part et d'autre de la raie correspondant à la fréquence centrale dans une famille  $m$  donnée. Ainsi le premier terme de l'expression (2.6) donne le fondamental. Le deuxième terme donne les valeurs des harmoniques composant chaque famille (pour  $m$  fixé).

De cette relation, on peut déduire les remarques suivantes sur le signal  $U_s$ :

- L'amplitude du fondamental est proportionnelle au coefficient de réglage et à  $U$ .
- Les harmoniques de découpage sont proportionnels à  $U$  et sont fonction de  $m, n, r$  par l'intermédiaire des fonctions de Bessel de première espèce.
- Il n'y a pas d'harmonique à la fréquence de la porteuse et aux multiples de cette fréquence.
- Compte tenu de l'allure des fonctions de Bessel (figure 2.11), le nombre de raies générées dans chaque famille augmente quand l'indice de la famille augmente.

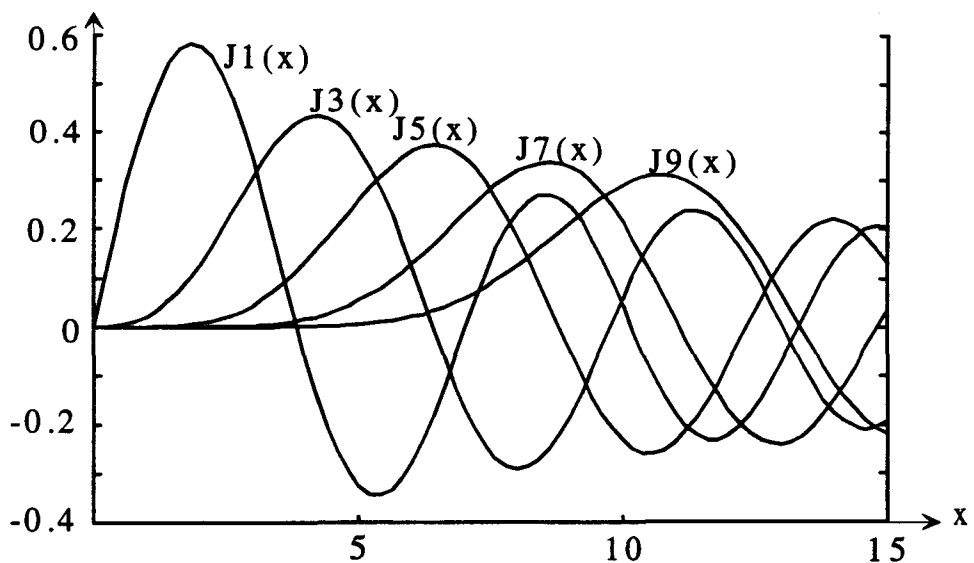


Figure 2.11: Allure des fonctions de Bessel de première espèce.

Pour montrer cela, on prend l'exemple de la première famille, ( $m=1$ ). La présence d'une raie est liée à la valeur de  $J_n(m.\pi.r)$ . Dans ce cas, le terme  $m.\pi.r$  est égal à  $\pi.r$  et est donc inférieur ou égal à  $\pi$ . Aussi selon la valeur de  $n$  et  $r$ , des raies sont visibles ou non. La courbe  $J_1(x)$  est non nulle entre 0 et  $\pi$  aussi les deux raies ( $n=\pm 1$ ) existent quelle que soit la valeur de  $r$ .

Par contre  $J_3(x)$  est presque nulle entre 0 et 1, aussi les 2 raies  $n=\pm 3$  n'apparaissent que si  $m>0.3$  ( $m.\pi.r>1$ ).

Les 2 raies  $n=\pm 5$  n'apparaissent que si  $m>0.6$  puisque  $J_5(x)$  est quasiment nulle entre 0 et 2.

Pour  $n>5$  les fonctions de Bessel sont extrêmement faibles entre 0 et  $\pi$ , donc aucune raie ne peut apparaître quelle que soit la valeur de  $r$ .

Ainsi à partir de l'examen des valeurs prises par les fonctions de Bessel, il apparaît que la première famille ne peut comporter que 2 à 6 raies visibles suivant la valeur de  $r$ .

La même analyse montre que l'on aura pour la deuxième famille de 2 à 8 raies, pour la troisième de 2 à 10 raies...

Ce phénomène est visible sur la figure 2.10 . Plus une famille a un indice élevé, plus elle comporte un nombre important de raies. En contrepartie, l'amplitude de ces raies est faible puisqu'elle est inversement proportionnelle à l'indice  $m$ . On remarque également que plus le rapport  $\omega_c / \omega_m$  est faible, plus l'écart de fréquence entre les familles diminue. Il arrive alors qu'elles se chevauchent et certaines de leur raies peuvent se confondre, mais elles ne sont pas associées au même déphasage; leurs modules ne peuvent donc pas être additionnés.

En utilisant une référence et des modulateurs identiques pour tous les ponts, les tensions de sortie des ponts sont identiques et s'additionnent. La tension  $U_e$  ne comporte que 3 niveaux. Le convertisseur dans ce cas, se comporte comme un pont unique et il n'y a donc pas de réduction des harmoniques générés, comme on pouvait s'y attendre puisque la possibilité d'un fonctionnement en mode multiniveaux n'est pas utilisée. Cette solution n'est donc pas retenue.

### **3.2. Commande de type "N.P.C."**

Le principe est de faire fonctionner le plus grand nombre de ponts possible pour approcher au plus près la valeur de référence souhaitée  $U_e^*$ , et de faire fonctionner un seul pont à la fois en MLI pour atteindre cette valeur. Il faut donc définir selon la valeur de  $U_e^*$ , l'entier  $k$  tel que:

$$k.U_c < |U_e^*| < (k+1).U_c \quad (2.7)$$

Dans ce cas, on impose  $|m_1|=...=|m_k|=1$ ,  $m_{k+1}=(-1,0,+1)$ ,  $m_{k+2}=...=m_N=0$

Puisque toutes les tensions continues sont égales, les k premiers ponts imposent une tension égale à:

$$\text{Signe}(U_e^*).k.U_c$$

Le  $(k+1)^{\text{ème}}$  pont sert à créer  $|U_e^*|-k.U_c=|m_{k+1}|.U_c$

Les autres ponts imposent une tension nulle.

La figure 2.12 montre dans le cas d'une structure à quatre ponts une façon d'obtenir ce fonctionnement à l'aide d'une superposition de porteuses triangulaires et du signal de référence  $m_g$

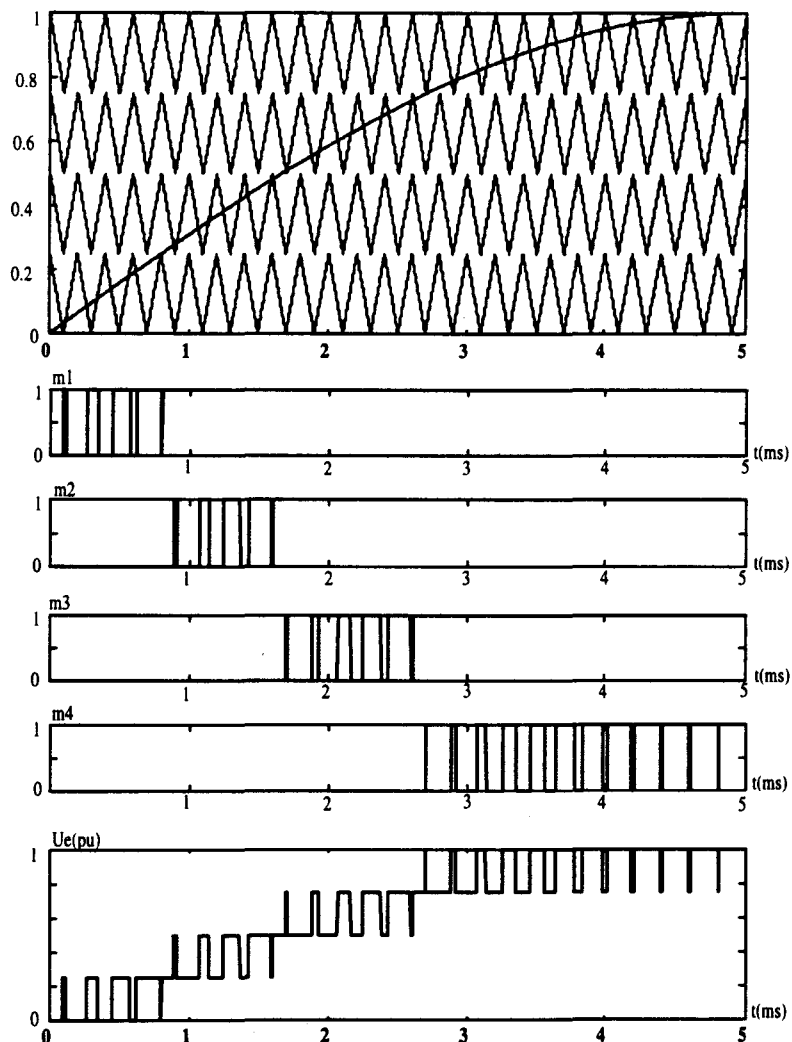


Figure 2.12: Principe de fonctionnement de la commande type "N.P.C.".

Ce choix conduit à un système où le nombre global de commutations est relativement réduit, puisqu'au cours d'une période de modulation, seul un pont fonctionne en M.L.I.

Avec cette méthode, les ponts ne fonctionnent pas de la même manière, les puissances qu'ils vont fournir et recevoir sont différentes, ce qui va entraîner des déséquilibres entre les tensions  $U_{cj}$ . Cette solution va donc nécessiter une commande supplémentaire qui devra maintenir l'équilibre des tensions  $U_{cj}$ , en alternant suivant les besoins, les ponts en fonctionnement et ceux qui sont court-circuités. Cette commande devra compenser des déséquilibres de charges importants.

L'étude harmonique de la tension  $U_e$  obtenue par ce principe de commande, réalisée dans [CARARA 92], montre l'influence du nombre de niveaux  $(2N+1)$  sur le contenu spectral par rapport au cas précédent. Il apparaît que:

- l'amplitude des harmoniques de découpage est réduite par rapport à un seul pont.
- Le nombre de ponts  $N$  apparaît dans l'argument des fonctions de Bessel comme un facteur multiplicateur. L'enveloppe de chaque famille n'est donc pas la même que pour le cas précédent.

Cette commande permet une diminution sensible des amplitudes des harmoniques par rapport au cas précédent.

### 3.3. Commandes décalées.

Si on reprend l'expression analytique des harmoniques générés par la MLI naturelle établie par S.R. BOWES, on remarque que la phase des harmoniques de découpage est fonction de l'angle  $\theta$ . Pour montrer l'influence de la phase de la porteuse, on effectue à partir de cette formule un changement de repère de 0 en 0'.

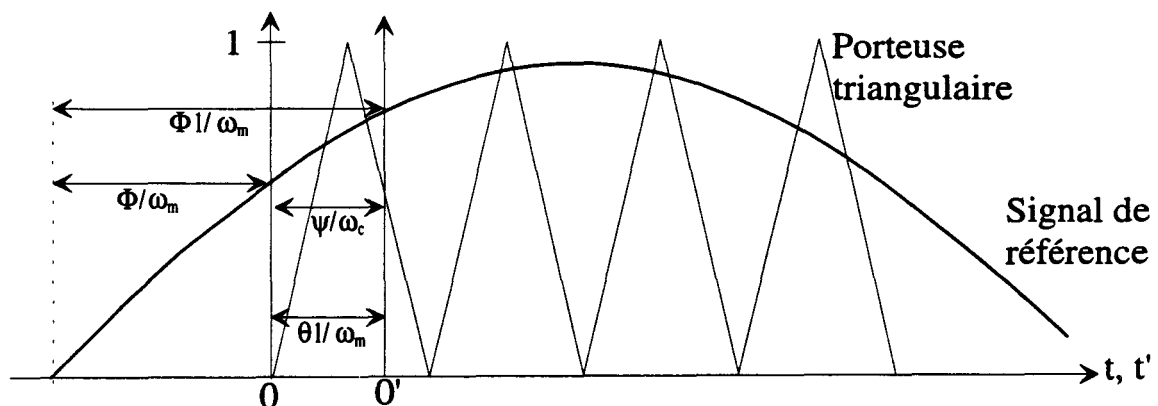


Figure 2.13: Changement de repère pour l'analyse spectrale de 0 en 0'



Ce changement de repère donne  $t=t'+\theta_1/\omega_m$  avec  $\omega_m$ = pulsation du signal de référence

En remplaçant t par t', l'équation (2.6) devient :

$$U_s = U_r \left[ \sin\left(\omega_m \left(t' + \frac{\theta_1}{\omega_m}\right) + \Phi\right) + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty, \text{impair}}^{+\infty} \frac{J_n(m \cdot \pi \cdot r)}{m} \cdot \sin\left[(m \cdot \omega_c + n \cdot \omega_m)\left(t' + \frac{\theta_1}{\omega_m}\right) + n \cdot \Phi\right] \right] \quad (2.8)$$

soit :

$$U_s = U_r \left[ \sin(\omega_m \cdot t' + \Phi_1) + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty, \text{impair}}^{+\infty} \frac{J_n(m \cdot \pi \cdot r)}{m} \cdot \sin[(m \cdot \omega_c + n \cdot \omega_m)t' + m \cdot \Psi + n \cdot \Phi_1] \right] \quad (2.9)$$

Avec  $\Psi = \frac{\omega_c \cdot \theta_1}{\omega_m}$  : déphasage de la porteuse triangulaire dans le nouveau repère.

Ce changement de repère fait apparaître de manière très claire que la phase des harmoniques est linéairement fonction de la phase de la référence et de la phase de la porteuse triangulaire  $\Psi$ .

On peut remarquer que le déphasage d'un angle  $\Psi$  de la porteuse triangulaire entraîne:

- un déphasage  $m\Psi$  des harmoniques de la famille m
- mais aucune modification de la composante fondamentale.

Ce déphasage  $m\Psi$  étant le même pour toutes les composantes d'une même famille, il est possible, lors de l'étude de l'influence de  $\Psi$ , de considérer toutes les composantes de la famille d'indice m comme un "vecteur famille" unique noté  $\underline{U}_{e_{im}}$ .

Ces 2 remarques peuvent être appliquées dans une association en série de ponts. En effet, les harmoniques s'ajoutant vectoriellement, on peut, en choisissant un déphasage approprié des porteuses triangulaires des modulateurs de chaque pont, annuler certaines familles d'harmoniques sans affecter le fondamental. Pour cela, il faut que:

$$\underline{U}_{e_{1m}} + \underline{U}_{e_{2m}} + \dots + \underline{U}_{e_{Nm}} = 0 \quad (2.10)$$

Cette équation étant une somme de vecteurs, sa résolution peut s'obtenir par une décomposition suivant l'axe réel et l'axe imaginaire. On obtient alors un système de deux équations à 2.N inconnues

qui doit être vérifié pour avoir l'annulation d'une famille d'harmoniques ( $\Psi_1, \Psi_2, \dots, \Psi_N$  sont les déphasages des porteuses de chaque modulateur).

$$\begin{aligned}
 U_{e1m} \cdot \cos(\varphi + m \cdot \Psi_1) + \dots + U_{eNm} \cdot \cos(\varphi + m \cdot \Psi_N) &= 0 \quad \text{avec } \varphi = (m\omega_c + n\omega_m)t' + n\Phi_1. \\
 U_{e1m} \cdot \sin(\varphi + m \cdot \Psi_1) + \dots + U_{eNm} \cdot \sin(\varphi + m \cdot \Psi_N) &= 0
 \end{aligned}
 \tag{2.11}$$

Si on considère toutes les tensions  $U_{ej}$  égales en amplitude et si on fixe les déphasages  $\Psi_j$  comme suit:

$$\Psi_1 = 2 \cdot \pi / N, \Psi_2 = 4 \cdot \pi / N, \dots, \Psi_N = 2 \cdot \pi, \text{ soit } \Psi_j = 2 \cdot \pi \cdot j / N
 \tag{2.12}$$

Il apparaît que les familles d'harmoniques non multiples de  $N$  vont former des vecteurs dont les extrémités sont régulièrement réparties sur un cercle. Or, la somme de  $N$  vecteurs présentant cette propriété est nulle. La figure 2.14 montre vectoriellement la disposition des différentes tensions harmoniques pour le cas  $N=4$ . Les familles 1, 2, 3 disparaissent du fait de cette propriété. De manière générale, les familles dont l'indice  $n$  n'est pas multiple de  $N$  sont éliminées du spectre de sortie.

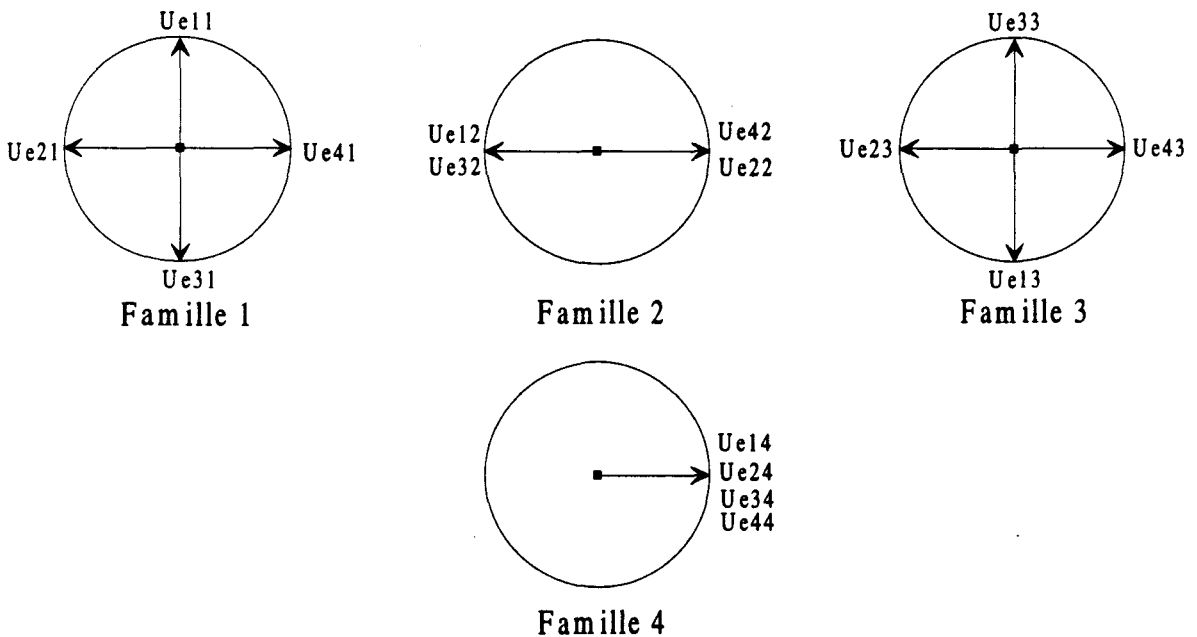


Figure 2.14: Représentation des 4 premières familles de découpage

Par contre, les familles d'indice  $m$  multiple de  $N$  sont en phase et vont s'additionner.

Avec ce décalage particulier, la tension de sortie  $U_e$  du convertisseur est composée du fondamental et des familles d'harmoniques d'indice multiple de  $N$ .

L'annulation des familles dont l'indice n'est pas un multiple de  $N$  repose sur les conditions :

$$|U_{e_1m}| = |U_{e_2m}| = \dots = |U_{e_Nm}| \quad (2.13)$$

Comme l'amplitude des raies d'une famille d'harmoniques est:  $|U_{e_{jm}}| = 2 \cdot \frac{U_{c_j} J_n(m\pi r)}{\pi \cdot m}$

l'égalité des familles impose alors:

$$\begin{aligned} U_{c_1} &= U_{c_2} = \dots = U_{c_N} \\ m_{1g} &= m_{2g} = \dots = m_{Ng} \quad (\text{coefficient } r \text{ identique pour tous les ponts}) \end{aligned} \quad (2.14)$$

On obtient par cette méthode une réduction importante du contenu harmonique. De plus les premières raies harmoniques visibles ont une fréquence plus importante, ce qui facilite énormément le filtrage.

Cette stratégie de commande multiniveaux repose sur un décalage particulier des porteuses triangulaires utilisés pour la modulation. Elle impose une commande identique pour tous les ponts et un bon équilibre des tensions  $U_{c_j}$ . Par rapport à la stratégie de commande précédente, elle n'impose qu'un faible déséquilibre de fonctionnement entre les ponts. Chaque pont échange donc approximativement la même puissance.

Par conséquent, la régulation de l'équilibre des tensions continues sera plus facile avec cette méthode.

### **3.4. Comparaison des 3 méthodes**

La figure 2.15 montre une simulation des 3 solutions présentées sous les conditions suivantes :

- le signal de référence est une sinusoïde d'amplitude 500 V et de fréquence 500 Hz
- la fréquence des interrupteurs est fixée à 5000 Hz

On a représenté la tension de sortie obtenue et son analyse spectrale.

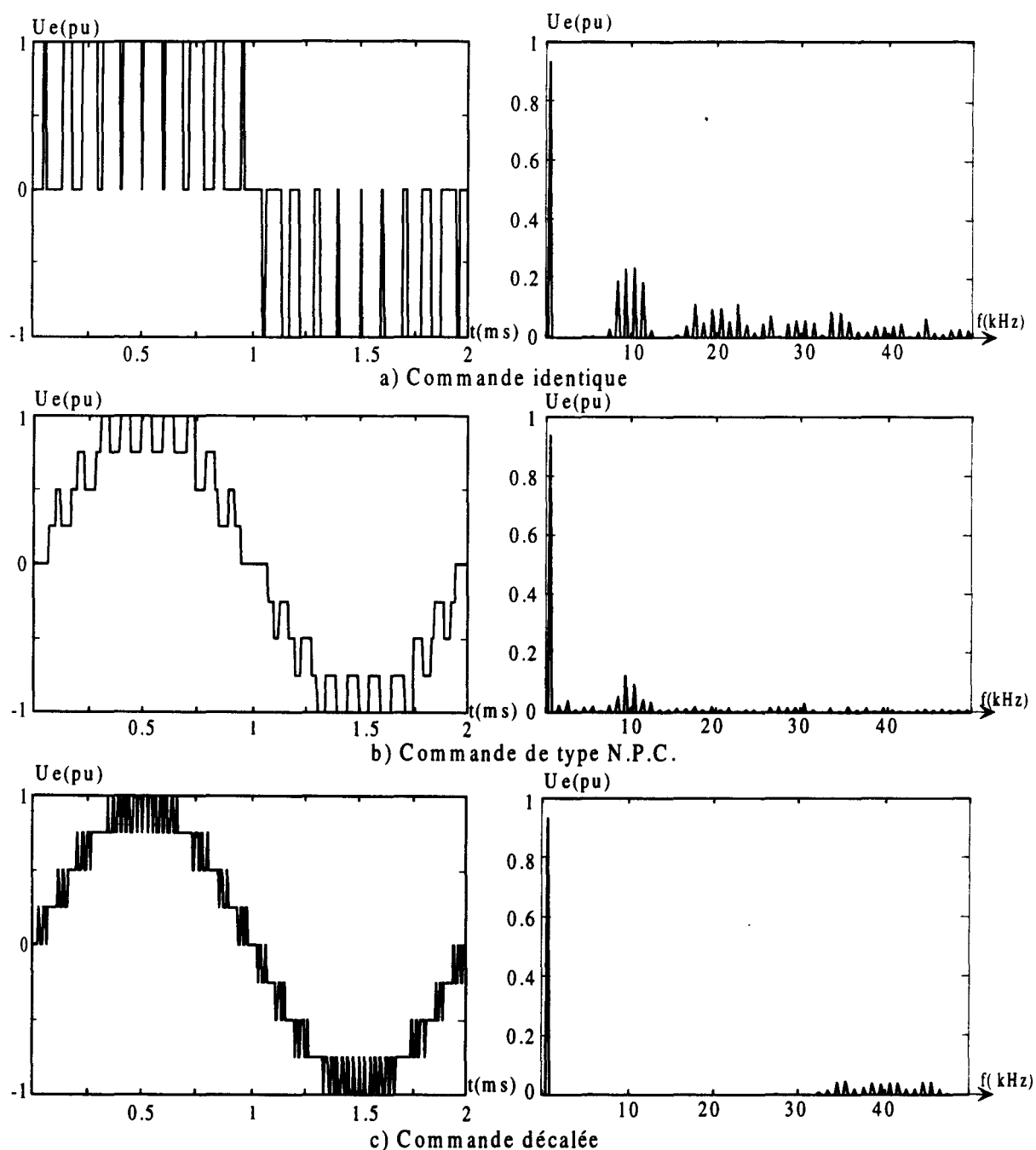


Figure 2.15: Analyse spectrale pour les trois méthodes de commande.

Ces simulations mettent en évidence l'amélioration obtenue par le fonctionnement en mode multiniveaux. Cette amélioration est la plus importante dans le cas de la commande décalée puisqu'alors les premiers harmoniques de découpage se trouvent autour de la fréquence  $2.N.F_c$  au lieu de  $2.F_c$ . Le filtrage de ces harmoniques à l'aide d'un filtre passif est alors plus aisé. De plus, la diminution de ces harmoniques entraînera une perturbation moins importante de la régulation du système, ce qui permettra alors d'obtenir de meilleurs résultats.

*Aussi, c'est cette dernière méthode qui est développée et utilisée dans la suite de notre travail.*

Le synoptique de l'A.C.R. ainsi défini est représenté sur la figure 2.16. Pour commander le convertisseur composé de N ponts sans régulation de tension active ( $U_{c1}=U_{c2}=\dots =U_{cN}$ ), on utilise quatre blocs :

- L'algorithme de commande qui définit la tension de référence  $U_e^*$ .
- Le bloc de répartition des conversion qui impose  $m_g = m_{1g} = m_{2g} = \dots = m_{Ng}$
- Le générateur de connexion qui détermine les fonctions génératrices de connexion.
- Le modulateur qui établit à l'aide de ces fonctions et des N porteuses décalées toutes les fonctions de connexion  $f_{ji}$  suivant le principe de la figure 2.6a.

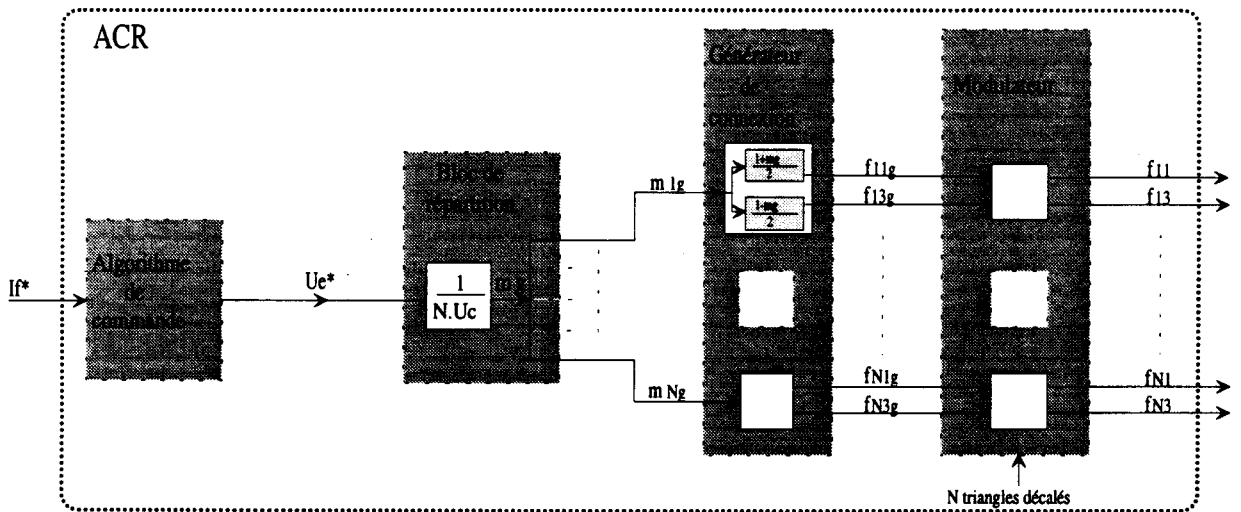


Figure 2.16: synoptique de l'A.C.R. sans régulation de tension

La fréquence des porteuses est  $F_c$  (période  $T_c$ ).

Compte tenu du principe de commande décalée, on obtient une tension  $U_e$  découpée à la fréquence  $2.N.F_c$

On définit:  $F_e=2.N.F_c$  , fréquence effective du découpage de la tension  $U_e$ , qui correspond à la fréquence centrale de la première famille d'harmoniques liée au découpage et rencontrée dans la tension de sortie.

### 3.5. Influence de la bande passante

Dans le domaine du filtrage actif, on cherche à éliminer les harmoniques d'une charge polluante sur une bande de fréquences la plus large possible. Pour y parvenir, la régulation employée doit avoir une bande passante importante. Cela peut alors induire des harmoniques de fréquences élevées au niveau des fonctions génératrices pouvant conduire à un fonctionnement incorrect du modulateur qui se traduira par des commutations intempestives [FRAZER]. Un exemple de ce phénomène est

représenté sur la figure 2.17. Cette erreur de fonctionnement se traduit par une modification du contenu harmonique de  $U_e$  et surtout par une augmentation de la fréquence de fonctionnement des interrupteurs. De ce fait, des échauffements supplémentaires apparaissent qui peuvent conduire à la destruction du convertisseur ou à sa déconnexion si des protections thermiques existent. Ces commutations parasites se traduisent également par un fonctionnement à rapport cyclique très faible, ce qui peut également être dommageable pour certains types d'interrupteurs.

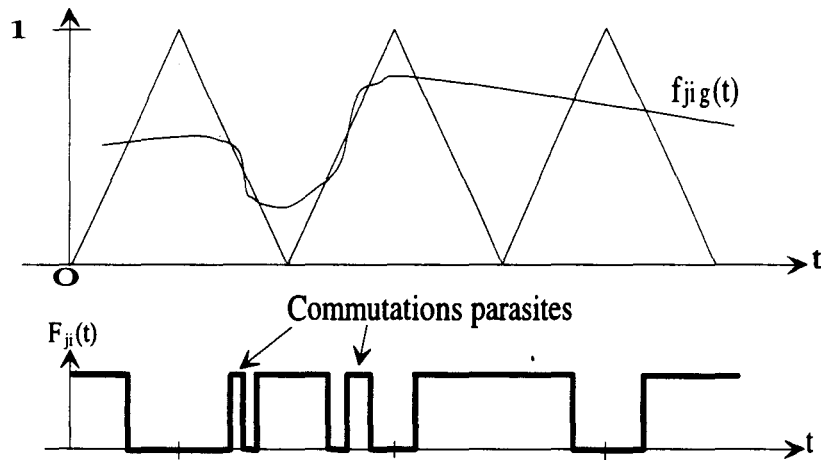


Figure 2.17: Commutations parasites induites par une commande trop rapide

Les solutions habituelles pour pallier ce problème sont:

- utilisation d'un bloqueur dont la période est celle de la porteuse (principe de la modulation régulière symétrique).
- utilisation d'un bloqueur dont la période est la moitié de celle de la porteuse (modulation régulière asymétrique).

L'utilisation de l'une de ces deux solutions permet alors d'obtenir, quelle que soit la dynamique du signal de commande, une fréquence de commutation fixe. Cependant, l'utilisation d'un bloqueur d'ordre zéro se répercute sur la tension de sortie de deux manières différentes :

- un retard d'une demi-période de blocage.
- des harmoniques supplémentaires à la fréquence du bloqueur et aux multiples de cette fréquence.

L'utilisation de ces solutions évite les commutations multiples lors du fonctionnement du modulateur mais se traduit néanmoins par des contraintes limitant sérieusement les performances du convertisseur. Pour repousser plus loin cette limite, une solution différente a alors été envisagée.

Elle consiste à n'autoriser qu'une seule commutation par période sans utiliser d'échantillonneur. Cela peut être réalisé de plusieurs façons :

Solution a) Dès que deux changements d'état se sont produits (une fermeture et une ouverture d'un transistor), on interdit toute commutation tant que la période n'est pas finie (Figure 2.18 a).

Solution b) Si on considère que la fréquence du signal modulant est plus faible que la porteuse (condition nécessaire au bon fonctionnement du convertisseur), il n'est pas possible d'avoir plus d'une commutation par demi-période de la porteuse. On peut alors considérer que si ce cas se présente, il ne peut être que la conséquence d'une perturbation, qu'il ne faut pas prendre en considération.

Pour cela, on n'autorise un nouveau changement d'état d'interrupteur que si la demi-période est atteinte et si  $f_{ji} < \text{porteuse triangulaire}$  (figure 2.18 b).

*Ainsi, la fermeture du transistor ne peut se produire que sur le flanc descendant du triangle, et l'ouverture que sur le flanc montant.*

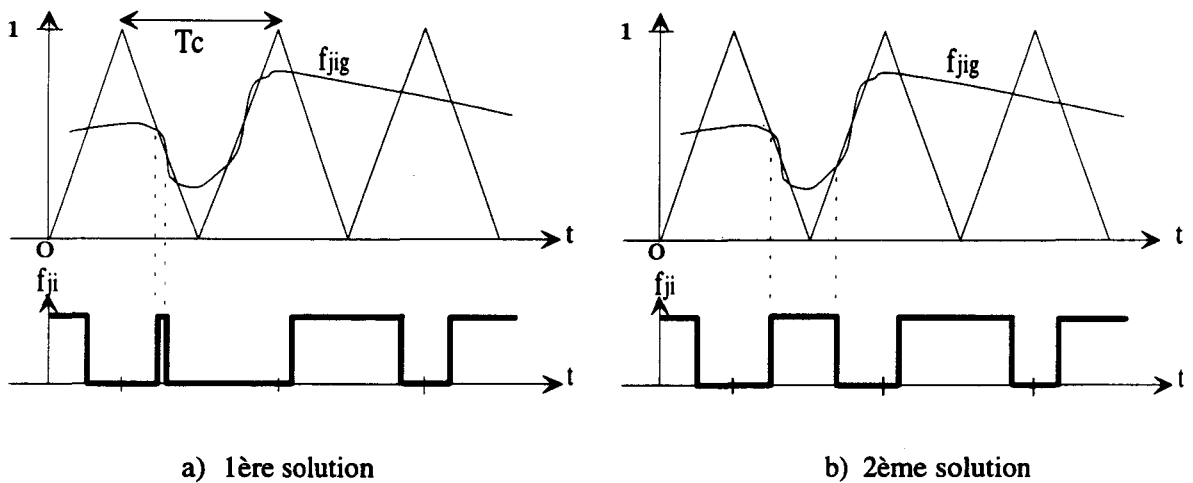


Figure 2.18: Solutions possibles de fonctionnement du modulateur.

La solution a) ne peut introduire de retard, mais peut causer une erreur en arrêtant le convertisseur trop tôt quand elle prend en compte une perturbation contrairement à l'autre solution.

En outre, compte tenu du principe utilisé par le générateur de connexion, il apparaît que seule la deuxième solution est réalisable. En effet, l'application du premier principe pour la détermination des fonctions génératrices de connexion conduit à un fonctionnement erroné du pont (figure 2.19a). La solution b) s'applique sans problème avec ce principe (figure 2.19b).

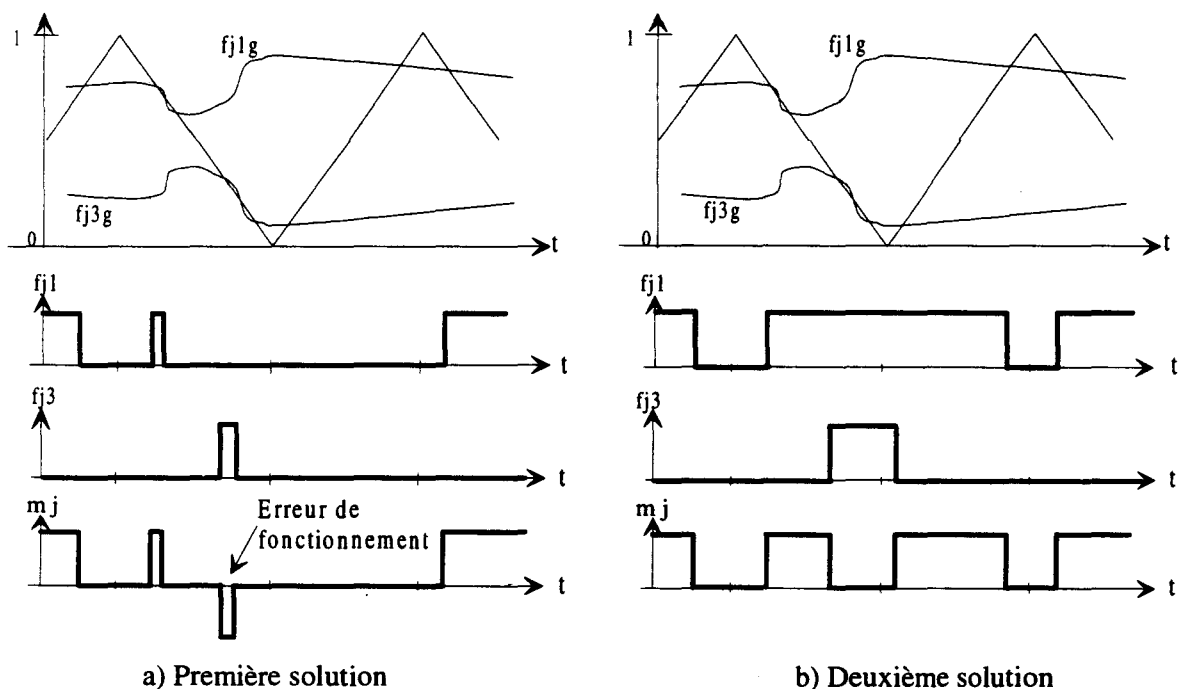


Figure 2.19: Application des deux solutions avec le principe utilisé pour déterminer les fonctions de connexion.

*La deuxième solution sera utilisée pour la commande du convertisseur.*

## **4. REPONSE FREQUENTIELLE DU CONVERTISSEUR**

### **4.1. Comportement du système dans le cas de fonctions génératrices sinusoïdales**

On a pu voir que l'A.C.R. peut être décomposé en quatre parties distinctes, le modulateur, le générateur de connexion, le bloc de répartition des conversions et l'algorithme de commande. Pour être en mesure de concevoir l'algorithme de commande, il est nécessaire de disposer d'un modèle linéaire du convertisseur.

Dans la plupart des articles utilisant un modulateur à MLI, ce modèle se compose d'un gain associé à un retard induit par le modulateur employé [LIANG][FUKUDA]. Dans notre application, celui-ci a été conçu de façon à limiter ce retard. Compte tenu de cela, des simulations ont été réalisées afin de déterminer le comportement global du convertisseur, ses limites et de définir un modèle utilisable par la suite.

Un convertisseur composé de 4 ponts en série a été choisi pour ces simulations. La fréquence de fonctionnement des transistors, supposés idéaux, a été fixée à 5 kHz.



Ces simulations ont consisté à imposer un signal de commande  $m_g$  sinusoïdal et à analyser la composante à la même fréquence de la tension de sortie du convertisseur afin de déterminer le gain et le déphasage du système. Les paramètres pris en compte dans ces essais sont l'amplitude et la fréquence du signal  $m_g$ .

On définit :

$G$  : gain du convertisseur.

$G_0 = \sum U_{cj}$  = gain maximal du convertisseur.

$G_r = G/G_0$  gain relatif du convertisseur

$P_t$  = pente de la porteuse du modulateur =  $2.F_c$

$P_m = \left(\frac{df_{jig}}{dt}\right)_{max} / (P_t) = \left(\frac{dm_g}{dt}\right)_{max} / (2.P_t)$  : rapport de la pente maximale du signal sur la

pente de la porteuse

Les simulations mettent en évidence une limite qui est fonction de la valeur de  $P_m$  :

Si  $P_m < 1$  le gain est constant et le déphasage du convertisseur est nul. (2.15)

Si  $P_m > 1$   $G_r$  décroît , le déphasage augmente.

Tant que  $P_m < 1$  (la variation maximale de  $m_{jg}$  est inférieure à deux fois la pente de la porteuse), le convertisseur se comporte comme un gain constant. Dès que  $P_m$  est supérieur à 1, le convertisseur présente un déphasage et une atténuation, et ne reproduit plus correctement la consigne. Les courbes 2.20a) et 2.20b) représentent le gain relatif et le déphasage du convertisseur en fonction de  $P_m$ .

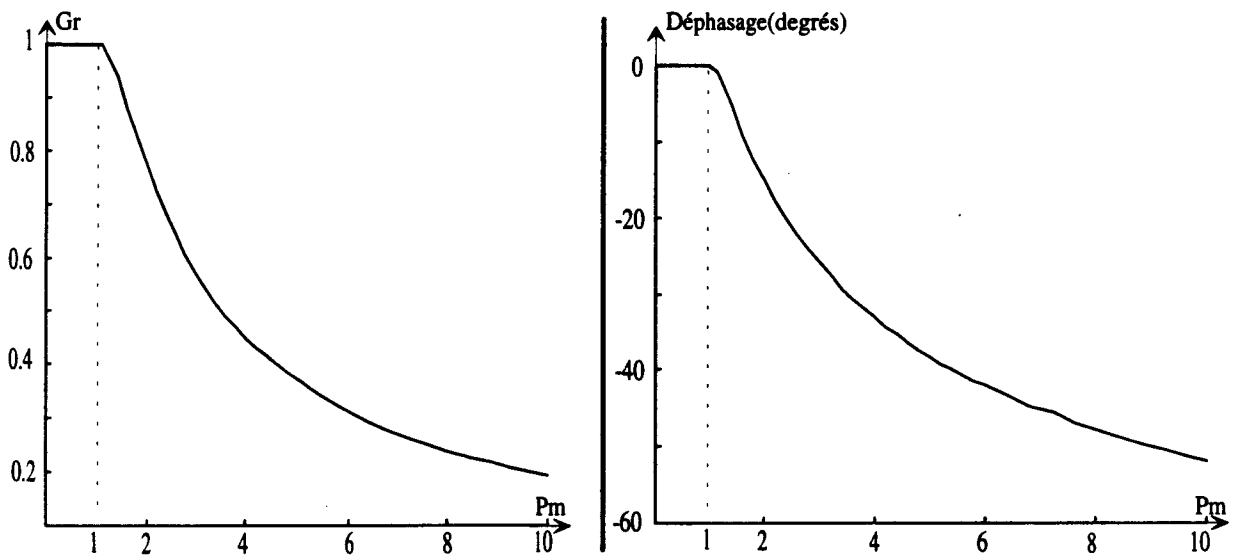


Figure 2.20 a) : Gain relatif du convertisseur

2.20 b) Déphasage du convertisseur (degré)

On a représenté sur la figure 2.21 le domaine pour lequel le convertisseur se comporte comme un gain constant et le domaine pour lequel il présente une atténuation et un déphasage dans le cas  $F_c=5$  kHz et  $N=4$ . On constate qu'il est possible de moduler sans problème des signaux jusqu'à une fréquence de  $2.F_c/\pi$  pour une amplitude égale à 1.

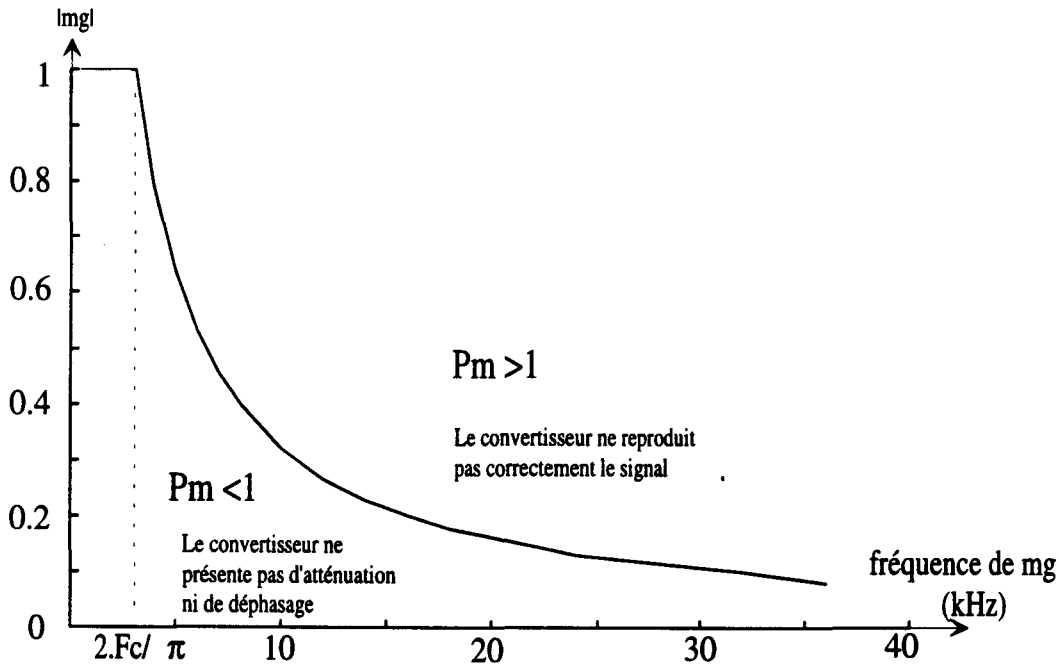


figure 2.21: domaine de fonctionnement du convertisseur.

Si  $m_g$  est de la forme  $A.\cos(\omega_m.t)$ , sa dérivée maximale est  $A. \omega_m$

La séparation des 2 domaines est caractérisée par  $A. \omega_m = 2.(P_t)$

On peut voir sur ces courbes que la connaissance de l'indice  $P_m$  permet la détermination du gain et du déphasage du convertisseur. On constate qu'un signal modulant de la forme  $A.\cos(2. \omega_m.t)$  sera atténué et déphasé de la même manière que le signal  $2.A.\cos(\omega_m.t)$  puisque leurs pentes sont identiques.

On peut également remarquer que le convertisseur peut générer des fréquences plus importantes que la fréquence de modulation d'un pont. Bien entendu, dans ce cas, le théorème de Shannon n'étant plus respecté, on retrouve dans l'analyse spectrale du signal de sortie des raies de découpage de fréquences inférieures à la référence.

Par exemple, un signal de 16.5 kHz peut être généré.

- Si son amplitude relative est inférieure à  $2.Pt/(2.\pi.16500)$ , il n'y aura pas d'atténuation ni de déphasage.

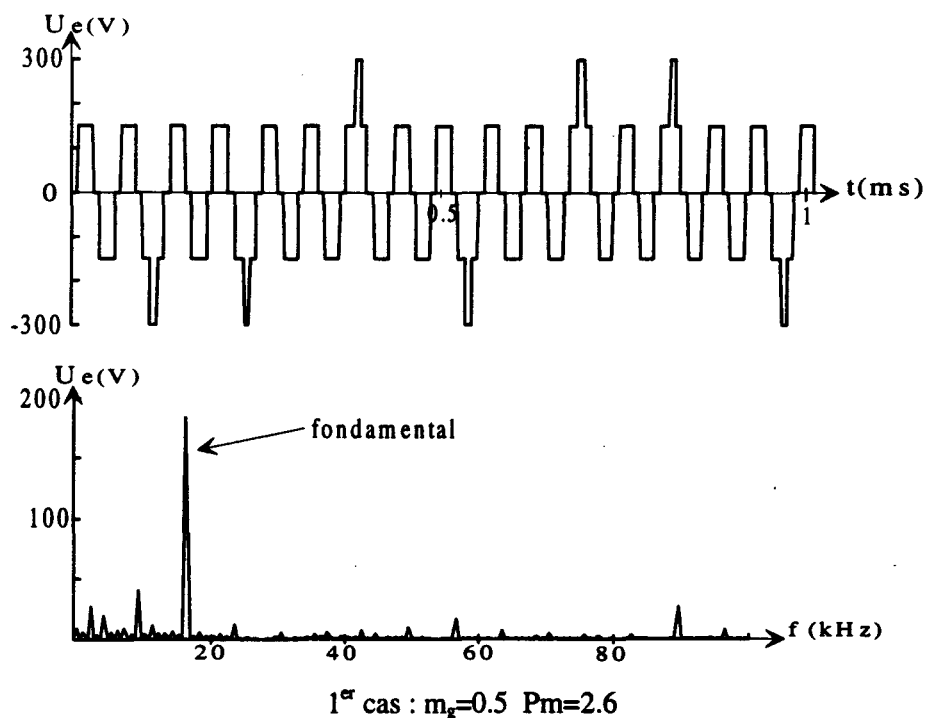
- Si son amplitude relative est supérieure à cette limite, le signal en sortie du convertisseur sera atténué et présentera un déphasage par rapport au signal d'entrée.

