

64437

 $N^{\circ}$  ordre : 1030



## THESE

## L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE DE LILLE

pour obtenir le grade de Docteur

### spécialité : ELECTROTECHNIQUE

par

Xavier GUILLAUD

Ingénieur I D N





# SUR LA MODELISATION ET LA COMMANDE DES REDRESSEURS DE COURANT A INTERRUPTEURS BI-COMMANDABLES

Soutenue le 15 décembre 1992 devant le jury composé de:

MM.

G. SEGUIERPrésidentJ. FAUCHERRapporteurJ.P. LOUISRapporteurJ.P. HAUTIERDirecteur de travailB. DAVATExaminateurC. ROMBAUTExaminateurH. SCHOORENSExaminateur



## **AVANT - PROPOS**

Ce travail a été réalisé au sein du Département Energétique Industrielle de l'Ecole des Mines de DOUAI. Je tiens à remercier Mr DEFRANCE, Directeur, et Mr LANSIAUX, Directeur adjoint, ainsi que MM DENEUX et BOULNOIS, Directeurs des Recherches qui m'ont accueilli et fourni les moyens de mener à bien cette étude.

Monsieur le Professeur SCHOORENS, Responsable du Département Energétique Industrielle, m'a encouragé tout au long de ce travail. Qu'il trouve ici l'expression de ma gratitude.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur le Professeur HAUTIER pour la direction scientifique de cette thèse. Il a toujours su enrichir les résultats de mes recherches par des conseils avisés et des remarques judicieuses. Son dynamisme et son esprit de synthèse furent indispensables à l'aboutissement de ce travail.

Je remercie très vivement Monsieur le Professeur SEGUIER de l'honneur qu'il me fait en participant à ce jury.

Monsieur le Professeur FAUCHER du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de Toulouse et Monsieur le Professeur LOUIS du Laboratoire d'Electricité, Signaux et Robotique de Cachan ont accepté de juger cette étude. Qu'ils trouvent ici l'assurance de mes plus sincères remerciements.

Je remercie chaleureusement Monsieur le Professeur DAVAT du Groupe de Recherche en Electronique et Electrotechnique de Nancy qui a bien voulu examiner mon travail et participer à ce jury. Toute ma reconnaissance à Monsieur le Professeur ROMBAUT, Directeur du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille pour l'honneur qu'il me fait en participant à ce jury. Je lui dois ma formation en Electronique de Puissance grâce à l'enthousiasme qu'il a su me communiquer en tant qu'élève-ingénieur lors de mes études à l'Institut Industriel de Nord.

Mes remerciements vont également à MM HUJEUX et LORIOL de l'ENSAM de Lille pour la mise au point du montage expérimental.

J'adresse aussi tous mes remerciements à l'ensemble du personnel du Département Energétique Industrielle pour leur soutien amical tout au long de ce travail. Je citerais en particulier MM GHYSELEN, ELCH'HEB et MAINCZYK.

Enfin, je ne saurais oublier Catherine, mon épouse, pour la compréhension et la patience dont elle a fait preuve tout au long ce travail.

# SOMMAIRE

## SOMMAIRE

PRINCIPALES NOTATIONS UTILISEES	
INTRODUCTION GENERALE	12
<u>CHAPITRE I</u> :	20
MODELE DE COMMANDE DE CONVERTISSEURS STATIQUES A INTERRUPTEURS BI-COMMANDABLES	
INTRODUCTION	20
I- ORGANISATION FONCTIONNELLE D'UN SYSTEME ELECTROTECHNIQUE	21
II- PRINCIPE DE DESCRIPTION FONCTIONNELLE	23
<ul> <li>II-1 : <u>Caractérisation des interrupteurs</u></li> <li>II-1-1 : Modes de commutation</li> <li>II-1-2 : Bidirectionnalités d'un interrupteur</li> <li>II-1-3 : Application aux interrupteurs élémentaires</li> <li>II-1-4 : Interrupteurs associés en série</li> <li>II-1-5 : Interrupteurs associés en parallèle</li> <li>II-1-6 : Exemples d'interrupteurs de synthèse</li> </ul>	24
<ul> <li>II-2 <u>Caractérisation des sources</u></li> <li>II-3 <u>La méthodologie DESIGN appliquée à la description de l'Axe de</u></li> <li><u>Puissance</u></li> <li>II-3-1 Analyse sans a priori</li> <li>II-3-2 Analyse globale</li> </ul>	30 30
II-4 <u>Généralisation de la méthodologie DESIGN à la description de</u> l'Axe Contrôle-Commande	33

III- LA FONCTION DE CONVERSION	34
III-1 : Commandabilité de convertisseur	35
III-2 : <u>Convertisseur monophasé/monophasé</u>	35
III-2-1 : Fonction de transformation	
III-2-2 : Pluralité fonctionnelle	
III-2-3 : Fonction de connexion	
III-3 : Convertisseur triphasé/monophasé	39
III-3-1 : Fonction de transformation	
III-3-2 : Fonction de connexion	
IV- MODELE D'UN CONVERTISSEUR	41
IV-1 : Fonctions génératrices	42
IV-1-1 : Fonctions génératrices de transformation	
IV-1-2 : Fonctions génératrices de connexion	
IV-2 : Modèle continu du processus à commander	46
IV-2-1 : Convertisseur monophasé/monophasé	
IV-2-2 : Convertisseur triphasé/monophasé	
IV-2-3 : Généralisation du modèle continu	
IV-3 : Modèle échantillonné du processus	52
IV-3-1 : Convertisseur monophasé/monophasé	
IV-3-2 : Convertisseur triphasé/monophasé	
IV-3-3 : Généralisation du modèle continu	

### CONCLUSION

.

54

## ETUDE DES ALGORITHMES DE COMMANDE RAPPROCHEE APPLICATION AUX REDRESSEURS MLI

INTRODUCTION	56
A CONVERTISSEURS MONOPHASES	57
I- PRESENTATION	
I-1 Principes du convertisseur et de sa commande	57
I-2 <u>Nature des interrupteurs</u>	58
II- LES DIFFERENTS NIVEAUX DE LA COMMANDE RAPPROCHEE	60
II-1 Principe de réglage du courant	60
II-2 Calcul des fonctions génératrices de connexion	61
II-3 Calcul des fonctions de connexion	62
III- CONTROLE EN BOUCLE OUVERTE	65
III-1 Principes de commande	66
III-2 Influence de l'ondulation de la tension de sortie	71
III-3 Linéarisation dynamique	74
III-4 Comportement dynamique	78
IV- CONTROLE EN BOUCLE FERMEE	78
IV-1 Structure de l'asservissement	78
IV-2 Synthèse du correcteur	80
IV-3 : <u>Résultats</u>	81
IV-3-1 : Influence du taux d'ondulation de la tension de sortie	
IV-3-2 : Comportement dynamique	
V - TESTS DE ROBUSTESSE	83
V-1 : Comportement vis à vis d'une variation de la résistance du filtre	84
<u>d'entrée</u>	

V-2 : <u>Comportement vis à vis d'une variation de la valeur efficace de</u> la tension du réseau	85
V-3 : Comportement vis à vis de l'harmonique 3 introduit par le réseau	85
V-4 : Influence de la saturation de l'inductance du filtre d'entrée	87
B - CONVERTISSEURS TRIPHASES	88
I- PRESENTATION	88
II- LES DIFFERENTS NIVEAUX DE LA COMMANDE RAPPROCHEE	89
II-1 Algorithme de réglage du courant	89
II-2 Calcul des fonctions génératrices de connexion	91
II-2-1 : 1° méthode	
II-2-2 : 2° méthode	
III- CONTROLE EN BOUCLE OUVERTE	
	94
III-1 Principes de commande	
III-2 Influence de l'ondulation de la tension de sortie	94
III-3 Comportement dynamique	96
	97
IV- CONTROLE EN BOUCLE FERMEE	
	100
IV-1 Structure de l'asservissement	
IV-2 Synthèse du correcteur	100
IV-3 : <u>Résultats</u>	100
IV-3-1 : Influence du taux d'ondulation de la tension de sortie	100
IV-3-2 : Comportement dynamique	
V - TESTS DE ROBUSTESSE	
V-1 : <u>Comportement vis à vis d'une variation de la résistance de l'un</u>	102
des filtres d'entree	100
V-2 : <u>Comportement vis à vis d'un deséquilibre entre les tensions</u> simples du réseau.	102
V-3 : Comportement vis à vis d'harmonique 5 introduit par le réseau	104
V-4 : Influence de la saturation des inductances du filtre d'entrée	104

CONCLUSION

## CHAPITRE III:

ETUDE DE LA BOUCLE DE TENSION	107
INTRODUCTION	
A - CONVERTISSEURS MONOPHASES	107
I ) PRINCIPE DE LA BOUCLE DE TENSION	
I-1) Présentation	107
I-2) Modélisation du processus	108
II) DETERMINATION DE L'ALGORITHME DE COMMANDE	111
II-1) Structure de la régulation	111
II-2) Synthèse des correcteurs	112
II-2-1 : Gain de la boucle interne	
II-2-2 : Correcteur de la boucle principale	
II-3) <u>Résultats</u>	113
II-3-1 : Performances en asservissement	
II-3-2 : Performances en régulation	
III-3-2-1 sans mesure du courant de charge	
III-3-2-2 avec mesure du courant de charge	
II-3-3 : Influence des harmoniques du courant de charge	
III - PRISE EN COMPTE DANS LA COMMANDE HARMONIQUES DE COURANT DE CHARGE	DES 118
III-1 : <u>Régime établi</u>	118
III-2 : <u>Régime transitoire</u>	119
III-2-1 : Variation du courant de charge	
III-2-2 : Variation de la tension de consigne	