On a simulé ces 2 cas avec un convertisseur composé de 4 ponts en série, possédant un gain de 600 et une fréquence de commutation des interrupteurs  $F_c=5000$  Hz. (figure 2.22)

1er cas : On choisit une valeur crête de la sinusoïde de référence égale à 0.5 , ce qui donne  $P_m=2.6$ . Le fondamental doit avoir une amplitude de  $0.5 \times 600=300$ . Or la simulation donne une amplitude du fondamental de 190. Le convertisseur présente bien une atténuation.

2ème cas: la valeur crête est égale à 0.17, ce qui donne  $P_m < 1$ . Dans ce cas, l'amplitude du fondamental en simulation est d'environ 102 soit  $0.17 \times 600$ . Le convertisseur ne présente donc pas d'atténuation.

Ces simulations vérifient que le convertisseur peut moduler correctement des fréquences supérieures à la fréquence  $F_c$  si  $P_m$  est inférieur à 1.



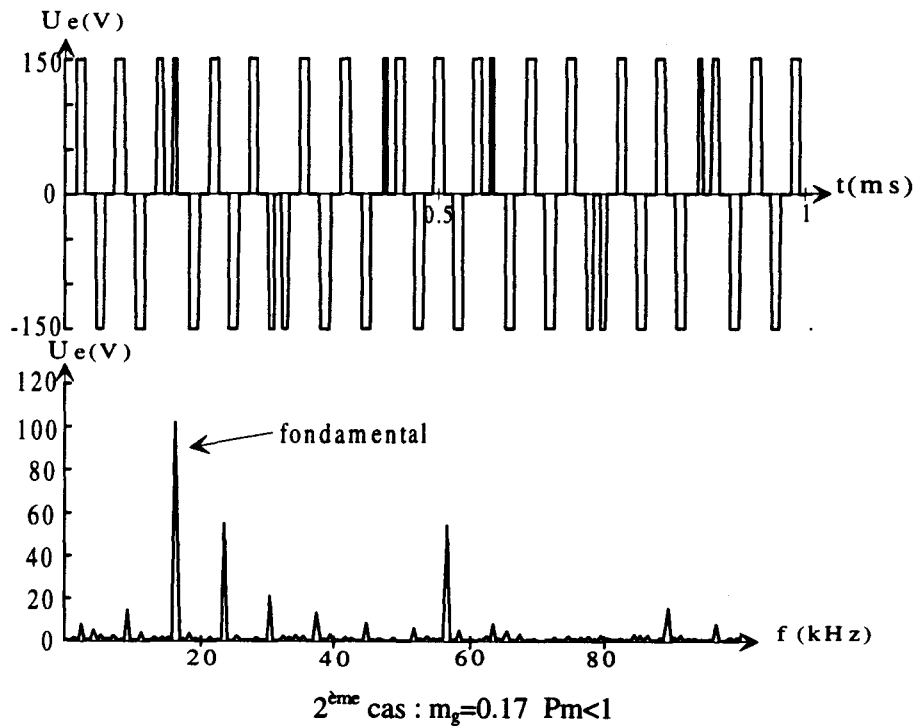


Figure 2.22: Simulation de la modulation d'un signal d'une fréquence de 16.5 kHz.

La Figure 2.23 représente la simulation d'une consigne d'amplitude 100V et de fréquence 17350 Hz dans les cas d'un pont à 10kHz et dans le cas de 4 ponts à 10 kHz. On peut vérifier tous les points énoncés précédemment sur cette figure :

- Les signaux de sortie à la fréquence de la référence ne sont pas améliorés par le nombre de ponts.
- Les harmoniques de découpage, en fonction de N, sont repoussés plus haut en fréquence et ont une amplitude plus faible.
- Un pont peut parfaitement reproduire des fréquences supérieures à sa fréquence de modulation.

On peut retenir de ces simulations que le nombre de ponts mis en série n'influence pas le paramètre  $P_m$ . Aussi, la mise en série de ponts n'améliore pas la zone de fonctionnement à l'intérieur de laquelle le convertisseur ne présente pas d'erreur. L'augmentation du nombre de ponts n'aura aucune influence sur l'écart entre le fondamental de la tension de sortie et le signal de référence. Par contre cette augmentation aura une influence sur le contenu harmonique induit par le découpage.

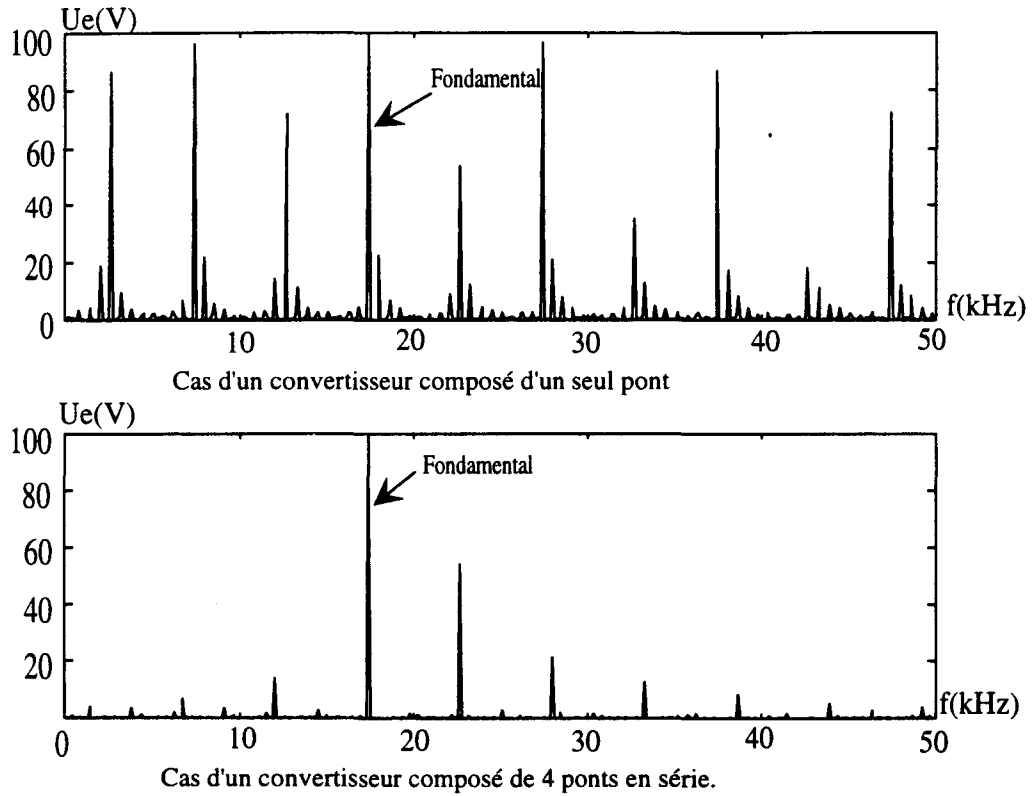


Figure 2.23: Simulation d'un signal de fréquence élevée .

#### 4.2. Cas de signaux complexes

L'approche sinusoïdale a permis une première appréciation du comportement du convertisseur. En fonctionnement réel, le signal modulant a une forme quelconque. Des simulations ont été réalisées avec des signaux de forme trapézoïdale afin de vérifier si les propriétés mises en évidence avec un signal sinusoïdal se retrouvent dans le cas de signaux plus complexes. Les résultats laissent apparaître comme précédemment la même relation vis-à-vis de l'indice  $P_m$ . Tant que  $P_m$  est inférieur à 1, le convertisseur reproduit correctement le signal. Toutes les fréquences contenues dans celui-ci sont alors reproduites sans aucune atténuation ni déphasage. Par contre, dès que  $P_m$  dépasse 1, il apparaît des modifications d'amplitude et de phase pour toutes les composantes du signal. La figure 2.24 montre le résultat de la simulation d'un signal trapézoïdal à la fréquence de 150 Hz. On a représenté harmonique par harmonique, le déphasage et l'atténuation.

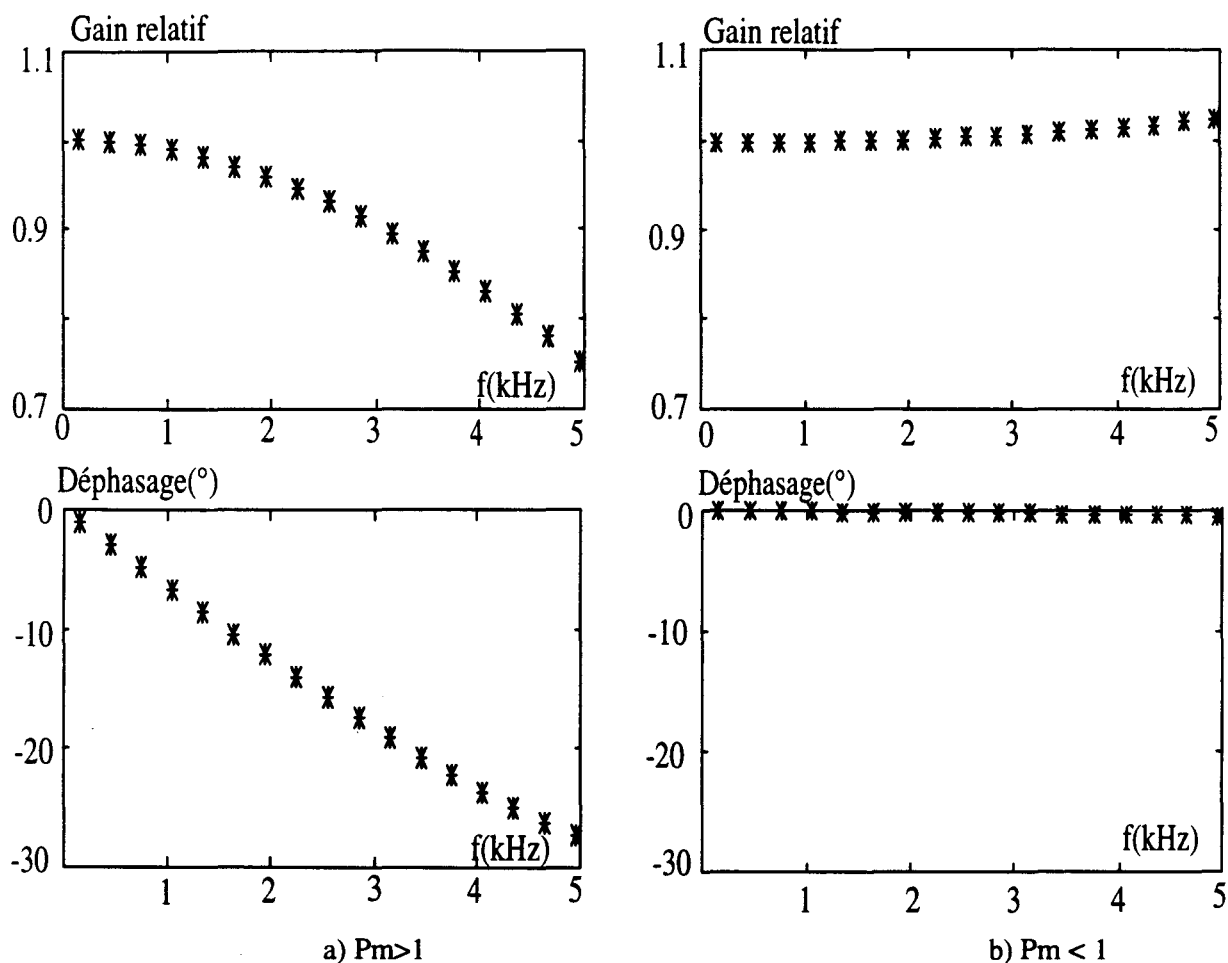


Figure 2.24: Atténuation et déphasage du convertisseur pour une commande trapézoïdale.

Dans le premier cas  $P_m > 1$ , on constate l'atténuation et le déphasage que subit chaque raie. Pour le deuxième cas, on a  $P_m < 1$  et on voit que toutes les raies contenues dans la référence sont reproduites sans atténuation ni déphasage.

L'analyse de plusieurs simulations montre que le signal est correctement reproduit lorsque  $P_m < 1$ . Par contre, dans le cas contraire, toutes les raies contenues dans le signal de référence sont modifiées. Ces atténuations et déphasages restent très faibles pour les fréquences bien inférieures à  $F_c$  (jusqu'à  $F_c/10$ ) et deviennent plus importantes ensuite.

**Comme dans le cas de l'étude en sinusoïdal, on peut dire que le convertisseur reproduit parfaitement la consigne tant que la variation de celle-ci n'impose pas  $P_m > 1$ .**

Ainsi, on a pu mettre en évidence deux zones distinctes de fonctionnement du convertisseur suivant la valeur de  $P_m$ . Dans la première zone, le convertisseur se comporte comme un gain constant.

Dans la deuxième, le convertisseur possède un gain et un déphasage variable. Le fonctionnement dans cette deuxième zone, s'il est toutefois possible, est à éviter. En effet, il induit des harmoniques de découpage importants dans le domaine de fréquences utiles. Ces harmoniques ne peuvent pas être filtrés de manière simple et induisent alors une altération du signal.

La modélisation du convertisseur dans la zone idéale de fonctionnement pourra se faire par un gain pur  $G_0$  associé à un bloc correspondant aux perturbations liées aux harmoniques de découpage.

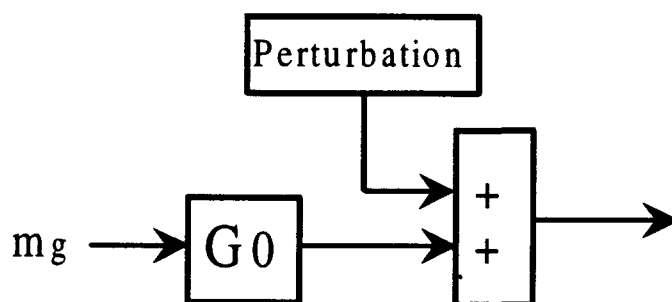


Figure 2.25: Modèle du convertisseur

## **5. ETUDE TEMPORELLE DU CONVERTISSEUR**

La simulation a mis en évidence un fonctionnement altéré du convertisseur lorsque  $P_m$  est supérieur à 1. Une étude temporelle met également en évidence ce problème. Celle-ci a été faite dans le but de définir le temps de retard du convertisseur face à des variations très rapides de la commande telles que des échelons. Dans cette étude, l'aspect temporel est pris en compte au lieu de l'aspect fréquentiel. Cette étude montrera également comment évolue la tension de sortie  $U_e$  dans ce cas.

On impose un échelon d'amplitude variable et on détermine le temps nécessaire au convertisseur pour atteindre la nouvelle valeur de consigne.

### **5.1. Calcul du temps de retard**

Le rôle d'un modulateur à MLI est d'obtenir une valeur moyenne de  $U_e$  calculée sur une période de fonctionnement égale à la grandeur de consigne. Nous allons donc déterminer, pour un changement

brusque de cette consigne, le temps  $T_d$  nécessaire au convertisseur pour obtenir  $\langle U_e \rangle$  égale à la nouvelle valeur de la consigne. On calculera pour cela la courbe  $\langle U_e \rangle = f(T_x)$ .

$$\langle U_e \rangle = \frac{1}{T_e} \cdot \int_{T_x - T_e}^{T_x} U_e \cdot dt$$

On note  $T_\alpha$  l'instant où la consigne change de valeur.

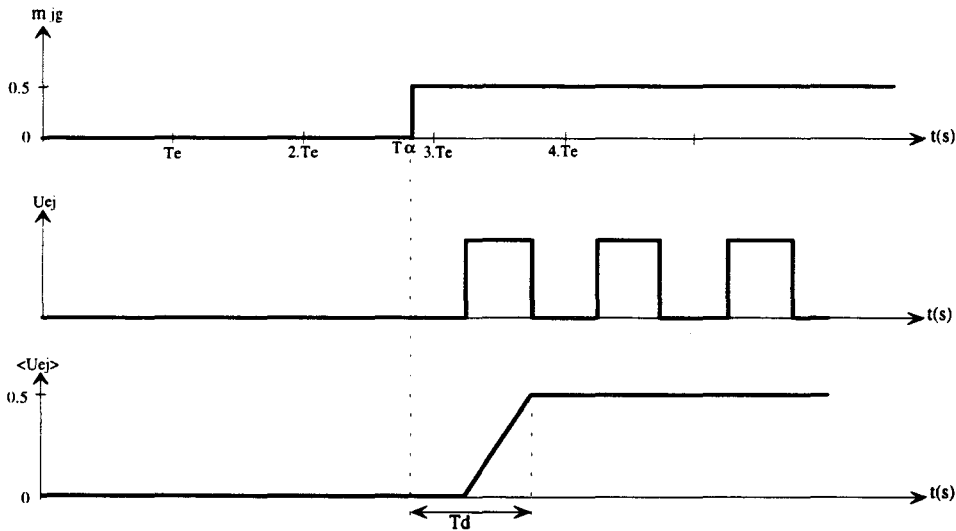


Figure 2.26: retard  $T_d$  lors d'une variation brusque de la consigne

## 5.2. Cas d'un seul pont (N=1)

### Transition de 1 à -1

La figure 2.27 montre les variations des fonctions génératrices  $f_{j1g} = (1+m_{jg})/2$  et  $f_{j3g} = (1-m_{jg})/2$  provoquées par le passage de  $m_g = 1$  à  $m_g = -1$ .

En a) les signaux correspondent à un changement de  $m_g$  en  $\alpha 1$ .

En b) on a tracé l'évolution de  $m_j$  et de  $\langle m_j \rangle$  pour un changement de  $m_g$  en  $\alpha 2$ .

On peut remarquer qu'à la suite de cette transition, la tension de sortie évolue en 2 étapes :

- 1) La tension  $U_{ej} = m_j \cdot U_c$  passe de  $U_c$  à 0 dès le changement de la consigne.
- 2) Elle passe de 0 à  $-U_c$  au début de la période de modulation suivant le changement.

De ce fait, si la consigne change à la fin d'une période (juste avant 0 ou  $T_e$ ), le retard sera de  $T_e$  mais si ce changement s'effectue au début d'une période (juste après 0 ou  $T_e$ ), le retard sera de  $2.T_e$ .

En notant  $\alpha$  l'instant de la transition, le retard se caractérise par  $T_d = 2.T_e - \alpha$  pour une transition de 1 à -1.



Ce cas correspond à la variation maximale que l'on peut réaliser ( $\Delta m_g=2$ ). Pour cette variation le retard  $T_d$  est donc compris entre  $T_e$  et  $2.T_e$ .

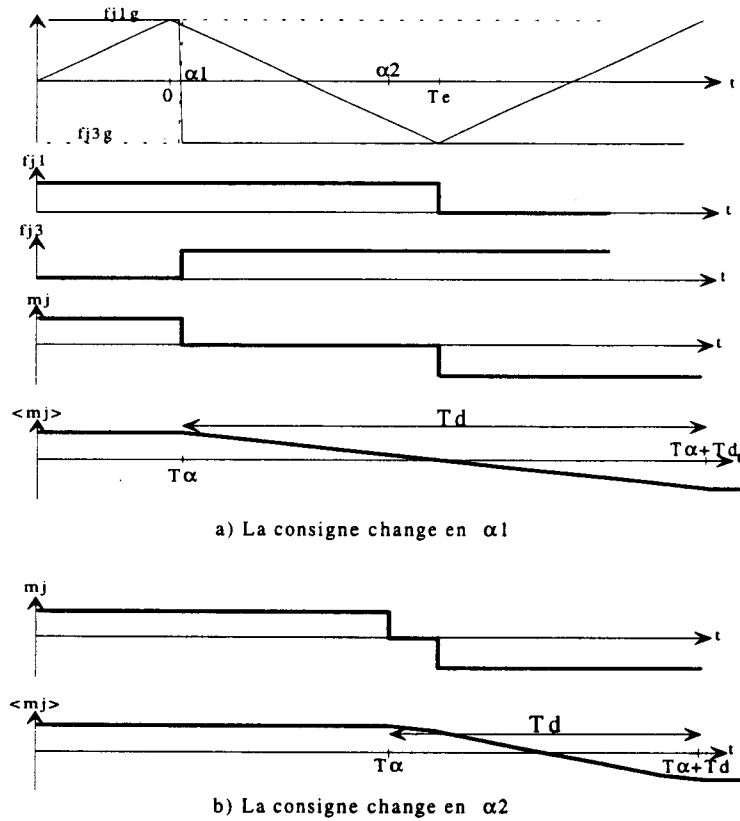


Figure 2.27 : Passage de  $m_g=1$  à  $m_g=-1$

### Transition de 0.5 à -0.5

Ce cas correspond à  $\Delta m_g=1$ . On va déterminer, pour cette configuration, les instants à prendre en considération pour trouver les valeurs extrêmes du retard pour une variation donnée de  $m_g$ .

La figure 2.28 montre comment s'effectue la transition. Les fonctions  $f_{j1}$  et  $f_{j3}$  sont tracées pour une variation de la consigne apparaissant entre  $\alpha_2$  et  $\alpha_3$ .

Les instants particuliers correspondent aux croisements des fonctions génératrices avec le signal triangulaire. Si le changement de consigne s'effectue avant le croisement qui fait passer  $|U_{ej}|$  à  $U_c(\alpha_1, \alpha_3, \dots)$ , le retard est minimum, dans le cas contraire il est maximum.

Comme on peut le voir sur cette figure, si le changement se passe juste avant  $\alpha_3$ , le retard sera de  $T_e/2$ . Si celui-ci se passe juste après  $\alpha_1$  (ou  $\alpha_3$ ) le retard sera de  $3.T_e/2$ .

Aussi, pour une variation  $\Delta m_g=1$ , le retard sera toujours compris entre  $T_e/2$  et  $3.T_e/2$ .

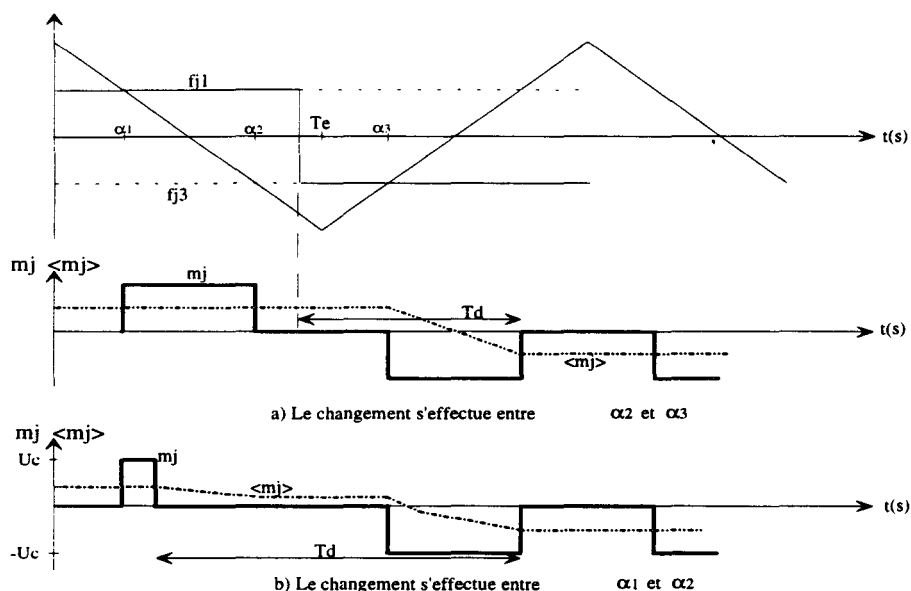


Figure 2.28: évolution de  $m_j$  et  $\langle m_j \rangle$  pour une variation de  $m_g$  entre 0.5 et -0.5

En généralisant ce calcul à tous les cas de variation de  $m_{jg}$ , on détermine le retard du convertisseur (figure 2.29). Ce retard est indiqué en fonction de  $T_c$ , la période de fonctionnement d'un interrupteur ( $T_e = T_c / (2.N)$ ). Celui-ci varie de 0 à  $T_c/2$  pour une variation presque nulle de  $m_g$  et entre  $T_c/2$  et  $T_c$  pour la variation maximale de  $m_g$  dans le cas  $N=1$ .

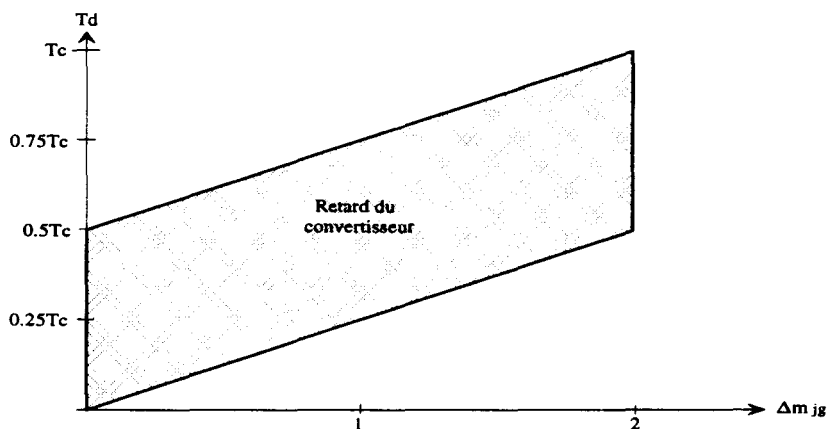


Figure 2.29: Valeur des retards en fonction des variations de  $m_{jg}$  pour  $N=1$

Ainsi, pour le cas  $N=1$ , on peut constater :

- la sortie du convertisseur ne passe pas obligatoirement de l'ancienne à la nouvelle valeur mais peut prendre une valeur nulle intermédiaire.
- les changements d'état ne s'effectuent qu'à des instants bien précis, en raison du principe de fonctionnement du convertisseur. C'est ce qui crée un retard.
- le retard minimum pour  $\Delta m_g = 2$  est d'une période  $T_e$  soit  $0.5T_c$

### 5.3. Cas de deux ponts en série (N=2)

Le calcul du retard s'effectue toujours sur une période de fonctionnement de la MLI soit  $T_c$ . Cette période  $T_c$  correspond maintenant à  $T_c/4$  ( $T_c/2N$ ) alors que dans le cas précédent, elle correspondait à  $T_c/2$ .

En effectuant les mêmes calculs que pour le cas précédent, on détermine le retard du convertisseur pour  $N=2$  (figure 2.30).

Ce retard se détermine par :

$$\Delta m_g \cdot \frac{T_c}{4} < T_d < (\Delta m_g + 1) \cdot \frac{T_c}{4}$$

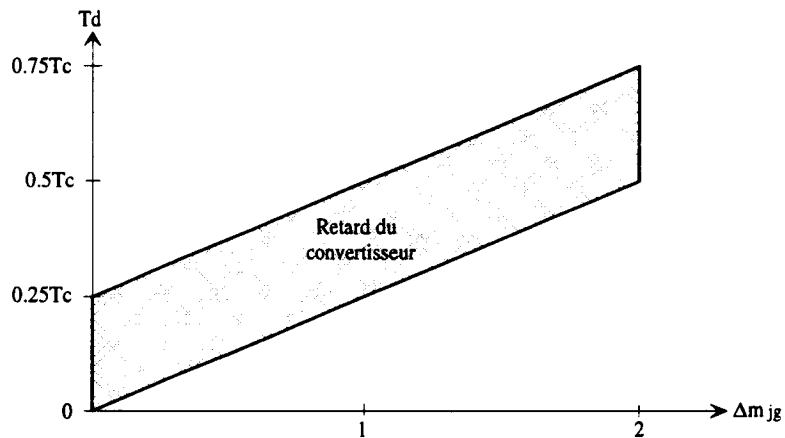


Figure 2.30: Valeur des retards en fonction des variations de  $m_{jg}$  pour  $N=2$ .

### 5.4. Généralisation au cas de N ponts

En répétant l'étude réalisée pour un nombre plus important de ponts, on peut généraliser le retard propre du convertisseur au cas de  $N$  ponts. Ce retard se définit alors par:

$$\Delta m_g \cdot \frac{T_c}{4} < T_d < (N \cdot \Delta m_g + 2) \cdot \frac{T_c}{4 \cdot N}$$

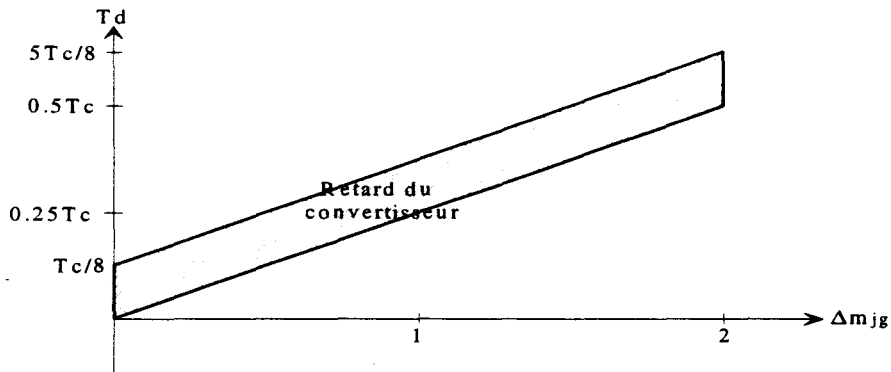


Figure 2.31: Valeur des retards en fonction des variations de  $m_g$  pour  $N=4$ .

Cette analyse temporelle indique que, dans le cas de variations importantes de la consigne, la tension  $U_e$  ne correspond pas à la référence durant le changement puisqu'un retard apparaît. La figure 2.32 montre l'évolution de la tension  $U_e$  pour une variation importante de la consigne ( $\Delta m_g=2$ ) dans le cas de quatre ponts. On constate que la sortie évolue par paliers successifs pour arriver à la valeur finale après un temps  $T_d$ .

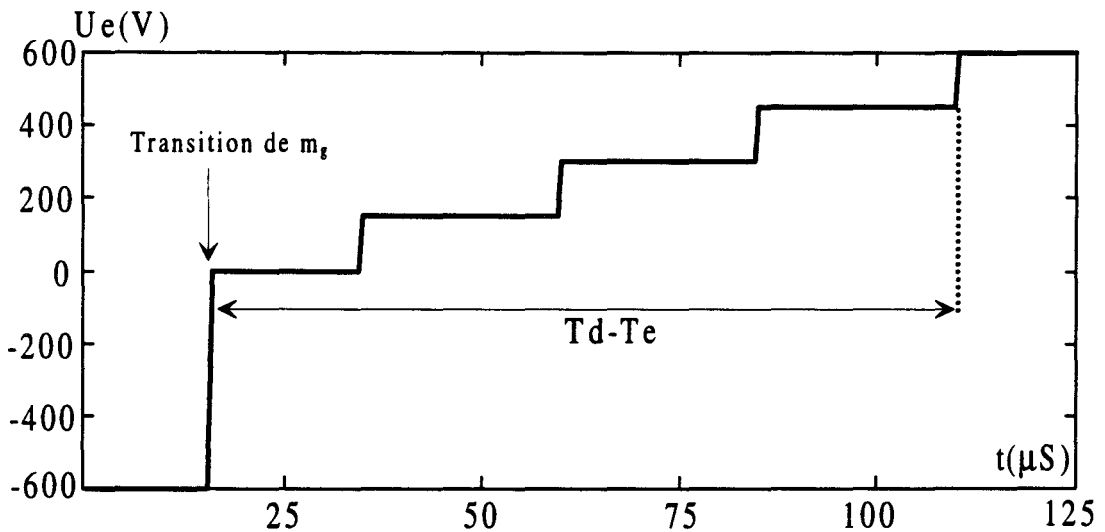


Figure 2.32: Evolution de la tension  $U_e$  lors d'une transition de -1 à 1

En considérant  $N$  très grand, on peut remplacer l'évolution de la sortie qui se fait par paliers dans la seconde partie de la courbe par une évolution linéaire sans apporter d'erreur (figure 2.33).

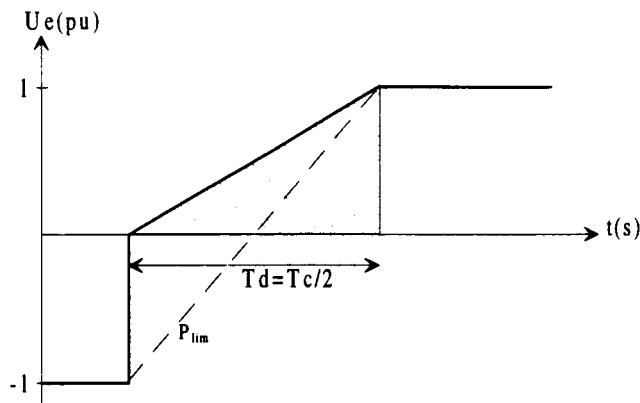


Figure 2.33: Calcul du retard pour  $N$  très grand

On constate que, pour une variation brutale de la consigne égale à 2, la tension évolue en deux morceaux:

- une variation brusque jusqu'à zéro.
- une variation linéaire de pente  $2/T_c$  ensuite.

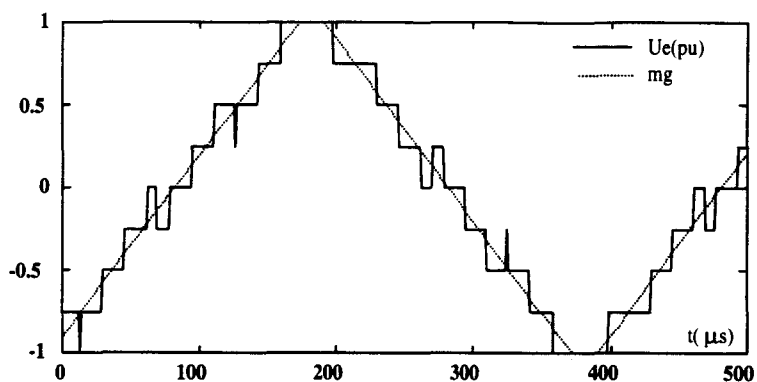
Ainsi, toute variation de consigne égale à 2 provoque un temps de réponse égal à  $T_c/2$ . Aussi, en fonction de la pente de la consigne, le système peut suivre ou non celle-ci. Si cette pente est supérieure à  $P_{lim}$ , on se trouve dans le cas d'une variation rapide et le convertisseur crée un retard. Dans le cas contraire, le convertisseur est capable de créer la tension désirée. Ceci est mis en évidence sur un exemple pour lequel on applique une consigne trapézoïdale à l'entrée du convertisseur, et on observe la tension  $U_e$  obtenue en sortie. En fait,  $P_{lim}$  correspond à la pente du triangle modulant.

Sur la figure 2.34a) la pente du trapèze est inférieure à  $P_{lim}$ . En b) les pentes sont égales et enfin en c) la pente du trapèze est supérieure à  $P_{lim}$ .

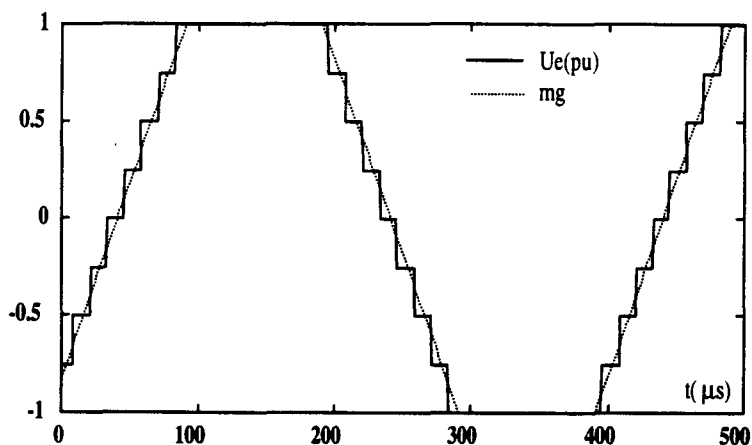
L'examen de ces trois relevés montre bien que le convertisseur ne suit plus correctement la référence à partir du moment où la pente de celle-ci est plus grande que la pente du triangle de modulation.

En a) et en b) la consigne et la tension  $U_e$  se confondent, il n'y a donc pas de retard. Par contre en c), on constate parfaitement que la tension  $U_e$  ne peut plus suivre la référence.

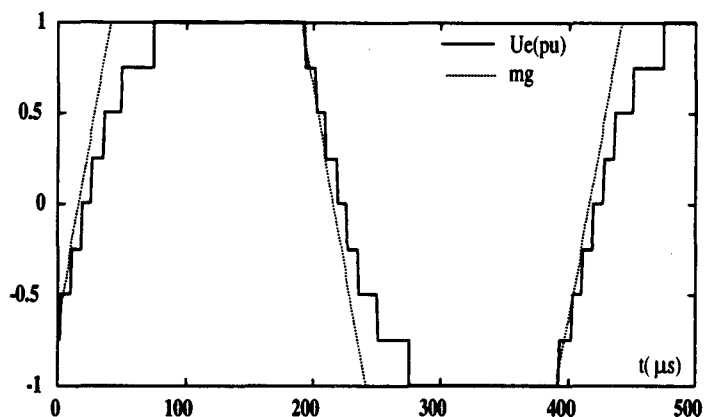
Cela correspond parfaitement à l'étude fréquentielle qui a montré que la réponse du convertisseur est correcte tant que  $P_m$  est inférieur à un. On vérifie ici de manière temporelle cette limite de  $P_m$ .



2.34a) La pente du trapèze est égale à  $P_{lim}/2$



2.34b) La pente du trapèze est égale à  $P_{lim}$



2.34c) la pente du trapèze est deux fois plus grande que  $P_{lim}$ .

Figure 2.34: Evolution de la tension  $U_e$  en fonction de la consigne appliquée.

Le retard minimum qui se produit lorsque  $m_g$  passe de -1 à +1 ou de +1 à -1 correspond à une période de modulation d'un pont ( $T_c/2$ ) quelle que soit la valeur de  $N$ . Ce retard minimum est indépendant du nombre de ponts.

On retrouve le même résultat que dans l'étude fréquentielle: la plage dans laquelle le convertisseur se comporte comme un gain constant ne dépend pas du nombre de ponts. Au niveau temporel, c'est le retard minimum du convertisseur qui est indépendant du nombre de ponts.

Dans les deux cas, c'est la fréquence de fonctionnement d'un pont qui améliore ces caractéristiques. De ce fait, la mise en série de ponts n'a aucune influence sur celles-ci.

Dans le chapitre suivant, nous allons faire une comparaison entre une structure de N ponts de fréquence F et un pont de fréquence N.F. Les différences de comportement vues précédemment seront alors mises en évidence.

### **Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons développé les trois premières parties de l'automate de commande rapprochée (A.C.R.): le modulateur, le générateur de connexions et le bloc de répartition.

La conception de ces trois fonctions a été faite en fonction du rôle du convertisseur, le filtrage actif et a nécessité un choix parmi de nombreuses solutions possibles.

Ces choix ont privilégié deux aspects :

- rapidité et précision du convertisseur
- limitation des perturbations induites.

La commande particulière présentée a permis d'obtenir une tension de sortie  $U_e$  du convertisseur en phase et proportionnelle à la consigne dans la mesure où celle-ci supporte certaines contraintes. Une étude fréquentielle et temporelle vérifie pleinement ces deux aspects.

Le modèle du convertisseur qui en est déduit sera utilisé dans les deux prochains chapitres qui sont consacrés à l'étude de la quatrième partie de l'A.C.R., l'algorithme de commande. On détaillera dans le chapitre 3, la constitution du M.C.P. et de l'A.C.M.M. nécessaires à un fonctionnement en filtre actif.

## **CHAPITRE III**

# **REGULATION DU COURANT GENERE PAR LE FILTRE ACTIF**



## INTRODUCTION

Le chapitre 2 a montré les performances du convertisseur dans un fonctionnement en boucle ouverte. Un modèle des différents blocs du convertisseur a été établi qui permet de connaître la tension de sortie  $U_e$  en valeur moyenne sur une période  $T_e$  en fonction de la commande du convertisseur  $m_g$ .

Pour s'assurer d'un fonctionnement correct, toutes les grandeurs d'état du convertisseur doivent être contrôlées de façon à suivre leurs valeurs de référence définies par le M.C.P.

La structure du convertisseur impose le contrôle de  $N+1$  grandeurs d'état, soit les  $N$  tensions et le courant  $I_f$ . Comme toutes les tensions  $U_{cj}$  doivent être identiques (respect de la condition 2.25), ce contrôle peut se scinder en 3 parties :

- 1) Le contrôle du courant  $I_f$ .
- 2) Le contrôle de la valeur moyenne de la somme des tensions  $U_{cj}$ .
- 3) Le contrôle de l'équilibre des tensions  $U_{cj}$ .

Ces 3 fonctions sont assurées par l'algorithme de commande, le contrôle du courant va être décrit dans ce chapitre tandis que les deux autres parties qui concernent la régulation des tensions seront décrites au prochain chapitre.

On définit  $U_{ct} = \sum_{j=1}^N U_{cj}$  : tension maximale que peut délivrer le convertisseur.

### **1. DETERMINATION DU COURANT HARMONIQUE DE REFERENCE**

La commande du filtre actif nécessite la connaissance et l'identification du courant harmonique de la charge. Nous commencerons donc l'étude de ce chapitre par la description de cet algorithme.

Le courant absorbé par la charge polluante contient une composante fondamentale et des composantes harmoniques. Le filtre actif doit générer un courant dont le spectre contient les composantes harmoniques du courant de la charge mais en opposition de phase avec celles-ci. Pour déterminer ce courant de référence, plusieurs méthodes sont applicables [LUO][DELARUE], chacune d'elles présentant des avantages et des inconvénients.

La méthode que l'on a choisie utilise un filtre passe bas pour déterminer le courant fondamental de la charge  $I_{\text{fond}}$ . En retranchant cette composante du courant de la charge, on obtient alors la référence du courant harmonique (figure 3.1 ).

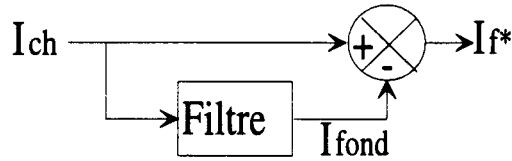


Figure 3.1: détermination du courant harmonique.

Comme les harmoniques sont proches du fondamental dans le domaine fréquentiel, il est nécessaire d'utiliser un filtre qui possède une coupure très nette en dehors de sa bande passante. Pour cela, on utilise un filtre à capacités commutées du 12<sup>ème</sup> ordre. La fréquence de coupure de ce filtre est choisie égale à 65 Hz . Avec ces réglages, le filtre amène un déphasage d'une période du fondamental et une atténuation des harmoniques d'un facteur  $10^5$  dès 100 Hz ce qui est largement suffisant.

Ce procédé nous permet d'obtenir :

- La composante harmonique en temps réel sans déphasage.
- La composante fondamentale avec une période de retard. Cela va amener le filtre actif à fournir ou à recevoir de la puissance active lors des changements de puissance de la charge. Il s'en suivra une modification du niveau de charge des condensateurs qui sera annulée progressivement par l'action de la boucle de tension.

## **2. ELABORATION DE LA BOUCLE DE COURANT.**

Dans cette partie, on définit la boucle de courant en supposant toutes les tensions  $U_{cj}$  égales. Pour cela, on va d'abord considérer un système sans perturbation pour définir les correcteurs à employer, puis on étudiera l'influence des perturbations internes et externes au montage sur le courant  $I_f$ .

La première étape concerne l'étude du suivi de la consigne lorsqu'il n'y a pas de perturbation. La deuxième montre l'influence des perturbations sur les performances escomptées.

## 2.1. Détermination des correcteurs.

Les correcteurs utilisés vont définir la réponse du convertisseur vis-à-vis du courant de référence. On choisit de déterminer une correction qui impose une réponse du deuxième ordre. Cette réponse peut être représentée par une fonction de transfert de la forme :

$$\frac{I_f}{I_f^*} = \frac{1}{1 + 2\xi \tau p + (\tau p)^2} \quad (3.1)$$

Ce choix s'impose pour diverses raisons :

- Un modèle du premier ordre n'amène pas une élimination correcte des perturbations.
- Un modèle d'ordre supérieur se montre beaucoup plus complexe à réguler sans pour autant apporter une amélioration sensible.
- Ce modèle est suffisant pour montrer les améliorations obtenues par la commande et la conception particulière du convertisseur de puissance.

On appelle  $\omega_n$  la pulsation de coupure de cette boucle avec  $\omega_n = 1/\tau$  et  $F_n$  la fréquence de coupure telle que  $F_n = \omega_n / 2\pi$ .

Le choix de la fréquence de coupure et de l'amortissement  $\xi$  détermineront la précision de cette boucle.

Le modèle de commande simplifié du convertisseur est représenté figure 3.2. On néglige dans ce modèle les perturbations induites par le découpage du convertisseur supposé parfait (pas de chute de tension dans les interrupteurs, temps de commutation nuls,...).

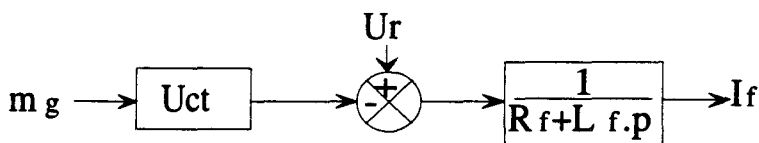


Figure 3.2: Modèle de commande

Dans ce modèle,  $U_r$  agit comme une perturbation que l'on peut compenser en utilisant sa valeur mesurée (figure 3.3) [GUILLAUD 92]. Sans cette action, cette perturbation pourrait être à l'origine d'un courant à la fréquence du réseau.

Si le gain  $K$  de la compensation est choisi égal à  $1/U_{ct}$ , l'influence de  $U_r$  est nulle. En pratique, pour éviter l'emploi d'une division, on choisira  $K$  égal à  $1/U_{ct}^*$ . Comme  $U_{ct}$  est très peu différent de

$U_{ct}^*$ , l'influence de  $U_r$  sera très faible et le correcteur de la boucle de courant pourra la compenser sans difficulté.

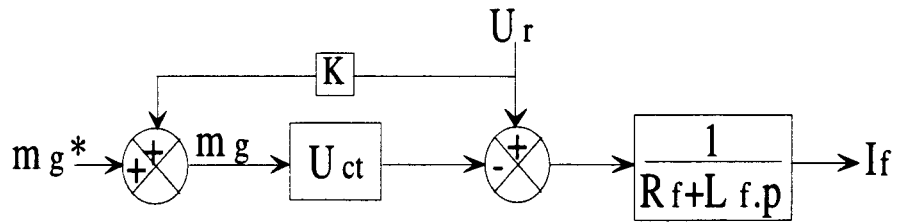


Figure 3.3: Principe de la compensation de la tension du réseau.