B - CONVERTISSEURS TRIPHASES	122
I - PRINCIPE DE LA BOUCLE DE TENSION	122
I-1 : Présentation	122
I-2 : Modélisation du processus	123
II- DETERMINATION DE L'ALGORITHME DE COMMANDE	125
II-1 : <u>Structure de la régulation</u>	125
II-2 : <u>Synthèse des correcteurs</u>	126
II-2-1 : Gain de la boucle interne	
II-2-2 : Correcteur de la boucle principale	
II-3 : <u>Résultats</u>	128
II-3-1 : Performances en asservissement	
II-3-2 : Performance en régulation	
II-3-3: Influence des harmoniques du courant de charge	
III - PRISE EN COMPTE DES EFFETS DES HARMONIQUES DU	130
COURANT DE CHARGE	
III-1 : <u>Régime établi</u>	130
III-2 : <u>Régime transitoire</u>	131
III-2-1 : Variation du courant de charge	
III-2-2 : Variation de la tension de consigne	
CONCLUSION	135

CHAPITRE IV:	
REALISATION EXPERIMENTALE	136
INTRODUCTION	136
I- PRESENTATION DE LA MAQUETTE EXPERIMENTALE	137
I-1 Partie puissance et Bloc de Contrôle des Commutations	137
I-2 Partie commande	138
I-2-1 : Matériel utilisé	
+ Unité de calcul	
+ Capteur de tension	
+ Capteur de courant	
+ Génération des interruptions	
+ Interface avec la commande des composants	
I-2-2 : Fonctionnalités générales du logiciel	142
+ Modulation de Largeur d'Impulsions	
+ Reconstitution des grandeurs sinusoïdales	
+ Mise sous tension	
I-2-3 : Synoptique général	144
II- ETUDE DE LA COMMANDE RAPPROCHEE EN BOUCLE OUVERTE	146
II-1 : Organisation générale de la commande	146
II-2 : Interruption "synchronisation"	147
II-3 : Interruption "horloge d'échantillonnage"	147
II-4 : <u>Résultats expérimentaux</u>	148
II-4-1 : $C_s = 9000 \ \mu F$	
$II-4-2: C_s = 2200 \ \mu F$	
II-4-3 : Réponse dynamique	

## III- ETUDE DE LA COMMANDE RAPPROCHEE EN BOUCLE 156 FERMEE

III-1 : Organisation générale de la commande	156
III-2 : Synthèse du correcteur de la boucle de courant	157
III-2 : Interruption "synchronisation"	158
III-3 : Interruption "horloge d'échantillonnage"	158
III-4 : <u>Résultats expérimentaux</u>	160
II-4-1 : $C_s = 9000 \ \mu F$	
II-4-2 : $C_s = 2200 \ \mu F$	
II-4-3 : Réponse dynamique	
IV- BOUCLE DE TENSION	165
CONCLUSION	168
CONCLUSION GENERALE	169
REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE	172

## PRINCIPALES NOTATIONS UTILISEES

### Partie puissance du convertisseur :

e, e <sub>1</sub> , e <sub>2</sub> , e <sub>3</sub> :	tensions du réseau d'alimentation
ie, ie1, ie2, ie3 :	courants d'entrée du convertisseur
u <sub>e</sub> , u <sub>e1</sub> , u <sub>e2</sub> , u <sub>e3</sub> , :	tensions d'entrée du convertisseur
v, v <sub>1</sub> , v <sub>2</sub> , v <sub>3</sub> , :	tensions entre phase et point milieu condensateur
i <sub>s</sub> :	courant de sortie du convertisseur
i <sub>c</sub> :	courant dans la charge
u <sub>s</sub> :	tension de sortie du convertisseur
$L_{e}, L_{e1}, L_{e2}, L_{e3}:$	inductances d'entrée
$R_{e_1} R_{e_1}, R_{e_2}, R_{e_3}, :$	résistances d'entrée
C <sub>s</sub> :	condensateur de sortie
$K_{11}, K_{01}, K_{12}, K_{02}, K_{13}, K_{03}$ :	interrupteurs de puissance
i <sub>k11</sub> , i <sub>k01</sub> , i <sub>k12</sub> , i <sub>k02</sub> , i <sub>k13</sub> , i <sub>k03</sub> :	courants dans les interrupteurs
<b>v</b> <sub>k11</sub> , <b>v</b> <sub>k01</sub> , <b>v</b> <sub>k12</sub> , <b>v</b> <sub>k02</sub> , <b>v</b> <sub>k13</sub> , <b>v</b> <sub>k03</sub> :	tensions aux bornes des interrupteurs

## Partie commande :

### **Commande rapprochée :**

T <sub>e</sub> :	période d'échantillonnage
X, X <sub>1</sub> , X <sub>2</sub> , X <sub>3</sub> :	fonctions de transformation
Y, Y <sub>1</sub> , Y <sub>2</sub> , Y <sub>3</sub> :	fonctions de connexion
Yk, Y1k, Y2k, Y3k, ÷	fonctions génératrices de connexion
$\delta_k, \delta_{1k}, \delta_{2k}, \delta_{3k}, :$	fonctions génératrices de transformation
$\tau_k$ :	largeur d'une impulsion
I <sub>ec</sub> :	valeur efficace de consigne du courant d'entrée
ieck, iec1k, iec2k, iec3k :	valeur instantanée de consigne du courant d'entrée
ueck, uec1k, uec2k, uec3k :	valeur instantanée de consigne de la tension d'entrée
$e_k, e_{1k}, e_{2k}, e_{3k}$ :	tension réseau échantillonnée
$e'_{k}$ , $e'_{1k}$ , $e'_{2k}$ , $e'_{3k}$ :	tension réseau echantillonnée avancée d'un demi-
	période d'échantillonnage
$\mathbf{i}_{ek}, \mathbf{i}_{e1k}, \mathbf{i}_{e2k}, \mathbf{i}_{e3k}$ :	courants d'entrée échantillonnés du convertisseur
$u_{ek}, u_{e1k}, u_{e2k}, u_{e3k}, :$	tensions d'entrée échantillonnées du convertisseur
$v_k, v_{1k}, v_{2k}, v_{3k}, :$	tensions échantillonées entre phase et point milieu
	condensateur

10

i <sub>sk</sub> :	courant de sortie échantillonné
i <sub>ck</sub> :	courant échantillonné dans la charge
u <sub>sk</sub> :	tension de sortie échantillonnée
$R(z^{-1}), S(z^{-1}), T(z^{-1})$ :	correcteur de la boucle de courant
ω <sub>0</sub> :	dynamique de la boucle de courant
ζ:	amortissement de la boucle de courant

### Micro Calculateur de Processus :

u <sub>sc</sub> :	tension de consigne
T <sub>v</sub> :	période d'échantillonnage
I <sub>ecm</sub> :	valeur efficace échantillonnée du courant de
	consigne
u <sub>som</sub> :	valeur moyenne échantillonnée de la tension de
	sortie
i <sub>som</sub> :	valeur moyenne échantillonnée du courant de sortie
i <sub>com</sub> :	valeur moyenne échantillonnée du courant de charge
i <sub>scm</sub> :	valeur souhaitée pour i <sub>som</sub>
u <sub>scim</sub> :	consigne de tension intermédiaire
i <sub>sm</sub> :	courant de sortie échantillonné
i <sub>cm</sub> :	courant échantillonné dans la charge
u <sub>sm</sub> :	tension de sortie échantillonnée
$R_u(z^{-1}), S_u(z^{-1}), T_u(z^{-1})$ :	correcteur de la boucle de tension
А	Gain de la boucle interne

## **Grandeurs** caractéristiques :

TH3I :	taux d'harmonique trois du courant d'entrée
TH5I :	taux d'harmonique cinq du courant d'entrée
$\Delta u_{s}$ :	taux d'ondulation de la tension de sortie

11

**INTRODUCTION GENERALE** 

### INTRODUCTION GENERALE

L'électronique de puissance est devenue l'outil indispensable pour moduler la puissance transitant entre un réseau d'alimentation et une charge. Les équipements ainsi réalisés ont peu à peu gagné en fiabilité et en puissance massique. Leur utilisation d'abord importante en milieu industriel se développe également dans les applications domestiques. Les convertisseurs peuvent être de différentes structures mais mettent tous en oeuvre le principe de commutation grâce aux interrupteurs statiques devenus très performants. Il en résulte donc que ces convertisseurs sont intrinsèquement générateurs de courant harmonique à l'origine d'inconvénients de diverse nature tels que :

- des Echauffements supplémentaires dans les transformateurs [BEJ 92] et les machines tournantes. La norme UTE C 52-114 permet de calculer pour les transformateurs, le coefficient K de déclassement en fonction du taux d'harmonique en courant  $T_h$  (exprimé en pourcentage du fondamental) :

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + 0.1 \sum_{h=2}^{n} h^{1.6} \left( \frac{|T_{h}|}{100} \right)^{2}}}$$

- la **Résonance locale dans les bobinages** d'un transformateur conduisant à une non-linéarité de la répartition de la tension le long du bobinage

- l'Antirésonance dans les batteries de condensateur de compensation d'énergie réactive [SGA 88]. Si l'on appelle  $S_{cc}$ , la puissance de court-circuit du réseau et Q la puissance de la batterie de condensateur, on trouve une expression approchée de la fréquence de résonance :

$$f_r = 50 \sqrt{\frac{S_{cc}}{Q}}$$

Dans le cas où  $f_r$  est trop faible, il devient nécessaire de placer des filtres d'harmoniques 5,7...

- l'Effet Flicker dû aux sous-harmoniques compris entre 0,25 et 25 Hz

- les Interférences avec les réseaux de communication. La S.N.C.F, par exemple, donne certaines prescriptions à propos des courants harmoniques engendrés à la caténaire par un train complet :

+ courant harmonique  $I_f < 0.5$  A pour f = 83 Hz

+ Bande de fréquence 1500 Hz à 2800 Hz :  $I_f < 0,1$  A

- le Parasitage de matériel informatique ...

A ces premiers inconvénients, on peut adjoindre le problème de la **consommation d'énergie réactive** lié à l'utilisation des thyristors. En effet, la variation de puissance dans les ponts redresseurs ou les gradateurs induit une consommation d'énergie réactive préjudiciable à l'exploitation d'un réseau électrique. Il est alors nécessaire de disposer des batteries de condensateurs, des compensateurs synchrones ou statiques de manière à ramener le rapport Q/P de la puissance réactive absorbée sur la puissance active consommée à une valeur de l'ordre de tg $\varphi = 0,4$ .

La nuisance résultant de l'utilisation d'équipements d'électronique de puissance est différente suivant le type de convertisseur utilisé. On peut les classer en deux grandes familles :

- Les convertisseurs directs où la charge est connectée directement à la source via le convertisseur, parmi eux :

Les *gradateurs* ne changent pas la fréquence de la forme d'onde délivrée à la charge, ce sont des convertisseurs très utilisés et très polluants. En faible puissance ils sont destinés à la variation de l'éclairage, de la vitesse des moteurs; en moyenne puissance, dans les équipements de soudure par points; en forte puissance, pour l'alimentation de fours industriels [SEG 92]. Il existe deux méthodes pour contrôler les gradateurs :

+ La variation d'angle de phase. Le courant contient tous les harmoniques impairs. Son fondamental est déphasé en arrière par rapport à la tension d'alimentation.

+ La commande par train d'onde. Elle est source de sousharmoniques et le courant n'est pratiquement pas filtrable. Ce type de commande est utilisable uniquement sur des charges à forte inertie (résistances chauffantes par exemple)

Les *cycloconvertisseurs* permettent de changer la fréquence, ils sont utilisés principalement pour l'alimentation électrique de moteurs de fortes puissance et tournant lentement. Il existe de nombreuses variantes pour ce montage mais, dans tous les cas, la forme d'onde délivrée à la charge possède de nombreux harmoniques. Le convertisseur injecte aussi vers le réseau des harmoniques et sous-harmoniques.

- Les convertisseurs indirects qui utilisent un étage continu intermédiaire permettant de créer un tampon entre la charge et le réseau électrique. En général, on dispose un élément de filtrage de forte valeur de manière à éviter la réinjection des harmoniques de la charge vers le réseau. Les principales pertubations sont donc occasionnées par l'étage d'entrée constitué du *redresseur* qui peut-être soit commandé (thyristors, transistors,GTO) soit non commandé (diodes). Le contenu spectral est identique dans le cas du redresseur à diodes ou à thyristors mais la variation de puissance possible grâce aux thyristors est obtenue par création de puissance réactive. L'utilisation de composants bi-commandables permet d'améliorer grandement la qualité spectrale du courant d'entrée comme nous le verrons plus loin.

Compte tenu de l'utilisation grandissante des équipements d'électronique de puissance, il apparait donc indispensable d'établir des normes en matière de pollution harmonique. Pour les appareils électro-domestiques, par exemple, la norme CEI 555-2 réglemente le pourcentage d'harmoniques injectés sur le réseau [LAJ 92]. La normalisation concernant la protection électromagnétique est obligatoire en Europe, en principe depuis le 1° janvier 1992. L'application de cette directive a été repoussée jusqu'en 1996 pour permettre la mise en oeuvre des procédures de certification. Devant la rigueur des ces réglements, il y a donc nécessité de modifier les alimentations de ces appareils.

Afin de respecter ces normes, on peut envisager deux solutions :

### - Filtrage anti-harmonique plus efficace.

Au niveau d'un site industriel, ceci peut être abordé de deux manières :

+ *niveau global* : on compte sur le foisonnement des harmoniques conduisant à une annulation partielle. On place alors, au niveau de l'alimentation générale des filtres passifs maintenant complétés par des filtres actifs.

+ niveau local : il faut remarquer cependant que les harmoniques de rang 3 et 5 foisonnent peu car la dispersion en déphasage est faible. De plus, comme nous l'avons vu, la propagation d'harmoniques conduit à un déclassement rapide des transformateurs. Il y a donc lieu d'envisager aussi une atténuation des harmoniques au plus près du convertisseur.

### - Convertisseurs moins polluants.

Ceci suppose alors de commander ces convertisseurs en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) afin de repousser les harmoniques générés vers des fréquences plus élevées donc plus faciles à filtrer.

La deuxième solution parait a priori plus intéressante puisqu'elle s'attaque au problème à la source. Cependant elle nécessite de remplacer les thyristors (mono-commandables), composants très robustes, par des transistors ou des GTO (bi-commandables) plus fragiles et plus chers.

Le choix économique et technologique n'est donc pas facile et, c'est dans ce contexte que se situe notre étude. Nous nous intéresserons en effet à la commande MLI appliquée aux redresseurs. Ce type de commande a déjà fait l'objet de très nombreuses études principalement appliquées jusqu'ici aux onduleurs. On distingue deux principes de commande :

- Le contrôle en **boucle ouverte** qui détermine la commande du convertisseur sans avoir d'information en temps réel sur l'état du système. Deux méthodes sont utilisées :

> + La première repose sur le principe de la comparaison d'une porteuse triangulaire et d'une modulante. Lorsque la modulante est continue cette technique est souvent appelée *MLI naturelle*, lorsqu'elle est échantillonnée elle prend le nom de *MLI régulière*. La modulante, grandeur alternative, est l'image de la grandeur électrique à contrôler.

L'amplitude et la phase sont souvent calculées à partir de considérations sur les valeurs efficaces [DES 90]. Il n'est alors pas possible de les modifier au cours d'une période réseau. La fréquence de la porteuse est toujours beaucoup plus élevée que celle de la modulante. Le rapport entre les deux fréquences est un paramètre essentiel de la qualité spectrale des grandeurs alternatives, mais qui dépend étroitement de la puissance de l'équipement à controler. L'augmentation de la fréquence de la porteuse, en effet, conduit à un plus grand nombre de commutations des composants donc à une plus grande énergie dissipée au sein même des semi-conducteurs.

+ La *MLI calculée* appelée aussi *MLI quart d'onde* a été utilisée la première fois par Patel et Hoft [PAT 73] [PAT 74]. Elle a fait depuis l'objet de nombreux articles. Elle est basée sur la symétrie de la forme d'onde souhaitée par rapport au quart de la période et au milieu de période de sorte que la commande n'engendre que des harmoniques impairs. Les coefficients de Fourier de l'harmonique n peuvent s'écrire :

$$A_{n} = \frac{4}{\Pi n} \left( 1 + 2 \sum_{k=1}^{h} (-1)^{k} \cos (n \alpha_{k}) \right)$$
  
$$B_{n} = 0$$

 $\alpha_k$ : instants de commutation sur un quart de période

On peut donc, avec 2h + 1 impulsions par période, fixer l'amplitude de h harmoniques. On peut aussi choisir d'optimiser un taux d'harmoniques pondéré afin de minimiser les pertes dans les moteurs par exemple. Dans le cas de redresseurs utilisés pour la traction, il est intéressant de contrôler une grandeur appelée "courant perturbateur équivalent",  $I_{pe}$  [DES 90] défini comme suit :

$$I_{pe} = \sqrt{\sum P_h I_h}$$

 $I_h$ : valeur efficace de l'harmonique n du courant (fréquence < 5 kHz)

Les valeurs de  $P_h$  sont calculés à partir d'une courbe de pondération de manière à limiter les harmoniques audibles. Celle-ci présente son maximum entre 800 et 1200 Hz. La MLI calculée permet donc une plus grande sélectivité dans l'élimination ou l'atténuation des harmoniques. Cependant, la lourdeur des calculs interdit de résoudre les algorithmes en temps réel et suppose de stocker les angles précalculés en mémoire. On peut trouver des algorithmes de calcul d'angle en temps réel [KAC 89], mais ce principe

maintient les inconvénients intrinsèques de la boucle ouverte qui ne peut prendre en compte d'éventuelles fluctuations de paramètres.

- C'est ici le principal intérêt de la commande en **boucle fermée** où l'asservissement permet de limiter l'effet des perturbations appliquées au système de conversion. On distingue aussi pour la commande en boucle fermée deux méthodes essentielles :

*Commande directe* où les grandeurs à contrôler sont mesurées puis comparées aux grandeurs de référence. Les écarts qui en résultent peuvent alors être traités de plusieurs manières

+ Commande par hystéresis : Le comparateur à hystéresis élabore directement la commande des composants à partir des écarts. Ceci conduit à une commande très robuste mais la fréquence de commutation n'est pas fixée a priori puisqu'elle dépend de la largeur de la bande d'hystéreris et du point de fonctionnement. Ceci occasionne donc une distorsion harmonique dans les grandeurs sinusoïdales aussi lui préfère-t-on, en général, la méthode suivante.