Cependant, on peut noter que si cette compensation est utile, elle n'est pas indispensable. En effet, si elle n'était pas réalisée, la perturbation induirait une modification des tensions  $U_{cj}$  qui serait de toute manière atténuée par la boucle de courant et éliminée par l'action des boucles de tension, comme on le verra ultérieurement.

Cette compensation réalisée, on peut alors considérer le modèle de commande suivant (figure 3.4) où  $P_{ert}$  représente l'ensemble des perturbations qui agissent sur le système.

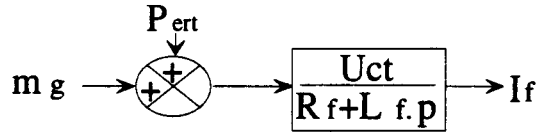


Figure 3.4 : Modèle de commande simplifié

C'est à partir de ce dernier modèle que sera établie la synthèse des correcteurs. Pour cela, on néglige les perturbations et on détermine les correcteurs qu'il faut associer à la boucle de courant (figure 3.5) pour obtenir une réponse du 2ème ordre. Puis, on analyse l'effet des perturbations sur la boucle fermée. On choisit d'utiliser une boucle classique de contre-réaction et on recherche les correcteurs  $R(p)$ ,  $S(p)$ ,  $T(p)$  qu'il faut employer pour obtenir la réponse souhaitée.

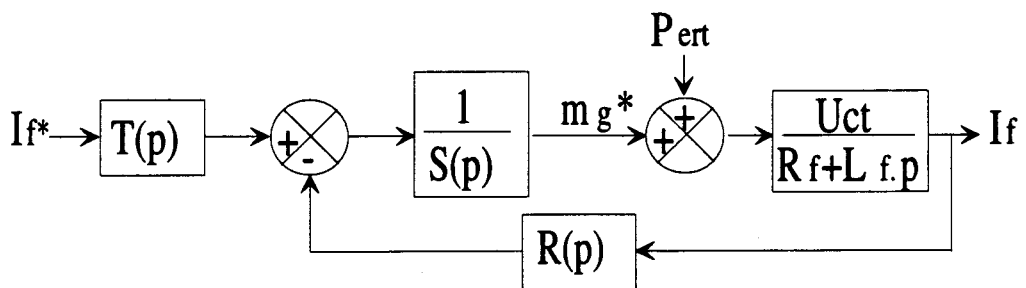


Figure 3.5 : Emplacement possible des correcteurs.

En décomposant les correcteurs comme suit:

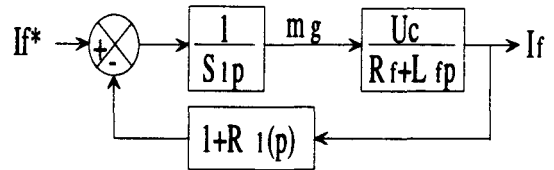
$$R(p) = \frac{R_n(p)}{R_d(p)}, S(p) = \frac{S_n(p)}{S_d(p)}, T(p) = \frac{T_n(p)}{T_d(p)}$$

La réponse de la boucle s'écrit alors:

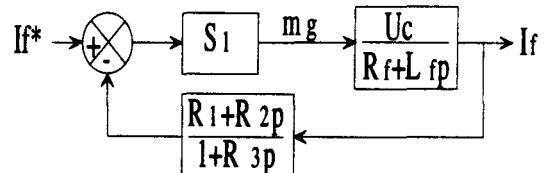
$$\frac{I_f}{I_f^*} = \frac{T_n(p)}{T_d(p)} * \frac{R_d(p).S_d(p)}{(R + Lp).S_n(p).R_d(p) + S_d(p).R_n(p)} \quad (3.2)$$

Par analogie avec l'équation (3.1) , on trouve trois possibilités simples qui imposent la réponse souhaitée :

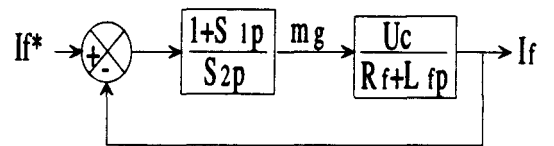
1)  $T(p)=1, S_d(p)=1$  et  $R_d(p)=1$   
 $S_n(p)=S_1p$  et  $R_n(p)=1+R_1p$



2)  $T(p)=1, S_n(p)=1, S_d(p)=S_1$   
 $R_n(p)=R_1+R_2p, R_d(p)=1+R_3p$



3)  $T(p)=1, R_n(p)=1, R_d(p)=1$   
 $S_d(p)=1+S_1(p), S_n(p)=S_2p$



La première solution utilise une action dérivée dans la chaîne de retour. Cela amplifie les perturbations, les bruits et les parasites captés et rend le processus instable. Si cette solution est possible sur un système parfait, en pratique elle ne peut pas fonctionner.

La deuxième solution utilise principalement un correcteur à Avance/Retard de phase (A/R) dans la chaîne de retour.

Quant à la troisième solution qui est la plus couramment choisie, elle utilise un correcteur Proportionnel Intégral (PI) dans la chaîne directe.

On ne considérera que les deux dernières solutions pour la suite de l'étude qui devra alors s'attacher à déterminer celle qui apporte les meilleurs résultats.

**2.2. Influence des perturbations.**

Les deux solutions retenues ont la même réponse en suivi du courant. Pour chacune d'elles, on va étudier son comportement face aux perturbations existantes dans le système.

La réponse de la boucle de courant face aux perturbations ( $I_f^*=0$ ) est :

$$\frac{I_f}{Pert} = \frac{S_n(p) \cdot R_d(p)}{(R_f + L_f \cdot p) \cdot S_n(p) \cdot R_d(p) + S_d(p) \cdot R_n(p)} \tag{3.3}$$

Les figures 3.6a et 3.6b représentent l'atténuation des perturbations en fonction de leurs fréquences pour les deux solutions retenues.

L'examen de ces 2 figures met en évidence une supériorité du correcteur PI. Celui-ci, en effet réagit mieux face aux perturbations de faibles fréquences.

Dans le cas du correcteur A/R, les perturbations de fréquences faibles ne sont atténuées que dans un rapport constant et égal à  $1/S_1$ . Par contre, dans le cas du correcteur PI, plus la fréquence est faible, plus la perturbation sera atténuée. De ce fait, la réponse sera meilleure pour les fréquences de pulsations inférieures à  $\omega_n^2 \cdot L_f / S_1$ .

***Par rapport aux perturbations, le correcteur PI est plus avantageux que le correcteur A/R.***

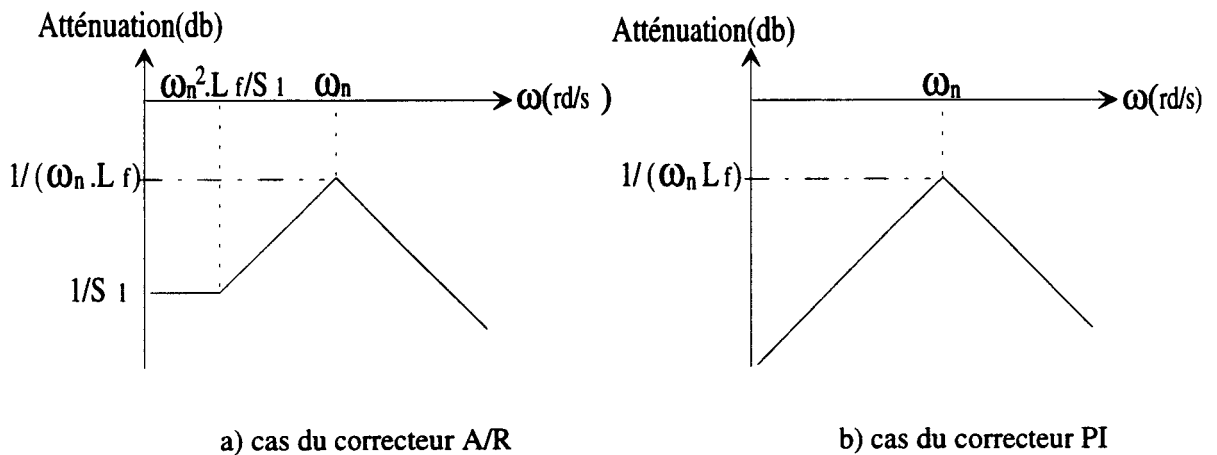


Figure 3.6 Atténuation des perturbations

Cette étude nous a permis de déterminer le correcteur qui impose la réponse souhaitée en minimisant l'effet des perturbations. Nous allons réaliser des simulations afin de valider ce choix et déterminer les performances maximales que l'on peut obtenir ainsi.

### **3. COMMANDABILITE DU CONVERTISSEUR**

Pour obtenir les meilleures performances, le filtre actif doit pouvoir reproduire correctement les harmoniques de courant générés par la charge. Il doit donc être capable de suivre toutes les variations lentes ou rapides de ce courant.

Les performances maximales que l'on obtiendra seront liées entre autres aux limites du convertisseur au delà desquelles une reproduction exacte ne sera plus possible. On va donc s'attacher à définir ces limites.

La génération du courant  $I_f$  de compensation est assurée par le contrôle de la tension  $U_f$  aux bornes de l'inductance  $L_f$  par l'intermédiaire de la tension  $U_e$ .

$$L_f \cdot \frac{dI_f}{dt} = U_f = U_r - U_e \quad \text{en négligeant la résistance } R_f \quad (3.4)$$

La variation maximale de courant que peut réaliser le filtre actif est liée à la tension  $U_e$  que l'on peut imposer. Pour pouvoir reproduire une variation du courant harmonique, celle-ci devra donc toujours être inférieure à la variation maximale que peut produire le filtre actif, soit :

$$\left| \frac{dI_f}{dt} \right| < \left| \frac{U_r - U_e}{L_f} \right| \quad (3.5)$$

Cette relation est commune à tous les filtres actifs. Dans le cas du filtre actif multiniveaux, nous allons définir une deuxième relation devant également être vérifiée pour que le convertisseur soit apte à reproduire correctement le courant harmonique.

Pour cela, la figure 3.7 rappelle l'évolution réelle de la tension de sortie du convertisseur lorsque sa référence passe de 0 à  $2 \times U_c$ . Dans cette figure, on considère que  $U_r=0$  au moment de la variation pour simplifier le dessin.

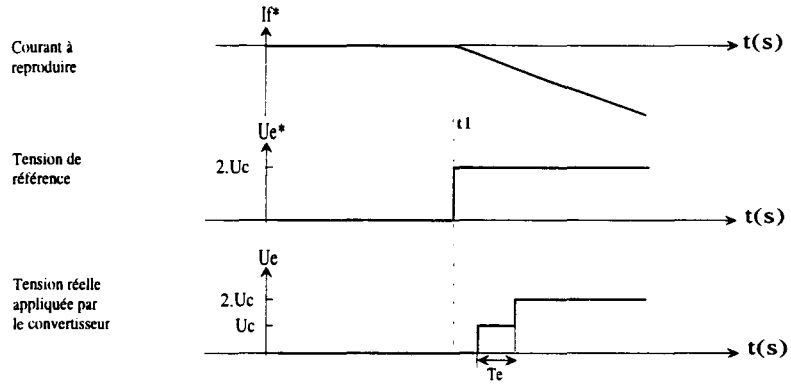


Figure 3.7 : Erreur induite pour une variation importante de la consigne

Sur cette figure, la dérivée du courant de consigne  $I_f^*$  varie brusquement à  $t=t_1$ . Cette variation demande une modification de  $U_f$  qui doit donc passer instantanément de 0 à une valeur  $U_f=L_f.dI_f^*/dt = 2.U_c$ .

Or, on a montré au chapitre 2 que le convertisseur multiniveaux ne peut réagir immédiatement à une variation brusque de consigne. Aussi, cette variation de  $U_e^*$  va se traduire par un retard plus ou moins important de la tension  $U_e$ , ce qui va introduire une erreur plus ou moins grande sur le suivi du courant.

Si l'accroissement soudain de la tension de référence est inférieur à un niveau, autrement dit si la hauteur de l'échelon de cette tension est inférieure à  $U_c$ , le retard moyen du convertisseur est approximativement égal à  $T_e/2$ ; l'erreur sur le courant sera donc de durée très brève.

Par contre si cet échelon est plus important, ce retard va augmenter comme illustré figure 3.7 et va entraîner une erreur suffisamment grande pour nuire aux performances du filtre actif.

Pour éviter ce problème lié à la dynamique du convertisseur, il faut que  $P_m < 1$  (chapitre 2, §4.2).

Cette condition impose alors  $\frac{dm_g}{dt} < 4.F_c$ .

ce qui entraîne:  $\frac{dU_e^*}{dt} < 4.U_c.T_c.F_c$

Comme  $U_e = U_r - U_f$

et  $U_f = R_f.I_f + L_f.dI_f/dt$

$$\frac{dU_e^*}{dt} = \frac{dU_r}{dt} - \frac{d(R_f.I_f^* + L_f \frac{dI_f^*}{dt})}{dt} < 4.U_c.T_c.F_c \quad (3.6)$$



Dans cette relation, on peut négliger certains termes :

La fréquence de la tension  $U_r$  est très faible par rapport à la fréquence des commutations et on peut donc négliger  $dU_r/dt$ .

$R_f \cdot I_f$  correspond à la chute de tension due à la résistance interne  $R_f$  de l'inductance  $L_f$ . Cette chute de tension est très faible et sa variation n'est pas significative dans cette relation.

Dans le cadre de nos essais, on obtient :  $2 \cdot U_{ct} \cdot F_c = 6 \cdot 10^6$  et au maximum  $R_f \cdot dI_f/dt = 54 \cdot 10^3$  pour  $U_{ct} = 600V$ ,  $U_{r_{eff}} = 220V$  et  $F_c = 5kHz$ . Ce terme est donc parfaitement négligeable.

Compte tenu de ces simplifications, pour être en mesure de reproduire correctement les variations de la pente du courant harmonique, la relation suivante doit donc toujours être vérifiée :

$$\left| L_f \cdot \frac{d^2 I_f^*}{dt^2} \right| < 4 \cdot U_{ct} \cdot F_c \quad (3.7)$$

Les deux relations 3.5 et 3.7 traduisent en fait la possibilité réelle du convertisseur à reproduire le courant  $I_f^*$ . Si ces relations ne sont pas vérifiées, quel que soit le contrôle utilisé, le courant  $I_f$  ne pourra pas correspondre en permanence au courant  $I_f^*$ , ce qui impliquera une limitation des performances.

#### **4. REMARQUES CONCERNANT LE DIMENSIONNEMENT DE $U_{ct}$ ET DE $L_f$**

Le filtre actif va devoir réaliser un courant  $I_f$  qui devra approcher au mieux les harmoniques de courant de la charge. Pour que  $I_f$  puisse suivre ces harmoniques en permanence, les conditions de commandabilité du convertisseur (3.5 et 3.7) doivent être satisfaites à tout instant.

Il est donc nécessaire de connaître la charge polluante à filtrer afin de déterminer la dérivée première et seconde du courant à compenser, à partir desquelles il est possible de trouver le rapport  $U_{ct}/L_f$  qui vérifie les équations (3.5) et (3.7) pour la charge considérée.

Cela donne deux inéquations à deux inconnues à partir desquelles on peut déterminer la valeur minimale de  $U_{ct}$  et la valeur maximale de  $L_f$ .

Cependant, ce choix peut entraîner des valeurs de  $U_{cj}$  et de  $L_f$  telles que l'amplitude de l'ondulation du courant induite par le découpage du convertisseur ( $U_{ct}/(8 \cdot N^2 \cdot L_f \cdot F_c)$ ) ne soit pas

négligeable devant l'amplitude du courant fondamental, et dans ce cas, les performances maximales ne pourront être atteintes. En effet, si les valeurs de  $U_{ct}$  et de  $L_f$  donnent la possibilité au convertisseur de suivre le courant de référence, cela induit également des perturbations telles que ce suivi de courant en est altéré.

Dans ces cas extrêmes, il vaut alors mieux :

- Augmenter la fréquence du convertisseur, dans la mesure du possible, ce qui contribue à diminuer l'amplitude des perturbations et réduit le rapport  $U_{ct}/L_f$  déterminé par la relation 3.7 puisque la rapidité du convertisseur est améliorée.
- Réduire les fronts du courant harmonique de la charge polluante en ajoutant une inductance de petite valeur au niveau du branchement de la charge sur le réseau, ce qui diminue la vitesse de variation du courant harmonique.
- Ne pas respecter complètement l'équation (3.7). Les performances sont dégradées mais restent appréciables.

## **5. DETERMINATION DES PERFORMANCES DU SYSTEME**

Ce système a été simulé de manière à quantifier les performances envisageables pour ce type de montage. La charge polluante utilisée est un pont redresseur débitant sur une charge R-L (figure 3.8). La constante de temps  $L/R$  a été choisie très grande devant la période du réseau. Ainsi le courant  $I_l$  traversant la charge inductive peut être considéré comme constant.

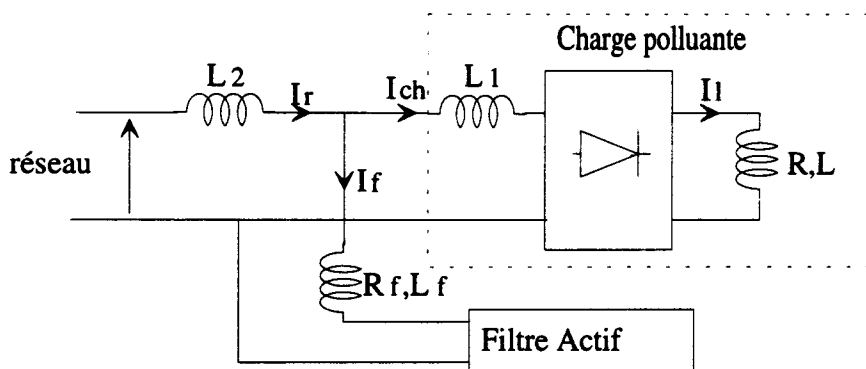


Figure 3.8 : Schéma de la simulation

Dans ce schéma,  $L_1$  représente l'inductance de câblage,  $L_2$  celle du réseau.

Afin de simplifier la simulation, on considère que  $L_2 \ll L_1$  et  $L_2 \ll L_f$ , ce qui est presque toujours le cas (puissance de court-circuit du réseau beaucoup plus grande que la puissance de la

charge). Cette considération nous permet de dire que le filtre actif n'aura aucune influence sur la charge. On s'est donc contenté pour la simulation, de définir un courant trapézoïdal au lieu de simuler l'ensemble L1- pont redresseur - charge RL (figure 3.9).

Un filtre passe-bas est utilisé pour éliminer les fréquences élevées contenues dans ce courant, ce qui élimine les points anguleux du trapèze pour lesquels  $L_f \cdot \frac{d^2 I_f}{dt^2}$  tend vers l'infini.

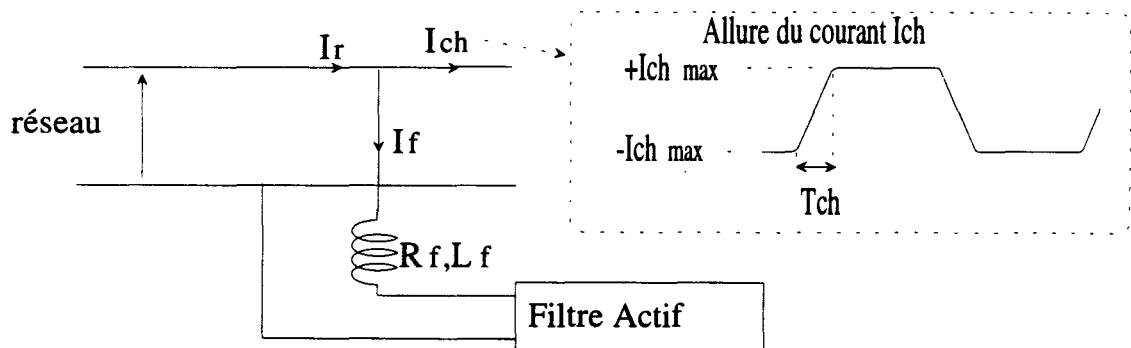


Figure 3.9: Schéma électrique simulé.

Les paramètres choisis pour le filtre actif et la tension du réseau correspondent aux paramètres utilisés dans le montage expérimental afin d'effectuer des comparaisons ultérieures.

Les valeurs utilisées pour la simulation sont :

$U_r=220\ V_{eff}$ .

$N=4$ ,  $F_c=5000\ Hz$ ,

$U_{c1}=...=U_{c4}=150\ V$

$L_f=5\ mH$ ,  $R_f=0.3\ \Omega$

Les interrupteurs sont supposés idéaux.

Le courant  $I_{ch}$  qui est simulé peut être caractérisé par 2 paramètres :

- Son amplitude  $I_{ch\ max}$  dépendant de la charge.
- La durée de l'empiètement  $T_{ch}$  qui dépend de la valeur de  $L_1$ .

La modification de ces 2 paramètres agit sur le contenu harmonique du courant  $I_{ch}$ .

Un troisième paramètre ( la constante de temps du filtre passe-bas) sera également utilisé pour définir le courant de la charge.

Dans les simulations qui seront réalisées, nous allons adapter les paramètres du correcteur (bande passante  $F_n$ , amortissement  $\xi$ ) en fonction du type de charge utilisée en recherchant à chaque fois la valeur maximale admissible pour  $F_n$  et les performances qui en découlent.

Ainsi, on constatera que lorsqu'on augmente  $F_n$ , les performances peuvent être améliorées tant qu'on ne dépasse pas une limite au delà de laquelle les performances se dégradent.

Deux cas seront étudiés pour mettre en valeur l'importance de la relation 3.7 pour l'efficacité du filtrage :

- a) Le courant harmonique de la charge vérifie la relation 3.7
- b) Ce courant ne vérifie pas la relation 3.7

Dans les deux cas, on envisage des configurations pour lesquelles la relation 3.5 est toujours vérifiée.

La figure 3.10 montre l'atténuation obtenue pour deux choix de bande passante en fonction de la fréquence des harmoniques. Ces courbes donnent la réponse fréquentielle du modèle moyen représenté sur la figure 3.5 avec  $P_{ert}=0$  qui correspond à un convertisseur linéaire.

*Note : Nous appelons Performances, le niveau relatif d'harmonique en % restant dans le réseau par rapport aux harmoniques de la charge soit le rapport  $I_r \cdot 100 / I_{ch}$ .*

*100% signifie aucune réduction de l'harmonique considéré.*

*1% signifie que l'amplitude de l'harmonique restante dans le réseau est 100 fois plus faible que l'harmonique correspondant dans la charge.*

*Les échelles en abscisse et en ordonnée sont logarithmiques.*

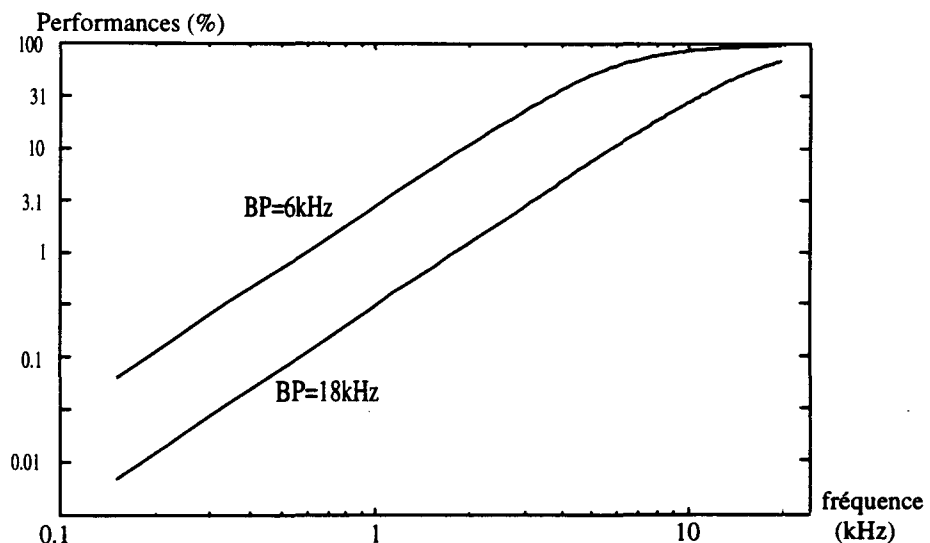


Figure 3.10: Performances obtenues pour un convertisseur linéaire.

5.1. Cas où  $\left| L_f \cdot \frac{d^2 I_f^*}{dt^2} \right| < 4 \cdot U_{ct} \cdot F_c$ .

5.1.1. Influence du réseau correcteur.

On prend  $T_{ch}=0.3ms$ ,  $I_{chmax}=25A$  et la constante de temps du filtre passe bas est de  $0.3ms$  ce qui permet de vérifier la relation 3.7.

La figure 3.11 montre le courant absorbé par le redresseur et le courant réseau obtenu pour  $F_n=10$  kHz avec un correcteur PI. On peut constater que le courant du réseau paraît parfaitement sinusoïdal. De ce fait, il n'est pas possible à partir de cette figure d'apprécier la réduction des harmoniques. On représentera dans la suite la réduction harmonique obtenue en % en fonction de la fréquence des harmoniques de la charge polluante. Il sera plus aisé à partir de cette représentation, d'apprécier les performances du filtre actif.

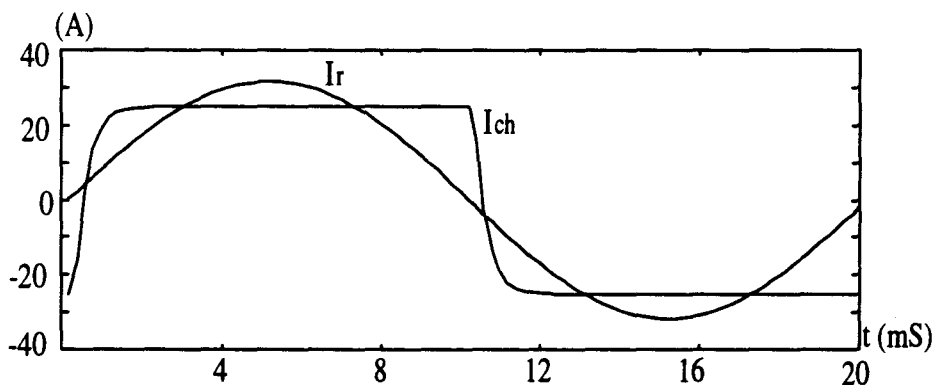


Figure 3.11: Allure du courant réseau et du courant de la charge.

Les simulations ont été effectuées pour les deux cas de correcteur possibles (A/R et PI). Dans ces deux cas, la bande passante maximale qui donne les meilleurs résultats est  $F_n=20kHz$ . Cela correspond à la moitié de la fréquence effective de modulation  $F_e$ . La figure 3.12 montre les performances obtenues dans le cas du correcteur A/R, la figure 3.13 dans le cas du correcteur PI. La courbe tracée en trait fin correspond aux performances obtenues avec un convertisseur linéaire (parfait) et correspond aux performances optimales pour la bande passante choisie.

Dans les deux cas, les performances sont sensiblement identiques. On peut tout de même noter que dans le cas du PI, la réponse est plus linéaire et moins perturbée puisqu'elle reste proche de la courbe optimale. Ceci montre la meilleure aptitude du correcteur PI à l'élimination des perturbations dans le domaine des basses fréquences et vérifie les résultats établis lors de la synthèse des correcteurs.

Compte tenu de cette comparaison, on ne considérera dans la suite que le cas du correcteur PI .

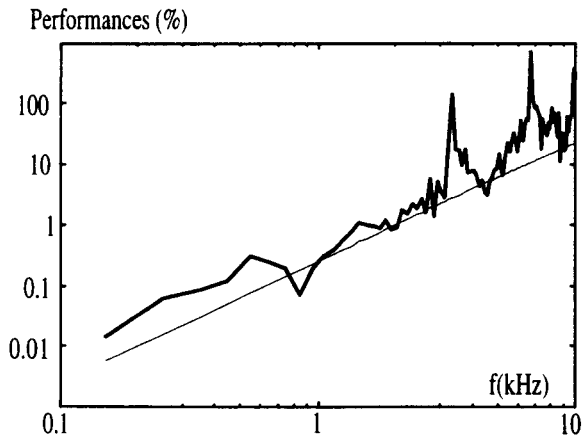


Figure 3.12: Correcteur A/R

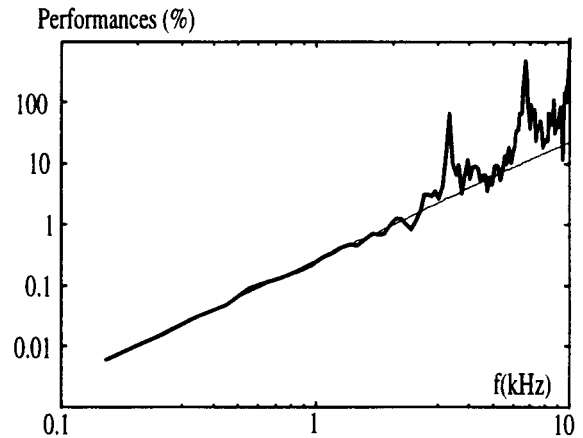


Figure 3.13: Correcteur PI

On peut noter que les performances obtenues avec cette simulation sont excellentes. Les harmoniques de fréquence faible sont divisés par un facteur supérieur à 1000 et les harmoniques autour de 2000 Hz sont encore atténués par plus de 50. Les pointes qui apparaissent aux fréquences voisines de 3 et 6kHz sur les figures 3.12 et 3.13 sont dues à la présence de ces harmoniques dans le courant prélevé au réseau et générés par le découpage alors qu'ils sont inexistant dans le courant à compenser.

### 5.1.2. Influence de la bande passante ( $F_n$ )

La bande passante ne peut être étendue au delà de 20 kHz sans déstabiliser complètement le système. En effet, plus la bande passante est importante, plus le correcteur essaie de corriger rapidement les erreurs de suivi. En augmentant trop cette bande passante, il essaie alors de corriger l'ondulation due au découpage du convertisseur. Comme cette ondulation est inhérente au principe de fonctionnement du convertisseur, elle ne peut pas disparaître. Par conséquent cette action entraîne la déstabilisation de la boucle, ce qui la rend inopérante et altère les performances de filtrage.

Ce phénomène de déstabilisation apparaît lorsqu'on augmente la bande passante ( $F_n$ ) au delà de 15 kHz.

La figure 3.14 montre l'allure du signal de commande  $m_g$  qui est appliqué aux ponts. On constate que pour  $F_n = 20\text{kHz}$ , une oscillation momentanée apparaît, ce qui entraîne alors l'apparition de raies à

la fréquence  $F_c/2$ . Cette oscillation n'est pas suffisante dans ce cas pour altérer les performances de suivi en basses fréquences (figure 3.15). En revanche, si on impose une bande passante encore plus importante, cela se traduit par une oscillation permanente qui entraîne alors une diminution des performances et une augmentation de l'amplitude des raies autour de  $F_c/2$ .

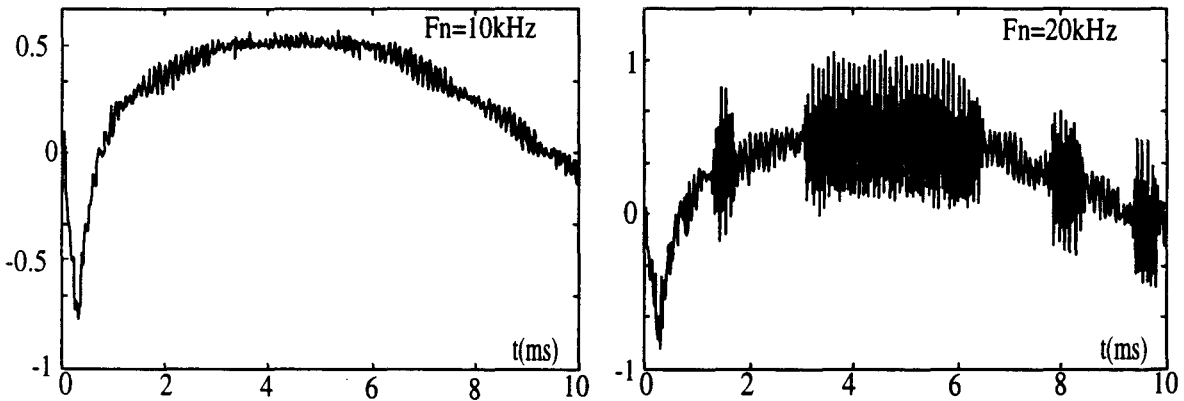


Figure 3.14: Allure de  $m_g$  pour  $F_n=10$  kHz et pour  $F_n=20$  kHz

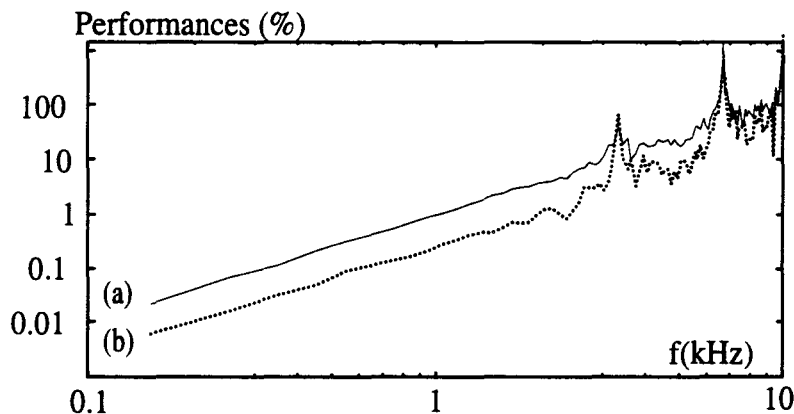


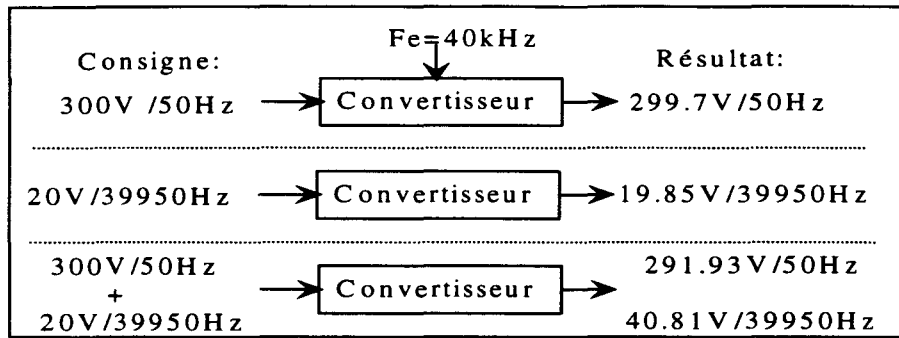
Figure 3.15: Performances pour une bande passante de 10kHz (a) et de 20kHz (b).

Cette limite pour  $F_n$  peut être mise en évidence d'une autre façon. Avec l'augmentation de  $F_n$ , les harmoniques de découpage sont de moins en moins atténués par le réseau correcteur, ce qui produit alors une perturbation de plus en plus importante.

Or, on a montré, lors du fonctionnement en boucle ouverte, que la modulation d'un signal de fréquence  $f$  induisait des harmoniques à la fréquence  $F_c-f$ ,  $F_c-3.f$ ,...

Si on module la fréquence  $F_c-f$ , cela va induire, entre autres, la fréquence  $F_c-(F_c-f)=f$ .

On montre, par cet exemple, que les harmoniques de découpage sont corrélés avec le signal qui les a induits. On peut vérifier cela à l'aide de simulations en boucle ouverte. (tableau ci-dessous)



Il apparaît clairement que les fréquences  $f$  et  $F_e - f$  s'influencent mutuellement. Ainsi l'augmentation de la bande passante augmente le niveau des harmoniques de fréquence  $F_e - f$  qui sont réinjectés au travers de la boucle de régulation sur l'entrée du modulateur occasionnant alors une erreur de plus en plus grande à la fréquence  $f$ .

On peut estimer à partir des simulations que la limite maximale de la bande passante est  $F_e/2$  pour le cas de signaux harmoniques lents. Pour cette valeur de  $F_n$ , il apparaît des raies autour de  $F_e/2$ . Si ces raies ne sont pas tolérables ou ne peuvent être filtrées par des filtres passifs, il vaut mieux se contenter d'une bande passante plus faible qui donne des performances moins bonnes mais qui évite ce problème (figure 3.15).

### 5.1.3. Comparaison avec les autres types de MLI

Au chapitre 2, on a présenté le principe de commande des interrupteurs utilisé pour garantir une fréquence de commutation des interrupteurs constante. On vient de définir les performances que l'on pouvait obtenir avec ce principe de commande.

Afin de confirmer l'intérêt de celui-ci, on a effectué des simulations en utilisant d'une part le principe de la MLI naturelle pour définir les performances que l'on peut obtenir en évitant l'apparition de commutations parasites et d'autre part le principe de la MLI régulière ( utilisation d'un bloqueur ).

#### 5.1.3.1. Cas de la MLI naturelle.

On a utilisé la configuration de charge polluante définie au paragraphe précédent.

Plusieurs simulations ont été effectuées dans ce cas de figure avec différentes bandes passantes au niveau du correcteur. La fréquence moyenne des interrupteurs a été relevée pour mettre en évidence l'apparition de commutations supplémentaires.



Le tableau ci-après indique la fréquence moyenne des interrupteurs en fonction de la bande passante choisie.

bande passante	Fréquence des interrupteurs
4 kHz	5000 Hz
8 kHz	5025 Hz
13 kHz	8900 Hz
16 kHz	14300 Hz
20 kHz	20800 Hz

Au vu de ce tableau, on constate que pour éviter l'apparition de commutations supplémentaires avec l'utilisation d'une MLI naturelle, il est souhaitable d'utiliser une bande passante inférieure à 8 kHz pour une fréquence effective du convertisseur de 40 kHz.

### 5.1.3.2. Cas de la MLI avec échantillonnage (MLI régulière)

On va comme dans le cas précédent rechercher la limite de la bande passante pour le principe de la MLI régulière.

La bande passante maximale mise en évidence par la simulation est de 4 kHz soit environ  $F_e/10$ . Les figures 3.16 a et b montrent respectivement le courant réseau pour une bande passante de 4 et de 8 kHz. La déstabilisation du système est évidente et apparaît plus rapidement dans le cas d'une MLI régulière en raison du retard apporté par l'utilisation d'un bloqueur dans la commande.

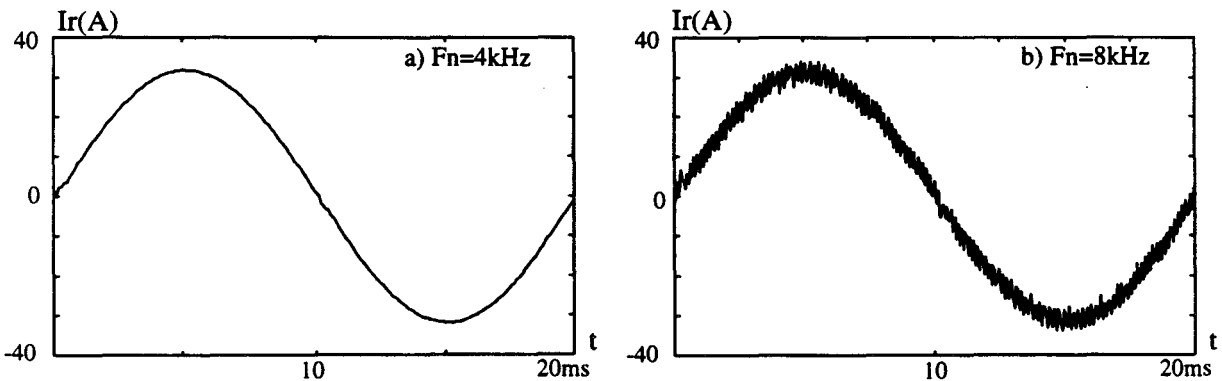


Figure 3.16: Allure du courant réseau pour deux valeurs de  $F_n$

Pour  $F_n > 8$  kHz, le courant  $I_r$  présente de fortes oscillations liées à des variations importantes de la fonction génératrice de conversion  $m_g$ . La figure 3.17 représente l'allure du signal de sortie du correcteur pour  $F_n = 8$  kHz. L'instabilité apparaît nettement. La fonction de conversion  $m_g$  étant comprise entre -1 et 1, ce signal est écrêté et la tension de sortie du convertisseur  $U_e$  ne coïncide alors plus avec la référence.

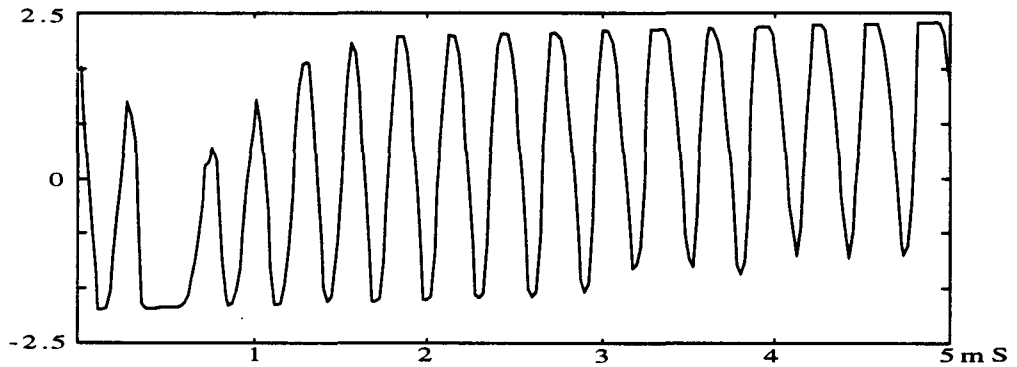


Figure 3.17: Allure du signal de sortie du correcteur pour une bande passante de 8 kHz.

### Conclusion

Le procédé particulier de commande des interrupteurs décrit dans le paragraphe 3.5 du chapitre 2 permet d'améliorer sensiblement la bande passante du système tout en préservant la fiabilité du convertisseur. La figure 3.18 montre les performances obtenues dans les 3 cas de MLI pour  $F_c = 5$  kHz :

- a) MLI régulière  $F_{n_{max}} = 4$  kHz
- b) MLI naturelle  $F_{n_{max}} = 8$  kHz
- c) MLI proposée  $F_{n_{max}} = 20$  kHz

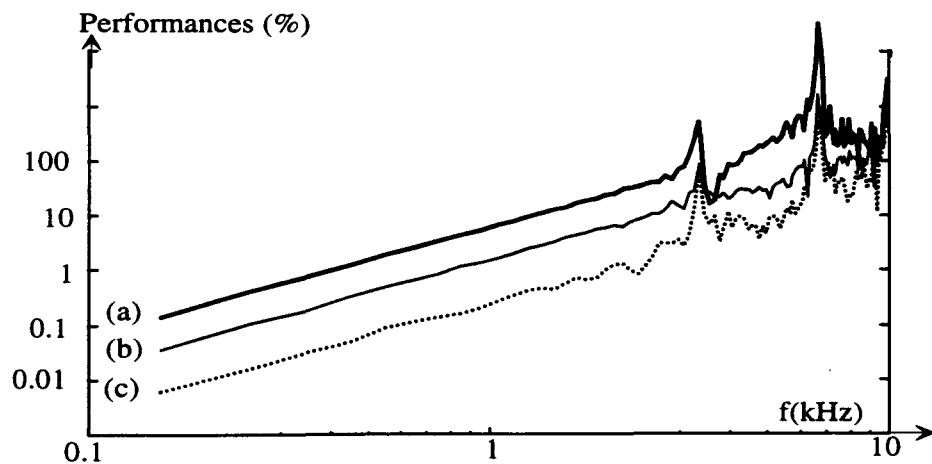


Figure 3.18: Performances obtenues pour trois types de MLI

*Ces simulations montrent l'amélioration effective apportée par la commande rapprochée particulière du convertisseur. Le gain peut aller jusqu'à un facteur 20 entre la MLI régulière et la stratégie de MLI retenue.*

5.2) Cas où  $\left| L_f \cdot \frac{d^2 I_f^*}{dt^2} \right| > 4 \cdot U_{ct} \cdot F_c$

Les harmoniques à compenser que l'on considère maintenant sont de fréquences élevées. On prend  $T_{ch}=0.15ms$ ,  $I_{max} = 8A$  et une constante de temps du filtre passe bas de  $4\mu s$ .

La bande passante reste la même que pour le cas précédent (20 kHz).

La figure 3.19 montre les performances obtenues dans ce cas. On peut constater par comparaison avec la figure 3.13 que l'atténuation obtenue ici est beaucoup moins importante. Les performances simulées et celles obtenues avec un convertisseur linéaire ne sont plus du tout les mêmes.

Pour expliquer ce phénomène, on va d'abord tracer l'allure du courant réseau et du courant absorbé par la charge (figure 3.20). On constate sur cette figure que le courant réseau présente des décrochements très nets lors des variations rapides du courant harmonique.

Ce décrochement n'est pas la conséquence de la boucle de courant, mais est lié au convertisseur qui n'est pas suffisamment rapide au moment des transitions puisque la condition 3.7 n'est pas respectée à ces instants là.

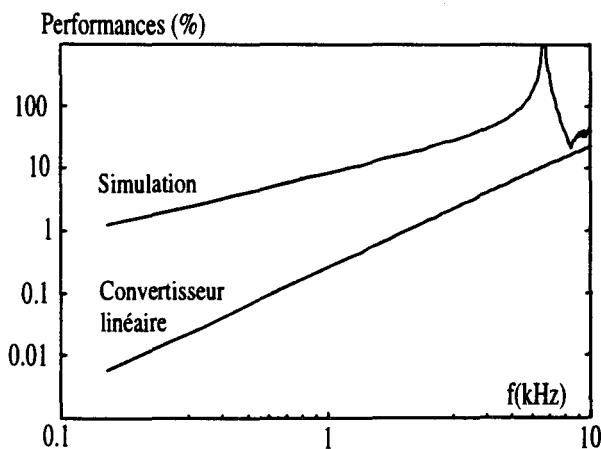


Figure 3.19: Performances simulées.

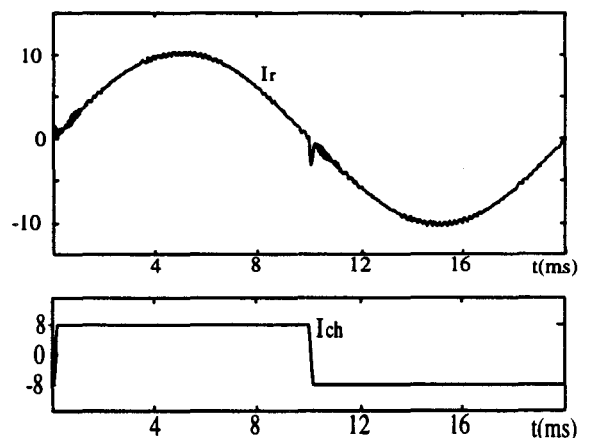


Figure 3.20: Allure des courants.

Les variations trop rapides du courant dans la charge amènent un dépassement des possibilités du convertisseur. Celui-ci présente donc un retard au moment de ces variations rapides qui se traduit par un décrochement. La compensation du courant harmonique s'en trouve affectée et les performances en sont d'autant réduites.

Compte tenu de cette baisse de performances, on peut être tenté, malgré ces variations très rapides du courant, de modifier les paramètres du convertisseur afin qu'il soit suffisamment rapide. Cependant, pour respecter la condition 3.7 avec la charge choisie, il peut être nécessaire de diminuer de manière importante la valeur de  $L_f$  ou d'augmenter la tension  $U_{ct}$ . Cela va induire une augmentation de l'amplitude des harmoniques de découpage et par là même des perturbations. Ces perturbations auront alors un niveau suffisant pour entraîner une modification visible des performances.

*On peut en conclure qu'il ne sera pas possible en modifiant la valeur de  $L_f$  et de  $U_{ct}$  d'obtenir d'aussi bonnes performances pour des signaux harmoniques "rapides" que pour des signaux harmoniques "lents".*

## **6. COMPARAISON 1 PONT / N PONTS**

La mise en série de ponts et l'utilisation de la commande décalée décrite au chapitre 2 donnent un convertisseur qui se caractérise par un gain  $U_{ct}$  et une fréquence de modulation  $F_e = 2.N.F_c$

Un pont unique dont la fréquence des interrupteurs est  $N.F_c$  possède également ces caractéristiques.

Nous allons comparer ces deux structures dans un fonctionnement en filtre actif.

L'étude effectuée au chapitre 2 a mis en évidence une différence de comportement entre ces deux structures. On va vérifier par la simulation du système en boucle fermée, cette différence qui existe entre les deux possibilités.

**6.1. La condition 3.7 est vérifiée.**  $\left( \left| \frac{L_f \cdot d^2 I_f}{dt^2} \right| < 4 \cdot U_{ct} \cdot F_c \right)$

On a simulé le filtrage d'une même charge polluante pour les 2 cas :

- Un convertisseur composé de 4 ponts en série avec  $F_c = 5 \text{ kHz}$  et  $U_{ct} = 600 \text{ V}$
- Un pont unique avec  $F_c = 20 \text{ kHz}$  et  $U_c = 600 \text{ V}$ .

La charge utilisée est celle définie au paragraphe 5.1.1

La bande passante qui est choisie correspond aux meilleures performances que l'on peut obtenir dans ces deux cas ( $F_n = 20 \text{ kHz}$ ). La figure 3.21 montre le résultat des simulations.

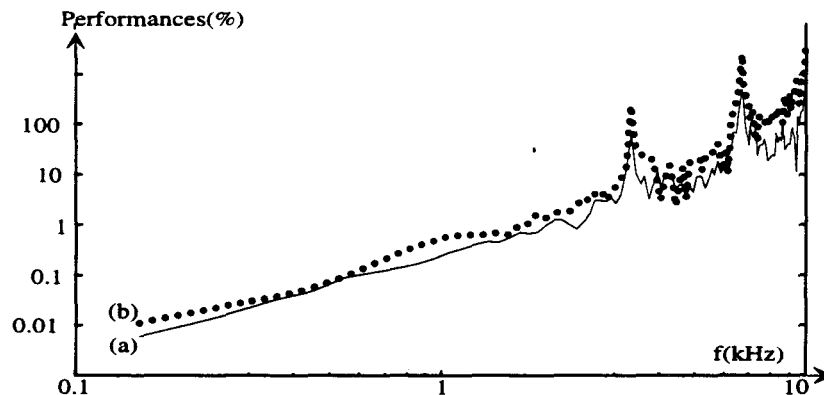


Figure 3.21: Performances obtenues en simulation. a) 4 ponts b) 1 pont.

La comparaison des deux courbes montre des performances similaires avec un léger avantage pour la configuration à quatre ponts en série. Cette légère différence est due à des harmoniques de découpage qui sont beaucoup plus faibles dans le cas de quatre ponts, ce qui amène moins de perturbations au niveau de la boucle de courant. Cependant, cette différence est si minime que l'on peut considérer ces deux cas comme équivalents au niveau de leurs performances.

**6.2) La condition 3.7 n'est pas vérifiée.**  $\left( \left| \frac{L_f \cdot d^2 I_f}{dt^2} \right| > 4 \cdot U_{ct} \cdot F_c \right)$

On se place dans une configuration pour laquelle  $L_f \cdot dI_f/dt < U_{ct}$ .

Pour les mêmes convertisseurs qu'au paragraphe précédent, on a simulé le filtrage d'une charge polluante qui absorbe un courant possédant des fronts raides. Les performances alors obtenues sont représentées sur la figure 3.22. On voit apparaître ici une nette différence en faveur de la

configuration à un pont. La bande passante dans le cas de quatre ponts est réduite à 6kHz alors qu'on peut maintenir  $F_n = 16\text{kHz}$  pour un pont.

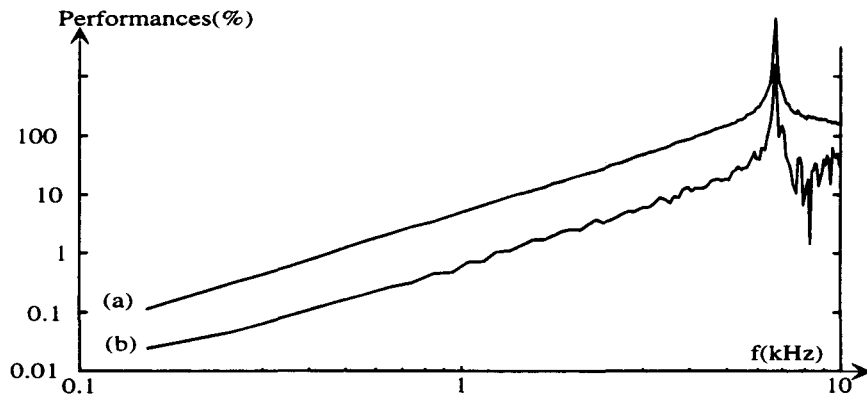


Figure 3.22: Performances obtenues en simulation. a) 4 ponts b) 1 pont.

Compte tenu de ce qui a été montré précédemment, cette différence s'explique aisément. Le convertisseur à  $N$  ponts est trop lent lors des variations importantes du courant harmonique ce qui diminue ses performances. Pour le convertisseur à un pont qui est plus rapide, ce problème n'apparaît pas et ses performances ne sont pas altérées. La figure 3.23 montre la différence de comportement lors des variations du courant harmonique. Pour un pont, le décrochement est très peu perceptible alors que pour quatre ponts, celui-ci se voit parfaitement.

On peut profiter de ces deux figures pour montrer une nouvelle fois que la mise en série de ponts diminue l'amplitude des harmoniques de découpage, très peu visibles pour quatre ponts alors qu'ils apparaissent parfaitement dans le cas d'un pont unique.

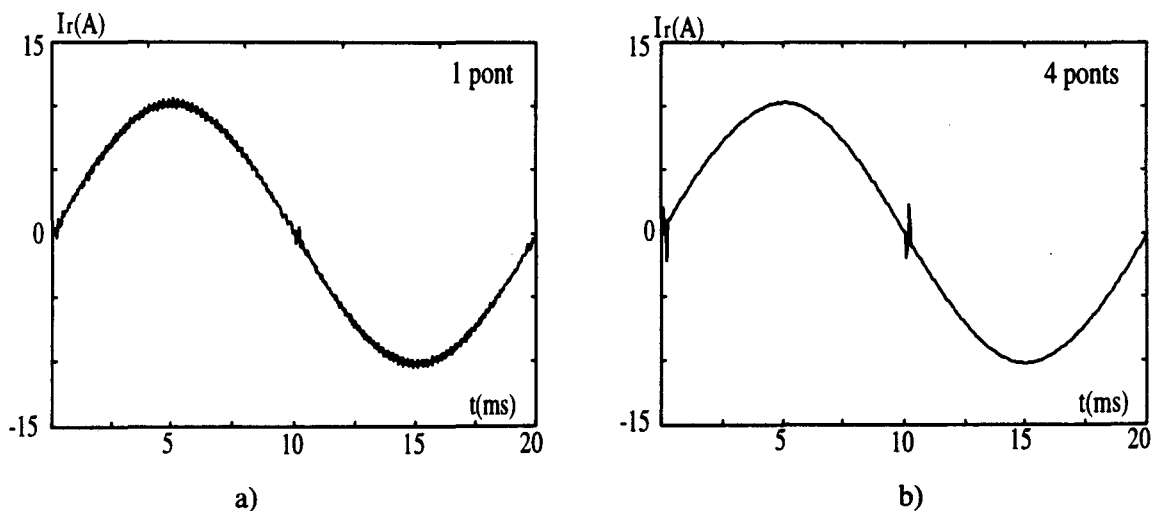


Figure 3.23: Courant réseau dans le cas d'un et de quatre ponts.

Certains articles dont [ZHANG] indiquent que par le biais du décalage des porteuses dans une mise en série de ponts , la fréquence effective du convertisseur correspond à la fréquence d'un pont multipliée par le nombre de ponts en série et que la bande passante du convertisseur ainsi obtenue en est d'autant améliorée.

En fait, il faut nuancer cette affirmation. On a bien vérifié que c'est le cas pour des signaux lents. Par contre, pour des signaux rapides, si la fréquence du convertisseur est bien plus importante, la bande passante n'en est pas améliorée pour autant.

On ne peut donc pas considérer que la mise en série de  $N$  ponts de fréquence  $F$  est équivalente à un pont de fréquence  $N.F$

Dans l'étude que l'on vient de faire, on a considéré les tensions  $U_{cj}$  comme constantes et égales entre elles. On a dans ces conditions déterminé les performances du filtre actif multiniveaux. En pratique, ces tensions  $U_{cj}$  vont fluctuer puisqu'elles sont réalisées par des condensateurs. Nous allons donc voir la conséquence de ces fluctuations sur le filtre actif et déterminer le bloc de répartition le plus adapté à ces changements.

## **7. INFLUENCE DU BLOC DE REPARTITION**

Dans cette partie, nous allons montrer l'influence que peut avoir sur le système le bloc de répartition dans le cas où les tensions  $U_{cj}$  ne sont pas égales à leur référence. Pour cela, nous allons envisager deux types de bloc de répartition.

### **7.1. Les deux blocs de répartition possibles**

Le gain du convertisseur est défini par la valeur de la tension  $U_{ct}$ . La modification des tensions  $U_{cj}$  entraîne donc la modification de ce gain et par la même du gain de la boucle de courant ce qui modifie ses caractéristiques (bande passante et amortissement). Quant à la fluctuation de ces tensions, elle entraîne des perturbations supplémentaires. Pour pallier ce problème, on utilise le principe de la linéarisation dynamique qui consiste à imposer un gain variable  $1/U_{ct}$  dans la boucle (figure 3.24) . Cette action annule alors l'influence du gain du convertisseur sur celui de la boucle et évite des perturbations supplémentaires.

Ce principe de linéarisation dynamique peut s'appliquer de 2 façons dans notre cas, correspondant à deux blocs de répartition différents :

- a) Par pont. On ajoute un gain  $1/(N.U_{cj})$  à la commande de chaque pont (figure 3.24 a).
- b) Sur le convertisseur complet. On ajoute un gain  $1/U_{ct}$  dans la chaîne directe (figure 3.24b)

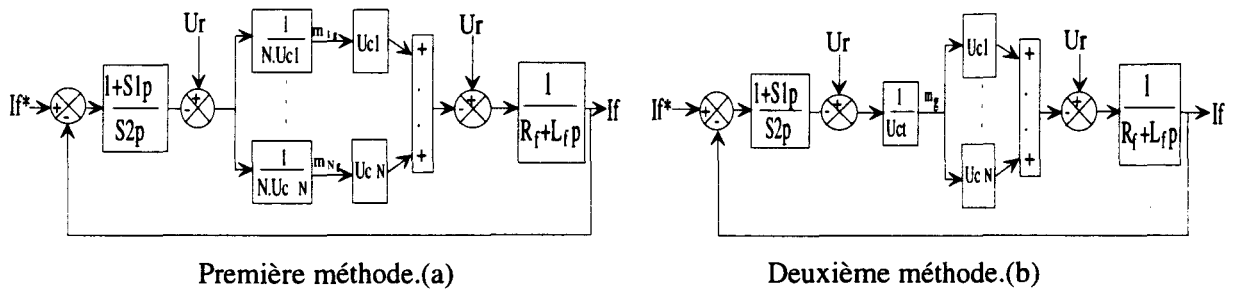


Figure 3.24 Principe de la linéarisation dynamique

Dans les deux cas, l'influence du gain du convertisseur est compensée; la bande passante et l'amortissement de la boucle de courant deviennent alors indépendants des tensions  $U_{cj}$ . Par contre, les perturbations induites par des différences entre les tensions  $U_{cj}$  ne seront pas les mêmes suivant le principe de compensation utilisé. Dans le premier cas, la linéarisation modifie dans la même proportion toutes les commandes. Dans le deuxième, la modification amenée par la linéarisation ne sera pas la même d'un pont à l'autre.

## 7.2. Perturbations amenées par des tensions $U_{cj}$ différentes

Dans le cas où les tensions  $U_{cj}$  sont différentes entre elles, le comportement du système dépend du choix du bloc de répartition.

On a détaillé au chapitre 2, le principe de la commande décalée. Ainsi, on a vu que l'application de ce principe permet une annulation de certaines familles d'harmoniques de découpage si plusieurs conditions, dont l'égalité de toutes les tensions  $U_{cj}$ , sont réunies.

Une différence entre les tensions  $U_{cj}$  va se répercuter par une élimination incomplète des familles de découpage non multiples de  $N$  avec pour conséquence une augmentation des perturbations de la boucle de courant et un filtrage passif de ces harmoniques plus difficile.

On a effectué des simulations pour montrer l'influence de ces déséquilibres.

- a) Les tensions  $U_{cj}$  sont égales.
- b)  $U_{c1}=120V$ ,  $U_{c2}=140V$ ,  $U_{c3}=160V$ ,  $U_{c4}=180V$ , le premier principe de linéarisation dynamique est utilisé.



c) Pour ces mêmes valeurs de tension, le deuxième principe est utilisé.

La figure 3.25 montre les performances obtenues.

La figure 3.26 montre les harmoniques de découpage induits.

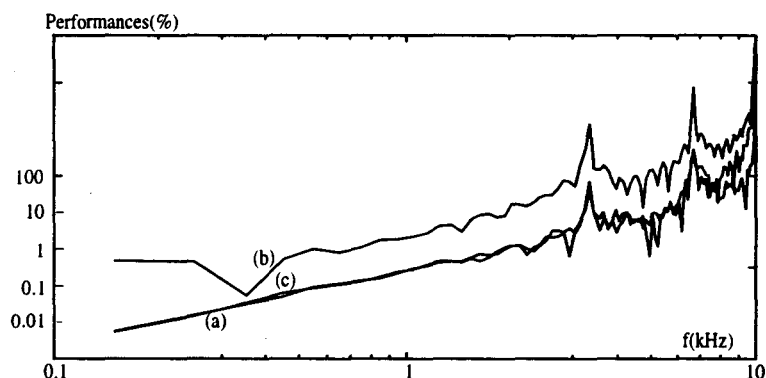


Figure 3.25: Performances obtenues en simulation.

Ces simulations nous permettent d'apprécier quantitativement l'influence d'un déséquilibre de tension. Il apparaît que le premier principe de linéarisation apporte beaucoup plus de perturbations que le deuxième. La figure 3.25 montre qu'un déséquilibre relativement important ne modifie pas le filtrage lorsque le deuxième principe de linéarisation est utilisé.

La comparaison entre les figures 3.26a et b montre l'apparition des familles d'harmoniques non multiples de N suite au déséquilibre de tension. Dans le premier cas, seule la famille 2 apparaît suite à la bande passante élevée. Pour le cas b) la famille 2 est plus importante et on voit émerger les familles 1, 3, 5, 6, 7. On obtient le même résultat pour le cas c)

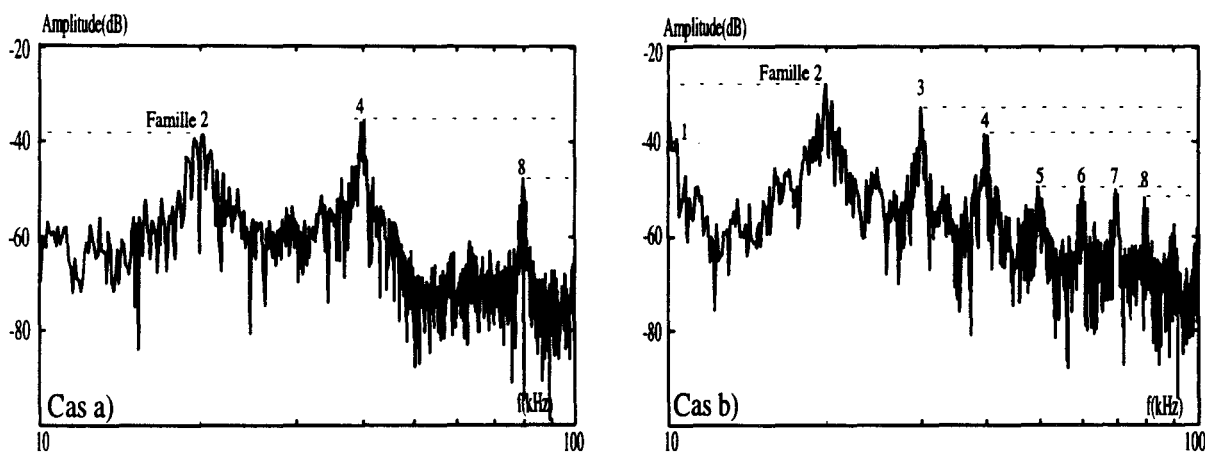


Figure 3.26: Spectre du courant réseau entre 10 et 100 kHz.

Ces simulations montrent qu'un déséquilibre de tensions ne perturbe pas de manière importante la boucle de courant, lorsque le principe de linéarisation globale est appliqué.

Si cette linéarisation évite une altération, il n'en reste pas moins important que la régulation des tensions doit être assurée pour maintenir le fonctionnement du convertisseur.

#### Conclusion

Cette partie a permis la mise en place de l'asservissement du courant de compensation. Les performances que l'on peut obtenir ont été définies en fonction de la charge en considérant les tensions  $U_{cj}$  identiques et égales à leur référence.

Nous allons maintenant voir dans le chapitre 4, les régulations de tension nécessaires pour maintenir à leur valeur de référence les tensions  $U_{cj}$ .

## **CHAPITRE IV**

# **REGULATION DES TENSIONS AUX BORNES DES CONDENSATEURS**

## **INTRODUCTION**

Dans le chapitre précédent, on a étudié la boucle de courant nécessaire au filtrage actif en considérant les tensions  $U_{cj}$  constantes et égales. Nous allons donc maintenant prendre en compte leurs évolutions réelles, ce qui nous amène à introduire une régulation de tension.

Ce type de boucle est habituellement utilisé dans les filtres actifs ne comportant qu'une seule source de tension. Elle sert à compenser les variations de cette grandeur d'état, qui sont liées à plusieurs facteurs :

- les pertes dans le filtre actif,
- injection de courant fondamental pendant les variations de la charge,
- puissance fluctuante liée à l'utilisation d'une source monophasée.

Les 2 premières causes entraînent une évolution à valeur moyenne non nulle. Il est nécessaire d'agir sur le système pour retrouver la bonne valeur. La dernière entraîne une fluctuation à valeur moyenne nulle sur une période. Cette évolution est liée au fonctionnement du filtre, on ne peut l'éviter.

Dans la structure multiniveaux étudiée, on dispose de  $N$  ponts en série, soit  $N$  tensions à contrôler. Il apparaît alors, en plus des problèmes cités auparavant, d'autres causes qui vont entraîner une évolution différente de ces  $N$  tensions. On peut citer :

- une différence entre les commandes des ponts,
- des pertes différentes d'un pont à l'autre,
- le choix d'une bande passante importante dans la boucle de courant qui entraîne des commandes différentes entre les ponts.

De manière à conserver toutes les tensions  $U_{cj}$  équilibrées et à la valeur souhaitée, il faudra contrôler  $N$  tensions à la place d'une seule comme dans le cas des structures habituelles.

Pour assurer ce contrôle, on a choisi de mettre en oeuvre 2 boucles distinctes de régulation :

- Une première boucle se charge d'asservir la somme des tensions  $U_{cj}$ , soit  $U_{ct}$ , à la valeur de référence; c'est le contrôle de la tension globale semblable à la régulation de tension des filtres actifs classiques.
- La deuxième a pour rôle de maintenir toutes les tensions à une même valeur. C'est la boucle d'équilibrage des tensions.

Ce choix traduit le fait de vouloir découpler deux fonctions :

- la première est de régler le transfert de puissance active entre le réseau et le filtre actif.
- la seconde, indépendante de la première, est d'équilibrer ces tensions en effectuant des échanges d'énergie entre les différents condensateurs, quelles que soient les valeurs des énergies stockées dans les sources continues.

Nous allons par conséquent présenter successivement les deux boucles introduites dans notre système.

Dans un premier temps, nous allons rappeler le problème de la puissance fluctuante, qui doit être pris en compte dans la conception du contrôle des tensions. Ensuite on détaillera la boucle de contrôle des tensions globales et enfin celle du déséquilibre de tensions.

## **1. REGULATION DE LA TENSION GLOBALE**

### **1.1. Puissance portée par les harmoniques**

La puissance instantanée que fournit le filtre au réseau s'écrit :

$$p = U_r \cdot I_f$$

Si on considère que la tension du réseau  $U_r$  est sinusoïdale et égale à  $V \cdot \sin(\omega \cdot t)$  et que la décomposition de  $I_f$  en série de Fourier donne :

$$I_f = \sum_{k=3, \text{impair}}^{\infty} I_k \cdot \sin(k \cdot \omega \cdot t + \Phi_k) \quad (4.1)$$

La puissance échangée est, en supposant l'alimentation parfaitement sinusoïdale :

$$p = U_r \cdot I_f = V \cdot \sum_{k=1, \text{impair}}^{\infty} I_k [\cos((k-1) \cdot \omega \cdot t + \Phi_k) - \cos((k+1) \cdot \omega \cdot t + \Phi_k)] \quad (4.2)$$

Cette équation montre que les harmoniques de courant créent une pulsation de puissance de fréquence multiple de deux fois la fréquence fondamentale mais la puissance moyenne fournie par le filtre actif est nulle. Cette fluctuation d'énergie est à l'origine de la fluctuation des tensions  $U_{cj}$ . Cette fluctuation est d'autant plus grande que l'amplitude de la pulsation de la puissance  $p$  est importante et que sa fréquence est plus faible.

Si on néglige l'énergie de l'inductance  $L_r$ , toute la puissance fournie par le réseau est reçue par les condensateurs. Aussi, la variation d'énergie  $\Delta W_c$  dans chaque condensateur est :

$$\Delta W_c = \frac{1}{2} C. (U_{c_{j_{\max}}}^2 - U_{c_{j_{\min}}}^2) \quad (4.3)$$

En définissant la fluctuation de tension comme :

$$\varepsilon_v = \frac{U_{c_{j_{\max}}} - U_{c_{j_{\min}}}}{2. U_{c_{j_{\text{moy}}}}} \text{ avec } U_{c_{j_{\text{moy}}}} = (U_{c_{j_{\max}}} + U_{c_{j_{\min}}})/2 \quad (4.4)$$

la fluctuation d'énergie dans les condensateurs peut s'exprimer par :

$$\Delta W_c = 2. C. U_{c_{j_{\text{moy}}}}^2. \varepsilon_v \quad (4.5)$$

Cette dernière équation montre que la fluctuation des tensions  $U_{c_j}$  est fonction de la valeur des condensateurs, de la tension moyenne  $U_{c_{j_{\text{moy}}}}$  et de la puissance fluctuante qui dépend des harmoniques de courant. Cette équation permet une première détermination de la valeur de  $C$  en fonction de la charge et de l'ondulation admissible de  $U_{c_j}$ .

*Comme cette fluctuation de tension est naturelle et liée aux propriétés du système, elle ne doit pas être prise en compte dans la régulation de tension. Sinon, le filtrage du courant harmonique en serait altéré.*

## **1.2. Principe de la régulation**

Pour obtenir un fonctionnement correct du convertisseur, les sources de tension  $U_{c_j}$  réalisées à l'aide de condensateurs doivent rester constantes et égales à leur valeur de référence. Pour cela, la régulation de la tension globale contrôle la puissance qui doit être fournie ou absorbée par le filtre actif afin de maintenir constante et à la bonne valeur la tension globale  $U_{ct}$ .

On supposera pour l'étude de cette régulation que toutes les tensions des condensateurs sont équilibrées.  $U_{c_1} = \dots = U_{c_N}$ .

La régulation de la tension  $U_{ct}$  est faite par l'intermédiaire du convertisseur lui-même grâce à un mode de fonctionnement en redresseur de courant à prélèvement sinusoïdal de façon à éviter toute pollution harmonique supplémentaire.

La puissance  $P_u$  qui est prélevée, si le courant est en phase avec la tension  $U_r$  est :

$$P_u = U_{r,eff} \cdot I_{u,eff} \cdot \cos\varphi \quad \text{avec } U_{r,eff} : \text{tension efficace du réseau} \quad (4.6)$$

$$I_{u,eff} : \text{courant efficace prélevé pour le contrôle de } U_{ct}$$

$$\cos\varphi = \pm 1$$

Cette puissance va charger ou décharger les condensateurs. La tension  $U_{ct}$  augmentera si  $P_u$  est positif (fonctionnement redresseur) et diminuera dans le cas contraire (fonctionnement onduleur).

La régulation de  $U_{ct}$  se fait par l'intermédiaire du contrôle de l'amplitude du courant  $I_u$  qui sera ajouté à la consigne  $I_f^*$  de la boucle de courant.

On suppose que la boucle de courant du filtre actif reproduit fidèlement la consigne  $I_u$  que fournit la boucle de tension. Ceci se justifie pleinement compte tenu de la fréquence de  $I_u$  par rapport à la dynamique de cette boucle.

La création d'une référence sinusoïdale est faite par la multiplication d'une fonction sinusoïdale en phase avec le réseau par l'amplitude du courant désiré  $I_u^*$ .

La fonction sinusoïdale peut s'obtenir soit directement à partir de la tension du réseau après filtrage de celle-ci, soit par un générateur sinusoïdal asservi en phase avec  $U_r$ .

La figure 4.1 montre le schéma synoptique de cette régulation.

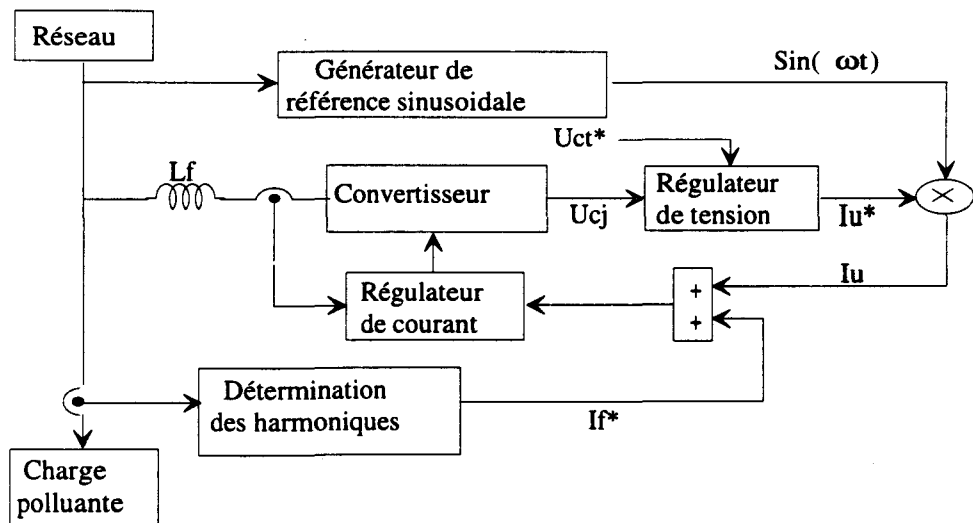


Figure 4.1: Synoptique de la régulation de tension globale

### 1.3. Modélisation de la boucle de régulation

#### 1.3.1 Mise en équations

Les pertes dans le convertisseur sont modélisées par une résistance en parallèle sur chaque condensateur. On considère que les tensions  $U_{cj}$  sont équilibrées et que les pertes sont identiques entre les ponts. On utilisera les notations de la figure 4.2.

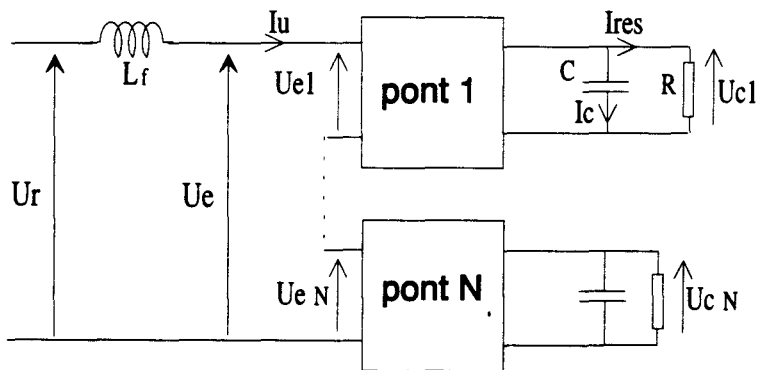


Figure 4.2: Notations utilisées pour définir le modèle de la régulation de tension.

L'énergie stockée dans l'inductance est négligée. De ce fait, toute la puissance prélevée au réseau est transférée dans les condensateurs, ce qui donne :

$$U_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} = N \cdot U_{cj} \cdot \left( C \frac{dU_{cj}}{dt} + \frac{U_{cj}}{R} \right) \quad (4.7)$$

Soit encore :

$$P_u = N \cdot \left( \frac{C \cdot dU_{cj}^2}{2 \cdot dt} + \frac{U_{cj}^2}{R} \right) \quad (4.8)$$

Et en utilisant la transformée de Laplace:

$$\frac{U_{cj}^2}{P_u} = \frac{1}{N} \times \frac{2 \cdot R}{1 + R \cdot C \cdot p} = \boxed{\frac{k}{1 + \tau p}} \quad \text{avec } \tau = R \cdot C / 2 \text{ et } k = 2 \cdot R / N \quad (4.9)$$

On obtient une relation linéaire entre la puissance  $P_u$  et le carré de la tension  $U_{cj}$ .

Si on effectue le contrôle des tensions  $U_{cj}$  par le biais de  $U_{cj}^2$ , on obtient un modèle de régulation linéaire (figure 4.3). Cependant, la tension  $U_{cj}$  comporte une ondulation liée à la puissance fluctuante qui ne doit pas être prise en compte. Pour cela, il faut filtrer la tension  $U_{cj}$  pour éliminer



cette ondulation. En élevant au carré celle-ci, on va amplifier cette ondulation et rendre plus difficile son filtrage.

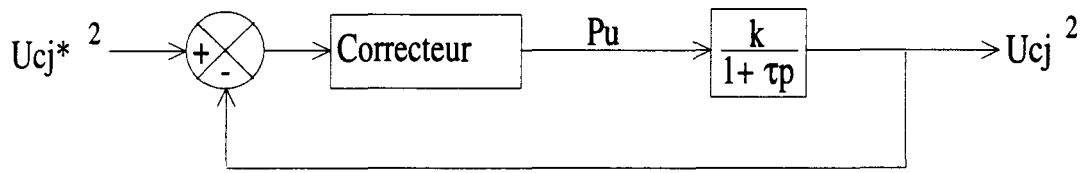


Figure 4.3: modèle défini à partir du contrôle de  $U_{c_j}^2$

Pour cette raison et par commodité, on préfère assurer la régulation en utilisant la tension  $U_{c_j}$ . Le modèle de la boucle de tension devient alors celui de la figure 4.4 où pour obtenir la valeur de la tension  $U_{c_j}$ , il faut ajouter une fonction racine carrée. De ce fait, ce modèle devient non linéaire.

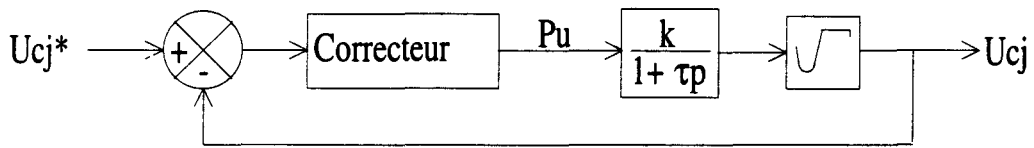


Figure 4.4: modèle exact défini à partir du contrôle de  $U_{c_j}$

Malheureusement, l'aspect non linéaire de ce modèle empêche une détermination simple des correcteurs à employer en fonction de la réponse souhaitée. Seule la stabilité de la boucle peut être vérifiée aisément (critère de Borne) [BORNE].

De ce fait, la détermination des correcteurs se fait à partir d'un modèle approché valable autour d'un point de fonctionnement. Ce modèle n'étant pas exact comme le précédent, les réponses réelle ou simulée de la boucle ne sont pas rigoureusement identiques. Cependant, cela n'est pas contraignant puisque les seuls impératifs de cette boucle sont de maintenir chargés les condensateurs en agissant suffisamment lentement pour ne pas perturber le filtrage du courant. La précision de cette boucle au niveau de sa réponse n'est donc pas un problème.

### 1.3.2. Modèle approché

A partir de l'équation 4.7 , si on considère une variation faible de la tension  $U_{c_j}$  autour d'un point de référence  $U_{c_j}^*$ , on peut écrire :

$$P_u = N \cdot U_{c_j}^* \cdot \left( C \frac{dU_{c_j}}{dt} + \frac{U_{c_j}}{R} \right)$$

Ce qui en utilisant la transformée de Laplace donne :

$$\frac{U_{cj}}{P_u} = \frac{1}{N \cdot U_{cj}^*} \cdot \frac{R}{1 + R \cdot C \cdot p} = \boxed{\frac{k}{1 + \tau \cdot p}} \text{ avec } \tau = R \cdot C \text{ et } k = R / (N \cdot U_{cj}^*)$$

Ce modèle s'avère exact uniquement autour d'un point de fonctionnement. Compte tenu de son aspect linéaire, il sera utilisé pour la détermination des correcteurs de la boucle.

On utilise un correcteur proportionnel-intégral (gain  $k_1/\tau_2$  et constante de temps  $\tau_2$ ) pour réguler cette boucle. L'action intégrale n'est pas obligatoire mais permet en régime établi d'obtenir une erreur statique nulle. On utilisera en plus de ce correcteur un filtre passe-bas (constante de temps  $\tau_1$ ) pour réduire, au niveau des valeurs mesurées, l'ondulation présente dans les tensions  $U_{cj}$  afin d'éviter une altération des performances (cette altération sera mise en évidence au paragraphe 1.3.4). La figure 4.5 montre le schéma du modèle utilisé avec ses correcteurs.

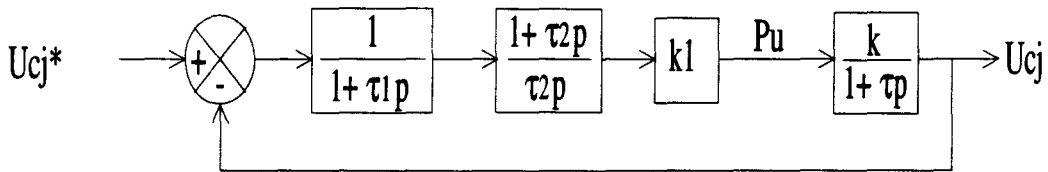


Figure 4.5: Modèle linéarisé et sa commande.

Dans ce modèle, la puissance  $P_u$  prélevée dépend d'une part de l'action du correcteur et d'autre part de l'amplitude de la tension du réseau  $U_r$ . Aussi, la variation de la valeur efficace de la tension  $U_r$  modifie les réglages de la boucle. L'application du principe de linéarisation pourrait éviter ce problème mais comme le réseau peut être assimilé à une source de tension parfaite, on peut considérer que la variation de son amplitude est négligeable et de ce fait rend inutile cette compensation.

La fréquence la plus basse contenue dans l'ondulation des tensions  $U_{cj}$  est égale à 100Hz. On choisit une constante de temps  $\tau_1$  supérieure à la période correspondante de manière à atténuer correctement cette ondulation.

En choisissant  $\tau_2 = \tau$ , le correcteur PI compense le pôle dominant du système. La réponse de cette boucle peut alors se mettre sous la forme:

$$\frac{U_{cj}}{U_{cj}^*} = \frac{1}{1 + 2\zeta \cdot T_n \cdot p + T_n^2 p^2}$$

$$\text{avec: } 2 \cdot \zeta \cdot T_n = \frac{\tau}{k \cdot k_1} \quad \text{et} \quad T_n^2 = \frac{\tau \cdot \tau_1}{k \cdot k_1}$$

Si on fixe  $\tau_1$  en fonction de l'atténuation de l'ondulation souhaitée, on ne peut pas contrôler indépendamment l'amortissement et la vitesse de la boucle. Cependant, cela n'est pas contraignant puisque le choix d'une réponse lente amène à un amortissement important, gage d'une bonne stabilité.

La détermination de la valeur de  $k_1$  se fera à partir des valeurs de  $C$ ,  $R$ ,  $\tau_1$ ,  $U_{cj}^*$  et de  $N$ . Cette valeur dépendra donc de la charge polluante à filtrer et du convertisseur puisque  $R$  symbolise les pertes de celui-ci.

### 1.3.3. Validation du modèle linéarisé

On choisit comme valeurs pour la simulation :

$R=1000 \Omega$  qui correspond à des pertes de 100 W dans le convertisseur.

$C=1000 \mu\text{F}$ .

On effectue des simulations où la tension de référence  $U_{cj}^*$  passe de 100 à 150 V et on relève la réponse à cet échelon (figure 4.6) dans trois cas :

- Par simulation du convertisseur.
- Par simulation du modèle exact déduit à partir du bilan de puissance (figure 4.4).
- Par simulation du modèle linéarisé (figure 4.5).

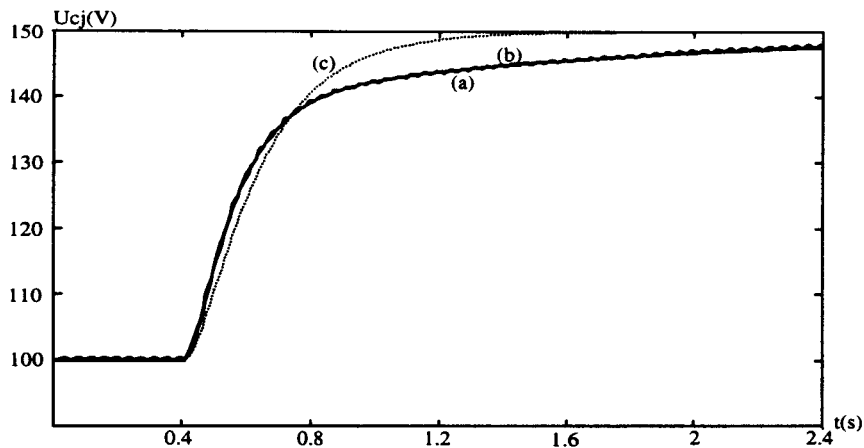


Figure 4.6: Réponse en boucle fermée à une variation de la tension de référence

La comparaison entre les courbes (a) et (b) montre un parfait accord entre la simulation du convertisseur et le modèle exact qui en est déduit. Cela valide le modèle déduit du bilan de puissance où on néglige l'influence de la boucle de courant ainsi que l'énergie de  $L_f$ .

Les faibles différences entre (a) et (c) montrent que le modèle approché qui est utilisé pour la détermination des correcteurs est suffisamment précis dans cette application.

### 1.3.4) Influence du filtrage de la tension sur les performances du système.

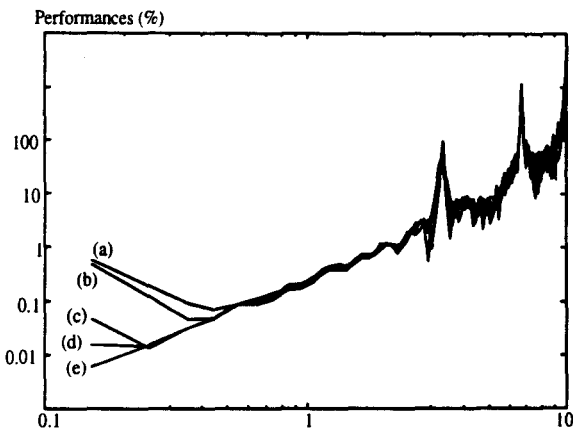
On va montrer à partir de simulations, l'influence du réglage de la boucle de tension sur les performances du filtrage des harmoniques de courant. Cette influence est liée à la prise en compte de la fluctuation de tension créée par la puissance fluctuante. On peut mettre en évidence cette influence à l'aide d'un exemple simple.

Pour cela, on considère que  $U_{cj} = U(1+A.\sin(2.\omega.t))$ . Le bouclage qui est effectué pour la régulation amène la composante à 100 Hz à l'entrée du correcteur. En sortie, on retrouve du 100Hz (mais différent en amplitude et en phase) qui est alors multiplié par une composante à 50 Hz, ce qui crée du 50Hz et du 150Hz sur le réseau. Alors que la régulation de tensions doit se faire en absorbant du 50 Hz, on voit qu'une composante à 100 Hz présente dans les tensions mesurées va induire l'absorption d'une composante à 150 Hz qui, en fonction de son amplitude et de sa phase, va perturber de manière plus ou moins importante l'élimination de l'harmonique 3 du réseau.

De la même façon, une composante à 200Hz induira du 150Hz et du 250Hz...

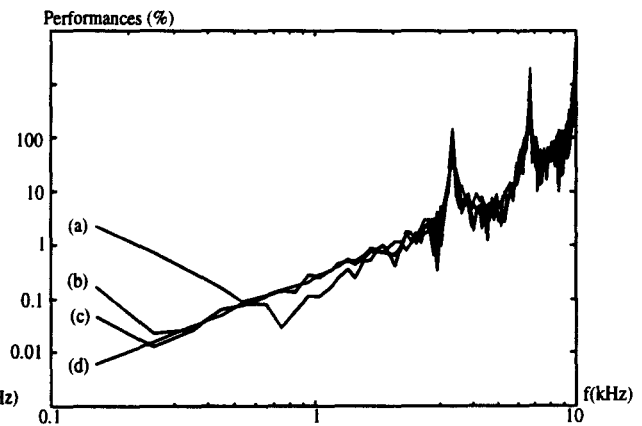
Pour éviter ces perturbations, le correcteur doit donc atténuer au maximum toutes les composantes alternatives présentes dans les tensions  $U_{cj}$ .

Des simulations ont été effectuées avec différentes constantes de temps pour le filtre passe-bas. Les figures ci-dessous montrent quantitativement l'influence de ce filtrage. Les courbes ont été obtenues en simulant le filtrage de la charge définie au chapitre 3, §5.1.1. La valeur de C est définie pour  $\varepsilon_V < 3\%$  sur la figure 4.7 et pour  $\varepsilon_V = 20\%$  pour la figure 4.8. On a relevé les performances obtenues pour différentes valeur de  $\tau_1$ .



(a)  $\tau_1 = 20\mu s$ , (b) 2ms, (c) 20ms, (d) 80ms  
(e)  $U_{cj}$  constant.

Figure 4.7:  $\varepsilon_V < 3\%$



(a) 2ms, (b) 20ms, (c) 80ms  
(d)  $U_{cj}$  constant

Figure 4.8:  $\varepsilon_V = 20\%$

La modification de la constante de temps  $\tau_1$  entraîne une modification de l'atténuation des harmoniques, en particulier ceux de fréquences faibles où les performances sont dégradées avec un facteur supérieur à 100.

**Le rôle du filtre actif étant principalement d'éliminer ces basses fréquences, la conception du correcteur utilisé pour la régulation de tension globale devra tenir compte de cet effet.**

## 1.4. Sensibilité à la charge

### 1.4.1. Influence de la charge polluante.

Le principe utilisé pour déterminer le courant harmonique de référence a été décrit au chapitre 3 paragraphe 1. Il permet la détermination des harmoniques de la charge en temps réel mais présente l'inconvénient de déterminer la composante fondamentale avec un retard d'une période réseau.

Aussi, lors des variations brutales de la puissance active absorbée par la charge polluante, le filtre actif fournit ou reçoit de la puissance active pendant une période suite au retard dans la détermination de cette composante. Cette erreur induit des transferts d'énergie qui vont modifier la charge des condensateurs du filtre actif.

Si on note  $I_1$  et  $I_2$  respectivement le courant efficace fondamental absorbé avant et après cette variation de la charge, la variation d'énergie du filtre actif vaut au maximum :

$$\Delta W_t = U_{r\text{eff}} \cdot (I_2 - I_1) \cdot T_r \cdot \cos\varphi \quad (4.10)$$

avec  $T_r$  : période du réseau et  $\cos\varphi$  le facteur de puissance de la charge.

Si on note  $U_{c_j1}$  et  $U_{c_j2}$  les tensions des condensateurs avant et après cette variation, ces tensions  $U_{c_j}$  vont être modifiées de sorte que :

$$U_{c_j2}^2 = \left( \frac{C \cdot U_{c_j1}^2}{2} - (I_2 - I_1) \cdot U_{r\text{eff}} \cdot T_r \cdot \cos\varphi \right) \cdot \frac{2}{C} \quad (4.11)$$

Cette variation de tension dépend de la dynamique de la charge, de la tension initiale des condensateurs du filtre actif et de leurs capacités. **La régulation de la tension globale qui est par nécessité lente ne peut empêcher cette modification.** Elle agira après coup pour rétablir la charge correcte.

De manière à éviter une altération du fonctionnement du filtre actif, cette variation devra d'une part rester faible et d'autre part ne pas faire descendre la tension  $U_{cj}$  en dessous de la tension maximale du réseau.

Pour cela, l'énergie interne du filtre actif devra être beaucoup plus importante que la variation d'énergie induite par la charge soit :

$$N.C.U_{cj}^2/2 \gg \Delta Wt \quad (4.12)$$

Ce phénomène est illustré par une simulation (figure 4.9) où le courant actif absorbé par la charge passe de 10 à 30A à  $t=0.1s$  puis revient à 10A à  $t=1.5s$ .

Comme la consigne qui possède un retard d'une période ne va pas passer brutalement de l'ancienne valeur à la nouvelle valeur dans les conditions expérimentales, on a considéré pour la simulation que le courant actif de référence évolue linéairement de l'ancienne à la nouvelle valeur durant cette période.

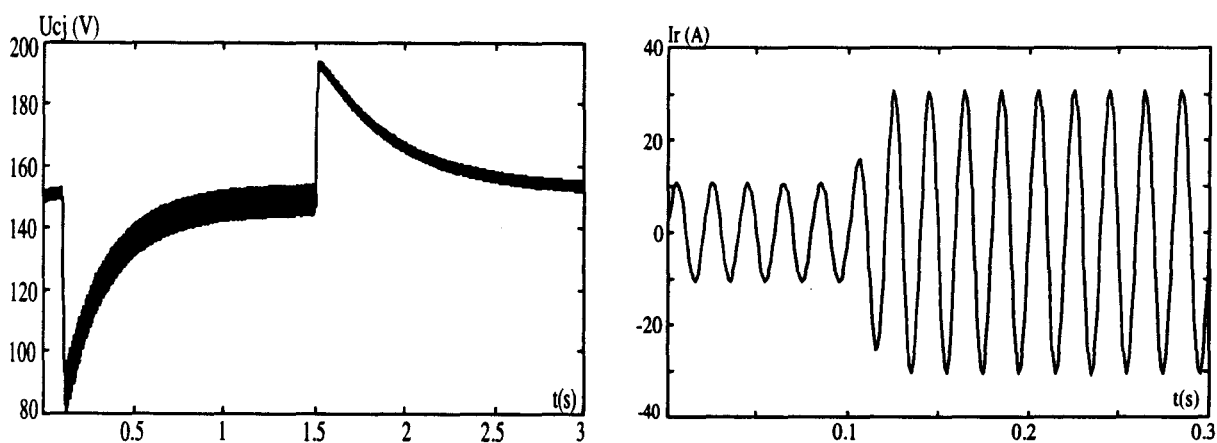


Figure 4.9: Evolution des tensions  $U_{cj}$  et du courant réseau.