+ Commande numérique : Les écarts sont traités par des correcteurs qui génèrent les grandeurs de modulation. La fréquence de commutation est fixée par la période d'échantillonnage de la commande. On s'aperçoit que l'aspect échantillonné qui découle du principe de la commande conduit à une modélisation du convertisseur et de son environnement par la transformée en z. On dispose alors de toutes les techniques de l'automatique numérique pour synthétiser les correcteurs. Ce type de commande s'applique bien lorsque la fréquence des grandeurs sinusoïdales est fixe, par exemple pour les redresseurs ou les alimentations statiques sans interruption. Ce principe est appliqué pour un onduleur alimentant une charge non-linéaire [MAU 90] ce qui permet de limiter les effets des perturbations.

**Commande** "d,q". Ce principe de commande est souvent appliqué pour les onduleurs triphasés. Par analogie, il est aussi utilisé pour la commande des redresseurs aussi bien en monophasé [THI 91] qu'en triphasé [NON 91] [ESC 92]. Les composantes  $i_d, i_q$  (dans les cas d'un redresseur courant /tension) sont alors images des puissances active et réactive absorbées par la charge au travers du convertisseur. Ce sont deux grandeurs continues contrôlées séparément par deux boucles de régulation.

Comme nous venons de le rappeler, la commande par Modulation de Largeur d'Impulsion ouvre un large éventail d'algorithmes que nous allons utiliser pour la commande des redresseurs courant/tension à interrupteurs bi-commandables.

Dans le *premier chapitre*, nous analysons d'abord la commande des convertisseurs d'une manière générale. Ceci nécessite de définir une hiérarchie dans la commande ainsi que les fonctionnalités de ces différents niveaux. Ce formalisme va nous permettre d'approfondir les modélisations de convertisseurs déjà étudiées [KAL 92] afin d'établir des schémas fonctionnels de commande aussi bien en monophasé qu'en triphasé.

Ces schémas trouvés au premier chapitre sont alors appliqués à la commande rapprochée des redresseurs MLI au *deuxième chapitre* et permettent d'établir une commande en boucle ouverte par inversion de fonction de transfert. On montre alors par une méthode de linéarisation simple que l'on peut tenir compte d'éventuelles ondulations de la tension continue de sortie afin de ne pas perturber la qualité du courant d'entrée. A titre de comparaison, la commande en boucle fermée est étudiée. Si elle n'apporte pas d'amélioration notable au niveau du spectre du courant d'entrée ou du facteur de déplacement à la source lors d'un fonctionnement avec les conditions nominales, les tests de robustesse effectués en modifiant les paramètres importants du système mettent en évidence son interêt.

La boucle de tension est alors étudiée dans le *troisième chapitre*. Pour cela, il est nécessaire d'adapter les modèles trouvés au premier chapitre aux spécificités de cette boucle. Malgré la grande similitude des boucles associées au convertisseur monophasé et triphasé, on montre que ce dernier permet d'obtenir une dynamique plus élevée. Il faut alors prendre en compte un comportement type "système à déphasage non minimal" pour le calcul du correcteur. Dans les deux cas, on montre que des dynamiques élevées, pour cette boucle, ne sont possibles que si la charge n'induit pas de pollution harmonique spécifique. Dans le cas contraire, il faut alors implémenter deux statégies différentes suivant que le convertisseur se trouve en régime permanent ou transitoire pour ne pas réinjecter d'harmonique dans le réseau en régime établi.

Le quatrième chapitre est une validation expérimentale des principes de commande trouvés auparavant. Après avoir présenté la structure matérielle retenue nous expliquons le logiciel développé pour cette application. Si la commande rapprochée en boucle ouverte peut être appliquée telle qu'elle a été définie dans la partie théorique, il faut modifier légèrement l'algorithme de commande en boucle fermée de manière à tenir compte du retard introduit par le temps de calcul et le temps d'acquisition des données. Les résultats expérimentaux viennent alors confirmer les tendances observées en simulation. CHAPITRE I

## MODELES DE COMMANDE DE

## CONVERTISSEURS STATIQUES

## A INTERRUPTEURS BI-COMMANDABLES

### CHAPITRE I

# MODELES DE COMMANDE DE CONVERTISSEURS STATIQUES A INTERRUPTEURS BI-COMMANDABLES

### **INTRODUCTION**

L'étude de la commande des convertisseurs statiques demande, pour être abordée de manière rigoureuse, un formalisme permettant de modéliser leur comportement.

Après un rappel général sur les systèmes électrotechniques et les manières de décrire leur fonctionnement, nous allons nous intéresser plus particulièrement aux convertisseurs fonctionnant en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Il apparait alors un modèle de commande des convertisseurs statiques où l'on met en évidence, outre la non-linéarité due au caractère binaire des liaisons réalisées par les semi-conducteurs de puissance, l'influence du couplage entre les grandeurs d'entrée et de sortie. Le principe même de la commande MLI permet alors d'associer un modèle numérique pour la commande des convertisseurs.

### I- ORGANISATION FONCTIONNELLE D'UN SYSTEME ELECTROTECHNIQUE

Les travaux présentés ici concernent la commande des convertisseurs statiques de l'électronique de puissance . Composés d'interrupteurs électroniques, ils ont pour rôle de moduler la puissance qui transite entre une source de courant (resp. tension) et un récepteur de tension (resp. courant). Cette liaison, appelée *Axe de puissance,* est pilotée par un *Axe de Contrôle-Commande* qui peut être décomposé en 4 niveaux [HAU 92-1]:

- L'Automate de Contrôle de Modes 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 :

- Séquence de démarrage,
- Choix du type de fonction s'il en existe plusieurs possibles pour le convertisseur commandé,
- Gestion de défauts, marche dégradée ...

Il se charge aussi du dialogue avec l'extérieur

- *Le Micro Calculateur de Processus* (M.C.P.) qui assure la régulation du processus et le contrôle de l'ensemble A.C.R - Convertisseur - Charge. 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.) qui convertit les résultats des calculs du M.C.P. en ordres logiques compatibles avec la commande des composants. Il regroupe les fonctions de type logique : séquence, réglage, autopilotage ... pouvant nécessiter la mise en jeu de fréquences élevées. [GRA 87]

- *Le Bloc de Contrôle des Commutations* (B.C.C.) qui traite les ordres logiques issus de l'A.C.R. et assure la sécurité de fonctionnement au niveau du montage de puissance :

- Introduction de temps morts,
- Détection et gestion immédiate de court-circuits,
- Surveillance du bon fonctionnement des composants.

C'est en général à ce niveau que se posent les problèmes technologiques les plus aigus puisque ce bloc réalise l'interface entre la commande et la puissance. La mise au point de cet élément nécessite une bonne connaissance des composants de puissance à commander [FOC 90]

Nous avons décrit les différents niveaux de l'Axe de Commande. Les relations établies entre ces diverses fonctions peuvent s'insérer dans un flux d'information que nous appelerons : *bus de commande*. Il existe par ailleurs d'autres flux d'information . Nous citerons les 2 principaux :

- 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'Automate de Commande Rapprochée (A.C.R), du Micro Calculateur de Processus (M.C.P.) et de l'Automate de Commande des Modes de Marche (A.C.M.M.). C'est lui qui permet en particulier de synchroniser la commande par rapport à l'évolution de la source quand c'est nécessaire.

- *Le Bus de contrôle* qui transmet les informations logiques caractéristiques de l'état du processus :

- chien de garde de microprocesseur,

- défaut d'un élément du convertisseur.

A signaler qu'a priori, les défauts issus de l'A.C.R ou du M.C.P. peuvent être gérés par l'A.C.M.M. directement alors qu'un défaut du convertisseur doit être traité instantanément par le B.C.C., pour une question de rapidité de réaction, puis transmis à l'A.C.M.M. La figure I.1 représente l'organisation fonctionnelle d'un système électrotechnique. Cette structuration ne correspond pas systématiquement à une matérialisation mais constitue avant tout un découpage séparant clairement les fonctionnalités propres à la commande.



FIG I.1 : STRUCTURE GENERALE D'UN SYSTEME ELECTROTECHNIQUE

### **II - PRINCIPE DE DESCRIPTION FONCTIONNELLE**

Après avoir présenté les grandes entités nécessaires au fonctionnement d'un système électrotechnique, nous allons nous intéresser à une description plus précise du fonctionnement de chacun des ces éléments.

#### **II.1 Caractérisation des interrupteurs [HAU 92-2]**

Les montages étudiés sont constitués d'interrupteurs statiques à semiconducteurs. Pour ne pas dissiper trop de puissance au sein même de ces composants, ils sont utilisés en commutation. Lorsque l'interrupteur est idéalisé, les caractéristiques statiques des interrupteurs se confondent dans le plan tensioncourant (v, i) avec les axes de coordonnées. En pratique, les contraintes technologiques les réduisent à des segments de droite proches de ces axes (fig I.2 a). Le fonctionnement dynamique idéalisé, c'est-à-dire en supposant les commutations instantanées, peut être décrit au moyen d'un réseau de Petri à deux places correspondant à ses deux états possibles. (fig I.2 b)



#### FIG I.2 : CARACTERISTIQUES D'UN INTERRUPTEUR IDEALISE

Les transitions représentant l'ouverture et la fermeture et les conditions de franchissement sont définies à partir d'une fonction logique entre une *Commande Interne* et une *Commande Externe*.

- La Commande Interne est une condition

• de fermeture donnée par l'état de la tension aux bornes de l'interrupteur lorsque celui-ci est ouvert, • d'ouverture donnée par l'état du courant le traversant lorsqu'il est fermé

- La *Commande Externe* est un événement logique dont l'état, à un instant donné, peut dépendre de considérations diverses en rapport avec l'utilisation d'une part et la nature même de l'interrupteur d'autre part.

### II-1-1) Modes de commutation

Si le changement d'état d'un interrupteur est attaché au changement d'état de la commande interne, la commutation est dite *Spontanée*. Celle-ci peut être conditionnée par la commande externe.

Si le changement d'état d'un interrupteur est attaché au changement d'état de la commande externe, la commutation est dite *Commandée*. Celle-ci peut être conditionnée par la commande interne.

Précisons que si la fermeture d'un interrupteur est indépendante de la tension à ses bornes, celui-ci peut être défini *inconditionnellement commandable à la fermeture*. Si l'ouverture d'un interrupteur est indépendante du courant qui le traverse, celui-ci peut être défini comme *inconditionnellement commandable à l'ouverture*.

#### II-1-2) Bidirectionnalités d'un interrupteur

Un interrupteur peut être qualifié bidirectionnel en tension si son état ouvert n'est pas **Spontanément** modifié par le changement de signe de la tension à ses bornes.

Un interrupteur peut être qualifié bidirectionnel en courant si son état fermé n'est pas **Spontanément** modifié par le changement de signe du courant qui le traverse.

### II-1-3) Application aux interrupteurs élémentaires

La figure I.3 présente les 4 interrupteurs élémentaires utilisés en électronique de puissance associés à leurs caractéristiques.



FIG I.3 : INTERRUPTEURS ELEMENTAIRES ASSOCIES A LEURS CARACTERISTIQUES

Le réseau de Petri associé à la diode (fig I.3a) fait apparaitre que les conditions d'ouverture et de fermeture dépendent exclusivement de la commande interne. Les commutations seront donc toujours spontanées. On en déduit de plus que ce composant est unidirectionnel en courant et en tension puisque un changement de signe du courant conduit à l'ouverture du composant. De même un changement de signe de la tension conduit à la fermeture de la diode.

On observe pour le thyristor (fig I.3.b) une bidirectionnalité en tension puisque l'état ouvert n'est pas spontanément modifié par le changement de signe de la tension à ses bornes. Il est en effet nécessaire d'appliquer un ordre logique G à la gachette du thyristor. La commutation à la fermeture est donc commandée conditionnelle, la commutation à l'ouverture est spontanée.

Le cas du G.T.O est tout-à-fait identique à celui du thyristor pour la fermeture. La commutation à l'ouverture peut se produire de deux manières. L'une est spontanée par changement de signe du courant dans le composant. Ceci assure donc l'unidirectionnalité en courant du composant. L'autre est commandée et ne fait intervenir que la commande externe G. On peut donc considérer que le G.T.O. est inconditionnellement commandable à l'ouverture.

Comme il est dit dans [LAF 90], le transistor est un interrupteur bidirectionnel qui s'ignore. En effet, théoriquement, ce composant possède une caractéristique statique à quatre branches. Dans la pratique, il est toujours associé à une diode en anti-parallèle ou en série de manière à éviter la conduction inverse ou l'application de tension négative.

On s'aperçoit à la suite de cette analyse que l'on retrouve toutes les caractéristiques des composants dans le graphe de Petri élémentaire. Il est donc inutile de se servir des caractéristiques statiques.

#### II-1.4) Interrupteurs associés en série

La condition de fermeture de l'interrupteur équivalent à n interrupteurs associés en série est obtenue en effectuant le *produit logique* des conditions de fermeture de chaque élément. La condition d'ouverture est donnée par la *somme logique* des n conditions propres à chacun d'entre eux. Si l'on prend l'exemple du transistor associé à la diode en série (cf fig I.4 a) on trouve, à partir des conditions de fermeture respectives des deux composants la condition (CF) suivante :

$$CF = B. (v > 0)$$

Par contre pour l'ouverture, il vient la condition logique (CO) suivante :

$$CO = \overline{B} + (i < 0)$$

Ceci rend donc le composant synthétisé unidirectionnel en courant puisqu'il possède une commutation spontanée à l'ouverture, et bidirectionnel en tension. Il est équivalent au G.T.O.

### II-1-5) Interrupteurs associés en parallèle

La condition d'ouverture de l'interrupteur équivalent à n interrupteurs associés en parallèle est obtenue en effectuant le *produit logique* des conditions d'ouverture de chaque élément. La condition de fermeture est donnée par la *somme logique* des n conditions propres à chacun d'entre eux. On peut prendre l'exemple de la figure I.4-b. pour expliciter ce principe. Le transistor est associé à une diode en anti-parallèle. On doit donc ici prendre, pour la diode, les conditions opposées à celles formulées à la figure I.3-a. La condition de fermeture est donnée par l'équation logique:

$$CF = B + (v < 0)$$

qui correspond bien à la somme logique des deux conditions de fermeture. Pour la condition d'ouverture, il vient :

$$CO = \overline{B}$$
. (i > 0)

L'interrupteur synthétisé est donc bidirectionnel en courant mais pas en tension, il possède une commutation spontanée à la fermeture.

#### II-1-6) Exemples d'interrupteurs de synthèse

La figure I.4 présente différents interrupteurs de synthèse réalisables à partir des interrupteurs élémentaires. Les deux premiers interrupteurs ont déjà été décrits à titre d'exemple dans les paragraphes précédents. Nous nous intéresserons donc aux deux dernières associations.

Les deux thyristors associés en anti-parallèle forment un interrupteur bidirectionnel en tension et en courant. La fermeture est quasi inconditionnelle et l'ouverture spontanée est conditionnée par la commande externe. L'interrupteur bi-directionnel bi-commandable (I.B.B.C.) représente l'association la plus complexe de composants élémentaires. L'interrupteur résultant possède deux commutations inconditionnelles. Il est réversible en courant et en tension.



a) : le transistor associé à une diode en série





b) : le transistor associé à une diode en anti - parallèle





c) : thyristors associés en anti-parallèle





d) : interrupteur bidirectionnel bi-commandable

FIG I.4 : INTERRUPTEURS DE SYNTHESE ASSOCIES A LEURS CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES

### **II.2 Caractérisation des sources**

On distingue deux types de source :

- celles qui imposent la tension quel que soit le courant (source de tension)

- celles qui imposent le courant quelle que soit la tension (source de courant)

En commutation, on caractérise les sources non pas de façon permanente, mais de façon instantanée face à la dynamique propre aux interrupteurs statiques. Ainsi, lors de changements topologiques imposés par le changement d'état des interrupteurs du montage, les sources de tension sont celles dont le potentiel ne peut subir de discontinuité, les sources de courant sont celles dont le courant ne peut subir de discontinuité.

On en déduit qu'un condensateur est une source instantanée de tension et qu'une inductance est une source instantanée de courant.

D'autre part, il est impossible de connecter deux sources de tension (resp. courant) de valeurs différentes.

### II.3 La méthodologie DESIGN appliquée à la description de l'Axe de Puissance

Les convertissseurs de l'électronique de Puissance sont constitués des éléments que nous venont de présenter ci-dessus. Pour décrire leur fonctionnement, la méthodologie DESIGN [HAU 89] préconise de décomposer l'étude en deux parties : La *Partie Commande* (PC) qui met en oeuvre les réseaux de Petri. Elle explicite les changements de configuration dans la ou les *Parties Opératives* (PO) décrites grâce au formalisme d'état. Pour décrire la Partie Commande, il est possible de faire appel à deux types d'approche :

### II.3.1. Analyse sans a priori [BOU 91] [MAR 92]

L'exemple de la figure I.5 montre l'analyse globale d'un montage simple : Alimentation d'un moteur à courant continu par un hacheur dévolteur.



FIG I.5 : ANALYSE SANS A PRIORI DU FONCTIONNEMENT D'UN HACHEUR A L'AIDE DES RESEAUX DE PETRI DE CHAQUE INTERRUPTEUR

On étudie chaque interrupteur isolément . Le programme de simulation teste à chaque pas de calcul les conditions de changement d'état de tous les interrupteurs. Cette analyse peut être qualifiée de "sans a priori" puisqu'elle ne fait aucune hypothèse préalable sur l'enchainement des configurations .

Une structure à n interrupteurs est représentée par n graphes de Petri élémentaires. Il est alors facile de faire intervenir les étapes intermédiaires présentes au moment de la commutation [DEG 92]. La figure I.6 montre un exemple de modification à apporter à la partie commande de la diode pour tenir compte du temps de recouvrement de celle-ci.

Cette méthode permet de simuler le comportement d'un convertisseur de manière assez simple mais ne donne pas beaucoup d'informations sur le fonctionnement global du montage. Quand on le peut, il est intéressant de passer, dans un deuxième temps, à une analyse globale du fonctionnement

### II.3.2 Analyse globale

Cette méthode consiste à dénombrer les configurations du montage physiquement réalisables et à écrire toutes les transitions possibles entre ces places. La figure I.7 donne un exemple de réseau de Petri alors obtenu. A noter que pour un montage à n interrupteurs, il faut prendre en compte a priori 2<sup>n</sup> topologies, on peut donc arriver à des représentations lourdes et complexes.


FIG 1.6 EXEMPLE DE PRISE EN COMPTE DU TEMPS DE RECOUVREMENT DE LA DIODE DANS UN GRAPHE DE PETRI

COMPARAISON AVEC LE CHRONOGRAMME



FIG I.7 : DESCRIPTION GLOBALE DU FONCTIONNEMENT D'UN HACHEUR A L'AIDE DE RESEAU DE PETRI

# II.4 Généralisation de la méthodologie DESIGN à la description de l'Axe de Contrôle-Commande

Le principe de décomposition en partie Opérative et en partie Commande utilisé pour la description de l'Axe de Puissance est généralisable à l'étude de l'Axe de Contrôle-Commande. La figure I.8 reprend l'exemple de la commande d'un hacheur. En supposant que celui-ci alimente un moteur à courant continu dont on souhaite réguler la vitesse, la structure de commande est la suivante :

- Le M.C.P. calcule, à partir de l'écart entre la vitesse de consigne ( $\Omega_c$ ) et la vitesse mesurée ( $\Omega$ ), une grandeur de commande  $\mathbf{u}_{sc}$ , valeur souhaitée pour la grandeur réglée par le hacheur  $\mathbf{u}_s$ .