On peut constater que le courant du réseau conserve une allure sinusoïdale malgré la transition de la charge. Dans la simulation présentée, les tensions  $U_{cj}$  ne descendent pas en dessous de 80 V. Si les condensateurs avaient eu une capacité plus faible, la tension serait descendue en dessous du minimum acceptable et le courant réseau aurait alors subi une altération durant la transition suite à la perte de commandabilité du convertisseur.

### 1.4.2. Utilisation d'un mode dégradé

On vient de voir que les variations de puissance de la charge impliquaient un surdimensionnement des condensateurs pour éviter une altération du fonctionnement du filtre. Dans le cas de charges variant très rapidement, ce surdimensionnement peut devenir prohibitif, entraînant un surcoût excessif et un volume beaucoup plus important du convertisseur. On a donc envisagé une autre possibilité permettant d'éviter une baisse de tension importante tout en conservant une valeur raisonnable de  $C$ .

Pour cela, on utilise un fonctionnement que l'on a qualifié de dégradé: celui-ci s'active uniquement lorsque la tension  $U_{cj}$  évolue au delà d'un seuil fixé et modifie alors très rapidement l'amplitude de la consigne de courant  $I_u$  issue de la boucle de tension pour enrayer l'évolution des tensions  $U_{cj}$  (figure 4.10).

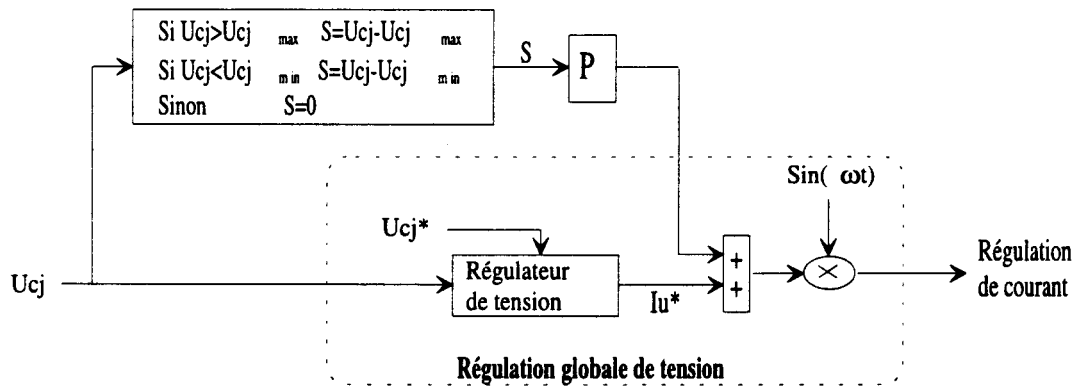


Figure 4.10: Principe de fonctionnement du mode dégradé

Comme la modification de la tension est due à une erreur d'estimation du courant fondamental absorbé par la charge, en corrigeant rapidement cette erreur par l'intermédiaire d'un mode dégradé, on diminue de façon notable l'excursion des tensions  $U_{cj}$  et on récupère plus rapidement un niveau correct.

Cette action revient à implanter deux dynamiques pour la boucle de tension :

- la boucle de tension lente présentée dans le paragraphe 1.3,
- une boucle de tension rapide de type proportionnel et de gain  $P$  qui intervient lorsque l'erreur devient trop importante.

Des simulations ont été faites pour valider ce concept. On a utilisé pour cela le principe de la figure 4.10 et on a simulé la même modification de puissance effectuée au §1.4.1

La figure 4.11 montre l'évolution de la tension  $U_{cj}$  et du courant de ligne avec  $P=1$ .

La figure 4.12 montre la même chose pour  $P=10$ .

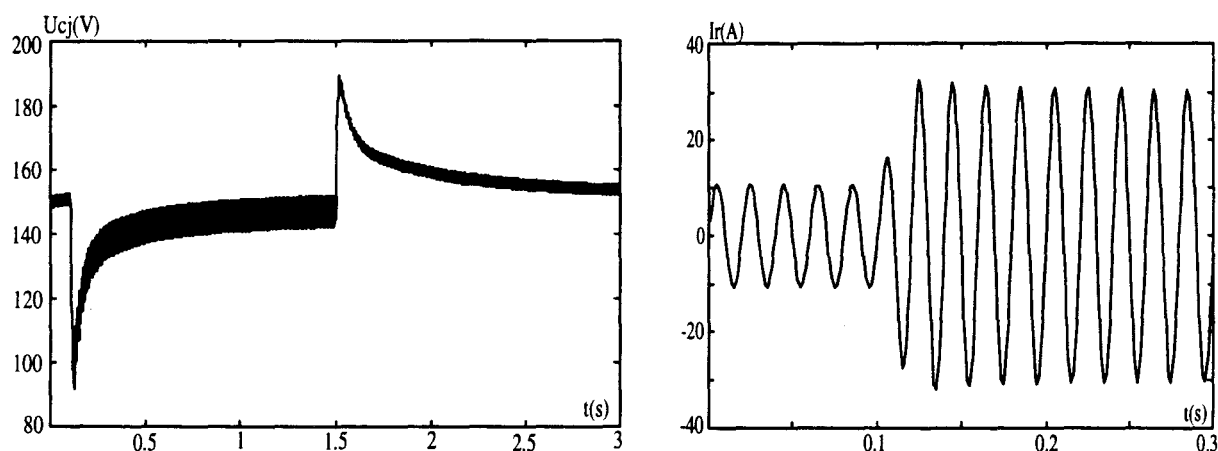


Figure 4.11: Evolution de la tension et du courant en mode dégradé ( $P=1$ )

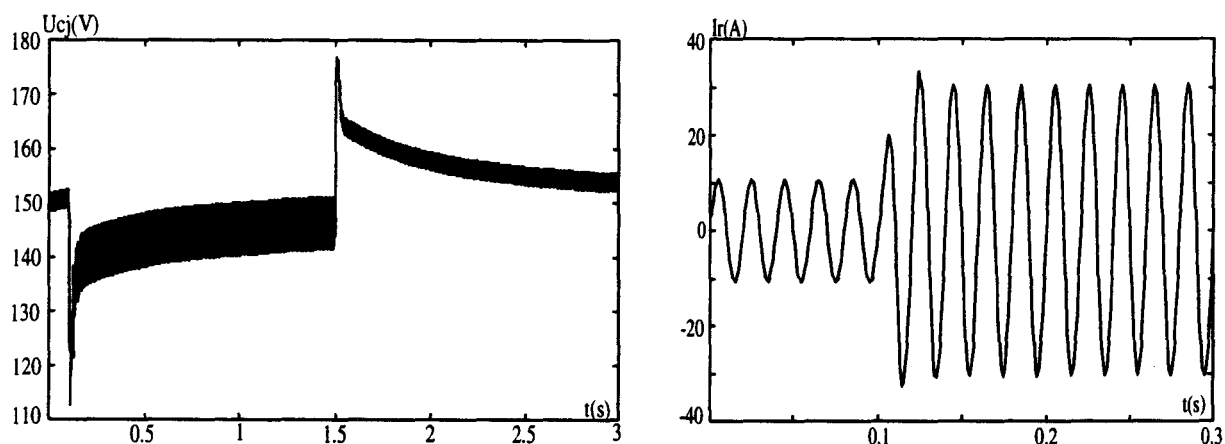


Figure 4.12: Evolution de la tension en mode dégradé ( $P=10$ )

Les simulations mettent en avant le grand intérêt de ce mode dégradé. La comparaison des figures 4.11 et 4.12 avec la figure 4.10 montre la diminution de l'excursion des tensions et la plus grande rapidité de leur retour à une valeur correcte pour le bon fonctionnement du filtre.

Elle montre également la modification qui apparaît au niveau du courant de ligne. On s'aperçoit que l'utilisation de ce mode induit un passage plus rapide du courant de ligne de l'ancienne valeur à la nouvelle valeur du courant actif. Cela n'est pas contraignant puisque de toute façon le courant sera obligatoirement perturbé durant cette transition.

On a refait la simulation du paragraphe 1.4.1 en utilisant un condensateur deux fois plus faible. Sur la figure 4.13a) le mode dégradé n'est pas utilisé. Les tensions  $U_{cj}$  descendent en dessous du



minimum (78 Volts) ce qui entraîne un fonctionnement erroné du filtre pendant un bref instant. Par contre, on voit que cela n'est pas le cas lorsque l'on utilise le mode dégradé (figure 4.13 b).

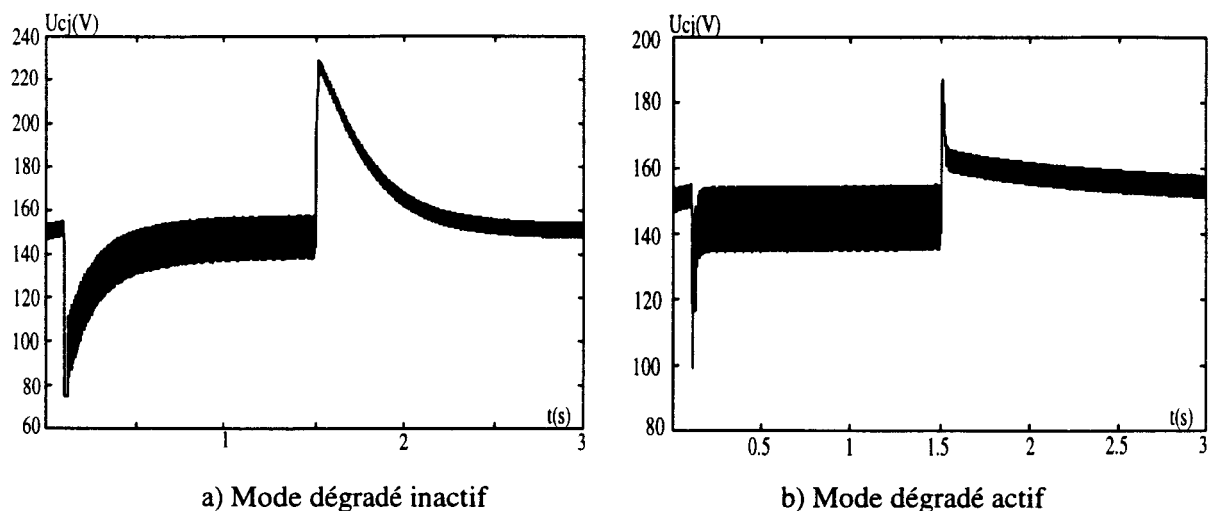


Figure 4.13: Evolution des tensions

### 1.5. Détermination de la valeur des condensateurs.

A partir de ce qui a été vu, il est possible de déterminer la valeur de  $C$ . Cette valeur sera déterminée notamment à partir des deux points suivants :

- 1) L'ondulation liée à la puissance fluctuante

$$\varepsilon v = \frac{\Delta W_c}{2 \cdot C \cdot U_{cj_{moy}}^2}$$

- 2) La variation de puissance de la charge.

$$N \cdot C \cdot U_{cj}^2 / 2 \gg \Delta W t$$

Compte tenu de ces équations, la caractérisation de  $C$  implique nécessairement la connaissance de la charge à filtrer ainsi que son comportement dynamique. Dans les deux équations, la valeur de  $C$  est liée à la tension de référence  $U_{cj}^*$ .

L'ondulation de tension que l'on tolère va induire une première valeur minimale de  $C$ .

L'évolution et la dynamique de la charge vont imposer une deuxième valeur.

Il faudra donc choisir, à partir de ces deux valeurs ainsi définies, la plus importante pour vérifier les deux points simultanément.

Cette valeur pourra être réduite par l'utilisation du fonctionnement dégradé dans la mesure où c'est la deuxième équation qui impose la valeur la plus importante de  $C$ . Dans ce cas le minimum correspondra à la valeur fixée par la première équation.

## **1.6. Conclusion**

Dans cette partie, nous avons détaillé le rôle et le choix de la régulation de tension globale. Ainsi, une correction de type proportionnel-intégral a été choisie. Par ailleurs, pour ne pas perturber le système, les mesures des tensions  $U_{cj}$  ont été filtrées du fait de l'effet de la puissance fluctuante. Enfin, on a montré l'influence de la charge sur le dimensionnement des condensateurs.

Jusqu'à présent, on a supposé que les tensions  $U_{cj}$  évoluaient de manières identiques. La partie suivante va prendre en compte le cas réel, pour lequel les tensions  $U_{cj}$  vont évoluer différemment.

## **2. EQUILIBRAGE DES TENSIONS**

### **2.1. Principes**

Les condensateurs sont supposés avoir la même capacité. Un déséquilibre indique que les énergies contenues dans ces condensateurs ne sont pas égales.

Pour rétablir l'équilibre, 2 principes différents peuvent être utilisés :

- 1) On dissipe l'excès d'énergie des condensateurs trop chargés.
- 2) On modifie la répartition de l'énergie des condensateurs en transférant de la puissance provenant des condensateurs trop chargés vers ceux qui le sont insuffisamment.

#### **2.1.1. Le premier principe.**

Pour dissiper l'excès d'énergie, il faut pouvoir contrôler l'énergie à dissiper ce qui nécessite au minimum un hacheur pour ce contrôle et une résistance pour dissiper cette puissance (figure 4.14).

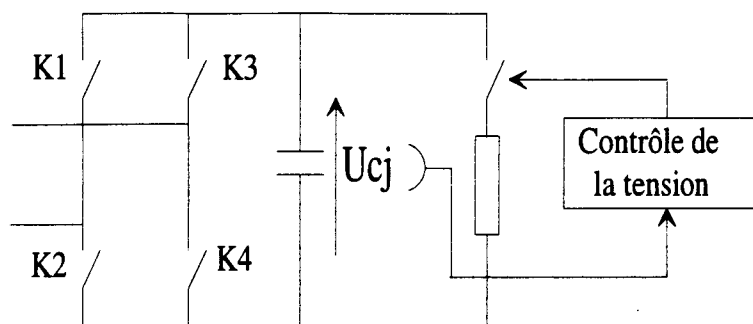


Figure 4.14: Contrôle des tensions par dissipation de l'excès d'énergie

L'avantage de cette solution est la simplicité et l'absence d'influence sur les autres régulations. Ses inconvénients sont l'utilisation de composants supplémentaires, la baisse du rendement du convertisseur et le surcoût.

### 2.1.2. Le deuxième principe.

Il peut être mis en oeuvre de différentes façons. On ne présentera que les trois principales :

#### Première solution:

On utilise un élément de stockage commun à tout les ponts et N convertisseurs isolés (figure 4.15). L'avantage de cette solution est l'absence de perturbation sur le système. Par contre, comme pour la solution précédente, elle a l'inconvénient de nécessiter beaucoup d'éléments supplémentaires avec toutes les contraintes que cela engendre.

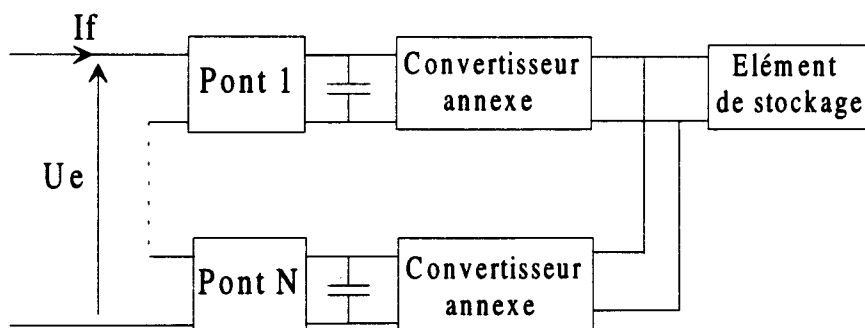


Figure 4.15: Utilisation de convertisseurs supplémentaires isolés galvaniquement

#### Deuxième solution

On n'ajoute aucun composant supplémentaire. Pour ne pas perturber le système on ne modifie pas la tension  $U_e$  générée par le convertisseur. La seule façon alors de transférer de la puissance est

de modifier le séquençement des ponts. Normalement les ponts fonctionnent les uns après les autres dans l'ordre (pont 1, 2, ..., N, 1, ...). En modifiant ce séquençement, on favorise le fonctionnement de certains ponts vis à vis des autres.

La figure 4.16 montre un exemple de cette régulation pour le cas où :

- $m_g$  est inférieure à  $1/N$
- le courant  $I_f$  est positif.
- $U_{c1} > U_{c2}$

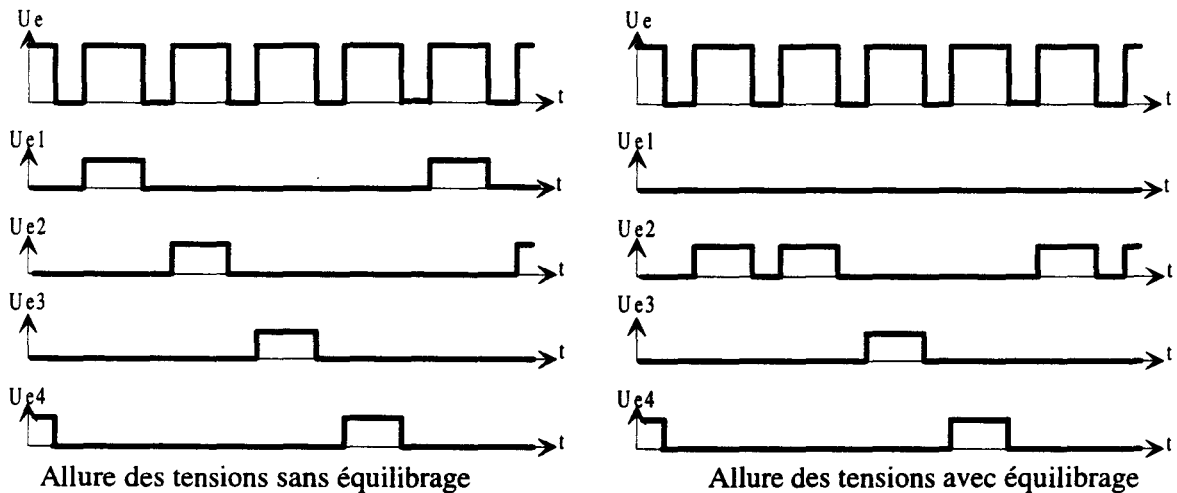


Figure 4.16: Principe possible pour équilibrer les tensions

Pour rétablir l'équilibre on fait alors fonctionner le pont 2 à la place du pont 1 ce qui laisse inchangée la tension du pont 1 et charge le pont 2, l'écart diminue.

Théoriquement on voit qu'il est possible de rétablir l'équilibre. Comme en plus, cette action ne modifie pas  $U_e$ , il n'y a pas d'altération de la boucle de courant, ce qui est l'avantage de cette solution.

Cependant dès que  $m_g$  est supérieure à  $1/N$  le fonctionnement des ponts se chevauche par moment. Il faut donc en tenir compte, ce qui rend cette solution très complexe à mettre en oeuvre. De plus la fréquence de commutation des interrupteurs se trouve modifiée, certains composants fonctionnant beaucoup plus que d'autres, ce qui est un gros inconvénient.

### Troisième solution

On modifie le bloc répartiteur en ajoutant un terme correctif  $dm_{g_j}$  à la fonction génératrice  $m_{g_j}$  de chaque pont. Les commandes n'étant plus identiques, les courants moyens dans les condensateurs

sont différents, ce qui modifie la répartition des charges. En contrôlant l'amplitude de ces termes, on peut alors rétablir l'équilibre.

On peut montrer cela à l'aide de l'exemple ci dessous :

supposons  $U_{c1}=U_{c2}=U_{c3}=U_{cj}^*$  et  $U_{c4} > U_{cj}^*$

Dans ce cas :

Si $m_g > 0$ et $I_f > 0$ ,	C4 doit se charger moins que les autres, donc il faut $dm_{g4}$ négatif
Si $m_g > 0$ et $I_f < 0$ ,	C4 doit se décharger plus que les autres, donc il faut $dm_{g4}$ positif
Si $m_g < 0$ et $I_f > 0$ ,	C4 doit se décharger plus que les autres, $dm_{g4}$ négatif
Si $m_g < 0$ et $I_f < 0$ ,	C4 doit se charger moins que les autres, $dm_{g4}$ positif

Ainsi en contrôlant l'amplitude et le signe des termes  $dm_{gj}$ , on peut modifier la charge des condensateurs pour rétablir l'équilibre.

L'avantage de cette méthode est la "simplicité " de mise en œuvre. Seuls, des capteurs de tension sont à ajouter dans ce principe, puisque la partie puissance n'est pas modifiée.

L'inconvénient de cette solution est une perturbation possible de la boucle de courant puisque la tension  $U_e$  du convertisseur se trouve modifiée.

Sur les quatre solutions présentées, les deux premières ne sont pas envisageables puisqu'elles nécessitent l'utilisation de composants supplémentaires. Ceci entraîne une moins bonne fiabilité, un surcoût et une augmentation de volume, ces contraintes n'existant pas avec les deux dernières solutions. La troisième solution est complexe à mettre en œuvre et entraîne une modification de la fréquence de fonctionnement des interrupteurs. Cette solution n'est donc pas retenue.

***Notre choix se porte donc sur le principe de modification du bloc de répartition des fonctions de conversion pour assurer l'équilibre des tensions.***

## **2.2. Etude de la régulation**

On va déterminer, en utilisant le formalisme présenté dans le premier chapitre, la mise en oeuvre de la régulation des tensions  $U_{cj}$ .

Sans correction de déséquilibre on a :

$$I_{c1}=m_1.I_f, I_{c2}=m_2.I_f, \dots \tag{4.13}$$

avec  $I_{c1}, I_{c2}, \dots, I_{cN}$  les  $N$  courants traversant les condensateurs.

En considérant les valeurs moyennes de ces courants sur une période  $T_c$ , on peut écrire:

$$\langle I_{c1} \rangle = m_g \cdot \langle I_f \rangle, \langle I_{c2} \rangle = m_g \cdot \langle I_f \rangle, \dots \quad (4.14)$$

Sans correction, les courants sont égaux.

Pour obtenir la possibilité de contrôler les tensions  $U_{cj}$ , il faut différencier ces courants en ajoutant un terme correctif à la commande de chaque pont.

La commande du pont 1 devient:  $m_{1g} = m_g + dm_{g1}$

Le pont 2 :  $m_{2g} = m_g + dm_{g2}$  et ainsi de suite sur les N ponts.

Les nouveaux courants des condensateurs deviennent :

$$\langle I_{c1} \rangle = (m_g + dm_{g1}) \cdot \langle I_f \rangle, \langle I_{c2} \rangle = (m_g + dm_{g2}) \cdot \langle I_f \rangle, \dots \quad (4.15)$$

Il faut définir et ajuster la valeur de ces corrections pour assurer l'égalité des tensions tout en perturbant le moins possible la régulation du courant. Pour cela, on examine d'abord la cause de cette altération ce qui permettra d'en déduire la manière de l'éviter.

La commande  $m_g$  est définie par la boucle de courant pour obtenir :

$$U_e^* = m_g \cdot (U_{c1} + U_{c2} + \dots + U_{cN}) \quad (4.16)$$

L'ajout des termes correctifs va alors induire la tension  $U_e'$  à la place de  $U_e^*$

$$U_e' = (m_g + dm_{g1}) \cdot U_{c1} + (m_g + dm_{g2}) \cdot U_{c2} + \dots + (m_g + dm_{gN}) \cdot U_{cN} \quad (4.17)$$

C'est cette modification qui va se traduire par une modification du courant  $I_f$  et qui va induire une altération du filtrage.

Pour éviter cela , la tension  $U_e^*$  doit rester inchangée :

$$U_e' = U_e^*$$

Ce qui impose alors:

$$dm_{g1} \cdot U_{c1} + dm_{g2} \cdot U_{c2} + \dots + dm_{gN} \cdot U_{cN} = 0 \quad (4.18)$$

On peut également remarquer que ces fonctions d'équilibrage servent à répartir la charge des condensateurs sans influencer le système vu de l'extérieur, c'est à dire sans demander de puissance à la source :

$$P_u = 0 = U_{c1}.d_{m_{g1}}.I_f + U_{c2}.d_{m_{g2}}.I_f + \dots + U_{cN}.d_{m_{gN}}.I_f \quad (4.19)$$

On retrouve de nouveau la relation (4.18).

**En respectant cette relation on évite la perturbation de la boucle de courant. En fait, la tension  $U_e$  est modifiée ce qui est visible à l'échelle d'une période  $T_e$  mais on s'arrange pour que cette modification soit nulle sur une période  $T_c$ .**

Cette action peut entraîner une modification des harmoniques de découpage. En effet, sans correction, les déséquilibres empêchent une annulation complète des familles d'harmoniques de découpage qui ne sont pas multiples de  $N$ . Pour rétablir l'équilibre, on différencie les commandes des ponts, mais en considérant l'étude du chapitre 2, on voit que malgré un retour à l'équilibre des tensions, ces familles d'harmoniques ne redeviendront pas nulles mais seront modifiées.

Pour éviter que ces familles aient une amplitude trop importante suite à la modification des fonctions génératrices de conversion, il faudra s'arranger pour avoir une amplitude des fonctions d'équilibrage qui reste la plus faible possible de façon à garder un déséquilibre faible entre les commandes.

On vient de voir de quelle façon le rééquilibrage peut affecter le système. Cela va nous permettre de définir les fonctions d'équilibrage qui assurent l'égalité des tensions  $U_{cj}$  tout en minimisant une erreur sur le filtrage.

La figure 4.17 montre le synoptique de l'A.C.R. utilisant le principe de rééquilibrage.

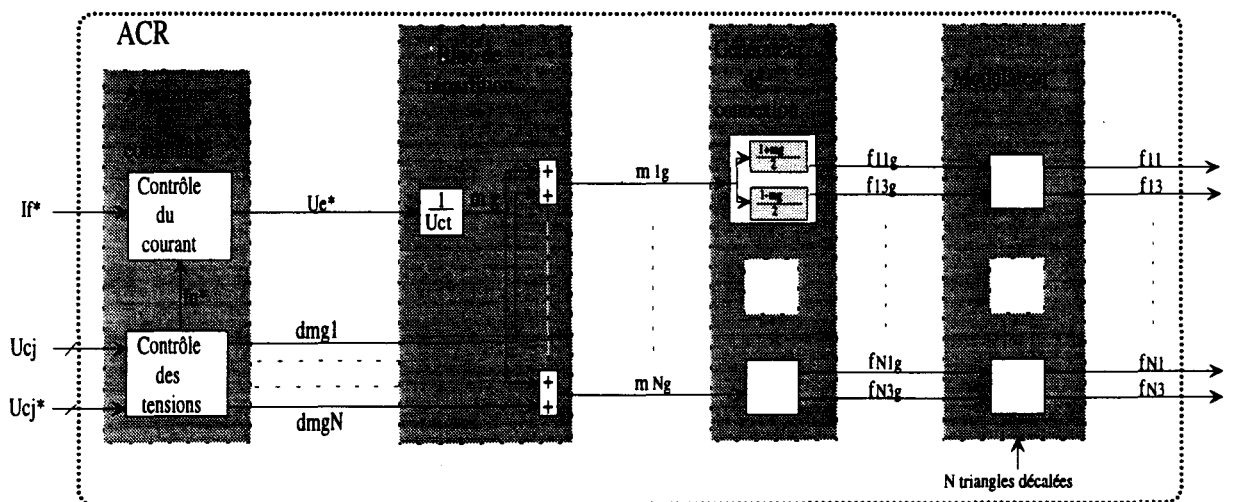


Figure 4.17: Synoptique de l'A.C.R. avec principe de rééquilibrage.

### 2.3. Détermination des fonctions d'équilibrage

On considère le courant traversant un condensateur:

$$I_{c1} = m_{1g}.I_f = (m_g + dm_{g1}).I_f = C_1 \cdot \frac{dU_{c1}}{dt} \quad (4.20)$$

On sait que  $m_g.I_f$  est nul sur une période puisque le filtre actif n'échange pas de puissance active avec le réseau en fonctionnement normal (on néglige ici les pertes du convertisseur).

En considérant que le terme correctif agit sur une durée assez longue, de manière à ne pas prendre en compte la fluctuation naturelle de  $U_c$ , l'équation 3.32 devient:

$$C_1 \cdot \frac{dU_{c1}}{dt} \approx dm_{g1}.I_f \quad (4.21)$$

On peut déduire de cette équation une estimation des fonctions d'équilibrage :

$$dm_{g1} \approx \frac{C_j \cdot dU_{cj}}{I_f \cdot dt}$$

Comme la fonction d'équilibrage doit faire tendre la tension  $U_{cj}$  vers la valeur moyenne  $U_0 = U_{ct}/N$ , on a :

$$dU_{cj} = (U_0 - U_{cj})$$

La fonction d'équilibrage se définit alors par:

$$dm_{g1} \approx \frac{C_j \cdot (U_0 - U_{cj})}{I_f \cdot \tau_2}$$

Avec  $\tau_2$  : temps nécessaire au rééquilibrage.

Cette fonction dépend de trois paramètres :  $(U_0 - U_{cj})$ ,  $I_f$  et  $\tau_2$ .

Le signe de  $dm_{g1}$  dépend de  $I_f$  et de  $U_0 - U_{cj}$

Cette relation ne peut être utilisée puisqu'elle n'est pas définie pour  $I_f = 0$ . On choisit d'approcher cette relation en utilisant la valeur moyenne du courant  $I_f$  redressé  $\langle |I_f| \rangle$  à la place de sa valeur instantanée.



$$dm_{gj} \approx \frac{\epsilon \cdot \lambda_j \cdot (U_0 - U_{cj})}{\langle |If| \rangle} \quad \text{avec } \epsilon = \pm 1 \text{ suivant le signe de } If \quad (4.22)$$

$\lambda_j = C/\tau^2$  qui définit la vitesse d'équilibrage

Il reste à s'assurer que cette équation vérifie la relation 4.18

Pour cela il faut:

$$\sum_{j=1}^N U_0 \cdot U_{cj} \cdot \lambda_j = \sum_{j=1}^N U_{cj}^2 \cdot \lambda_j$$

En définissant  $\lambda_k = \delta/U_{cj}$  avec  $\delta =$  paramètre constant, cette relation devient :

$$\sum_{j=1}^N U_{cj} = N \cdot U_0 \quad \text{ce qui est toujours vérifié.}$$

Ainsi la fonction d'équilibrage sera définie par :

$$dm_{gj} = \frac{\epsilon \cdot \delta \cdot (U_0 - U_{cj})}{U_{cj} \cdot \langle |If| \rangle}$$

La figure 4.18 montre le synoptique de cette régulation.

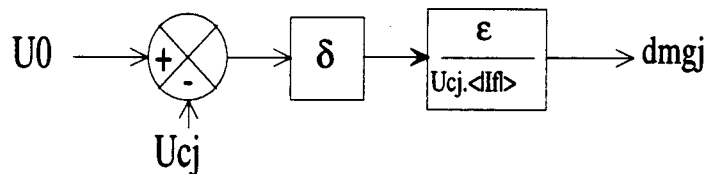


Figure 4.18: Synoptique de la régulation

#### 2.4. Modèle de commande.

De façon à définir les paramètres des correcteurs utilisés pour asservir la régulation de l'équilibre, il est nécessaire de définir un modèle équivalent de cette boucle.

L'estimation des termes  $dm_{gj}$  permet d'établir une relation entre  $(U_0 - U_{cj})$  et  $dm_{gj}$  mais pour établir une régulation en boucle fermée, il est nécessaire de connaître la variation de  $U_{cj}$  en fonction de la commande  $dm_{gj}$ .

La fréquence de fonctionnement du convertisseur étant importante, on peut considérer le courant  $I_f$  comme constant durant une période  $T_c$ . Le courant apporté à chaque période pour l'équilibrage du condensateur est égal à  $dm_{gj}.I_f$ .

En considérant les fonctions  $|dm_{gj}|$  constantes sur une période  $Tr$ , le courant moyen utile à la phase d'équilibrage et absorbé par le condensateur  $C_j$  durant une période  $Tr$  est :

$$\langle I_{cj} \rangle = dm_{gj} \cdot \langle |I_f| \rangle \cdot \text{signe}(I_f)$$

Cela se montre à l'aide de la figure 4.19.

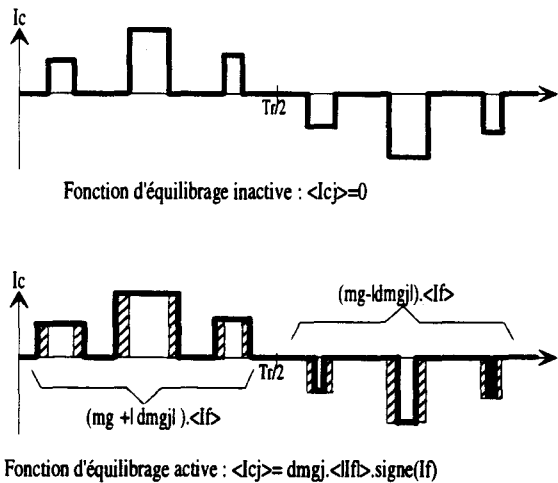


Figure 4.19: Modifications apportées par les fonctions d'équilibrage

Sans correction, les condensateurs ne fournissent pas de puissance sur une période  $Tr$  :  $\langle I_c \rangle = 0$

Grâce à la correction, une composante continue est rajoutée. Aussi, quel que soit le signe de  $I_f$ , la valeur moyenne de  $I_{cj}$  est augmentée du terme  $dm_{gj} \cdot \langle |I_f| \rangle \cdot \text{signe}(I_f)$ .

Ainsi, le nouveau courant moyen sur une période  $Tr$  est :

$$\langle I_{cj} \rangle = dm_{gj} \cdot \langle |I_f| \rangle \cdot \text{signe}(I_f)$$

En intégrant ce courant moyen induit par le rééquilibrage, on détermine l'évolution de  $U_{cj}$  consécutive à la correction de déséquilibre (figure 4.20).

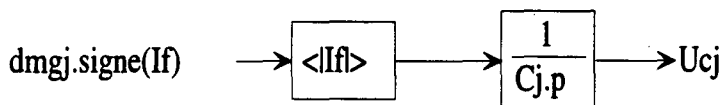


Figure 4.20: Détermination de l'évolution de  $U_{cj}$

Au niveau de ce schéma on ne tient pas compte de la résistance en parallèle sur le condensateur, celle-ci étant déjà prise en compte par la régulation globale de tension.

On utilise un correcteur PI pour réaliser cette régulation. Le terme intégral permet d'éliminer l'erreur statique de façon à obtenir les tensions équilibrées en régime permanent. Comme l'amplitude du courant compensateur  $I_f$  est perçue par la boucle comme un gain variable, il est nécessaire, si on veut garder inchangées les caractéristiques de cette boucle, d'ajouter un terme compensateur  $1/\langle I_f \rangle$  (figure 4.21).

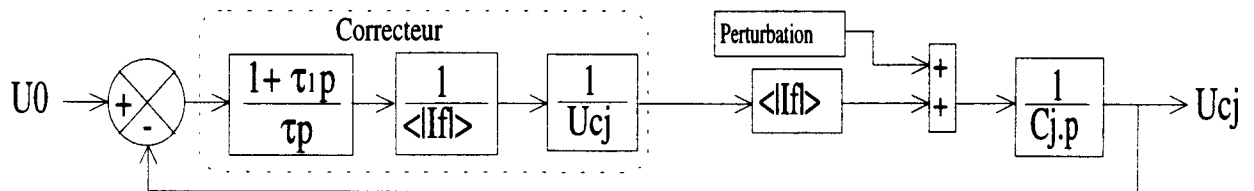


Figure 4.21: Modèle de commande de la boucle d'équilibrage

La réponse de cette boucle donne :

$$\frac{U_{cj}}{U_0} = \frac{1 + \tau I p}{1 + \tau I p + \tau \cdot U_{cj} \cdot C_j \cdot p^2}$$

Comme on le voit, les paramètres de la réponse vont évoluer en raison de  $U_{cj}$  qui est variable et qui apparaît dans cette équation. Cette évolution restera cependant très faible puisque, en fonctionnement normal, la tension  $U_{cj}$  sera proche de sa consigne  $U_{cj}^*$ . On peut donc ne pas tenir compte de ce paramètre variable et le remplacer par  $U_{cj}^*$  pour le calcul du correcteur.

A l'aide d'un logiciel de calcul de placement de pôles, on détermine les réglages des correcteurs pour obtenir la réponse souhaitée.

## **2.5. Etude par simulation des causes de déséquilibre**

L'étude réalisée met en évidence des causes de divergences possibles des tensions aux bornes des condensateurs. On peut donc prévoir l'action d'une perturbation mais on ne peut pas déterminer précisément si son amplitude sera suffisante pour perturber le système.

Les simulations effectuées visent donc à vérifier l'action des causes de déséquilibre, à contrôler le fonctionnement du rééquilibrage et à quantifier son influence sur la boucle de courant.

En premier lieu, on s'est attaché à vérifier les causes de déséquilibre. Pour cela la simulation du système complet a été faite avec la boucle de régulation de déséquilibre inactive afin de voir le comportement des tensions sous l'influence des perturbations que l'on impose.

Ces perturbations proviennent essentiellement des déséquilibres des commandes, de la bande passante importante et des pertes différentes entre les ponts. On va donc montrer l'action de l'une ou de plusieurs de ces perturbations sur les tensions  $U_{cj}$ .

### 2.5.1. Action des résistances différentes.

On prend  $R_1=700\Omega$ ,  $R_2= 1350\Omega$ ,  $R_3=900\Omega$ ,  $R_4=1150 \Omega$

La bande passante est faible (3 kHz).

Dans ce cas, les perturbations sont essentiellement dues aux déséquilibres des résistances. Les valeurs choisies donnent respectivement comme pertes sur les ponts 32, 17, 25 et 20 W sous une tension de 150V ce qui représentent approximativement les pertes relevées sur la maquette réalisée qui sera vue au chapitre 5. La figure 4.22 montre le résultat de cette simulation.

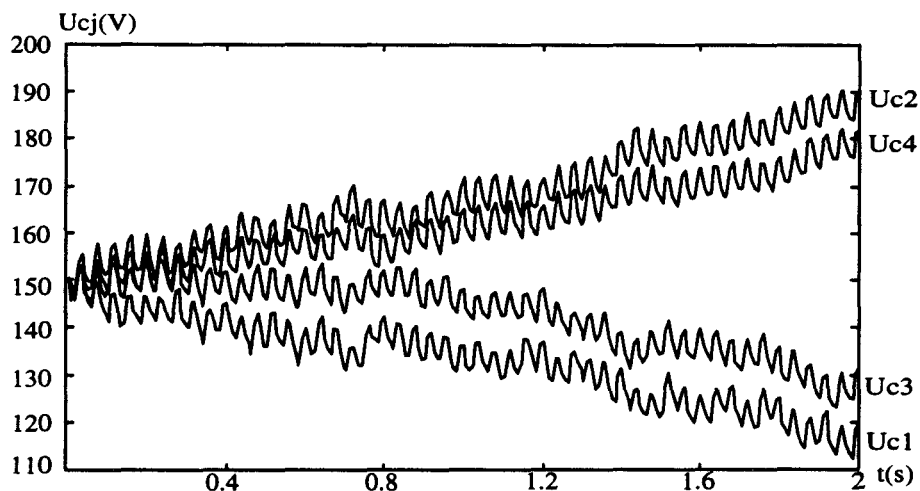


Figure 4.22: Evolution des tensions sous l'action de résistances différentes

Les pertes différentes entre les ponts amènent des déséquilibres qui peuvent être importants. La valeur moyenne des tensions reste égale à 150 V. Les ponts qui possèdent les pertes les plus faibles voient leurs tensions augmenter tandis que les tensions des autres diminuent.

### 2.5.2. Action de la linéarisation dynamique

On a vu que la linéarisation dynamique de la boucle de courant pouvait se faire de deux façons différentes. Une différence de comportement apparaît en simulation suivant la solution retenue. Dans le cas de la linéarisation globale, les tensions restent équilibrées alors que dans le cas de la linéarisation partielle, un faible déséquilibre finit par s'amplifier sous l'action du déséquilibre de commande induit par cette linéarisation.

La figure 4.23 montre l'action de la linéarisation. Les résistances utilisées ici sont égales ( $1000\Omega$ ) et la bande passante est moyenne (10 kHz) ce qui amène de faibles perturbations.

Dans le premier cas, l'évolution des tensions suite aux perturbations amène une modification identique des commandes. Par contre, dans le cas de la linéarisation partielle, l'évolution des tensions induit un écart entre les commandes qui alors amplifie l'écart des tensions.

Ceci justifie le choix de la linéarisation globale et du bloc de répartition qui en découle.

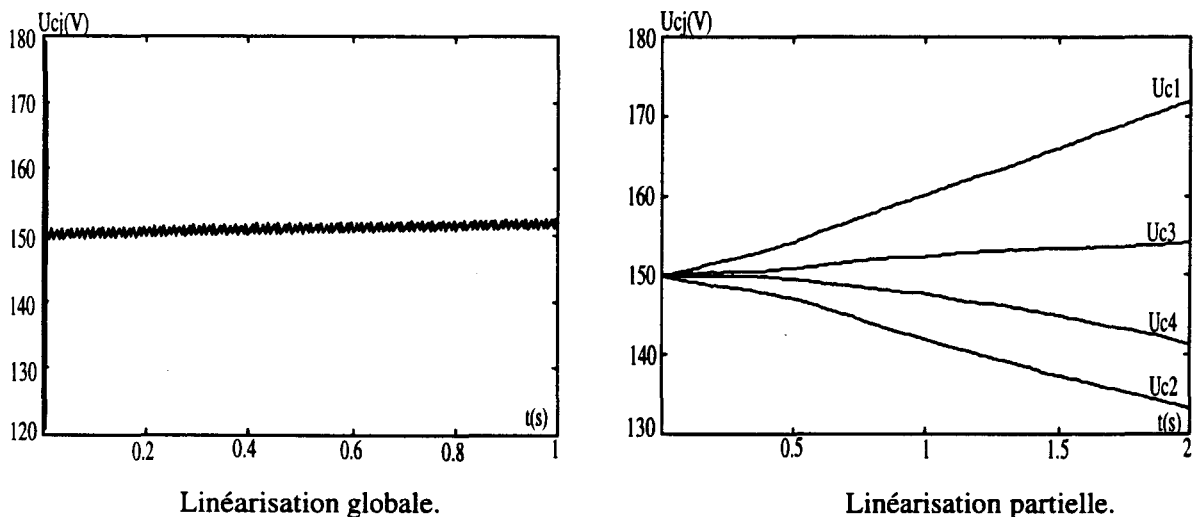


Figure 4.23: Evolution des tensions entraînée par l'action de la linéarisation.

### 2.5.3. Action de la Bande Passante.

Plus la bande passante de la boucle de courant est grande, plus la consigne  $m_g$  évolue vite. Compte tenu du principe de commandes décalées, cette évolution rapide engendre des courants moyens différents dans les condensateurs des ponts, ce qui déséquilibre alors les tensions  $U_{cj}$ . On a réalisé une simulation en utilisant une bande passante de 20 kHz qui correspond au maximum possible. La figure 4.24 montre alors l'évolution des tensions sous la seule influence d'une bande

passante importante. La valeur de C est choisie très grande pour éviter une influence de la puissance fluctuante.

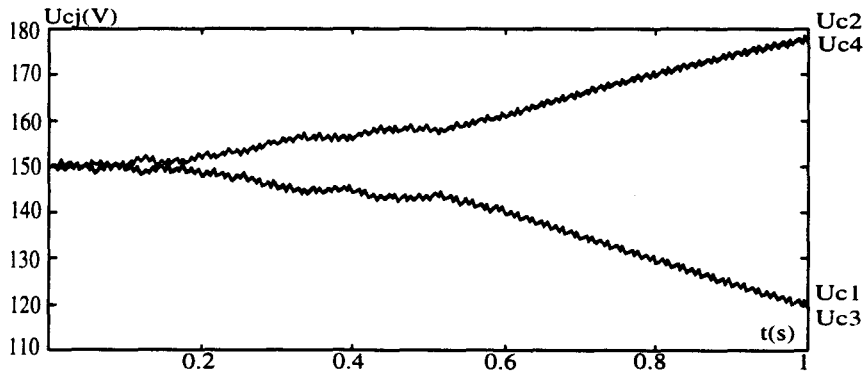


Figure 4.24: Evolution des tensions induite par l'action de la bande passante élevée.

On constate à partir de cette simulation des évolutions différentes des tensions. Cependant, il apparaît que cette évolution est identique pour les ponts 1 et 3 ainsi que pour les ponts 2 et 4.

Lorsque la bande passante est importante, nous avons vu (chapitre 3 §5.1.2) qu'il apparaissait des harmoniques à la fréquence  $F_e/2$ , soit ici 20 kHz. Nous allons examiner l'influence d'une fréquence de 20kHz sur les commandes de chaque pont (figure 4.25). Sur cette figure, nous n'avons représenté que la commande des trois premiers ponts pour la clarté de celle-ci.

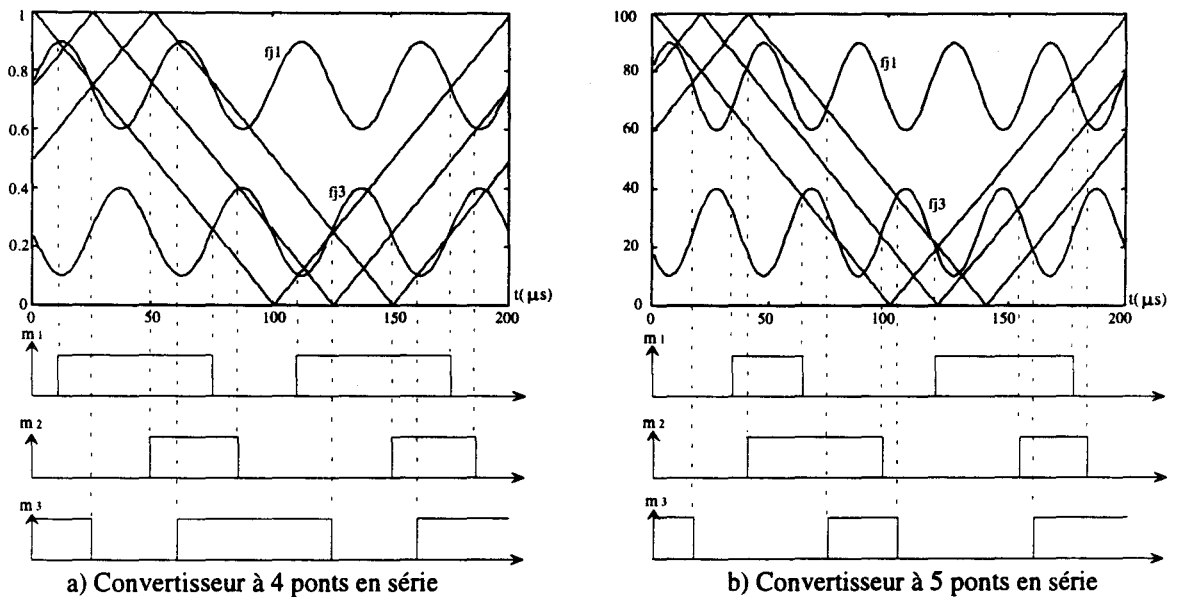


Figure 4.25: Action d'un signal de fréquence  $F_e/2$  sur les commandes des ponts.

On remarque qu'un signal à 20 kHz induit les mêmes ordres de commandes sur les ponts 1 et 3 ( $\langle m_1 \rangle = \langle m_3 \rangle$ ). Il en va de même pour les ponts deux et quatre, mais avec des commandes différentes ( $\langle m_1 \rangle \neq \langle m_2 \rangle$ ).