- L'A.C.R. transforme dans sa partie Opérative  $\mathbf{u}_{sc}$  en un rapport cyclique ( $\gamma$ ), il a besoin de connaitre la valeur de  $\mathbf{u}_e$ . La partie Commande gère la séquence de commande de la base du transistor à partir de  $\gamma$  et fait appel pour cela à deux variables supplémentaires :

- +  $T_e$  qui règle le temps de cycle de la commande ;
- +  $t_h$ , issu d'un intégrateur, qui représente une variable temporelle propre au hacheur.

Le graphe de Petri de la partie commande est composé de 3 places :

- + Place 1 : Remise à zéro de l'intégrateur de la partie Commande de manière à réinitialiser t<sub>h</sub>.
   λ signifie que la transition vers la place 2 est toujours vérifiée
- + Place 2 : Commande du transistor

La transition est vérifiée dès que l'on a :

 $t_h \ge \gamma T_e$ 

+ Place 3 : Annulation de la commande du transistor La transition est vérifiée dès que l'on a :

 $t_h \ge T_e$ 



FIG 1.8: EXEMPLE SIMPLE D'UNE REGULATION DE VITESSE DE MOTEUR A COURANT CONTINU

# **III - LA FONCTION DE CONVERSION**

Le convertisseur statique doit assurer le réglage de la puissance délivrée par la source à la charge. L'organe de réglage électronique est composé d'interrupteurs fonctionnant en commutation, il n'a donc pas un fonctionnement linéaire. Nous allons donc préciser la fonction effectivement réalisée par ces montages, en abordant d'abord le cas du convertisseur monophasé/monophasé puis celui du convertisseur triphasé/monophasé.

# III.1 Commandabilité de convertisseurs

On peut dire qu'un convertisseur de puissance est en mode commandable si les conditions de transition entre les places de la partie commande de l'Axe de Puissance ne dépendent que de la commande externe des composants.

Cette condition exige l'utilisation d'interrupteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture. Il faut voir dans cette définition un mode de fonctionnement du montage et non pas une caractéristique intrinsèque à celui-ci . En effet, cette condition est toujours vérifiée dans le cas d'I.B.B.C. puisque les transitions ne sont validées que par la commande externe des composants donc, sans tenir compte des grandeurs caractéristiques du montage. Par contre, si l'on reprend l'exemple de l'analyse globale faite pour le hacheur à transistor (figure I.7), on remarque que le montage est en mode commandable dans le cas d'une conduction continue (transitions place 1 - place 2) mais qu'il ne l'est plus dans le cas de la conduction discontinue (transitions place 1 - place 3 et place 2 - place 3). On note ici que l'analyse globale permet d'avoir immédiatement la condition de commandabilité alors que cela n'apparait pas directement dans l'analyse sans a priori.

Nous nous intéresserons désormais au mode de fonctionnement commandable d'un montage. Au besoin, nous préciserons le domaine de validité de ce mode. C'est dans ce cadre que nous pouvons introduire les notions de fonctions de transformation et de connexion.

# III.2 Convertisseur monophasé/monophasé

# III.2.1 Fonction de transformation

Dans le cas d'un convertisseur courant/tension, (figure I.9) la grandeur de sortie  $\mathbf{u}_s$  est modulée pour générer la grandeur d'entrée  $\mathbf{u}_e$ . En supposant les interrupteurs idéaux, la nature binaire des liaisons réalisées impose 3 niveaux possibles pour  $\mathbf{u}_e$  :  $\mathbf{u}_s$ ,  $-\mathbf{u}_s$ , 0 ce qui se résume en une relation :

 $u_e(t) = X(t) u_s(t)$  [I-1] avec  $X(t) \in \{-1,0,1\}$ 

 $\mathbf{u}_{\mathbf{e}}(t)$  est appelé grandeur modulée d'entrée et X(t) fonction de transformation. Le convertisseur étant supposé idéal (sans pertes) la puissance instantanée se conserve et on en déduit :

$$i_{s}(t) = X(t) i_{e}(t)$$
 [I-2]



FIG 1.9 : CONVERTISSEUR MONOPHASE COMMANDABLE

Les relations établies conduisent au schéma synoptique de la figure I.10. Le convertisseur apparait comme un double modulateur de grandeurs liées. La figure I.10 traduit l'action de la source sur la charge au travers du convertisseur mais aussi la réaction de la charge sur la source via ce même convertisseur. Nous verrons plus loin les inconvénients de ce couplage étroit entre les grandeurs d'entrée et de sortie.



FIGURE I.10: SCHEMA SYNOPTIQUE DE LA FONCTION REMPLIE PAR UN CONVERTISSEUR COMPLETEMENT COMMANDABLE

# III.2.2 Pluralité fonctionnelle

Dans le cas d'une association en cascade de i structures courant/tension commandables, nous pouvons écrire :

soit: 
$$u_{si} = \prod_{i=1}^{n} X_k u_e$$
 or  $X_k \in \{-1, 0, 1\}$   
donc  $\prod_{i=1}^{n} X_k \in \{-1, 0, 1\}$ 

Nous en déduisons que nous pouvons réaliser, grâce à la commande, l'association de i fonctions avec un même convertisseur. Pour illustrer ce concept nous pouvons prendre l'exemple d'un onduleur MLI. La figure I.12 fait apparaitre deux variables  $X_1$  et  $X_2$  pour deux fonctionnalités différentes :

X<sub>1</sub> : fonction hacheur (réglage de la valeur moyenne)

X<sub>2</sub> fonction onduleur (réglage de la fréquence)



# III.2.3 Fonctions de connexion

La fonction de transformation définit le rôle du convertisseur de manière globale. Il est intéressant de faire intervenir une fonction de connexion  $Y_j$  pour chaque bras afin de déterminer les ordres de commande des interrupteurs. Dans la mesure où il existe toujours un et un seul interrupteur commandé dans le bras, cette grandeur peut prendre deux valeurs :

 $Y_j = 1$ lorsque $K_{1j}$  est commandé (cf figure I.9) $Y_j = -1$ lorsque $K_{0j}$  est commandéil vient : $v_1 = Y_1 \frac{u_s}{2}$ et $v_2 = Y_2 \frac{u_s}{2}$ 

or 
$$u_e = v_1 - v_2$$
 donc  $u_e = \frac{(Y_1 - Y_2)u_s}{2}$   
on en déduit :  $X = \frac{(Y_1 - Y_2)}{2}$  [I-3]

Les deux fonctions de connexion peuvent prendre chacune deux valeurs. Il existe donc quatre configurations possibles.

Y1	Y2	ue	i <sub>s</sub>
1	1	0	0
1	-1	u <sub>s</sub>	i <sub>e</sub>
-1	1	-u <sub>s</sub>	-i <sub>e</sub>
-1	-1	0	0

# TABLEAU I.1 : LISTE DES CONFIGURATIONS D'UN CONVERTISSEUR MONOPHASE/MONOPHASE

Si l'on définit les courants  $i_{e1}$  et  $i_{e2}$  tels que :

 $i_{e1} = i_e et i_{e2} = -i_e$ 

on trouve, d'après le tableau, l'équation reliant le courant de sortie aux courants d'entrée :

$$i_s = \frac{(Y_1 + 1)}{2}i_{e1} + \frac{(Y_2 + 1)}{2}i_{e2}$$

et donc :

$$i_s = \frac{(Y_1 - Y_2)}{2} i_e$$

D'après la relation qui existe entre  $X, Y_1, Y_2$ , on retrouve :  $i_s = X(t) i_e$ . Il faut remarquer que les fonctions de transformation et de connexion sont de nature bien différente même si elles sont étroitement liées.

La fonction de transformation 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 du convertisseur.

# III.3 Convertisseur triphasé/monophasé

# III.3.1 Fonctions de transformation

Le convertisseur triphasé étudié est défini par la figure suivante :



FIG I.13 : CONVERTISSEUR TRIPHASE COMMANDABLE

Les grandeurs modulées d'entrée sont ici les tensions  $u_{e1}$ , $u_{e2}$ , $u_{e3}$ . Par analogie avec le convertisseur monophasé/monophasé on peut définir 3 fonctions de transformation X<sub>1</sub>, X<sub>2</sub>, X<sub>3</sub> telles que :

 $u_{ej} = X_j u_s$  [I-4] avec  $j \in \{1,2,3\}$ 

La détermination de  $i_s$  à partir de  $i_{e1}$ , $i_{e2}$ , $i_{e3}$ ,  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $X_3$  est plus complexe et sera établie dans le paragraphe suivant.

# III.3.2 Fonctions de connexion

Nous pouvons aussi définir les fonctions de connexion  $Y_j$  telles que :

$$v_j = Y_j \frac{u_s}{2}$$
 avec  $j \in \{1, 2, 3\}$  [I-5]

Afin d'établir les relations entre les fonctions de transformation et les fonctions de connexion, on peut écrire les équations suivantes :

$$u_{e1} - v_1 = u_{e2} - v_2$$
  

$$u_{e1} - v_1 = u_{e3} - v_3$$
  

$$u_{e3} - v_3 = u_{e2} - v_2$$
  
[I-6]

Si  $u_{e1}$ ,  $u_{e2}$ ,  $u_{e3}$  forment un système triphasé équilibré, il vient alors le système :

$$u_{e1} = \frac{1}{3} (2v_1 - v_2 - v_3)$$
  

$$u_{e2} = \frac{1}{3} (2v_2 - v_1 - v_3)$$
  

$$u_{e3} = \frac{1}{3} (2v_3 - v_1 - v_2)$$
  
[I-7]

d'où les relations recherchées :

$$X_{1} = \frac{1}{6} (2 Y_{1} - Y_{2} - Y_{3})$$
  

$$X_{2} = \frac{1}{6} (2 Y_{2} - Y_{1} - Y_{3})$$
 [I-8]  

$$X_{3} = \frac{1}{6} (2 Y_{3} - Y_{1} - Y_{2})$$

Le système [I-8] est non inversible. Tout comme pour le convertisseur monophasé/monophasé il existe donc plusieurs choix possibles pour déterminer les fonctions de connexion à partir des fonctions de transformation.

Y <sub>1</sub>	Y <sub>2</sub>	Y3	X1	X2	X3	is
1	1	1	0	0	0	0
1	1	- 1	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	- i <sub>e</sub> 3
1	- 1	1	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	- i <sub>e2</sub>
1	- 1	- 1	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	i <sub>e1</sub>
- 1	1	1	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	- i <sub>e1</sub>
- 1	1	- 1	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	i <sub>e2</sub>
- 1	- 1	1	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	i <sub>e</sub> 3
- 1	- 1	- 1	0	0	0	0

TABLEAU I.2 : LISTE DES CONFIGURATIONS D'UN CONVERTISSEUR TRIPHASE/MONOPHASE Nous avons défini 3 fonctions de connexion indépendantes. Le convertisseur possède donc 8 configurations possibles. Le tableau I.2 résume les différents cas de figure.

Ce tableau appelle plusieurs remarques :

- Les fonctions de transformation peuvent prendre 5 niveaux possibles

- On peut établir la relation entre  $i_s$ ,  $i_{e1}$ ,  $i_{e2}$ ,  $i_{e3}$  et les fonctions de transformation. On trouve en effet que :

 $i_{s} = i_{ej} \text{ lorsque } X_{j} = 2/3$   $i_{s} = -i_{ej} \text{ lorsque } X_{j} = -2/3$ ceci peut se résumer en une relation :  $i_{s} = \frac{3}{2} \sum_{j=1}^{3} X_{j} (3X_{j} + 1)(3X_{j} - 1) i_{ej} \quad [I-9]$ 

Ces deux premières remarques montrent que les fonctions de transformation ne sont pas d'usage simple d'usage dans le cas du convertisseur triphasé/monophasé puisque d'une part, elles sont plus difficiles à déterminer (5 niveaux au lieu de 3) et d'autre part elles conduisent à des relations non linéaires.

- Il est possible d'établir, à partir de ce même tableau, la relation entre i<sub>s</sub>, i<sub>e1</sub>, i<sub>e2</sub>, i <sub>e3</sub> et les fonctions de connexion.

$$i_s = \sum_{j=1}^{3} (Y_j + 1) i_{ej}$$

Dans la mesure où l'on a toujours :  $i_{e1} + i_{e2} + i_{e3} = 0$ on trouve :

$$i_s = \sum_{j=1}^{3} Y_j i_{ej}$$
 [I-10]

# IV) MODELE D'UN CONVERTISSEUR

Le modèle de commande d'un convertisseur ne peut s'établir sans tenir compte de la manière dont sont élaborées les fonctions de transformation  $X_k$ . Celles-ci découlent généralement d'une fonction génératrice qui représente la composante à contrôler. Cette disposition correspond, par exemple à la technique classique de commande d'onduleur par modulation naturelle de largeur d'impulsions, obtenue en comparant une porteuse triangulaire et une modulante qui définit ainsi la fonction génératrice des connexions réalisées par le convertisseur. La nature "filtre passe-bas" des parties continues (filtre de source, charge) atténue sensiblement l'effet des composantes de rang haut présentes dans le spectre des grandeurs modulées. Dans ces conditions, il est envisageable de donner au convertisseur des fonctions de transfert liant les grandeurs filtrées à la fonction génératrice.

# **IV.1** Fonctions génératrices

Pour la même raison qu'au paragraphe précédent, nous allons faire la distinction entre les fonctions génératrices de transformation et de connexion.

# IV.1 1 Fonctions génératrices de transformation

La fonction génératrice de transformation,  $\delta(t)$ , qui fixe la loi de modulation temporelle de la largeur d'impulsions, détermine la fonction de transformation X(t)de la manière suivante :

Dans le cas de système échantillonné, la largeur de chaque impulsion de commande est définie à l'intérieur d'un intervalle de durée  $T_e$  et l'expression [I-11] permet d'écrire la valeur moyenne échantillonnée correspondante :

$$\overline{u_e(t)} = \frac{1}{T_e} \int_{k_e}^{k+1} u_s X(t) dt \qquad [I-11]$$
  
pour k  $T_e < t < (k+1) T_e$  avec k entier

or 
$$\overline{u_s(t)} \approx u_s(k T_e) = u_{sk}$$
 [I-12]

de sorte que : 
$$\overline{u_e(t)} = \frac{u_{sk}}{T_e} \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} X(t) dt$$
 [I-13]

soit : 
$$\overline{u_e(t)} = u_{sk}\delta_k$$
 [I-14]

avec : 
$$\delta_{k} = \frac{1}{T_{e}} \int_{k_{e}}^{k+1} \sum_{t=1}^{T_{e}} X(t) dt$$
 [I-15]

 $\delta_k$  est appelée la fonction génératrice de transformation échantillonnée.

Etant donné que X(t) peut prendre les valeurs discrètes -1,0,1, on peut en déduire que la valeur absolue de  $\delta_k$  est toujours inférieure ou égale à 1.

D'après la définition de la fonction génératrice de transformation, on peut aussi écrire, en supposant le courant d'entrée constant pendant une période d'échantillonnage :

$$\overline{i_s(t)} \approx i_{ek} \delta_k$$
 [I-16]

Ces équations expriment la relation qui doit exister entre la fonction de transformation et la fonction génératrice échantillonnée. La figure I.14 montre plusieurs techniques d'élaboration d'une fonction de transformation.



FIG 1.14 : DIFFERENTES TECHNIQUES D'ELABORATION DE FONCTION DE TRANSFORMATION

Le 1° cas (14.a) est la manière la plus simple de créer l'impulsion X(t). La modulante est échantillonnée à l'instant  $kT_e$  pour donner  $\delta_k$ . La durée  $\tau_k$  est alors calculée de manière à obtenir :  $\tau_k = T_e \, \delta_k$ 

Le même principe est retenu pour la figure 14.b. mais les impulsions sont centrées par rapport à la période d'échantillonnage.

Il est possible d'opérer un double échantillonnage de la fonction génératrice  $\delta(t)$  (figure 14.c). Les temps  $\tau_k$  et  $\tau_{k+1/2}$  sont alors générés de la manière suivante :

$$\tau_k = \frac{T_e}{2} \delta_k \qquad \qquad \tau_{k+1/2} = \frac{T_e}{2} \delta_{k+1/2}$$

Les analyses fréquentielles des grandeurs temporelles  $\delta(t)$ ,  $\delta_k$  et X(t) (figure I.15) comparées à la réponse fréquentielle des éléments de filtrage montrent que, pour les rangs bas, l'effet de la fonction de connexion peut être assimilé à celui de la fonction génératrice échantillonnée  $\delta_k$  et même de la fonction génératrice  $\delta(t)$  si la période T<sub>e</sub> devient infiniment petite.

# IV.1 2 Fonctions génératrices de connexion

De la même manière que pour  $\delta_k$ , nous définissons les fonctions génératrices de connexion  $\gamma_{jk}$ . Celles-ci caractérisent la commande d'un bras j d'un convertisseur courant/tension de la manière suivante :

$$\gamma_{jk} = \frac{1}{T_e} \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} Y_j(t) dt$$
 [I-17]

Les relations établies entre les fonctions de transformation et les fonctions de connexion nous permettent d'établir les liens entre les fonctions génératrices associées. Dans le cas du convertisseur monophasé/monophasé on trouve :

$$\delta_k = \frac{\gamma_{1k} - \gamma_{2k}}{2} \qquad [I-18]$$



FIG I.15 : COMPARAISON DES ANALYSES FREQUENTIELLES DE  $\delta(t)$ ,  $\delta_k$  et x(t)

Pour le convertisseur triphasé/monophasé il vient :

$$\delta_{1k} = \frac{1}{6} \left( 2 \gamma_{1k} - \gamma_{2k} - \gamma_{3k} \right)$$
  

$$\delta_{2k} = \frac{1}{6} \left( 2 \gamma_{2k} - \gamma_{1k} - \gamma_{3k} \right) \qquad [I-19]$$
  

$$\delta_{3k} = \frac{1}{6} \left( 2 \gamma_{3k} - \gamma_{2k} - \gamma_{1k} \right)$$

Les algorithmes de régulation que nous établirons par la suite permettront de calculer à chaque instant d'échantillonnage les fonctions génératrices de transformation, il faudra alors en déduire les fonctions génératrices de connexion.

Les systèmes (I-11) et (I-12) montrent qu'il n'y a pas unicité de la solution. Nous expliciterons dans le chapitre II plusieurs choix possibles.

# IV.2 Modèle continu du processus à commander

# IV-2-1 Convertisseur monophasé/monophasé

Lorsque le convertisseur fonctionne en mode commandable, nous montrons que le processus électrique global à commander correspond à la Partie Opérative comprenant les connexions, la charge et la source. La figure I.16 représente ainsi un dispositif de conversion courant/tension qui exige la présence de composants passifs assurant le respect de l'alternance des sources.