Ainsi, la présence de ces harmoniques de fréquence  $F_e/2$  induit une différence dans les ordres de commande des deux séries de ponts (1,3 ; 2,4). Pour un nombre pair de ponts, cette différence reste la même d'une période à l'autre (figure 4.25 a), ce qui amène un déséquilibre sur les tensions.

Par contre, dans le cas d'un nombre impair de ponts, la différence entre les commandes des ponts change d'une période sur l'autre (figure 4.25 b). De ce fait, en valeur moyenne sur la période  $T_c$ , tous les ponts fonctionnent de la même manière et le déséquilibre des tensions n'a alors plus lieu d'apparaître.

Pour vérifier cela, on a effectué la même simulation à l'aide d'un convertisseur à 5 ponts. comme le confirme cette simulation (figure 4.26), les tensions restent globalement équilibrées.

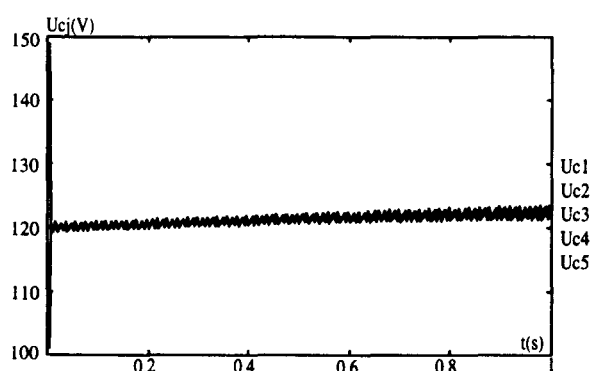


Figure 4.26: Allure des tensions pour un convertisseur à 5 ponts

## **2.6. Etude par simulation du fonctionnement de la boucle de rééquilibrage**

On vient de mettre en évidence divers facteurs de déséquilibre. Comme on ne peut les éviter, il faut s'opposer à leurs actions, ce qui est le rôle de la boucle de régulation de l'équilibre. On va donc maintenant s'intéresser à son fonctionnement.

La première simulation effectuée permet de contrôler le fonctionnement du rééquilibrage et permet de s'assurer de la validité du modèle utilisé pour cette boucle. On a considéré un système faiblement perturbé (résistances égales et bande passante faible) et on a déséquilibré les tensions à  $t=0.02s$  en imposant  $U_{c1}=110V$ ,  $U_{c2}=170V$ ,  $U_{c3}$  et  $U_{c4}$  inchangées.

La figure 4.27 représente l'évolution de la tension  $U_{c1}$  (courbe A). La courbe B représente la réponse du modèle face au même déséquilibre. On vérifie bien le retour à l'équilibre de la tension  $U_{c1}$ . De plus, il apparaît que la réponse du modèle réagit de la même manière que la simulation ce qui confirme la validité du modèle utilisé pour déterminer le réglage des correcteurs.

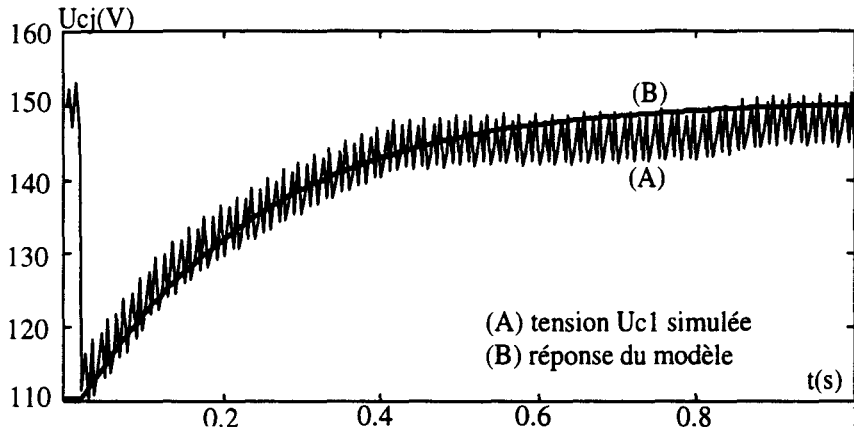


Figure 4.27: Réponse de la régulation d'équilibre

Le fonctionnement de la boucle étant correct, on étudie les effets de cette régulation sur la boucle de courant en fonction des réglages du correcteur.

On simule pour cela, la charge définie au paragraphe 5.1.1. La bande passante est de 20 kHz et on utilise des résistances différentes de façon à se situer très près d'un fonctionnement réel. Les condensateurs ont une valeur faible ce qui amplifie les perturbations.

Pour ne pas observer l'influence de la régulation globale de tension, on a bloqué son fonctionnement en imposant l'absorption d'un courant parfaitement sinusoïdal correspondant aux pertes du convertisseur simulé.

On peut alors déterminer l'influence de la régulation du déséquilibre en comparant les simulations ainsi faites à celles effectuées avec les tensions fixes.

On a cherché, en modifiant les valeurs des actions intégrales et proportionnelles, à déterminer les meilleurs réglages du correcteur.

On a alors constaté qu'une action intégrale trop importante déstabilise le fonctionnement. Cette action est principalement utile pour les déséquilibres constants tels que les pertes différentes entre les ponts. Par contre, pour les autres causes qui varient très rapidement, cette action tend à entraîner une réponse oscillante. L'action intégrale doit donc être lente.

Par contre, le réglage de l'action proportionnelle peut être important si on veut réduire l'erreur de suivi causée par les perturbations qui varient très rapidement. Le gain maximal de cette action en théorie correspond à celui qui définit la constante de temps de la boucle égale à  $T_c/2$ . En négligeant l'action intégrale face à l'action proportionnelle, la réponse de la boucle peut s'écrire :

$$\frac{U_{cj}}{U_0} = \frac{1}{1 + \frac{C}{k} p} \quad \text{avec } k: \text{ gain de l'action proportionnelle.}$$



Compte tenu de l'aspect échantillonné du fonctionnement (MLI), il faut obligatoirement que  $C/k > T_c/2$  pour rester stable.

Dans le cas contraire la boucle réagit plus rapidement que sa propre action, ce qui la déstabilise.

Comme le modèle qui est utilisé pour définir cette valeur n'est pas précis pour une réponse si rapide, il vaut mieux choisir au minimum  $C/k > 3.T_c$ .

Sur la figure 4.28 on montre l'évolution des tensions pour deux gains différents de l'action proportionnelle. Les condensateurs utilisés pour cette simulation ont une valeur faible ce qui donne des perturbations très importantes. Dans le premier cas, le gain est trop faible et on constate une erreur de suivi. Dans le deuxième cas, le gain plus important permet de maintenir cette erreur très faible (les quatre tensions restent en permanence très proches les unes des autres).

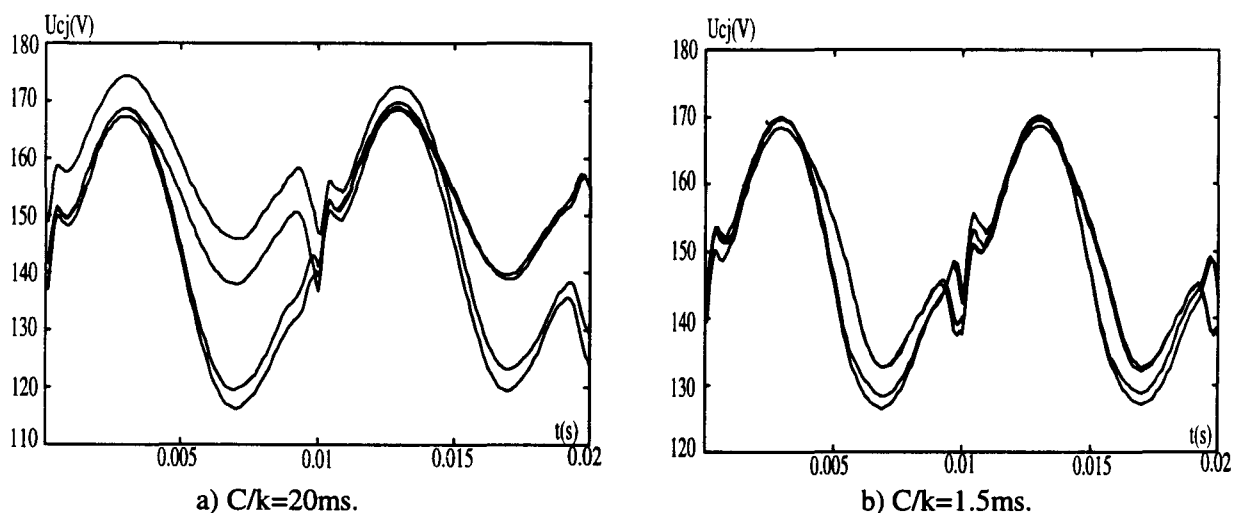


Figure 4.28: Influence du gain k sur la régulation.

Sur la figure 4.29, on a tracé l'écart de performances de la boucle de courant entre le cas b et le cas où les tensions sont constantes. On constate que l'influence de cette boucle est nulle dans le domaine de fréquences filtrées. Seuls, des écarts significatifs apparaissent au niveau des harmoniques de découpage, ce qui est normal.

Il apparaît donc que cette régulation n'apporte pas d'erreurs suffisantes pour être visibles en fonctionnement normal. Ici, l'amplitude des termes  $dm_{gj}$  reste inférieure durant cette simulation à 0.1 soit 10% de l'amplitude maximale de la commande.

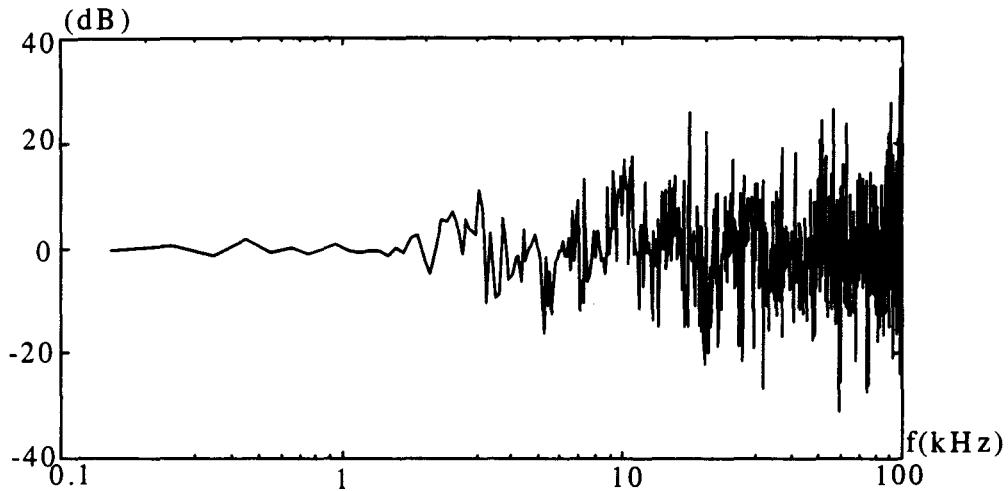


Figure 4.29: Différence de performances de la boucle de courant entre les deux cas : tensions fixes et tensions variables

## **2.7. Influence des réglages du correcteur**

Il apparaît que la boucle de régulation de déséquilibre n'apporte pas de perturbation significative lorsqu'elle est bien conçue.

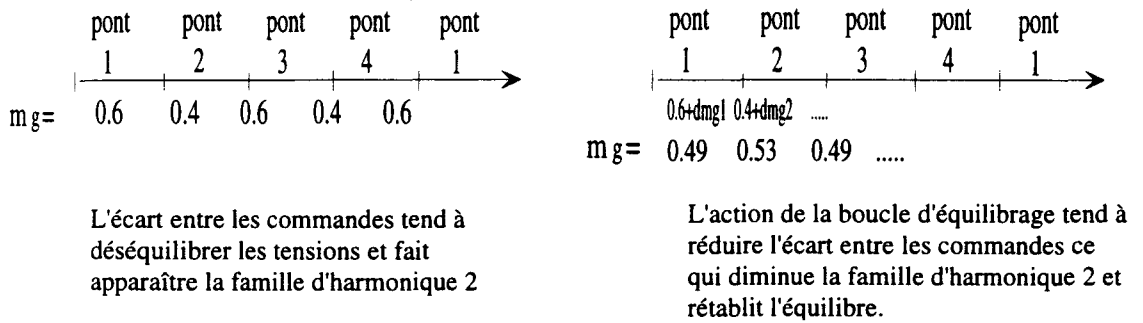
Nous allons refaire des simulations de la même charge en modifiant le correcteur afin de déterminer les points importants qu'il faut respecter pour ne pas perturber la régulation de courant.

### **2.7.1. Modification des harmoniques de découpage.**

Les déséquilibres de tensions font apparaître les familles d'harmoniques de découpage aux fréquences  $F_c$  et multiples de  $F_c$ . Le rééquilibrage de ces tensions annule le déséquilibre mais en raison de son principe, ne peut éliminer ces harmoniques.

Dans le cas de convertisseurs à quatre ponts, l'utilisation d'une bande passante importante fait apparaître la famille d'harmoniques 2, ce qui tend, comme on l'a vu en simulation, à charger deux condensateurs et à décharger les deux autres. L'action de la boucle d'équilibrage dans ce cas est positive puisque pour rééquilibrer les tensions, elle s'oppose à la cause du déséquilibre ce qui tend à réduire la famille d'harmoniques 2. Le croquis ci-après montre un exemple permettant de comprendre cette influence.

On choisit  $m_{g_{max}}=0.6$  et  $m_{g_{min}}=0.4$ ,  $d_{mg1}=-0.11$  et  $d_{mg2}=+0.13$



La figure 4.26. montre alors l'action bénéfique de cette réduction.

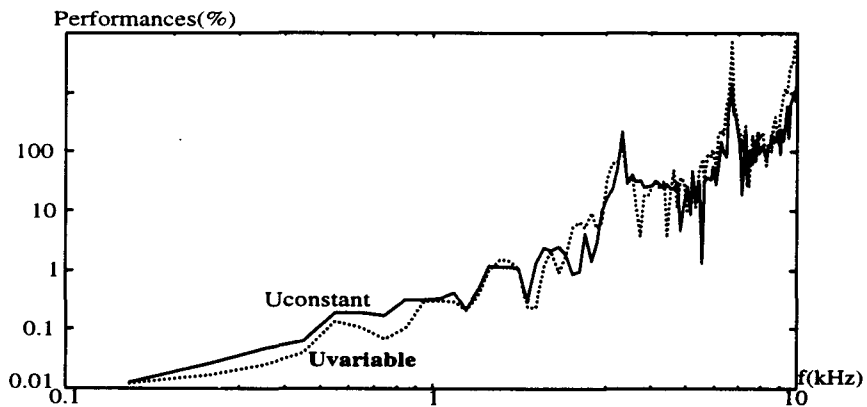


Figure 4.30: Action bénéfique de la boucle d'équilibrage sur les performances

Dans cette simulation, l'amplitude de l'ondulation du courant entraînée par le découpage n'est pas négligeable devant le courant fondamental de la charge. Ainsi dans le cas des tensions constantes, la famille d'harmonique 2 qui est d'une amplitude assez importante crée des perturbations que l'on devine au profil irrégulier de la courbe. Sous l'action de l'équilibrage, l'amplitude de cette famille est réduite, les perturbations le sont aussi ce qui tend alors à améliorer les performances

### 2.7.2. Altérations des performances.

Dans toutes les simulations précédentes, la régulation n'est pas nuisible au filtrage.

L'étude théorique montre qu'il faut que l'amplitude des termes  $dm_{gi}$  soit importante pour altérer le fonctionnement de la boucle de courant. Or cette amplitude est liée à  $\langle |If| \rangle$ .

Des perturbations peuvent exister si le courant harmonique de la charge est faible alors que les perturbations entraînent des transferts de puissance entre ponts importants pour maintenir l'équilibre.

Il apparaît tout de suite que ces deux conditions ne peuvent se trouver simultanément en pratique. En effet, on s'arrangera toujours pour appairer les composants de façon à obtenir un système presque équilibré.

La figure 4.31 montre cependant une simulation d'un cas semblable. Dans cet exemple, l'amplitude du courant à filtrer est faible (0.5A au lieu d'une dizaine d'ampères pour les autres simulations) et les pertes de chaque pont sont différentes dans un facteur 5.

La correction de déséquilibre nécessite ici une amplitude des fonctions d'équilibrage de 0.4 soit 40% de l'amplitude maximale de la commande.

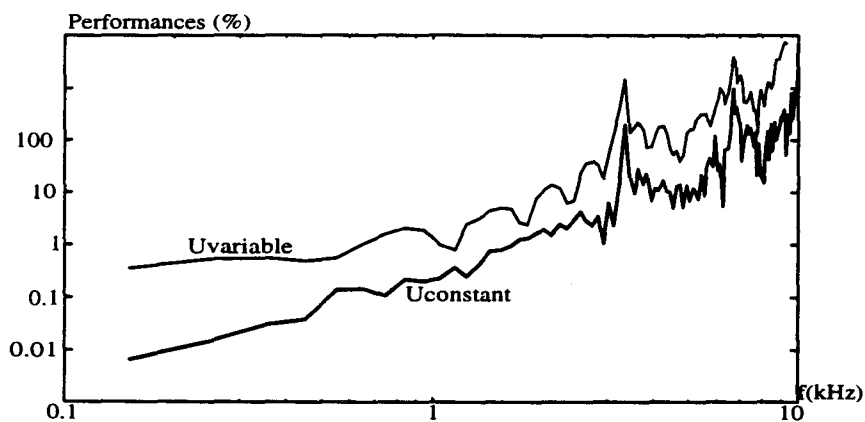


Figure 4.31: Exemple de modification des performances.

## Conclusion

On a montré les principes permettant l'équilibrage des tensions continues des condensateurs. Plusieurs solutions ont été proposées. Cependant, certaines apparaissent immédiatement inintéressantes face à d'autres en raison de la complexité et du coût qu'elles entraînent. Une solution permettant d'assurer cette fonction en évitant ces contraintes a été étudiée et simulée.

On a ainsi vu que cette boucle assure pleinement son rôle en maintenant équilibrées les tensions. On a pu constater que la régulation peut dans certains cas améliorer les performances de la boucle de courant. Dans la majorité des cas, cet équilibrage se fera sans altérer les performances de la boucle de courant.

***De ce fait, on peut dire que la régulation de l'équilibre des tensions fonctionne parfaitement dans cette application.***

Dans ce chapitre, toute la régulation nécessaire au fonctionnement du convertisseur en filtre actif a été décrite. On a montré les améliorations apportées par la mise en série de ponts et par la conception particulière du modulateur sur le filtrage du courant harmonique.

Une méthode de régulation des tensions continues aux bornes des condensateurs a été étudiée. Les simulations ont montré que cette régulation fonctionne correctement sans influencer la régulation du courant. La figure 4.32 montre le schéma complet des asservissements définis dans ce chapitre.

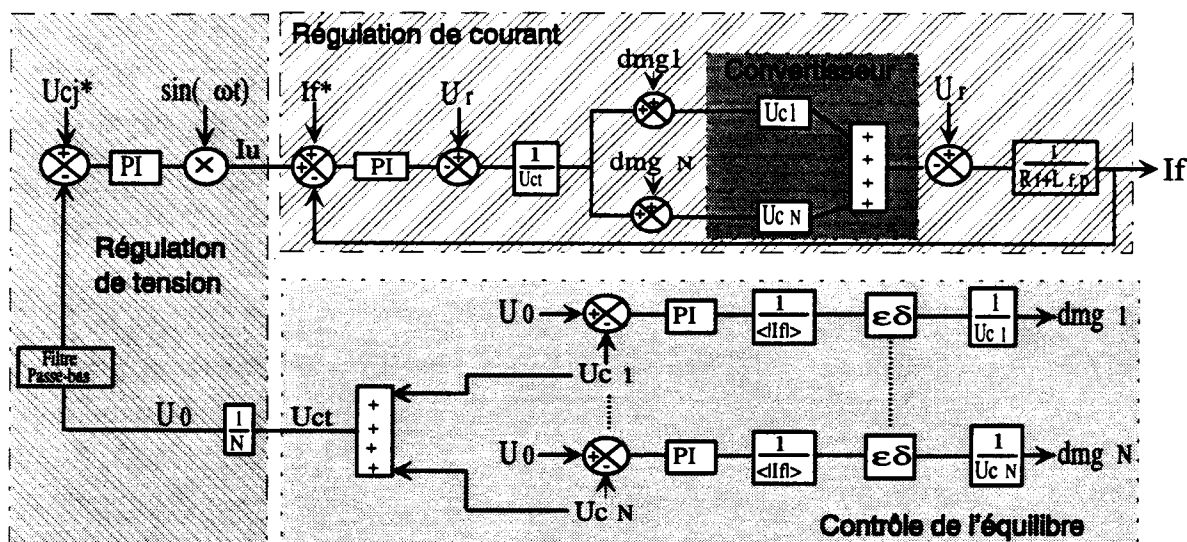


Figure 4.32: Synoptique de la régulation du filtre actif

Les chapitres 2, 3 et 4 ont été consacrés à l'étude complète d'une association de ponts en série pour assurer le rôle d'un filtre actif. Toutes les régulations définies et la commande rapprochée du convertisseur ont été optimisées afin d'obtenir les meilleurs résultats possibles.

Le chapitre 5 va être consacré à la réalisation pratique de ce convertisseur. Cela permettra alors de valider l'étude réalisée.

# **CHAPITRE V**

## **REALISATION EXPERIMENTALE**

## **INTRODUCTION**

Les deux chapitres précédents ont porté sur l'étude d'un convertisseur composé de ponts monophasés en série et sur la commande de ceux-ci dans l'optique d'un fonctionnement en filtre actif. Nous avons considéré tout au long de ces deux chapitres lors des simulations, le cas d'un convertisseur composé de 4 ponts en série. Une phase d'expérimentation a été menée de manière à valider les résultats trouvés.

Dans une première partie, nous présenterons les choix faits pour la réalisation pratique.

Nous étudierons ensuite dans une deuxième partie le fonctionnement du convertisseur en boucle ouverte, ce qui permettra la vérification du modèle déterminé au chapitre deux.

Enfin, nous verrons dans une troisième partie le fonctionnement de la maquette en filtre actif, qui permettra ainsi la vérification de l'étude effectuée au chapitre trois concernant la régulation des tensions et du courant généré pour le filtrage actif.

### **1. PRESENTATION DE LA MAQUETTE**

#### **1.1. Choix des éléments**

Le filtre actif réalisé comporte 4 ponts connectés en série et fonctionnant directement sur le réseau alternatif 220 volts, seul réseau disponible au laboratoire. Cette maquette ne correspondra donc pas au cadre "haute tension" mais permettra cependant de valider la commande du dispositif étudié. Les ponts sont constitués de transistors I.G.B.T associés à des diodes en antiparallèle de façon à assurer la bidirectionnalité en courant nécessaire pour pouvoir absorber ou fournir de la puissance. Nous avons utilisé des modules comportant deux I.G.B.T et deux diodes, le tout formant un bras de pont. L'utilisation de modules favorisant une vitesse de commutation importante a été privilégiée par rapport à ceux définis pour une tension de saturation faible. Cela permet d'obtenir un onduleur rapide aux détriments de pertes en conduction légèrement supérieures.

Les "drivers" utilisés pour la commande de ces modules répondent également à un impératif de vitesse et sont spécialement adaptés aux I.G.B.T choisis. Ils assurent également une fonction de protection rapprochée des I.G.B.T puisqu'ils incorporent un dispositif de protection contre les courts-circuits. Ce dernier est réalisé par l'intermédiaire de la mesure de la tension  $V_{ce}$ .

Les composants choisis possèdent les caractéristiques suivantes:

I.G.B.T :  $V_{ce_{max}} = 1200 \text{ V}$

:  $I_{c_{max}} = 50 \text{ A}$

:  $T_{on} = 0.8 \mu\text{s}$

:  $T_{off} = 1.1 \mu\text{s}$  pour  $I_c = 50 \text{ A}$ ,  $V_{ce} = 600 \text{ V}$  et une résistance de grille de  $25 \Omega$

:  $V_{cesat} = 2.7 \text{ V}$  pour  $I_c = 50 \text{ A}$ .

Drivers :  $T_{pLH} = 1.5 \mu\text{s}$  (temps de propagation du front montant).

:  $T_{pHL} = 1.5 \mu\text{s}$  (temps de propagation du front descendant).

La fréquence de fonctionnement de chaque interrupteur est  $F_c = 5 \text{ kHz}$ .

La fréquence de modulation d'un pont est donc de  $10 \text{ kHz}$  ce qui donne une fréquence de modulation effective du convertisseur  $F_e$  de  $40 \text{ kHz}$ .

La charge retenue est un pont redresseur associé à une charge R-L afin d'obtenir un courant  $I_{ch}$  similaire aux simulations réalisées au chapitre trois.

La charge R-L est définie pour pouvoir absorber un courant efficace de  $16 \text{ A}$ , ce qui correspond à la limite maximale permise par le réseau alternatif disponible ( $16 \text{ A}$ ,  $220 \text{ V}$ ).

La figure 5.1 montre le schéma de la partie puissance qui a été réalisée.

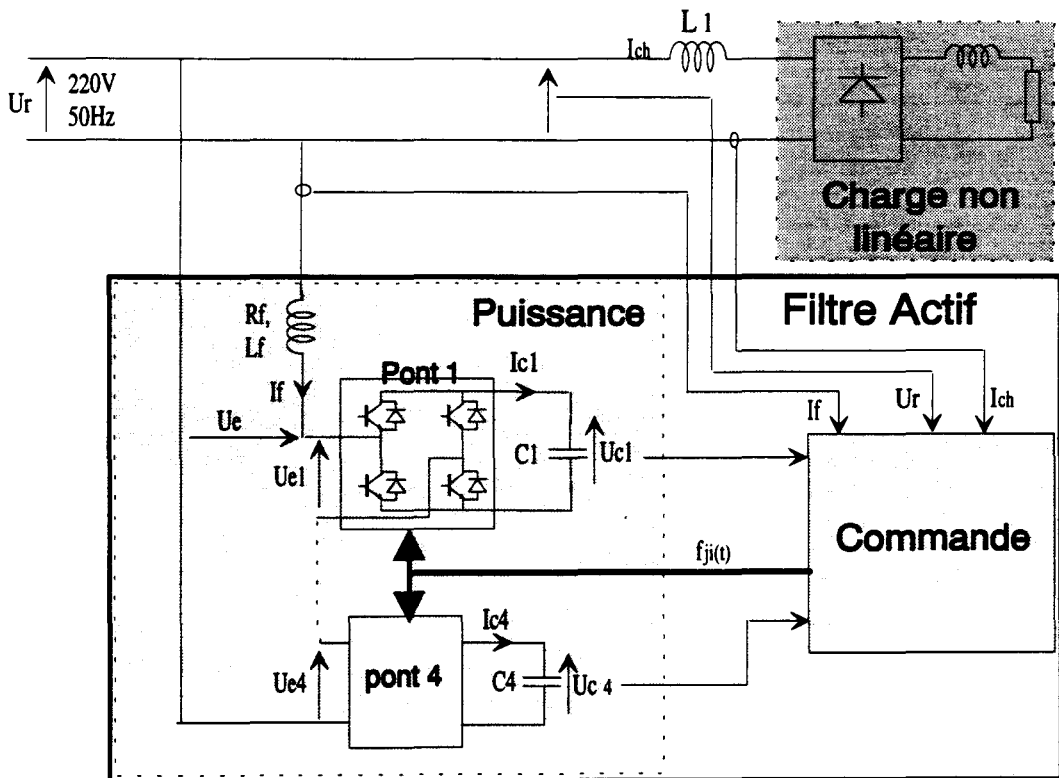


Figure 5.1 : Schéma de la partie puissance du montage réalisé



Les valeurs des tensions  $U_{cj}$  et de l'inductance  $L_f$  ont été choisies pour pouvoir respecter les conditions 3.5 et 3.7 lorsqu'on insère une petite inductance  $L_1$  en amont du pont redresseur. La valeur des condensateurs a été choisie pour obtenir une ondulation faible des tensions  $U_{cj}$ .

A partir de la mesure des variations du courant de la charge, on choisit pour les tensions  $U_{cj}$  une valeur de 150 V et on prend une inductance  $L_f$  de 5 mH.

Cette dernière est une inductance à air, ce qui permet d'éviter une modification de sa valeur en fonction de l'amplitude du courant  $I_f$  (phénomène de saturation et hystérésis).

La valeur des condensateurs utilisés est de 1500  $\mu\text{F}$

La mesure des tensions  $U_{cj}$  est faite par l'intermédiaire de capteurs à effet Hall, ceux-ci assurant une isolation galvanique.

La mesure des courants se fait également à l'aide de capteurs à effet Hall. La bande passante de ces capteurs est de 200kHz.

## **1.2. Description de la partie commande**

Lors de l'étude théorique, tout a été fait de façon à obtenir un fonctionnement rapide du convertisseur. Il a été remarqué qu'un retard au niveau de la commande entraînait un système plus complexe à contrôler et moins précis.

Aussi, toutes ces considérations de vitesse doivent être prises en compte. Or la réalisation pratique de la commande peut se faire suivant deux principes technologiques très différents: soit d'une manière analogique, soit d'une manière numérique.

Une réalisation analogique n'amène aucun retard perceptible dans le cas d'un montage fonctionnant à quelque dizaines de kHz.

Une réalisation numérique amène par contre un retard relativement important compte tenu du nombre d'opérations à réaliser pour le contrôle de la maquette. De plus cela nécessite l'acquisition d'une carte à base de DSP, onéreuse et complexe à mettre en oeuvre pour assurer ce contrôle.

De ce fait, nous avons choisi d'utiliser une commande analogique pour la réalisation expérimentale. Cette solution favorise la vitesse de la commande et l'absence d'élément échantillonneur. Cependant, le problème de l'analogique est principalement une plus grande sensibilité aux perturbations ce qui demande, pour éviter tout problème en électrotechnique, de faire une réalisation soignée et propre tout en prenant en compte tout les aspects de la C.E.M. afin d'éviter toute interférence de la partie puissance sur la partie commande. Or, le respect de certaines règles

élémentaires peut très vite devenir contraignant et rendre très complexe une réalisation au premier abord simple.

La réalisation de la commande a été scindée en plusieurs parties correspondant chacune à une fonction bien précise (figure 5.2) :

- 1.) Génération des triangles
- 2.) Le modulateur et le générateur de connexion
- 3.) Les cartes drivers
- 4.) Le contrôle du courant
- 5.) Le contrôle de la tension globale.
- 6.) Le contrôle du déséquilibre de tension.
- 7.) La mesure des tensions  $U_{cj}$ .
- 8.) Contrôle du fonctionnement et protection.

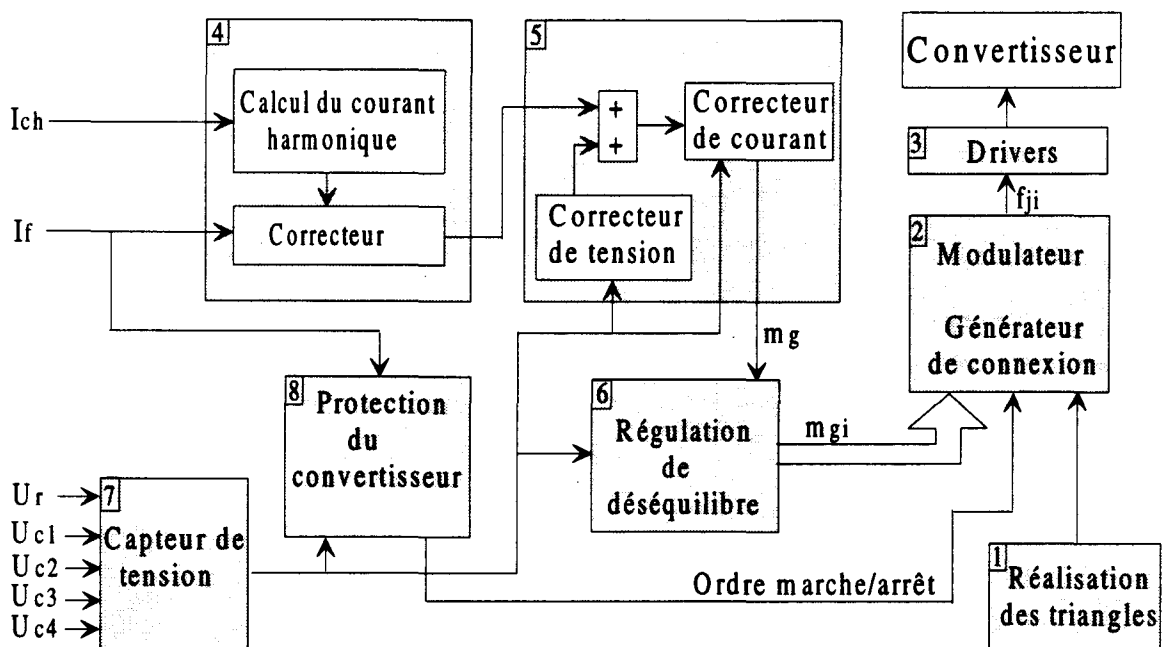


Figure 5.2: Synoptique de la commande

Les trois premières cartes correspondent au fonctionnement en boucle ouverte.

La réalisation des triangles peut se faire de plusieurs façons. On a choisi d'utiliser un montage en partie numérique, car celui-ci nous permet d'effectuer la linéarisation dynamique implantée au niveau de la boucle de courant en même temps que la génération des triangles. Cette linéarisation correspond à la deuxième possibilité concernant le bloc de répartition (linéarisation par pont). Ce n'est pas la meilleure mais elle a été choisie en raison de sa simplicité de mise en œuvre. Comme les deux

types de linéarisation donnent les mêmes résultats quand les tensions sont équilibrées, ce qui est notre cas, ce choix ne porte que peu de préjudice au système.

Au niveau du générateur de connexion, il est nécessaire d'introduire un temps mort entre la commande à la fermeture d'un transistor et la commande à l'ouverture de l'autre transistor du même bras pour éviter un court-circuit de la source de tension.

Les quatre cartes suivantes réalisent la commande en boucle fermée du convertisseur.

La dernière s'assure que les tensions  $U_{cj}$  et le courant  $I_f$  ne dépassent pas un seuil défini. La figure 5.3 montre deux limites extrêmes pour les tensions  $U_{cj}$ , une limite basse et une limite haute. La limite haute est imposée par la tenue en tension des interrupteurs et des condensateurs. Son dépassement entraîne donc leurs destructions.

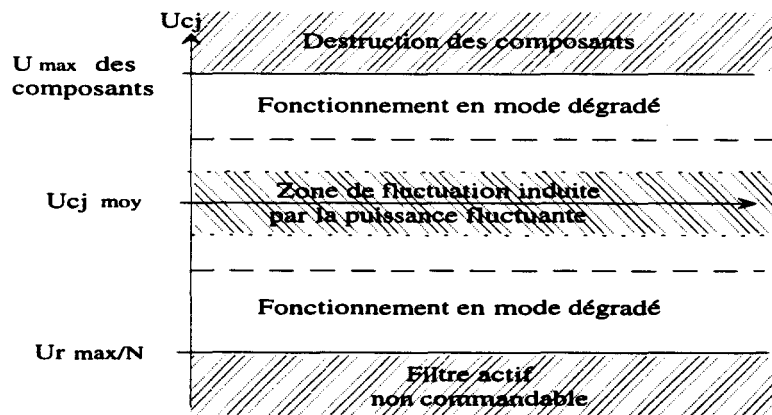


Figure 5.3: Limite d'évolution des tensions  $U_{cj}$

De même, une régulation incorrecte du courant  $I_f$  peut entraîner une valeur excessive de celui-ci pour les interrupteurs utilisés. Pour éviter que la tension  $U_{cj}$  ne franchisse ces 2 limites ou que le courant  $I_f$  ne puisse prendre une valeur trop importante, la protection employée déconnecte le convertisseur si l'une des limites tend à être franchie. Le courant  $I_f$  devient alors nul et la tension  $U_{cj}$  n'évolue plus. Cet arrêt empêche la destruction du convertisseur et indique par là même, un défaut occasionnel ou permanent au niveau de la charge ou du filtre lui-même.

### **1.3. Modifications apportées à la régulation de tension**

La réalisation pratique de la boucle de courant et de la régulation de la tension globale n'a pas présenté de problèmes particuliers.

Par contre, la régulation de l'équilibrage des tensions continues a été modifiée par rapport au modèle de commande décrit au §2.4 du chapitre 4.

#### **1.3.1. Linéarisation par $\langle |I_f| \rangle$**

Dans l'étude théorique, un terme  $1/\langle |I_f| \rangle$  a été introduit afin d'adapter le système au point de fonctionnement de la charge, et d'adapter ainsi le gain de la boucle à cette charge. Dans le cadre de notre expérimentation, cette implantation n'a pas été réalisée afin d'éviter une complexité accrue de la carte de commande (implantation de composants supplémentaires).

Aussi, le correcteur de cette boucle a été choisi en fonction des conditions nominales de fonctionnement ( $I=16A$ ). Lorsqu'on fonctionne sur des régions de courant plus faible, la dynamique de la boucle est alors ralentie ce qui n'est pas contraignant compte tenu du rôle de cette régulation.

#### **1.3.2. Stabilité des boucles d'équilibrage**

Un problème est apparu au niveau de la stabilité des boucles d'équilibrage qui définissent les paramètres  $dm_{gi}$ . Celui-ci est lié d'une part aux différences de paramètres des correcteurs (problème inévitable en pratique) qui existent entre les diverses boucles, et d'autre part aux erreurs pouvant être introduites dans la détermination de  $U_0, U_{c1}, \dots, U_{cN}$ .

Ainsi, une erreur permanente fictive apparaissant entre  $U_0$  et  $U_{cj}$ , qui sont des grandeurs liées entre elles, se traduit par une saturation de la boucle d'équilibrage en raison de l'intégrateur présent dans la régulation de  $U_{cj}$ .

Une boucle de compensation a donc été introduite de manière à rectifier les écarts. Pour cela, on se sert de l'égalité de la relation 4.18 ( $\sum dm_{gi} \cdot U_{cj} = 0$ ). Cette relation peut être approximée, lorsque les tensions  $U_{cj}$  sont supposées égales, par :

$$\sum dm_{gi} = 0 \quad \text{où } dm_{gi} = \frac{\varepsilon \cdot \delta \cdot S_j}{U_{cj}}, \quad S_j \text{ étant la sortie des régulateurs.}$$

$$\text{Soit } \sum S_j = 0 \tag{4.1}$$

C'est cette dernière relation que nous allons utiliser de manière à ne pas être dépendante du signe de  $I_f(\epsilon)$  (figure 5.4).

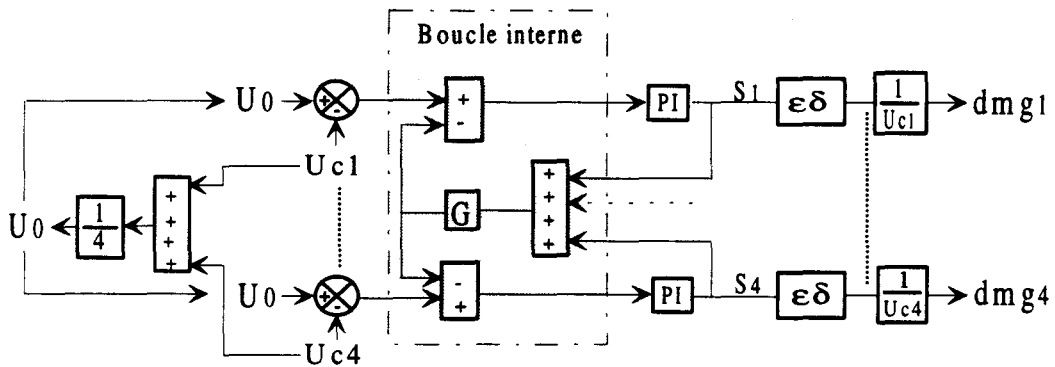


Figure 5.4: Synoptique de la régulation de déséquilibre

Une boucle est donc rajoutée pour vérifier si cette égalité est assurée. Dans le cas contraire, un terme est introduit en entrée du correcteur de façon à compenser l'erreur permanente de l'entrée et à approcher la relation (5.1).

Remarque: En enlevant l'action intégrale, on aurait pu diminuer ce problème, mais un écart statique non nul serait apparu entre les tensions  $U_{cj}$  et leur référence.

## 2. FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR EN BOUCLE OUVERTE

Pour ces essais, le convertisseur fonctionne en onduleur et débite sur une charge résistive (figure 5.5).

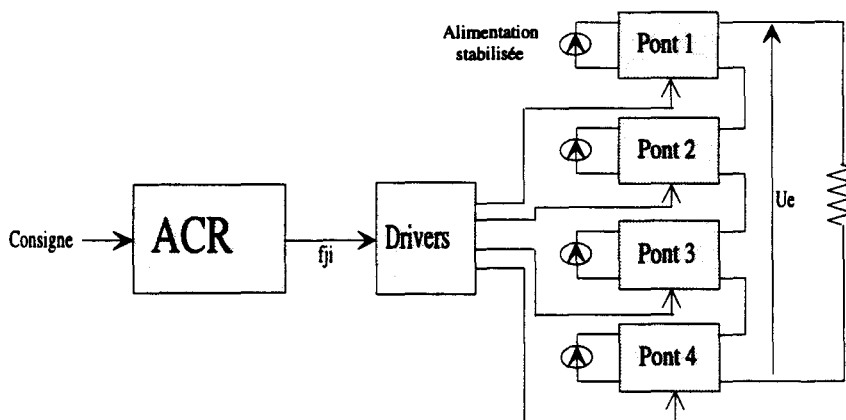


Figure 5.5: Schéma du montage en boucle ouverte

Quatre alimentations stabilisées assurent le rôle de source de tension constante. On utilise la tension la plus élevée possible que peuvent fournir ces alimentations afin de limiter l'effet de la tension de saturation sur les résultats expérimentaux. La tension maximale obtenue est de 65V compte tenu des caractéristiques des alimentations disponibles.

### 2.1. Relevé des paramètres de commutation

On utilise une consigne  $m_g$  constante. On choisit  $m_g=0.8$  et on impose un courant de circulation de 1A (limite imposée par la puissance des alimentations).

La figure 5.6 montre l'allure de la tension et du courant dans un interrupteur. On peut constater que l'utilisation de "snubber" n'est pas utile. En effet, la minimisation des inductances de câblage évite une surtension aux bornes de ces interrupteurs et le fait que les transistors utilisés soient surdimensionnés élimine le problème d'une puissance à dissiper trop importante.

Cet essai nous permet de relever les temps de commutation des interrupteurs et des drivers. On trouve en valeur moyenne:

Pour les drivers :  $T_{pLH}$  : 450 ns  
 $T_{pHL}$  : 600 ns

Pour les I.G.B.T :  $T_{on}$  : 400 ns  
 $T_{off}$  : 1.2  $\mu$ s

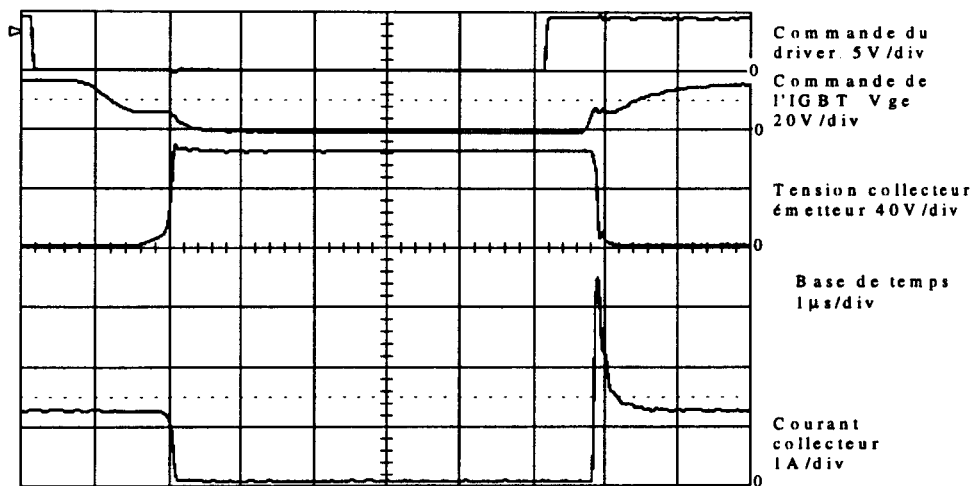


Figure 5.6: Commutation d'un bras

On peut observer le décalage entre le signal de commande et les variations du courant et de la tension collecteur. Ce retard peut être évalué à  $1.5 \mu\text{s}$  sur la figure, mais varie avec les conditions de commutation. La seule façon de le réduire est d'utiliser des composants plus rapides.

**2.2. Validation du modèle du convertisseur en boucle ouverte**

On effectue un relevé permettant la mise en évidence de l'annulation de certaines familles d'harmoniques induites par la commande décalée. Pour cela, on utilise une consigne sinusoïdale de fréquence faible. On choisit  $m_g=0.8 \times \sin(2.\pi.f.t)$  avec  $f=200\text{Hz}$ .

Les tensions  $U_{cj}$  sont égales à  $64\text{V}$ . Les figures 5.7 et 5.8 montrent les tensions aux bornes d'un pont puis de quatre ponts et leur analyse spectrale.

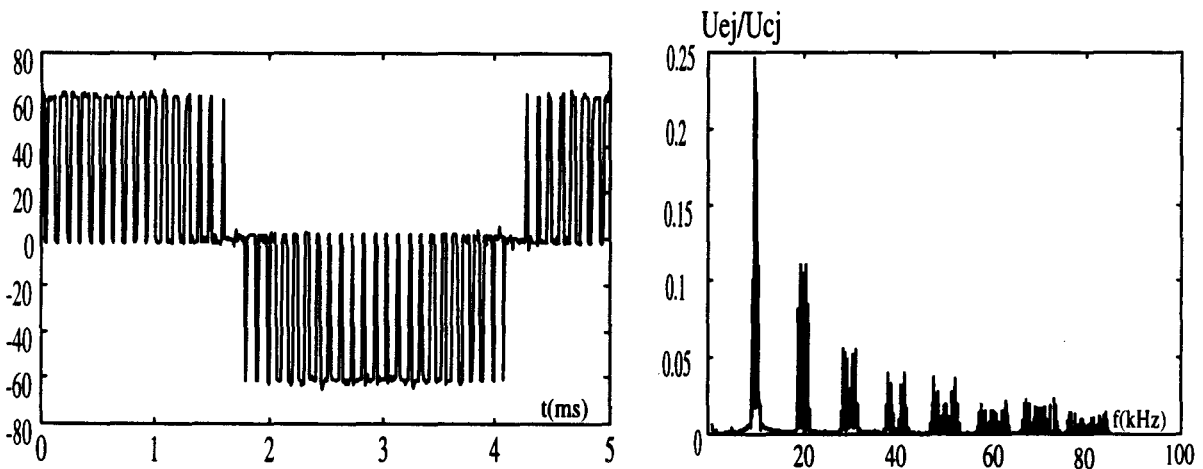


Figure 5.7: Tension aux bornes d'un pont et analyse spectrale.

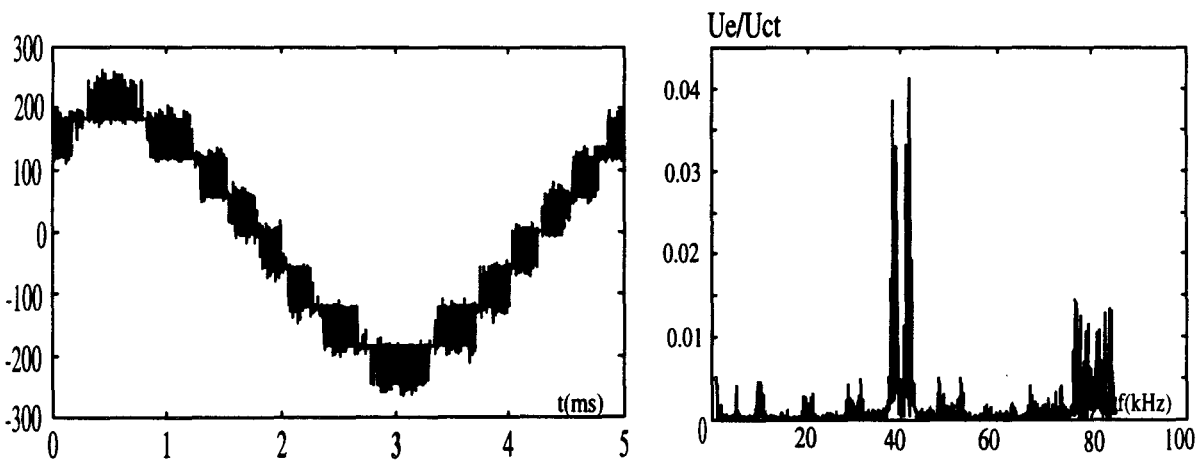


Figure 5.8: Tension aux bornes des 4 ponts et analyse spectrale.

Trois points peuvent être constatés :

1°). Annulation des familles d'harmoniques.

Sur la figure 5.8 seules les familles 4 et 8 apparaissent nettement alors que toutes les familles existent dans la tension de sortie d'un pont unique (figure 5.7).

2°). Amplitude et déphasage du signal de sortie par rapport à la consigne

Nous avons vu précédemment que dans le cas où  $P_m < 1$ , on devait obtenir un déphasage nul et un gain relatif unitaire entre les grandeurs d'entrée et de sortie. En pratique, on relève :

- Un déphasage de  $0.139^\circ$  correspondant pour une fréquence de 200Hz à un retard de  $1.9\mu s$ .

Le déphasage relevé correspond à la valeur du retard introduit par les imperfections des composants (Ton, Toff,...).

- Par contre, une différence apparaît au niveau du gain du convertisseur, du fait des chutes de tension introduites par les composants en conduction : ainsi, la tension ramenée par un pont n'est jamais rigoureusement nulle ou égale à  $U_{cj}$ .

Globalement, la tension réelle est minorée par rapport à la tension désirée ( $\sum U_{cj} = 248V$ ,  $U_{e_{max}} = 237V$ ).

Pour obtenir un gain quasi-unitaire, il faut tenir compte de cette chute de tension dans les semi-conducteurs.

Ainsi pour une consigne  $m_g = 0.84$ , de fréquence 200Hz, on obtient une amplitude du fondamental de 198V (au lieu de 208) qui correspond quasiment à l'amplitude pouvant être obtenue en tenant compte des chutes de tension ( $0.84 \times 237 = 199V$ ).

L'ensemble des écarts dus aux chutes de tension dans les interrupteurs sera décrit au paragraphe 2.5

3°) Amplitude des harmoniques de découpage

La figure 5.9 montre l'amplitude des harmoniques de la famille 4 et de la famille 8. Les croix reliées par un trait épais correspondent à l'amplitude théorique calculée à partir de l'équation 2.9. Le spectre relevé en pratique est représenté en trait fin.

Les harmoniques théoriques et pratiques ne sont pas rigoureusement identiques, notamment au niveau de la famille 4. Cependant, on peut constater que l'enveloppe et l'ordre de grandeur sont les mêmes.



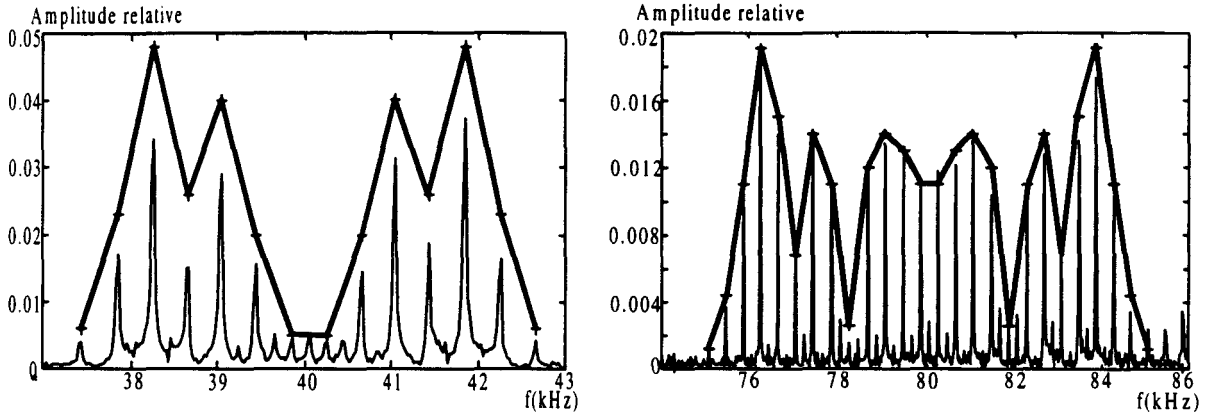


Figure 5.9: Harmoniques des familles 4 et 8 .

Enfin la figure 5.8 montre que l'annulation des familles d'harmoniques n'est pas complète. Ceci est dû aux imperfections des commandes et aux porteuses triangulaires qui ne sont pas rigoureusement déphasées de la bonne valeur et dont les amplitudes ne sont pas toutes égales.

**Conclusion:** Ces essais valident parfaitement l'étude concernant le modèle du convertisseur lorsque  $P_m < 1$ . Les écarts constatés entre la pratique et la théorie sont très faibles et correspondent aux imperfections des composants.

**2.3. Réponse du convertisseur à une consigne en créneaux.**

**2.3.1 Réponse temporelle**

La figure 5.10 a) montre le passage de  $U_e = -U_{ct}$  à  $U_e = U_{ct}$ .

On montre en b) l'allure de  $U_e$  lors de la transition.

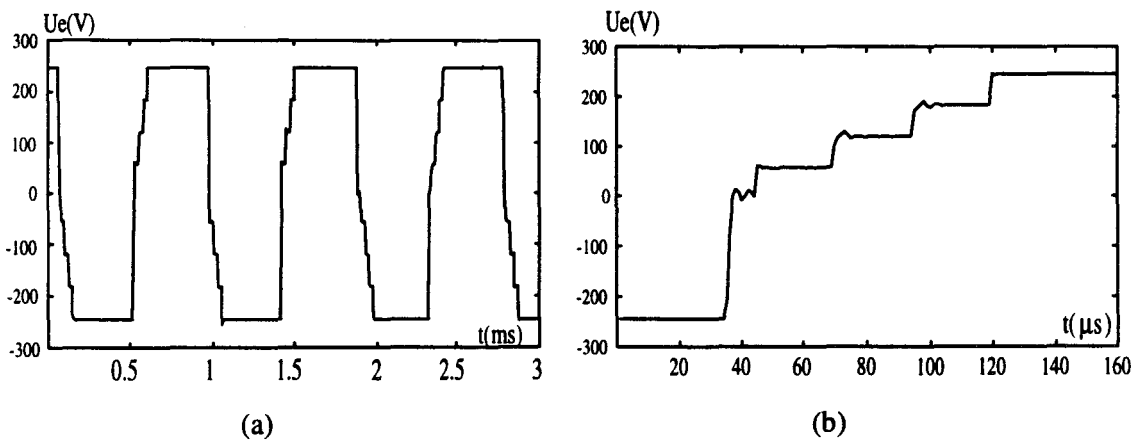


Figure 5.10: Evolution de la tension  $U_e$  pour une transition de  $-U_{ct}$  à  $+U_{ct}$

L'examen de cette figure confirme l'aspect déterminé au chapitre 2. Le changement de la tension de sortie s'effectue par paliers, ce qui induit un retard. Le temps de passage de  $-240V$  à  $+240V$  est de  $95 \mu s$ . Cela correspond à la théorie qui indique pour un passage de  $m_g=-1$  à  $m_g=1$  un retard compris entre  $87.5 \mu s$  et  $112.5 \mu s$  pour  $F_c=5kHz$  et  $N=4$ .

### 2.3.2. Réponse fréquentielle

On impose ici pour  $m_g$  un signal carré variant entre  $-0.8$  et  $+0.8$  de fréquence  $200Hz$ .

La variation des fronts est très rapide et correspond à un indice  $P_m$  largement supérieur à 1. La figure 5.11 montre l'analyse spectrale de la consigne et de la tension  $U_e$ . On constate que toutes les raies sont reproduites par le convertisseur.

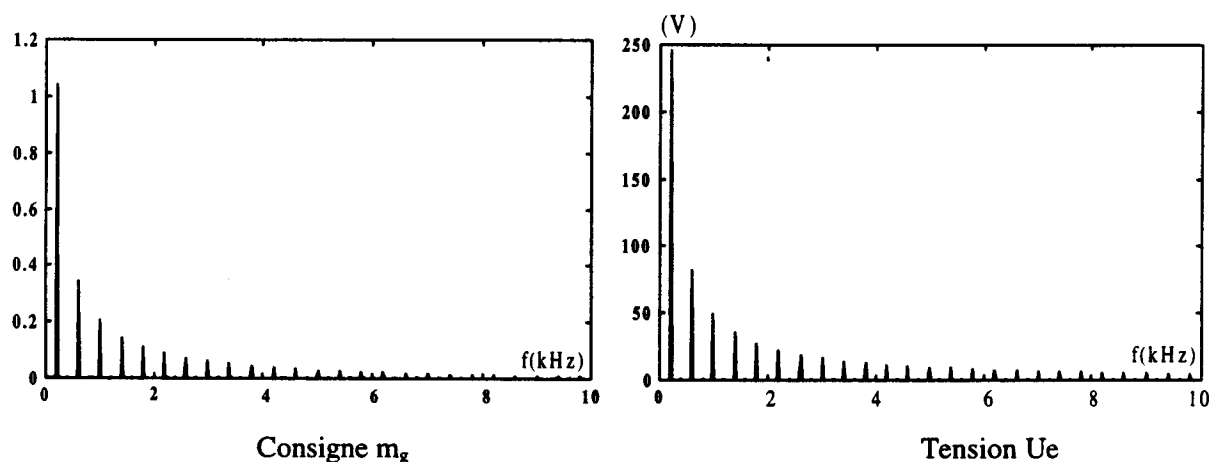


Figure 5.11: Analyse spectrale de la consigne et de la tension  $U_e$

A partir de ces analyses spectrales, on détermine l'atténuation et le déphasage des premiers harmoniques du signal. La figure 5.12 montre les valeurs des atténuations relevées ainsi que le déphasage et le retard correspondant. Les traits en pointillés représentent la simulation de cet essai.

Nous constatons un parfait accord au niveau du gain. Par contre, les déphasages obtenus en simulation et en pratique s'écartent un peu. Cela est dû en partie aux retards introduits par les interrupteurs et les temps morts ajoutés pour éviter les courts-circuits. Si on considère par exemple la fréquence de  $7kHz$ , en pratique, on relève un déphasage de  $41^\circ$  correspondant à un retard de  $16.2\mu s$  et en simulation, on relève  $32^\circ$  correspondant à  $12.7\mu s$ . L'écart entre la simulation et la pratique n'est que de  $3.5\mu s$  soit légèrement plus que le retard des composants.

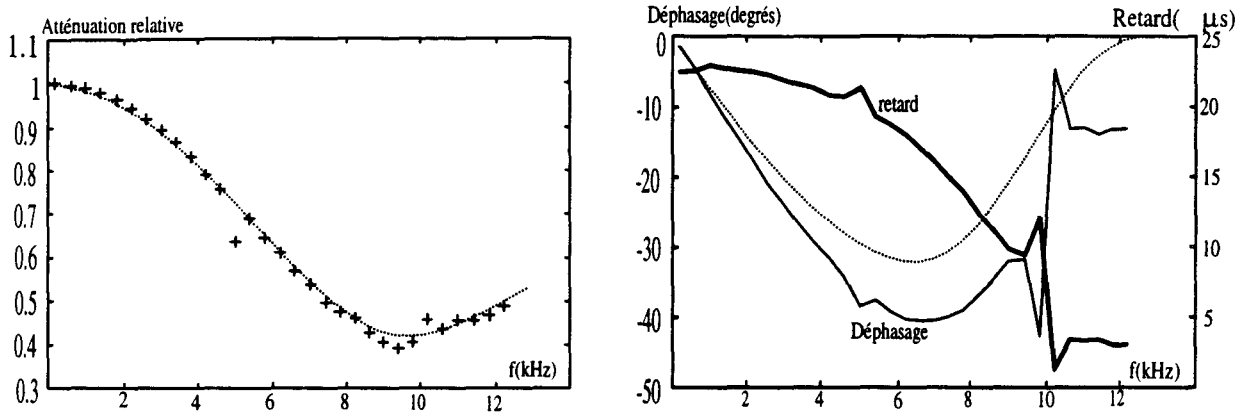


Figure 5.12: Atténuation et déphasage dans le cas d'un signal carré.

Le convertisseur reproduit correctement les premières raies du signal carré. Par contre, les raies de fréquences élevées sont reproduites avec une modification induite par le convertisseur et par les harmoniques de découpage.

*Il répond donc de manière similaire aux simulations réalisées dans le deuxième chapitre.*

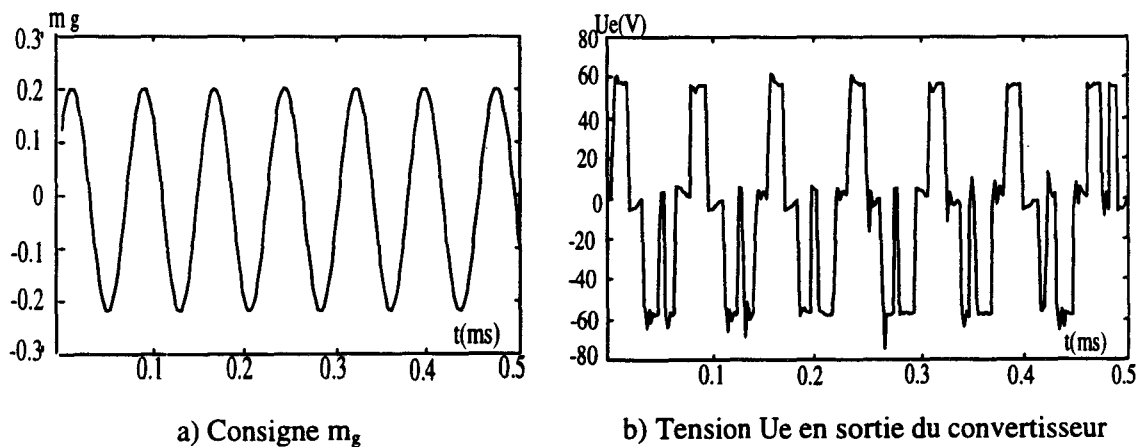
## 2.4. Cas des consignes de fréquence supérieure à $F_c$

### 2.4.1. $P_m < 1$

On effectue la modulation d'un signal de fréquence supérieure à la fréquence de fonctionnement d'un pont. Pour cela, on choisit une fréquence de 13 kHz et on relève la tension  $U_e$  résultante. Les tensions  $U_{cj}$  sont fixées à 64 Volts.

La figure 5.13 montre la consigne  $m_g$  (a) et la tension obtenue (b).

La figure 5.14 représente l'analyse spectrale de la tension  $U_e$ .



a) Consigne  $m_g$

b) Tension  $U_e$  en sortie du convertisseur

Figure 5.13: Modulation d'une fréquence élevée lorsque  $P_m < 1$

L'examen de cette analyse spectrale montre :

- la présence de la raie correspondant à la consigne : 13kHz
- la présence d'autres raies correspondant aux harmoniques de découpage. Comme la fréquence de la consigne est élevée, les raies des différentes familles se chevauchent.

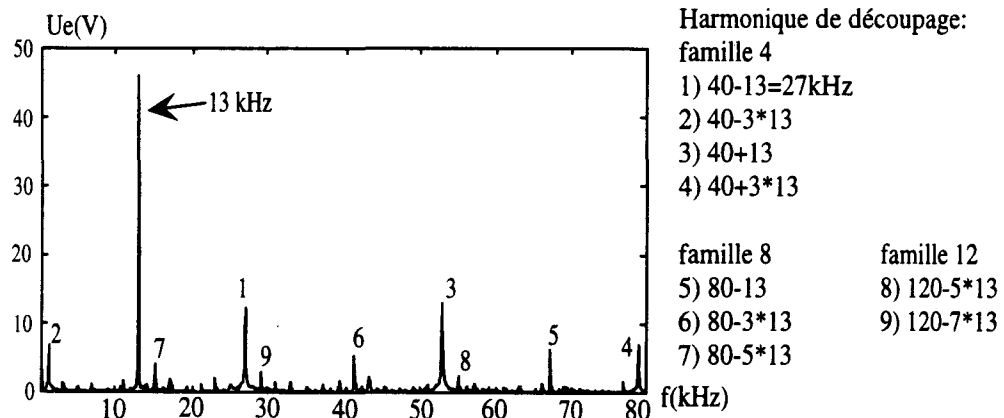


Figure 5.14: Analyse spectrale de la tension Ue

#### Gain du convertisseur

L'amplitude de la raie à 13kHz est de 46Volts.

Comme  $P_m < 1$ , le gain théorique du convertisseur est de  $4 \times 64 = 256$ .

L'amplitude de la consigne est de 0.207.

Le gain du convertisseur est donc en pratique de  $46/0.207 = 222$  au lieu de 256. L'écart de gain apparaît important, mais est encore justifié par les imperfections des composants. En effet, si on regarde de plus près l'allure de la tension Ue (figure 5.13), on remarque qu'elle évolue entre -57, 0, 56V au lieu de -64, 0, +64V

En prenant en compte la valeur de 56 que l'on relève à la place de 64, le gain théorique est égal à 224, et présente alors moins de 1% d'écart avec la valeur pratique.

Cet essai met en évidence un problème de cette structure.

Quel que soit le niveau de tension que l'on utilise, la chute de tension dans les composants reste sensiblement la même, puisque le nombre d'interrupteurs traversés par le courant If ne change pas. Ainsi, lorsqu'on travaille à pleine tension, on obtient en pratique  $U_e = 4 \times 64 - 8 = 248V$ . La chute de tension ne représente que 3% de la tension totale.

Par contre, si on ne fonctionne que sur le premier niveau, la tension Ue est de  $64 - 8 = 56V$ . La chute de tension représente alors plus de 12% de la tension totale ce qui est énorme.

Cette essai confirme le fait que le convertisseur est capable de générer des fréquences supérieures à la fréquence de fonctionnement d'un pont.

De plus, le gain relatif relevé est bien unitaire comme le prévoyait l'étude préalable réalisée en simulation, à condition de prendre en compte la chute de tension dans les composants.

### 2.4.2. $P_m > 1$

Nous avons montré au chapitre 2 que le gain relatif n'est plus unitaire lorsque  $P_m > 1$ . Il est alors apparu que la valeur de ce gain dépend de la valeur de  $P_m$ . Nous allons donc vérifier en pratique si on retrouve la courbe de gain qui a été déterminée en fonction de  $P_m$ .

La fréquence de la consigne reste à 13kHz. On augmente son amplitude de façon à obtenir  $P_m > 1$ . Ainsi, pour une amplitude de consigne  $m_g = 0.513$ , ce qui correspond à  $P_m = 2.1$ , l'amplitude obtenue pour le fondamental est de 90.5V. On retrouve bien le fait que la sortie est atténuée par le système, le gain pratique dans ce cas est de  $90.5 / 0.513 = 176.4$  (figure 5.15).

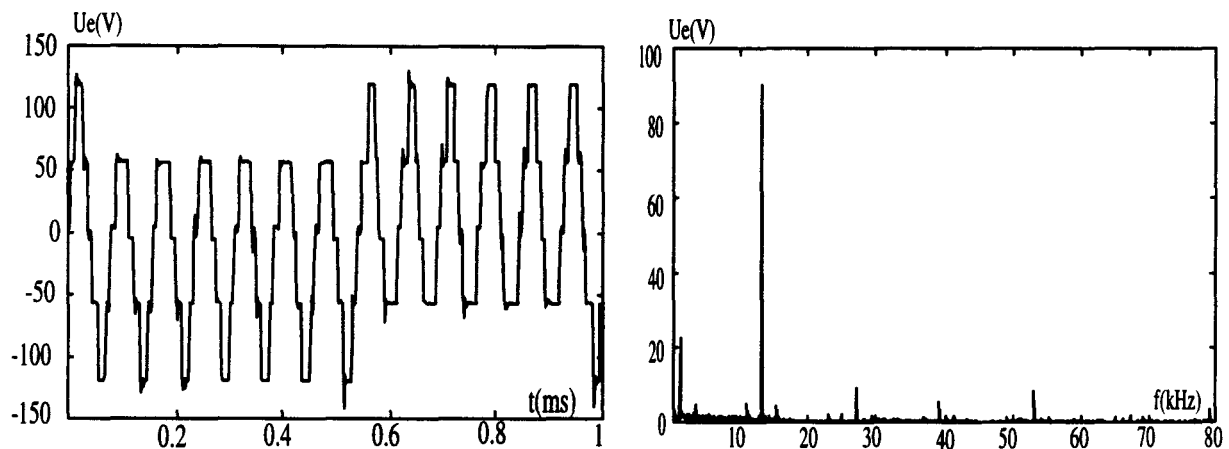


Figure 5.15: Relevé de la tension  $U_e$  et son analyse spectrale

Dans cet essai, les niveaux de tension obtenus sont égaux à -120, -57, 0, 57, 120V

Le convertisseur peut être assimilé à un gain moyen égal à  $4 \cdot \left(\frac{60 + 57}{2}\right) = 236$ .

Aussi, cette valeur donne un gain relatif du convertisseur pour ce type de consigne de  $176.4/236$  soit 0.754.

La valeur exacte déterminée en simulation pour  $P_m = 2.1$  (courbe 2.20) est de 0.75. En comparant cette valeur à celles déterminées en pratique, on ne constate pas d'erreur.

Ainsi en tenant compte des imperfections du convertisseur, nous retrouvons le même comportement en pratique et en simulation.

*De ce fait, les essais présentés valident les simulations effectuées à condition de prendre en compte les chutes de tension apparaissant aux bornes des semi-conducteurs.*

### 2.5. Prise en compte de la chute de tension dans les interrupteurs

Le modèle du convertisseur défini en théorie et par la simulation correspond à un gain égal à la somme des tensions  $U_{cj}$  soit  $U_{ct}$ .

Le modèle relevé en pratique ne correspond pas exactement à la théorie essentiellement à cause des imperfections des interrupteurs.

Les tensions aux bornes des condensateurs sont de 64 V ce qui correspond à un gain théorique de  $4 \times 64 = 256$ .

En fait, les valeurs des paliers observés pour  $U_{cj} = 64V$  sont de 56, 120, 184 et 248 Volts.

Pour  $|m_g|$  compris entre 0 et 0.25, la tension  $|U_e|$  prend pour valeur 56V. Le gain du convertisseur dans ce cas est de  $4 \times 56 = 224$ .

Pour  $|m_g|$  compris entre 0.25 et 0.5, la tension prend des valeurs égales à 56 et 120V. Le gain est compris entre 224 et 240.

De même pour  $|m_g|$  compris entre 0.5 et 0.75, le gain évolue entre 240 et 245 et pour  $|m_g| > 0.75$  le gain évolue entre 245 et 248.

La figure 5.16 montre l'évolution de ce gain dans le cas des essais réalisés ( $U_{cj} = 64V$  et  $I = 1A$ ).

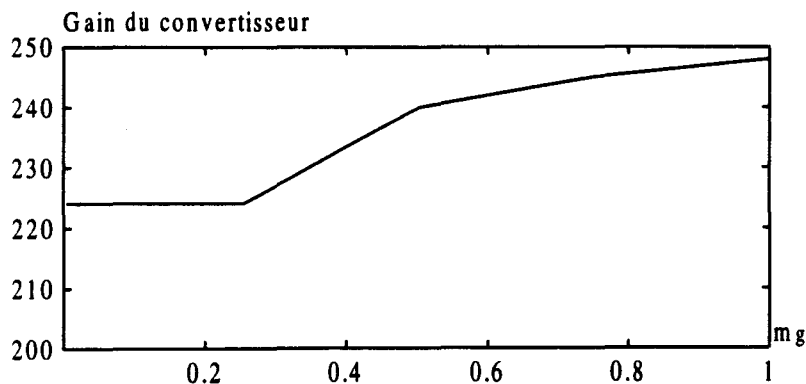


Figure 5.16: Evolution du gain du convertisseur en fonction de  $m_g$ .

Ainsi les chutes de tensions aux bornes des composants vont entraîner une non linéarité du gain. Comme la chute de tension est également fonction du courant qui traverse les interrupteurs, le gain va également fluctuer avec la valeur du courant  $I_f$ .

Le modèle théorique du convertisseur correspond à un gain constant. En pratique, on vient de voir que ce n'est pas entièrement le cas, puisque le gain peut facilement évoluer de 10% (en pratique on relève une évolution entre 224 et 245).

La figure 5.17 indique le modèle approché du convertisseur déterminé à partir des essais pratiques.

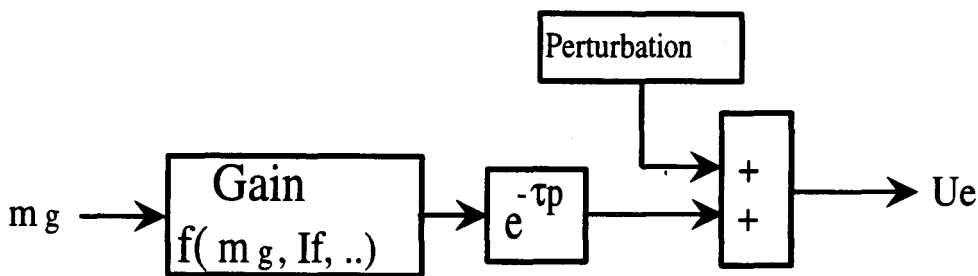


Figure 5.17: Modèle du convertisseur déterminé à partir des relevés pratiques.

La comparaison de ce modèle avec la théorie montre deux différences significatives :

- le gain du convertisseur est variable.
- le convertisseur introduit un retard.

Ces différences sont dues aux imperfections des composants ainsi qu'aux légers retards (temps morts) qu'il faut introduire sur les commandes de fermeture des interrupteurs pour éviter un court-circuit.

Pour tenir compte de ces problèmes dans l'étude en boucle fermée, deux solutions sont alors possibles :

- 1) Utiliser des correcteurs non linéaires qui prennent en compte l'évolution du gain.
- 2) Considérer le gain comme constant et prendre en compte la valeur moyenne de la courbe de gain relevée.

C'est cette dernière solution qui est utilisée par la suite.

### 3. FONCTIONNEMENT EN BOUCLE FERMÉE

On vient de vérifier à l'aide des relevés en boucle ouverte les propriétés du convertisseur et de la commande particulière utilisée pour générer la M.L.I.

Ces relevés ont confirmé en grande partie l'étude menée au chapitre 2 sur le convertisseur. La seule différence visible qui est apparue concerne le modèle équivalent du convertisseur qui est légèrement non linéaire à cause des imperfections des composants.

Nous allons maintenant faire fonctionner le convertisseur dans une structure type filtre actif parallèle.

Ce fonctionnement impose la mise en place de toutes les régulations nécessaires à un fonctionnement optimal du convertisseur (figure 5.18). Dans ce fonctionnement, on va s'attacher à relever la réponse des différentes boucles de régulation afin de vérifier les similitudes entre les modèles définis en théorie et le montage réel.

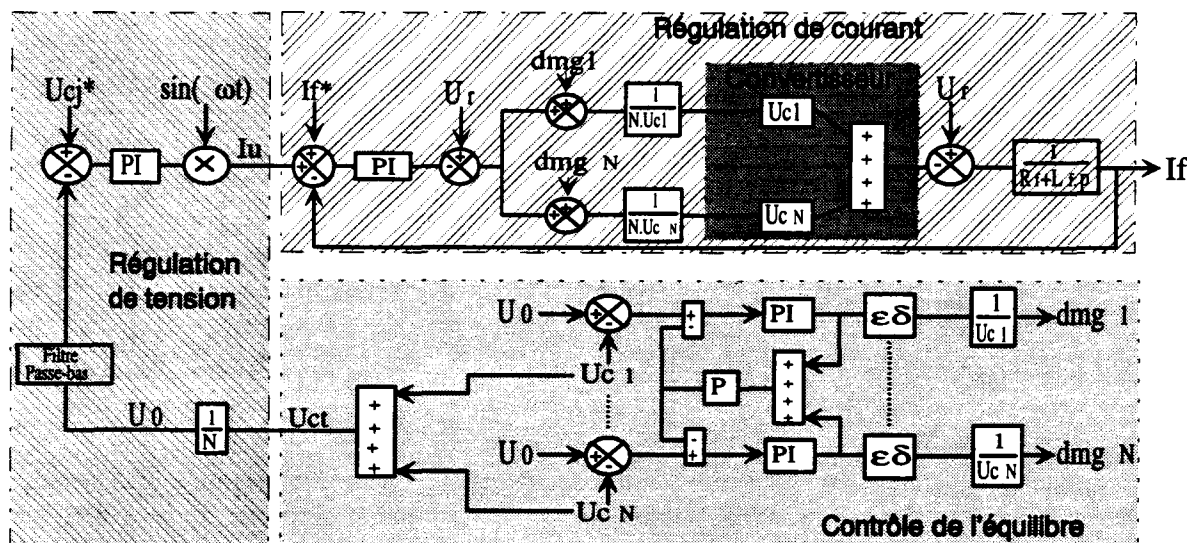


Figure 5.18: Synoptique de la régulation utilisée en pratique

#### 3.1. La boucle de tension globale

Le modèle de cette boucle nécessite la connaissance de la résistance équivalente aux pertes du convertisseur. Cette résistance de pertes va dépendre des tensions  $U_{cj}$ , mais également des conditions de fonctionnement (le courant  $I_f$ , les réglages des temps morts, ...).

Pour déterminer cette résistance, le courant actif  $I_u$  a été mesuré dans les conditions normales de fonctionnement (charge connectée). Cette valeur sera par la suite utilisée dans le modèle défini au



chapitre précédent, afin de comparer la simulation de ce modèle avec les réponses obtenues en pratique.

La bande passante a été choisie faible et égale à 3kHz de façon à ne pas avoir une influence de la boucle de rééquilibrage sur ce relevé.

La valeur du courant actif  $I_u$  prélevé au réseau pour assurer la régulation a été relevée pour différentes valeurs de  $U_{cj}$ , ce qui permet la détermination de la valeur des pertes.

$U_{cj}$	Résistance de pertes équivalente	Pertes par pont
100 V	990 $\Omega$	10.5 W
125 V	1400 $\Omega$	11.1 W
150 V	1940 $\Omega$	11.6 W
200 V	2890 $\Omega$	13.8 W

On peut constater à partir de ce relevé que les pertes ne sont pas proportionnelles au carré de la tension  $U_{cj}$ . En fait, lorsque la tension  $U_{cj}$  augmente, seules les pertes en commutation évoluent de manière significative. Les pertes en conduction et dans la résistance de l'inductance  $L_f$  ne sont presque pas modifiées puisque le courant  $I_f$  qui est asservi ne change pas.

A partir de ce relevé, on règle le correcteur de façon à obtenir une réponse lente et correctement amortie.

On teste alors cette boucle de régulation globale en imposant comme consigne  $U_{cj}^*$ , un signal carré correspondant à une variation entre 100 et 175 Volts.

La figure 5.19 montre l'évolution des tensions  $U_{cj}$ . Cette évolution étant la même pour toutes les tensions  $U_{cj}$ , on n'a représenté sur la figure qu'une seule tension.

La régulation utilisée permet un contrôle correct des tensions  $U_{cj}$ . La réponse que l'on obtient est correctement amortie, mais on constate un dépassement. Le temps de réponse est suffisamment lent pour ne pas perturber la régulation de courant. L'utilisation du modèle linéaire pour la détermination des correcteurs apparaît donc suffisamment précise pour cette application.

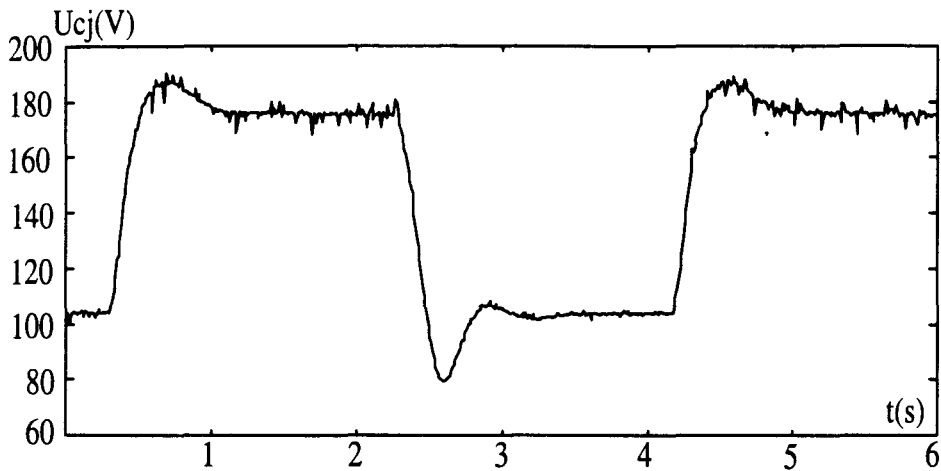


Figure 5.19: Evolution des tensions  $U_{cj}$  lors d'un changement de référence

Afin de vérifier la réponse en pratique de cette boucle, on a tracé sur la figure 5.20 une vue détaillée de la variation de la tension  $U_{cj}$  et on a indiqué en trait gras la réponse du modèle non linéaire. Les deux modèles apparaissent comme équivalents.

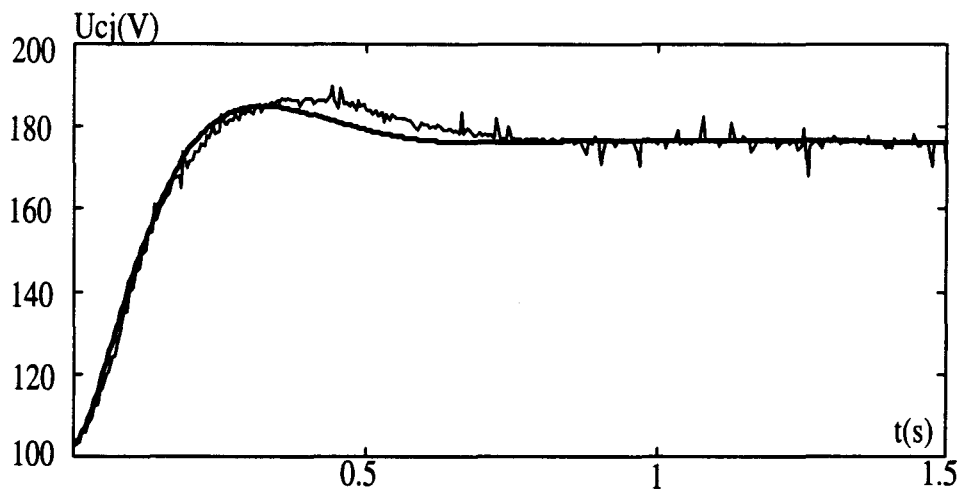


Figure 5.20: Vue détaillée de la réponse de la boucle de tension

### 3.2. L'équilibrage des tensions

Le contrôle de la réponse de cette boucle se fait en arrêtant momentanément son action de façon à laisser le système agir librement. Un déséquilibre se produit alors. En remettant en fonctionnement cette régulation, on peut relever la réponse correspondant au retour à l'équilibre des tensions.

La maquette est munie d'interrupteurs permettant d'annuler les consignes  $dm_{gj}$ . Cependant il est nécessaire de modifier le correcteur pour effectuer un relevé correct.

En effet, le blocage des commandes empêche une action de la boucle mais n'arrête pas son fonctionnement interne. Ainsi, lorsque l'on bloque les commandes, en premier lieu, un déséquilibre de tension se crée. Les sorties de la boucle d'équilibrage évoluent et seaturent à cause de l'intégrateur. Lorsque l'on remet en fonctionnement la boucle, on constate une action très importante de celle-ci consécutive à la saturation de ses sorties. Le fonctionnement que l'on relève alors n'est pas linéaire et il apparaît des dépassements très importants. Pour pallier à ce problème, on annule l'action intégrale et on ne conserve que l'action proportionnelle. Comme il n'y a alors plus d'effet mémoire, on peut relever sans erreur la réponse de la boucle face à un échelon et vérifier ainsi si cette réponse coïncide avec le modèle.

**Remarque :** le fait d'annuler l'action intégrale ne modifie pas de manière significative la forme de la réponse puisque cette action est beaucoup plus lente que le temps de réponse de l'action "proportionnelle". Par contre cela a une incidence sur l'écart statique des tensions.

La figure 5.21 montre la réponse que l'on relève lorsque seule l'action "proportionnelle" est active.

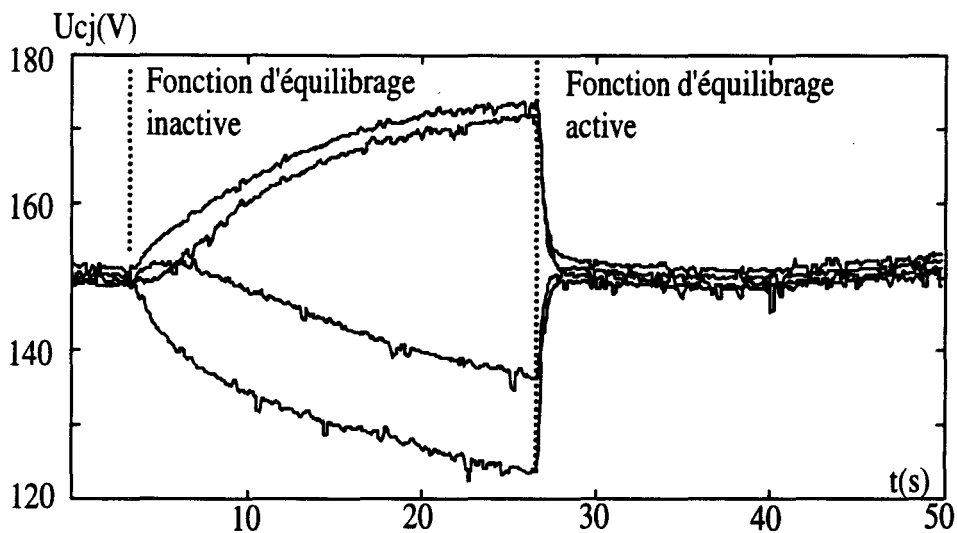


Figure 5.21: Réponse de la boucle d'équilibrage

A  $t = 3$  s, on bloque l'action des fonctions d'équilibrage. Sous l'action des différents facteurs de déséquilibre, on constate que les tensions évoluent différemment.

A  $t = 27$  s, on remet en action les fonctions d'équilibrage. On constate alors un retour à l'équilibre des tensions. La figure 5.22 montre une vue agrandie de ce retour à l'équilibre de l'une des tensions. On a tracé sur cette figure la réponse du modèle développé en théorie.

Dans cet essai, la bande passante de la boucle de courant a été volontairement réduite de manière à limiter la divergence des tensions continues lorsqu'on supprime la régulation d'équilibrage. Elle a donc été fixée à  $F_n=4\text{kHz}$ , au lieu de  $F_n=12\text{kHz}$  obtenue dans le cadre d'un fonctionnement optimal de la boucle de courant.

Ces essais confirment le rôle de la boucle d'équilibrage de cette structure. Sans celle-ci, les tensions ont tendance à se déséquilibrer. Le principe utilisé pour assurer cette régulation s'avère efficace et fonctionne parfaitement. Le modèle théorique de cette régulation apparaît également correct et donne des résultats similaires dans ce cas (figure 5.22).

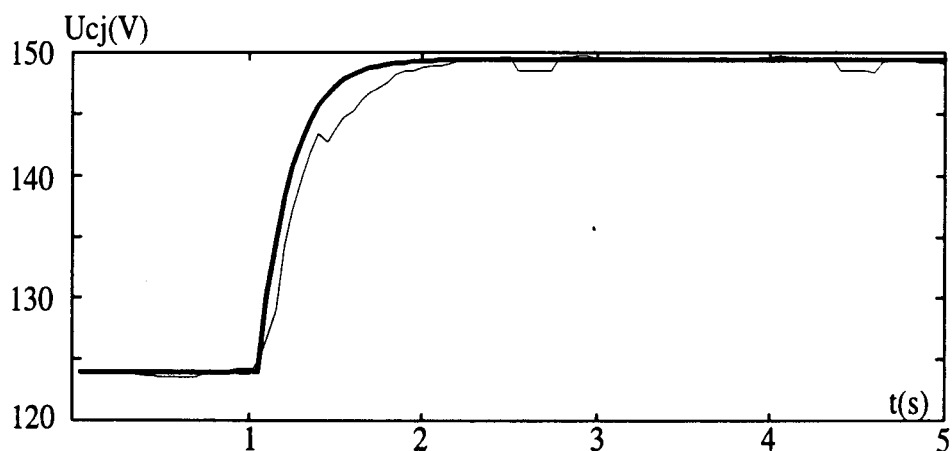


Figure 5.22: Réponses théorique et pratique de la boucle d'équilibrage

Les résultats expérimentaux concernant les boucles de tensions validant notre étude théorique, on va rechercher maintenant les performances que l'on peut atteindre avec cette structure pour la compensation d'harmoniques.

### **3.3. Régulation de courant**

#### **3.3.1. Courant lentement variable**

La charge est un pont de diodes débitant sur une charge R-L. On insère en amont une inductance  $L_1$  de 5mH de façon à limiter les  $dI/dt$ . Pour déterminer la bande passante optimale, on augmente progressivement sa valeur et on relève le taux de distorsion harmonique (THD) du courant réseau dans la bande 0-2kHz. La valeur optimale de la bande passante correspond à la valeur au delà de laquelle le THD ne diminue plus.

Pour cette charge on obtient  $F_n = 12\text{kHz}$ .

La figure 5.23 montre le courant absorbé par la charge et la tension du réseau, et la figure 5.24 montre le courant fourni par le réseau et la tension  $U_e$  générée par le filtre actif.

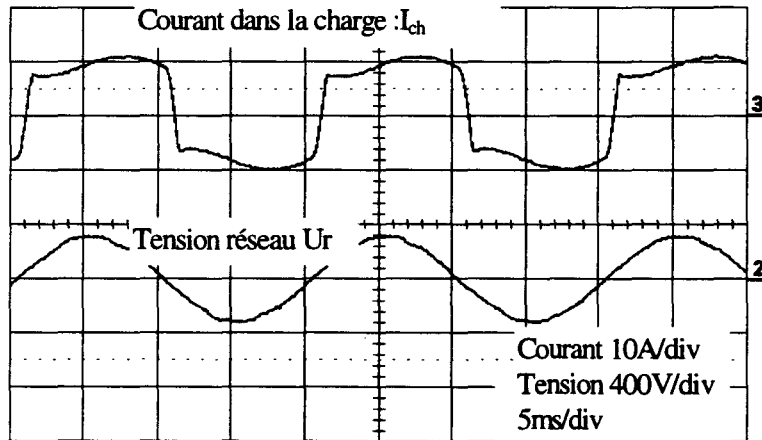


Figure 5.23: Tension réseau  $U_r$  et courant dans la charge

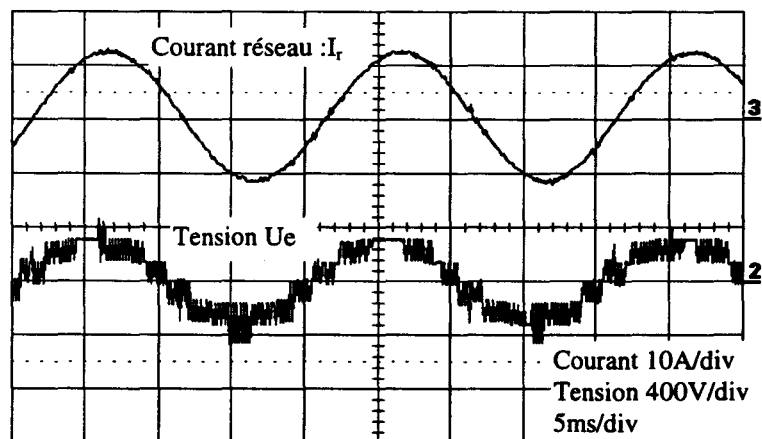


Figure 5.24: Courant réseau et tension  $U_e$

On peut constater sur cette figure l'amélioration obtenue. On voit également que les harmoniques de découpage sont négligeables vis à vis du courant fondamental. Un simple filtre est suffisant pour les éliminer.

La figure 5.25 montre le spectre du courant  $I_r$  dans le cas du convertisseur à 4 ponts. On vérifie que l'on obtient bien une annulation importante des familles d'harmoniques autour de 10kHz, 20kHz, et 30kHz.

La première famille importante se trouve au niveau de 40kHz, comme prévu. Un filtre passif de faible puissance suffit alors pour éliminer correctement ces harmoniques de découpage.

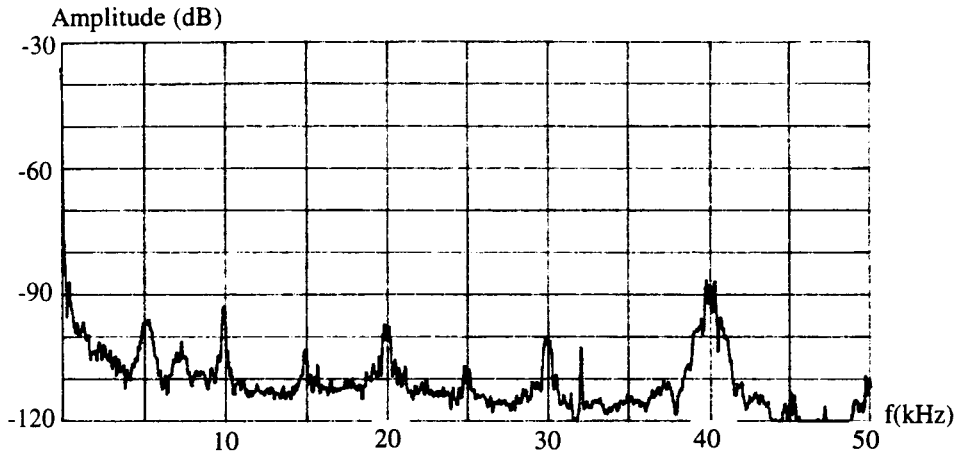


Figure 5.25: Spectre du courant réseau pour N=4.

On a calculé le taux de distorsion harmonique à partir de la formule :

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{100} (I_h)^2}}{I_1}$$

Sans le filtre, le taux de distorsion est de 33.58%

Lorsque le filtre est en fonctionnement, on obtient 0.19%

L'amélioration apportée est très importante.

Les figures 5.26 et 5.27 montrent l'analyse harmonique du courant dans la charge et dans le réseau. La figure 5.28 montre alors l'atténuation obtenue.

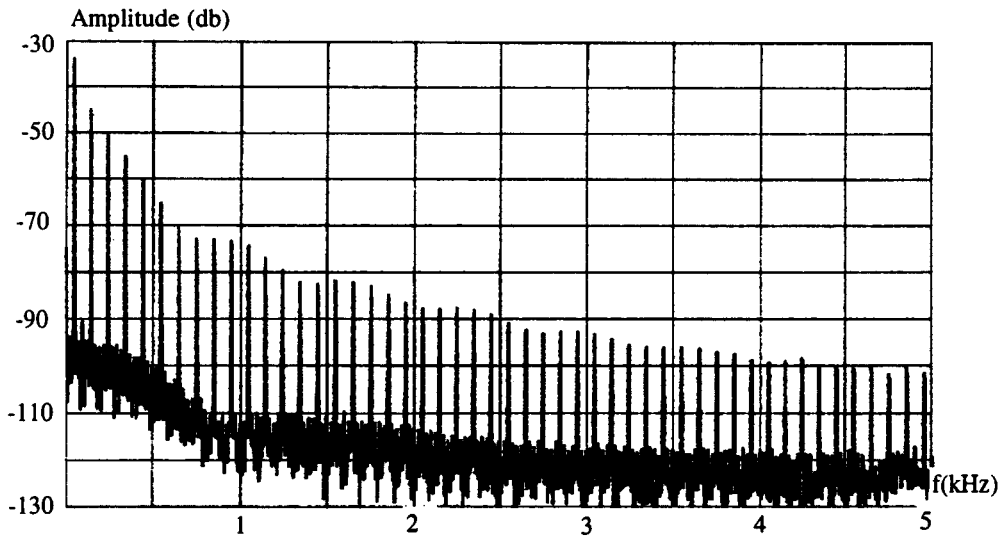


Figure 5.26: Analyse spectrale du courant de la charge

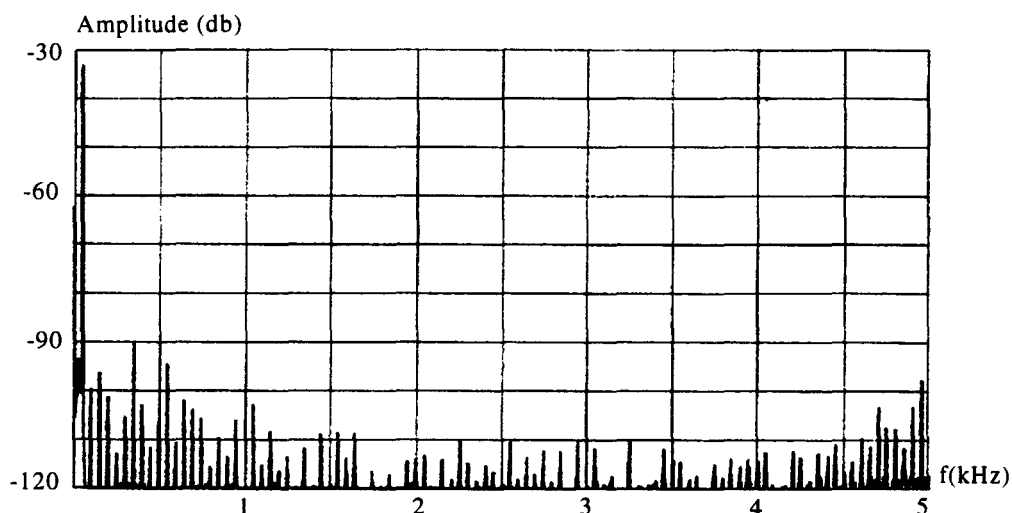


Figure 5.27: Analyse spectrale du courant réseau

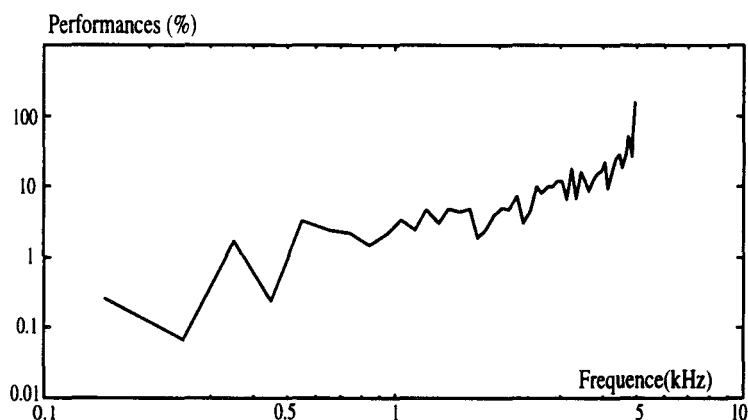


Figure 5.28: Performances relevées en pratique

**Rappel** : les performances indiquent le pourcentage d'harmoniques restant dans le réseau.  
1% signifie qu'il reste 1% de l'harmonique de la charge dans le réseau.

Nous voyons que l'atténuation passe d'un facteur 1000 pour les fréquences faibles à une atténuation de 3 pour les fréquences autour de 5kHz.

On peut voir sur ces relevés que le filtre actif a une action jusqu'à des fréquences de 5 kHz.

Malgré de très bonnes performances, il s'avère que l'on n'arrive pas à obtenir des résultats similaires à la théorie.

Plusieurs hypothèses permettent de justifier ceci :

La précision des appareils :

- l'analyseur de spectre utilisé effectue une conversion sur 16 bits pour calculer les harmoniques. La dynamique maximale que l'on peut alors espérer est de 96 dB. Sachant que le

fondamental est présent dans la mesure, il faut adapter le niveau d'entrée de l'analyseur à l'amplitude de ce fondamental, ce qui diminue la précision de la mesure des harmoniques.

- la sonde de courant s'avère sensible aux perturbations. La figure 5.29 montre un relevé effectué avec la sonde de courant en l'air à 3 mètres du convertisseur. Ce relevé montre déjà un niveau non négligeable d'harmoniques.

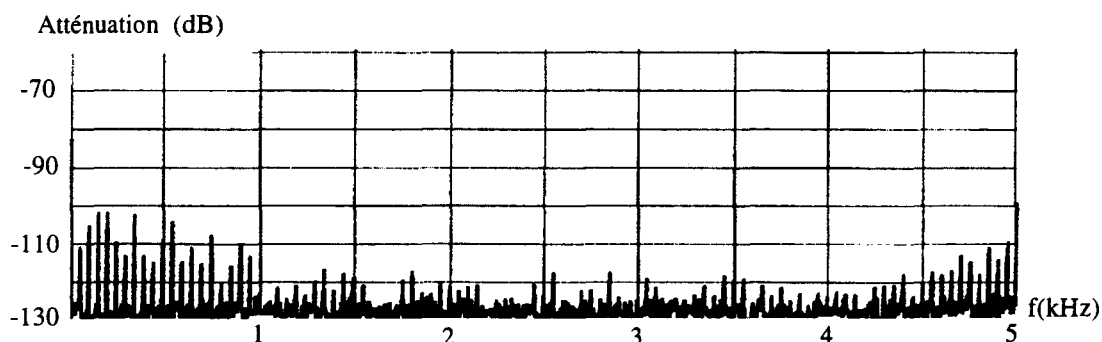


Figure 5.29: Relevé de la sonde de courant "en l'air"

- les imperfections du montage :

Les semi-conducteurs utilisés ne sont pas parfaits, ce qui amène des perturbations supplémentaires pouvant affecter les performances.

Le capteur de courant a également une influence. Sa bande passante est relativement importante (200 kHz), mais elle s'avère insuffisante pour retrouver les performances obtenues en théorie. Une simulation tenant compte de la bande passante du capteur de courant a été faite pour montrer cela. Cette bande passante peut être assimilée à un filtre passe-bas.

La figure 5.30 montre le résultat de cette simulation. En trait fin, on a représenté le résultat lorsqu'il n'y a pas de filtre, en trait fort lorsque le filtre est pris en compte et en pointillés les résultats obtenus en pratique. On remarque la différence de performances induites par la seule présence du filtre passe bas. Cette différence apparaît surtout pour les fréquences faibles.

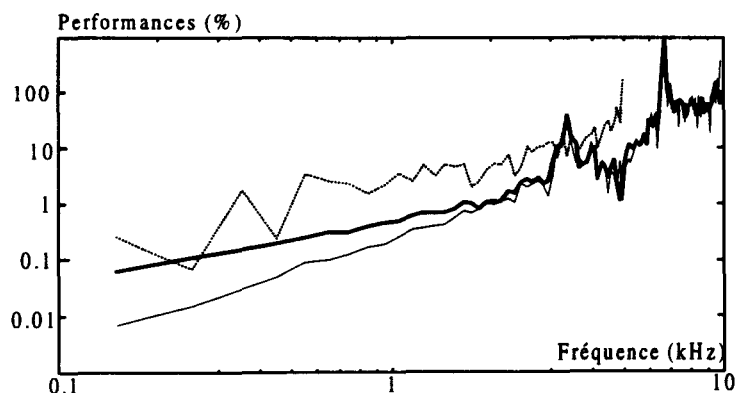


Figure 5.30: Performances théoriques et pratique lorsque l'on tient compte des caractéristiques du capteur de courant



L'atténuation du 150 Hz qui était de 85dB (0.0056%) sans le filtre passe à 63 dB (0.07%) avec le filtre.

Cette simulation montre l'importance de certaines imperfections sur les performances.

### 3.3.2. Courant rapidement variable

On a remplacé le pont de diodes par un pont mixte monophasé en conservant l'inductance de ligne L1. Dans cette configuration, les variations du courant se trouvent alors beaucoup plus importantes puisque le retard à l'amorçage  $\psi$  est différent de zéro et de ce fait, la durée de l'empiètement est plus faible que pour un pont à diodes.

Dans cette configuration, on relève des variations du courant  $I_{ch}$  allant jusqu'à  $0.1A/\mu s$

Aussi, les conditions 3.5 et 3.7 ne sont plus respectées. La bande passante optimale est ici de 6kHz.

La figure 5.31 montre l'allure du courant absorbé par le pont mixte et la tension du réseau La figure 5.32 montre le courant prélevé au réseau et la tension  $U_e$ .

On peut voir sur cette dernière figure que tous les niveaux sont sollicités lors des variations brusques.

Dans le réseau, il reste des pics de courant que le filtre actif ne peut compenser compte tenu de sa dynamique. Ces pics diminuent les performances.

Malgré cela, l'allure globale du courant réseau retrouve une forme sinusoïdale.

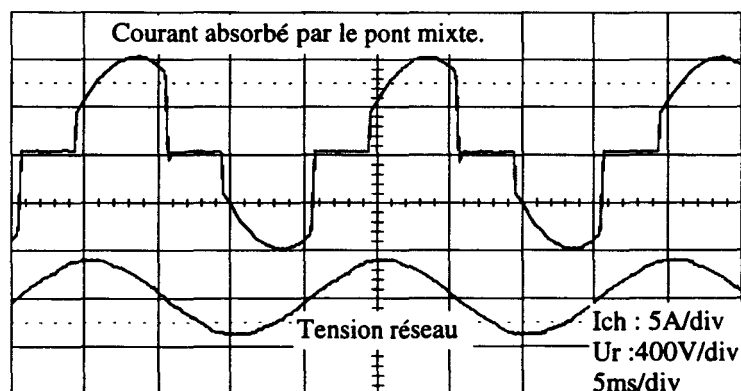


Figure 5.31: Courant  $I_{ch}$  et tension réseau

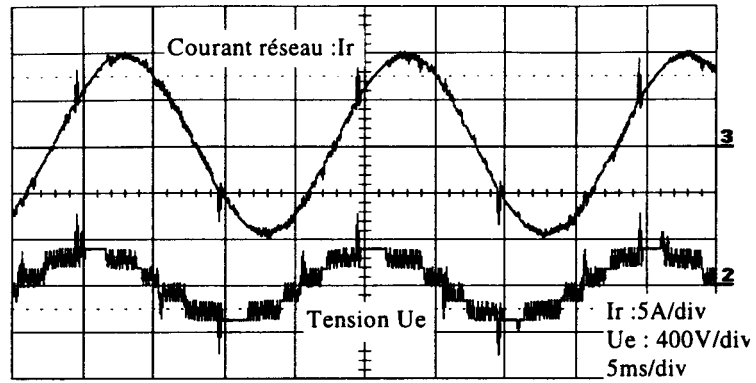


Figure 5.32: Courant réseau et tension  $U_e$

Les figures 5.33 et 5.34 montrent l'analyse spectrale des courants  $I_{ch}$  et  $I_r$ .

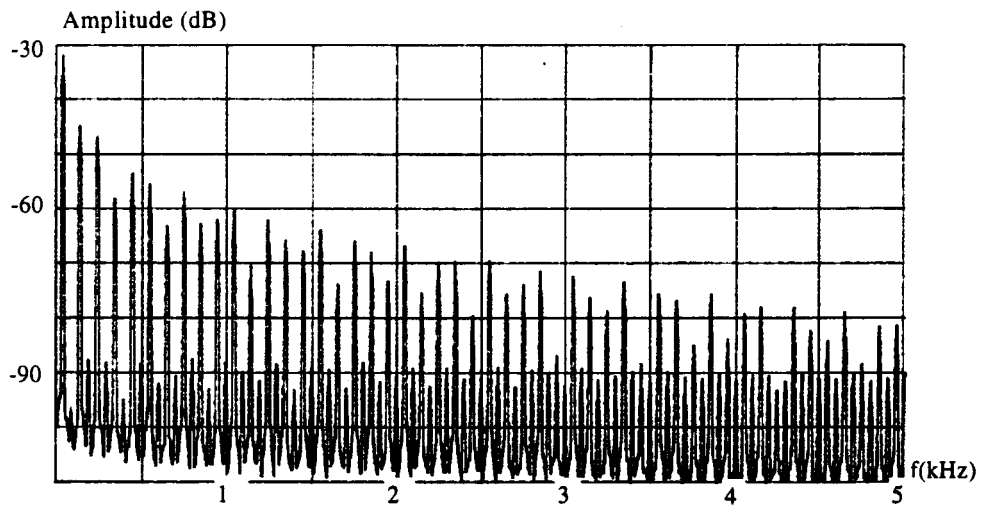


Figure 5.33: Analyse spectrale du courant  $I_{ch}$ .

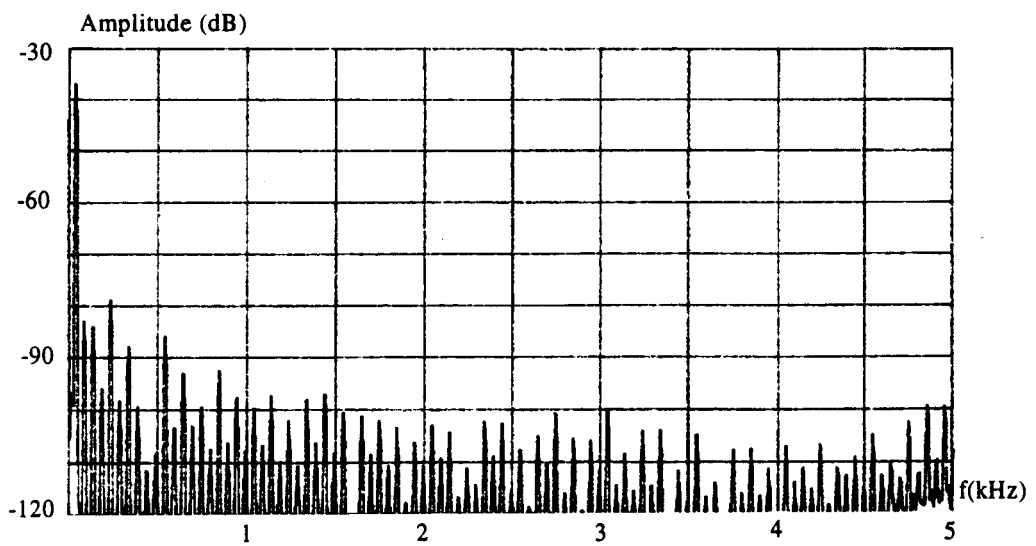


Figure 5.34: Analyse spectrale du courant  $I_r$

Malgré le dépassement de la dynamique du filtre, celui-ci arrive malgré tout à atténuer les harmoniques jusqu'à des fréquences de 5 kHz. La figure 5.35 donne l'atténuation relevée pour ce cas.

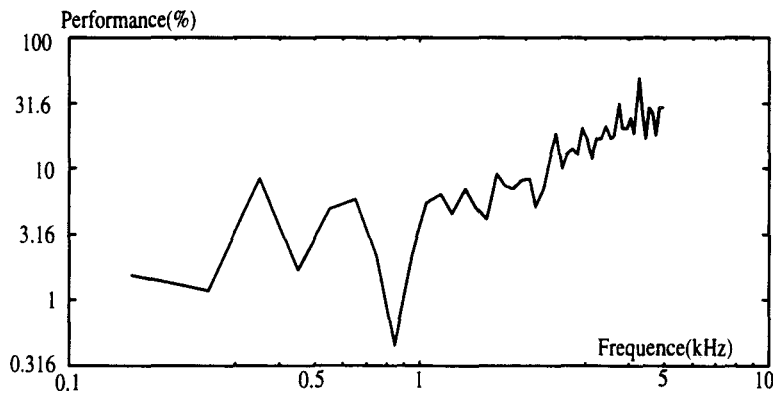


Figure 5.35: Performances relevées en pratique

L'atténuation relevée dans ce cas passe d'un facteur 100 pour les fréquences faibles à un facteur 3 pour les fréquences autour de 5kHz.

Le taux de distorsion harmonique relevé sans filtrage est de 33.02%

Avec le filtrage, il est ramené à 0.89%

Malgré un dépassement des conditions 3.5 et 3.7, les performances restent correctes.

### 3.3.3. Comparaison des performances avec un système à deux ponts

Le même type d'essai qu'au 3.3.1 a été effectué en prenant un convertisseur composé de 2 ponts avec  $U_{cj} = 300$  Volts. La figure 5.36 montre l'allure du courant réseau ainsi que la tension  $U_e$  pour ce relevé. Dans ce cas, la bande passante de la boucle de courant donnant les meilleurs résultats est  $F_n = 8$  kHz. Au delà, les résultats se dégradent du fait de l'interférence des harmoniques de découpage avec la zone de fonctionnement du filtre actif. Pour cette valeur de  $F_n$  (8kHz), on constate une oscillation due à la bande passante élevée

Dans cette configuration, le nombre total de niveaux est ramené de 9 à 5.

La figure 5.37 montre l'atténuation obtenue. En traits pointillés, on a rappelé les résultats obtenus dans le cas de quatre ponts. Les performances sont ici légèrement plus faibles que pour le cas de quatre ponts ce qui est normal. En fait, l'amélioration la plus importante entre le passage de deux à quatre ponts se situe au niveau des harmoniques de découpage générés par le convertisseur.

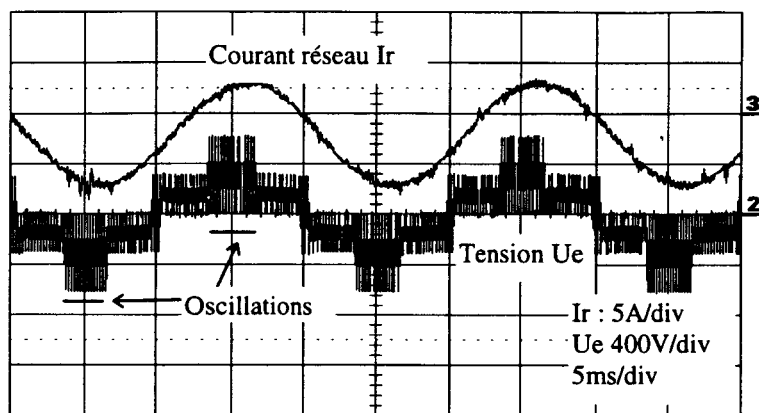


Figure 5.36: Courant réseau et tension Ue pour N=2

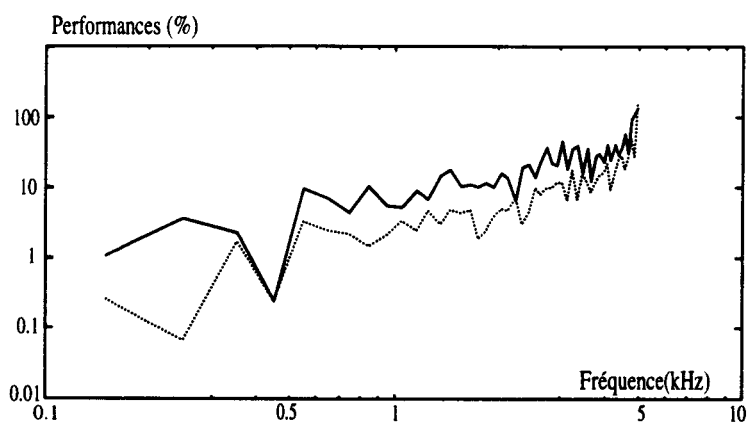


Figure 5.37: Performances relevées en pratique. Cas de deux ponts

La figure 5.38 montre le spectre du courant réseau entre 0 et 50 kHz dans le cas de 2 ponts.

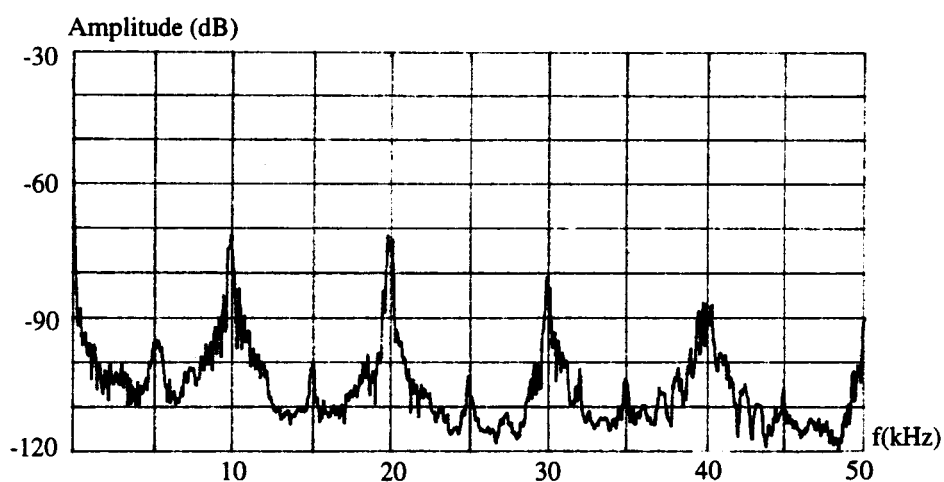


Figure 5.38: Spectre du courant réseau pour N=2.

Par comparaison avec la figure 5.25, la différence au niveau de l'amplitude des harmoniques de découpage apparaît flagrante. Pour le montage à quatre ponts, les harmoniques les plus importants sont

autour de 40kHz. Avec deux ponts, ils sont autour de 10 et 20 kHz, et leurs amplitudes sont plus grandes. Le dimensionnement du filtre passif utilisé pour éliminer ces harmoniques de découpage sera donc nettement plus faible dans le cas de quatre ponts.

En ayant choisi  $F_n$  voisin de 8kHz pour obtenir les meilleurs résultats, on remarque la présence sur  $U_e$  d'oscillations qui sont liées à la valeur élevée de la bande passante entraînant un fonctionnement différent des ponts. Ainsi en analysant le spectre de  $U_e$ , on remarque la présence importante des fréquences à 10 et 30kHz qui auraient dû être éliminées, mais sont présentes compte tenu des imperfections du système.

### **3.4. Essais en dynamique.**

On a effectué quelques relevés pour vérifier le fonctionnement du filtre en dynamique dans deux cas de figure :

- 1) une variation de la puissance absorbée par la charge.
- 2) à la mise en fonctionnement du filtre.

#### **3.4.1. Variation de la puissance de la charge**

Le courant absorbé par la charge passe de 3 à 10 A.

Cette variation de puissance entraîne comme on l'a vu au chapitre 4 §1.7. une modification de la charge des condensateurs.

La figure 5.39 montre l'évolution de la tension aux bornes d'un condensateur et les figures 5.40 et 5.41 indiquent l'évolution du courant réseau lors de cette variation. Au niveau de la tension  $U_{c_j}$ , on vérifie la modification induite par la charge et l'action de la régulation de tension. On retrouve, ici, le temps de réaction de cette boucle, soit environ 600 ms.

On peut également constater que le courant du réseau reste sinusoïdal lors de ces variations. Le filtre actif continue de filtrer les harmoniques durant les phases transitoires puisque la détermination de ces harmoniques se fait en temps réel.

Durant cette phase transitoire, un dépassement correspondant à la puissance nécessaire pour rétablir la charge correcte des tensions  $U_{c_j}$  apparaît.

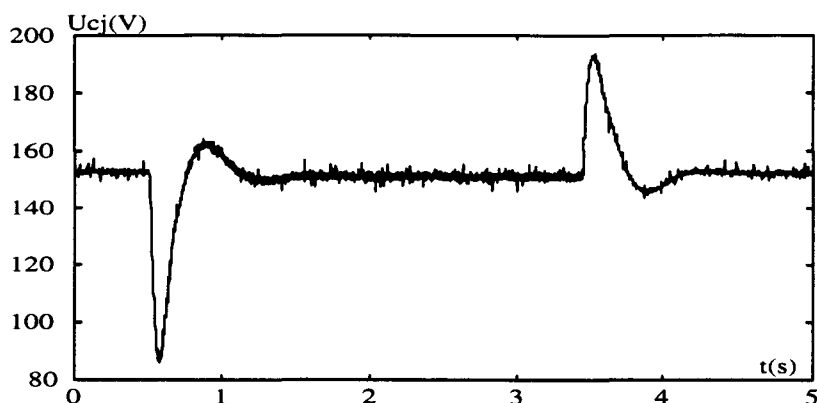


Figure 5.39: Tension  $U_{cj}$  lors d'une variation de la charge

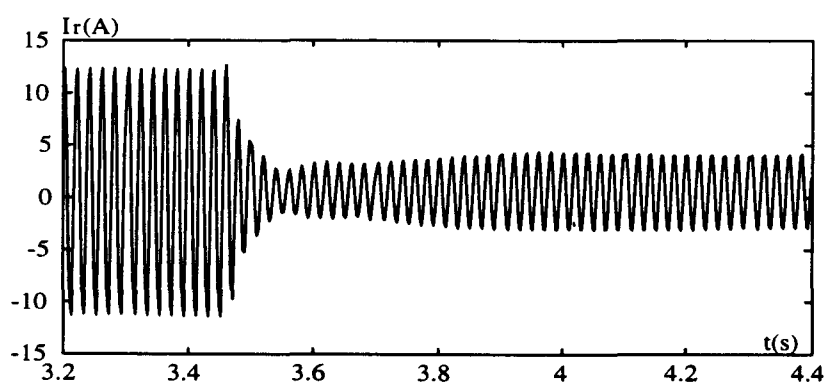


Figure 5.40: Courant réseau lors d'une variation de la charge

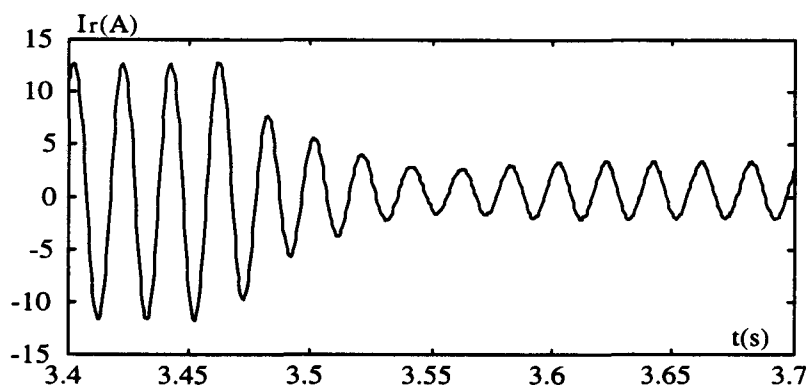


Figure 5.41: Vue agrandie du courant réseau lors de la variation.

### 3.4.2. Allure du courant à la mise en fonctionnement du filtre actif.

On effectue un arrêt du filtre actif puis une remise en fonctionnement.

La figure 5.42 montre le courant  $I_r$  lors de ces régimes transitoires.

A l'arrêt du convertisseur, le courant  $I_r$  prend l'allure du courant de la charge puisque  $I_f$  devient nul. Les condensateurs  $U_{cj}$  se déchargent lentement.

A la mise en fonctionnement du filtre, le courant devient très rapidement sinusoïdal. La régulation de tension agit pour rétablir la valeur correcte des tensions. On s'aperçoit sur la figure 5.43 que le dépassement et le temps de réponse de cette boucle de tension sont très importants. En fait, on constate ici le problème soulevé au §3.2 concernant la régulation de déséquilibre. L'arrêt du convertisseur se fait en bloquant les commandes des interrupteurs de puissance. De ce fait, la régulation continue à fonctionner et la sortie se sature. Le relevé qui est effectué ici correspond donc à un fonctionnement non linéaire de la boucle.

La boucle de régulation des tensions étant très lente, il n'y a que très peu d'interactions avec la boucle de courant et de ce fait, le courant  $I_r$  prend une allure sinusoïdale dès la mise en fonctionnement du filtre (figure 5.44).

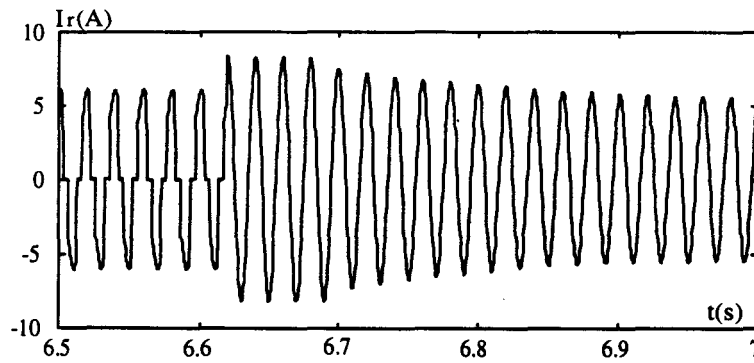


Figure 5.42: Evolution du courant  $I_r$  à la mise en fonctionnement du Filtre Actif.

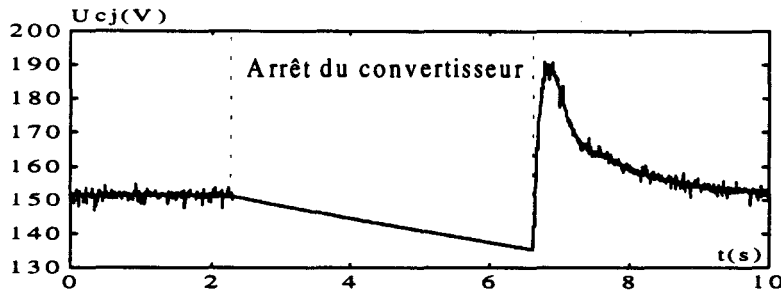


Figure 5.43: Evolution des tensions  $U_{cj}$  à la mise en fonctionnement du Filtre Actif.

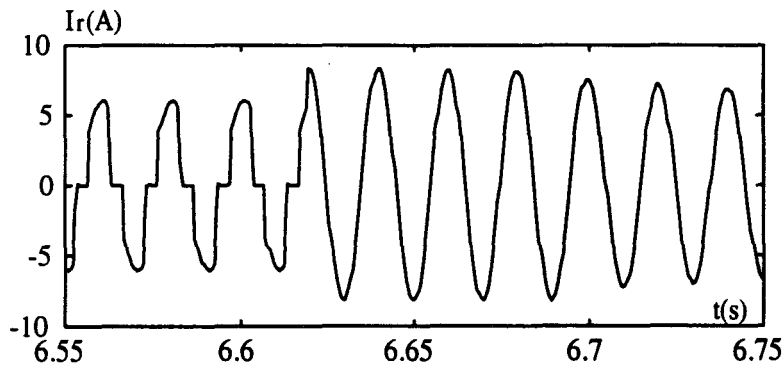


Figure 5.44: Vue agrandie de la figure 5.42

## **Conclusion**

L'objet de ce chapitre était la vérification expérimentale du fonctionnement d'un convertisseur multiniveaux constitué par la mise en série de ponts monophasés dans une application de filtrage actif.

La première partie a été consacrée à une description de la réalisation expérimentale et des choix faits pour la mise en oeuvre. La deuxième partie nous a permis de vérifier le principe utilisé pour obtenir un fonctionnement multiniveaux. On a pu constater la réduction importante des harmoniques de découpage, le temps de retard très faible engendré par le convertisseur et la possibilité de générer des fréquences élevées. On a également vérifié le modèle du convertisseur, ce qui a mis en évidence une non linéarité induite par les imperfections des composants.

Une troisième partie a été consacrée au fonctionnement en filtre actif. On a vérifié en premier lieu le fonctionnement des correcteurs utilisés pour asservir le convertisseur. Les réponses obtenues pour les régulations des tensions ont parfaitement confirmé les modèles définis en théorie. On a également confirmé le rôle de la boucle d'équilibrage, et vérifié le concept défini pour assurer cette régulation.

Enfin on a mis en évidence les très bons résultats obtenus pour le filtrage harmonique de la charge polluante malgré les imperfections des composants utilisés pour la réalisation de cette maquette qui entraînent des écarts de performances par rapport aux simulations.



# **CONCLUSION GENERALE**

## CONCLUSION GENERALE

L'objet de ce mémoire est une contribution à l'étude des filtres actifs adaptés à des tensions d'alimentation élevées. Dans ce but, nous avons choisi une structure répondant au mieux aux contraintes définies. Une configuration de filtre actif shunt a été retenue sous la forme d'un convertisseur multiniveaux réalisé par la mise en série d'onduleurs monophasés de tension. L'étude de la commande de ce filtre a été menée en utilisant le formalisme développé au L2EP.

Dans un premier temps, nous avons défini le contrôle rapproché du convertisseur, et à ce titre nous avons montré l'intérêt du fonctionnement en mode multiniveaux pour cette application. En effet, cela conduit à une réduction importante du contenu harmonique de la tension générée par le convertisseur, ce qui contribue à la limitation des perturbations. L'utilisation d'une commande particulière évitant l'emploi de circuit du type échantillonneur-bloqueur a également permis d'obtenir un déphasage presque nul de la tension générée par le convertisseur par rapport à sa référence et un gain constant tant qu'une condition, mise en évidence, n'est pas dépassée au niveau de la commande. Cette condition est déterminée à partir de l'analyse fréquentielle et temporelle de ce convertisseur. Cela débouche alors sur un modèle du convertisseur multiniveaux qui peut être représenté par un gain, fixé par la tension continue des condensateurs, et par des perturbations représentant les harmoniques de découpage.

Ce convertisseur, pour fonctionner en filtre actif, doit être associé à une régulation. La détermination des contrôles du courant produit par le filtre actif et des tensions continues de tous les condensateurs a ensuite été entreprise. En considérant ces tensions comme constantes, la régulation du courant a été étudiée afin d'obtenir les meilleurs résultats possibles. A cette fin, deux conditions ont été définies pour garantir que le contrôle du courant soit toujours possible. Un dimensionnement de la self  $L_f$  du filtre actif et de la valeur des tensions continues a ensuite été réalisé à partir de ces deux conditions. Les performances ont été définies dans deux cas de figure: le premier lorsque ces deux conditions sont réunies, et le second lorsque la deuxième condition n'est pas vérifiée, montrant alors les effets néfastes que cela induit sur les résultats.

Pour obtenir les performances définies, les tensions des condensateurs doivent rester équilibrées et à la bonne valeur. La régulation de ces tensions a donc été étudiée afin d'obtenir le maintien de la charge des condensateurs sans altérer pour autant la régulation du courant. On a ainsi montré que la régulation de ces tensions doit se scinder en deux contrôles :

- 1) le maintien de la charge globale de tous les condensateurs, réalisé d'une manière classique par l'absorption d'un courant actif sinusoïdal sur le réseau.
- 2) une régulation de l'équilibre entre les tensions des condensateurs. Cette régulation, propre au montage étudié, évite que le fonctionnement de la boucle de courant et de la régulation des tensions n'amène une différence de charge entre les condensateurs utilisés pour le stockage de l'énergie.

Des simulations ont montré l'intérêt de cette dernière régulation qui n'a aucune incidence sur le contrôle du courant. Cela était un des critères de conception de cette boucle.

Suite à ces simulations, et pour valider les régulations proposées, un prototype du convertisseur a été réalisé. La configuration retenue comporte quatre ponts en série connectés directement sur le réseau alternatif 220V. Toutes les commandes et régulations mises en place durant l'étude théorique ont été utilisées sur cette maquette. Seules des modifications mineures sont intervenues pour adapter et faciliter cette implantation face aux imperfections des composants utilisés.

Les relevés expérimentaux se sont faits en trois étapes:

- La mesure des imperfections des composants de puissance a permis de connaître les temps de commutation des transistors et les chutes de tension qui y apparaissent. Ces paramètres qui ne sont pas intervenus dans les simulations correspondent alors à des perturbations.
- A partir d'un fonctionnement en onduleur multiniveaux, nous avons pu ensuite valider le modèle du convertisseur, le gain et le déphasage obtenus ne montrant que de faibles différences par rapport à ceux déterminés au chapitre deux. Ces différences sont liées principalement aux imperfections des composants de puissance et, de manière secondaire, aux imperfections des commandes.
- En dernier lieu, la maquette a été utilisée pour filtrer les harmoniques de courant générés par un pont mixte monophasé. Les deux cas étudiés en simulation ont été vérifiés au niveau de cette maquette. Pour  $P_m > 1$ , on trouve sensiblement les mêmes résultats entre la simulation et la pratique. Par contre pour  $P_m < 1$ , des différences apparaissent nettement et sont en partie liées aux imperfections des composants ainsi qu'à la précision des appareils qui ne permettent pas de mesurer les performances obtenues en simulation.

A ce niveau, il serait souhaitable de réaliser une simulation à l'aide d'un logiciel qui prenne en compte toutes les imperfections des composants, ce qui permettrait alors d'évaluer plus précisément leur influence sur les différences obtenues entre la simulation et la pratique.

Cependant, ces résultats apparaissent excellents, malgré ces différences, puisque le taux de distorsion harmonique du courant est divisé par plus de 150 dans le premier cas et par 35 dans le second.

Enfin, nous avons mis en évidence la différence obtenue entre un convertisseur composé de deux ponts et un à quatre ponts. La comparaison entre ces deux cas montre l'amélioration des performances et surtout la diminution des harmoniques générés par le convertisseur.

**REFERENCES**  
**BIBLIOGRAPHIQUES**

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

### [AKAGI 91]

H. AKAGI H. FUJITA ; "A combined system of shunt passive and series active filters -an alternative to shunt active filters" EPE 91 FIRENZE p3.12-17.

### [AKAGI 95]

H. AKAGI ; "New trends in active filters" EPE 95 SEVILLA p0.17-0.25.

### [BALBO]

N. BALBO D. SELLA R. PENZO G. BISIACH D. CAPPELLIERI L. MALESANI A. ZUCCATO ; "Hybrid active filter for parallel harmonic compensation" EPE 93 BRIGHTON p133-138.

### [BARTHOLOMEUS]

P. BARTHOLOMEUS P. LE MOIGNE ; "A new monophasé multilevel rectifier: structure and control"

### [BAYOD RUJULA]

A. BAYOD RUJULA M. SANZ BADIA ; "A new approach to harmonic compensation with hybrid active filters" EPE 95 SEVILLA p1.925-1.928

### [BHATTACHARYA]

S. BHATTACHARYA D.M. DIVAN B. BANERJEE ; "Synchronous frame harmonic isolator using active series filter" EPE 91 FIRENZE Vol 3 p30-35.

### [BORNE]

BORNE, GENTINA, LAURENT ; " Sur la stabilité des systèmes échantillonnés non linéaires" Rev.Fr.Aut.Inf.Rech.Oper.2 (1972) p96-105

### [BOWES]

S.R. BOWES B.M. BIRD ; "Novel approach to the analysis and synthesis of modulation processes in power converters" IEE Proc B Vol 122 N°5 1975

### [CARRARA]

G. CARRARA S. GARDELLA M. MARCHESONI R. SALUTARI G. SCIUTTO ; "A new multilevel PWM method: A theoretical analysis" IEEE Transactions on power electronics Vol 7 N°3 July 92 p497-505.

### [CARRERE]

P. CARRERE T. MEYNARD J.P. LAVIEVILLE ; "4000V-300A Eight level I.G.B.T. inverter leg" EPE 95 SEVILLA p1.106-1.111.

### [DELARUE]

P. DELARUE R. BAUSIERE ; "New control method for active power filter needing line current measurement only" EPE 95 SEVILLA p1.914-1.919.

### [DESTOBBELEER]

E. DESTOBBELEER M. OSTOJSKI V. SABATE ; "La MLI dans le redresseur d'entrée des locomotives alimentées en monophasé" Revue Générale d'Electricité N°5 Mai 92 p80-87.

### [FOCH 89]

H.FOCH R. ARCHES F.BORDRY Y. CHERON B.ESCAUT P.MARTY M.METZ ; "Eléments constitutifs et synthèse des convertisseurs statiques" Techniques de l'ingénieur, traité de Génie Electrique, 1989 D3152, p1-17

[FOCH 92]

H. FOCH T. MEYNARD R. ARCHES M. METZ ; "Etude comparative de techniques de mises en série dans les convertisseurs alimentés en haute tension" EPF 92 MARSEILLE.

[FRANCOIS]

B. FRANCOIS J.P. CAMBRONNE J.P. HAUTIER ; "Caractérisation des convertisseurs matriciels: I. Structure de l'automate de commande rapprochée" J.Phys III May 96 p625-639.

[FRASER]

M.E. FRASER C.D. MANNING ; "Performance of average current mode controlled PWM UPS inverter with high crest factor load" Power electronics and variable speed drives ,26-28 October 94 Conference Publication N°399 p661-667.

[FUKUDA]

S.FUKUDA T. ENDOH ; " Control method and characteristics of active power filters" EPE 93 BRIGHTON p139-144.

[HAMMAN]

J. HAMMAN F.S. VAN DER MERWE ; "Voltage harmonics generated by voltage fed inverters using PWM natural sampling" IEEE Transactions on power electronics Vol3 N°3 July 88 p297-301.

[HAUTIER]

J.P. HAUTIER ; "Contribution à la conception des commandes dans les convertisseurs statiques" Rapport de synthèse d'Habilitation Lille 89.

[HAYASHI]

Y. HAYASHI N. SATO K. TAKAHASHI ; "A novel control of a current-source active filter for ac power system harmonic compensation" IEEE Transactions on industry applications, Vol 27 N°2 March/April 91 p380-385.

[LABRIQUE]

F. LABRIQUE G. SEGUIER R. BAUSIERE ; "Les convertisseurs de l'électronique de puissance. La conversion continu-alternatif", tome 4, deuxième édition, LAVOISIER TEC & DOC, 1995

[LE]

THANH-NAM LE ; "Performance of voltage-source active filters" EPE 91 FIRENZE Vol 3 p1-5.

[LIANG]

R. LIANG S.B. DEWAN ; "Modeling and control of magnet power supply system with switch mode ripple regulator" IEEE Transactions on industry applications Vol 31 n°2 March/april 95 p264-272.

[LOUDOT]

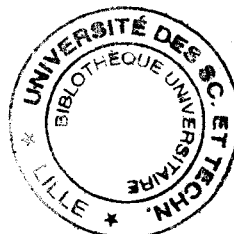
S. LOUDOT H. POULIQUEN T. MEYNARD Y. CHERON ; "Active current filter for MV/HV networks" EPE 95 SEVILLA p1.129-1.133.

[LUO]

S. LUO Z. HOU ; "An adaptive detecting method for harmonic and reactive currents" IEEE Transactions on industrial electronics Vol 42 N°1 February 1995

[MALESANI]

L. MALESANI L. ROSSETO P. TENTI ; " Active power filter with hybrid energy storage " IEEE Transactions on power electronics Vol 6 N°3 July 91 p392-397.



[MARCHESONI]

M. MARCHESONI ; "High performance current control techniques for applications to multilevel high power voltage source inverters" IEEE Transactions on power electronics Vol 7 N°1 January 92 p189-204.

[MEYNARD 92]

T.A. MEYNARD H. FOCH ; "Multi-level choppers for high voltage applications" EPE Journal Vol 2 N°1 March 92 p45-50.

[MEYNARD 95]

T. MEYNARD Y. CHERON S. LOUDOT H. POULIQUEN ; "Filtre actif de courant pour réseau MT/HT" Conférence P.R.C.R 95 NANTES Janvier 95 p73-83.

[MIDAVAINÉ]

H. MIDAVAINÉ P. LE MOIGNE P. BARTHOLOMEUS ; "Multilevel three phase rectifier with sinusoidal input current" PESC 96. Vol 2 p1595-1600

[MORIN]

F. MORIN J.P. CARON J.P. HAUTIER ; "Concepts for an unconventional uninterruptible power supply using reversible converters" EPE 95 SEVILLA p2.368-2.373

[NABAE]

A. NABAE I. TAKAHASHI H. AKAGY ; "A neutral point clamped PWM inverter" IEEE Transactions on industrial applications Vol IA1 N°5 81 p518-523.

[SALEM-NIA]

A. SALEM NIA ; "Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre actif parallèle à commandes analogique et numérique temps réel" Thèse de L'INPL, 1996

[SCHÜTZE]

T. SCHÜTZE V. STRÖNISCH ; "Low floor trams with IGBT 3 level inverter" EPE 93 BRIGHTON p92-96.

[TAKEDA]

M. TAKEDA K. IKEDA Y. TOMINAGA ; "Harmonic current compensation with active filter" IEEE IAS Annual meeting 87 p808-815.

[VERDELHO]

P. VERDELHO G.D. MARQUES ; "An active power filter and unbalanced current compensator control circuit" EPE95 SEVILLA p1.929-1.934.

[WANG 92]

M.X. WANG ; "Filtrage actif de puissance: étude et réalisation d'un filtre actif à commande numérique temps réel", Thèse de docteur de l'INP de Toulouse, 1992

[WANG 93]

M.X. WANG H. POULIQUEN ; "Performance of an active filter using PWM current source inverter" EPE93 BRIGHTON p218-223.

[XU]

J.H. XU ; "Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité " Thèse de l'INPL, 1994

[ZHANG]

Z. ZHANG J. KUANG X. WANG B.T. OOI ; "Forced commutated HVDC and SVC based on phase-shifted multi-converter modules" IEEE Transaction on power delivery Vol 8 N°2 April 93 p712-718.



# **NOTATIONS**

## NOTATIONS

\* Exposant qui signifie une valeur de référence

$C_j$  : condensateur du pont j

$F_c$  : fréquence de la porteuse triangulaire = fréquence de commutation des interrupteurs

$F_e$  : fréquence "effective" = fréquence de découpage de la tension  $U_e = 2.N.F_c$

$f_{ji}$  : fonction de connexion de l'interrupteur i du pont j

$f_{jig}$  : fonction génératrice de connexion

$I_{ch}$  : courant absorbé par la charge polluante

$I_f$  : courant délivré par le convertisseur

$I_u$  : courant fondamentale absorbé pour le contrôle de la tension globale  $U_{ct}$

$m_g$  : fonction de conversion de l'ensemble des ponts

$m_j$  : fonction de conversion du pont j

$m_{jg}$  : fonction génératrice de conversion du pont j

$N$  : nombre de ponts mis en série

$U_c$  : tension du condensateur d'un pont lorsque celle-ci est considérée constante

$U_{c_j}$  : tension du condensateur du pont j

$U_{ct}$  : tension totale disponible =  $\sum_{j=1}^N U_{c_j}$

$U_e$  : tension de sortie du convertisseur =  $\sum_{j=1}^N U_{e_j}$

$U_{e_j}$  : tension de sortie du pont j

$U_f$  : tension aux bornes de l'inductance  $L_f$

$U_r$  : tension du réseau alternatif

### Acronyme

A.C.M.M.	Automate de Contrôle des Modes de Marches
A.C.R	Automate de Commande Rapprochée
B.C.C	Bloc de Contrôle des Commutations
M.C.P.	Micro Calculateur de Processus