FIG I.16: LE CONVERTISSEUR MONOPHASE/MONOPHASE DANS SON ENVIRONNEMENT

A partir des notations de cette figure, il vient pour la Partie Continue :

$$e(t) = u_{e}(t) + R_{e}i_{e}(t) + L_{e}\frac{di_{e}(t)}{dt}$$
[I-20]  
$$C_{s}\frac{du_{s}(t)}{dt} = i_{s}(t) - i_{c}(t)$$
[I-21]

En intégrant les équations du convertisseur :

$$u_e(t) = X(t) u_s(t)$$
$$i_s(t) = X(t) i_e(t)$$

nous obtenons :

$$e(t) = X(t) u_s(t) + R_e i_e(t) + L_e \frac{d i_e(t)}{dt}$$
 [I-22]

$$C_{s} \frac{d u_{s}(t)}{dt} = X(t) i_{e}(t) - i_{c}(t)$$
 [I-23]

Les équations [I-22] et [I-23] débouchent sur le schéma fonctionnel continu de la figure I.17 qui met en évidence le couplage qui existe naturellement entre l'entrée et la sortie du convertisseur. Lorsque l'intervalle d'échantillonnage  $T_e$  est très petit devant les constantes de temps en présence, il est possible d'assimiler la fonction de connexion X(t) à sa génératrice et, dans ces conditions, on débouche sur un système strictement continu, mais non-linéaire en raison du couplage.



FIG I.17 : MODELE DE COMMANDE D'UN CONVERTISSEUR COURANT/TENSION MONOPHASE/MONOPHASE AVEC SES ELEMENTS DE FILTRAGE

En faisant intervenir les courants  $i_{e1}$  et  $i_{e2}$  introduits au paragraphe III-2-3, les équations [I-22] et [I-23] peuvent également s'écrire:

$$\begin{pmatrix} \frac{d \mathbf{i}_{e1}}{d \mathbf{t}} \\ \frac{d \mathbf{i}_{e2}}{d \mathbf{t}} \\ \frac{d \mathbf{u}_s}{d \mathbf{t}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-\mathbf{R}_e}{\mathbf{L}_e} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \frac{-\mathbf{R}_e}{\mathbf{L}_e} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \frac{-\mathbf{R}_e}{\mathbf{L}_e} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_{e1} \\ \mathbf{i}_{e2} \\ \mathbf{u}_s \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \frac{-(\mathbf{Y}_1 - \mathbf{Y}_2)}{2\mathbf{L}_e} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \frac{(\mathbf{Y}_1 - \mathbf{Y}_2)}{2\mathbf{L}_e} \\ \frac{\mathbf{Y}_1}{2\mathbf{C}_s} & \frac{\mathbf{Y}_2}{2\mathbf{C}_s} & \mathbf{0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_{e1} \\ \mathbf{i}_{e2} \\ \mathbf{u}_s \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{\mathbf{L}_e} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \frac{-1}{\mathbf{L}_e} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \frac{-1}{\mathbf{C}_s} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{e} \\ \mathbf{e} \\ \mathbf{i}_c \end{pmatrix}$$
[1-24]

 $\begin{pmatrix} \mathbf{i}_{e} \\ \mathbf{u}_{s} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_{e1} \\ \mathbf{i}_{e2} \\ \mathbf{u}_{s} \end{pmatrix}$ 

Ceci peut donc se mettre sous la forme générale :

$$\dot{(Z)} = [(A) + (K)](Z) + (B)(U)$$
 (I-18)  
(S) = (C)(Z) + (D)(U)  
avec :

(Z) : matrice d'état (U) : matrice d'entrée

(S) : matrice de sortie

(B) : matrice d'application de l'entrée

(D): matrice de transmission directe

- (A) : matrice d'évolution
- (C) : matrice de sortie

posons (K) = 
$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{-(Y_1 - Y_2)}{2L_e} \\ 0 & 0 & \frac{(Y_1 - Y_2)}{2L_e} \\ \frac{Y_1}{2C_s} & \frac{Y_2}{2C_s} & 0 \end{pmatrix}$$

(K) : matrice de connexion qui induit une réaction d'état variable selon la commande externe.

Cette représentation va nous permettre d'établir un schéma fonctionnel général pour les convertisseurs courant/tension monophasés et triphasés.

# IV-2-2 Convertisseur triphasé/monophasé

La figure I.18 présente un exemple de convertisseur triphasé/monophasé associé à ses filtres d'entrée et de sortie.



FIG I.18 : LE CONVERTISSEUR TRIPHASE/MONOPHASE DANS SON ENVIRONNEMENT

Pour établir un schéma fonctionnel de commande, rappelons les différentes équations liant les grandeurs.

Au niveau des filtres d'entrée, on a :  

$$u_{ej} = e_j - \left(R_e + L_e \frac{d}{dt}\right) i_{ej}$$
 avec  $j \in \{1, 2, 3\}$ 

Le système (I-2) nous donne les relations entre les tensions  $u_{ej}$  et  $v_j$ :

$$u_{e1} = \frac{1}{3} (2v_1 - v_2 - v_3)$$
$$u_{e2} = \frac{1}{3} (2v_2 - v_1 - v_3)$$
$$u_{e3} = \frac{1}{3} (2v_3 - v_1 - v_2)$$

La tension  $u_s$  est calculée à partir du courant  $i_s$  et du courant de charge  $i_c$ .

$$C_s \frac{du_s}{dt} = (i_s - i_c)$$

Le courant  $i_s$  se déduit de  $i_{e1}$ , $i_{e2}$ , $i_{e3}$  de la manière suivante :

$$i_s = Y_1 i_{e1} + Y_2 i_{e2} + Y_3 i_{e3}$$

Ceci nous conduit alors au schéma fonctionnel global de la figure I.19.





Comme pour le convertisseur monophasé/monophasé, il est possible de mettre toutes ces équations sous forme matricielle. Il vient alors l'équation générale :

$$\begin{pmatrix} \frac{\mathrm{d}\,\mathbf{i}_{e1}}{\mathrm{d}\mathbf{t}}\\ \frac{\mathrm{d}\,\mathbf{i}_{e2}}{\mathrm{d}\mathbf{t}}\\ \frac{\mathrm{d}\,\mathbf{i}_{e3}}{\mathrm{d}\mathbf{t}}\\ \frac{\mathrm{d}\,\mathbf{u}_{s}}{\mathrm{d}\mathbf{t}} \end{pmatrix}^{T} = \begin{pmatrix} \frac{\mathrm{R}_{e}}{\mathrm{L}_{e}} & 0 & 0 & 0\\ 0 & \frac{\mathrm{R}_{e}}{\mathrm{L}_{e}} & 0 & 0\\ 0 & 0 & \frac{\mathrm{R}_{e}}{\mathrm{L}_{e}} & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_{e1}\\ \mathbf{i}_{e2}\\ \mathbf{i}_{e3}\\ \mathbf{u}_{s} \end{pmatrix}^{T} + \begin{pmatrix} \frac{1}{\mathrm{L}_{e}} & 0 & 0 & 0\\ 0 & \frac{1}{\mathrm{L}_{e}} & 0 & 0\\ 0 & 0 & \frac{1}{\mathrm{L}_{e}} & 0\\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\mathrm{L}_{e}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{e}_{1}\\ \mathbf{e}_{2}\\ \mathbf{e}_{3}\\ \mathbf{i}_{c} \end{pmatrix}^{T}$$

$$+ \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{\mathrm{L}_{e}} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\mathrm{L}_{e}} & 0\\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\mathrm{L}_{e}} & 0\\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\mathrm{d}}(2\mathrm{Y}_{1}-\mathrm{Y}_{2}-\mathrm{Y}_{3})\\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\mathrm{d}}(2\mathrm{Y}_{2}-\mathrm{Y}_{1}-\mathrm{Y}_{3})\\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\mathrm{d}}(2\mathrm{Y}_{3}-\mathrm{Y}_{1}-\mathrm{Y}_{3})\\ \mathrm{Y}_{1} & \mathrm{Y}_{2} & \mathrm{Y}_{3} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_{e1}\\ \mathbf{i}_{e2}\\ \mathbf{i}_{e3}\\ \mathbf{u}_{s} \end{pmatrix}$$

On retrouve donc ici une forme identique à celle du convertisseur monophasé. On peut ainsi proposer une représentation générale des convertisseurs courant/tension.

# IV-2-3 Généralisation du modèle continu

Les équations matricielles générales des modèles continus des convertisseurs monophasés/monophasés et triphasés/monophasés conduisent directement au schéma fonctionnel global de la figure I.20 qui met en évidence la réaction d'état booléenne.

Contrairement aux modèles habituellement utilisés en automatique, la commande n'agit pas ici sur l'entrée (matrice (U)) mais sur les paramètres du processus en venant moduler la matrice de contre-réaction d'état par la matrice (K).



FIG I.20 : SCHEMA FONCTIONNEL GLOBAL DU CONVERTISSEUR ASSOCIE A SES FILTRES D'ENTREE ET DE SORTIE

L'expression [I-9] est une relation non-linéaire entre  $X_j$ ,  $i_{ej}$  et  $i_s$ . Par contre, l'équation faisant intervenir les fonctions de connexion  $Y_j$  est linéaire. Il est donc indispensable d'utiliser ces dernières dans le schéma fonctionnel global afin d'obtenir un système linéaire.

Rappelons toutefois que les grandeurs de commande sont les fonctions de transformation, les fonctions de connexion s'en déduisant à l'aide d'algorithmes que nous verrons ultérieurement.

# IV.3 Modèle échantillonné du processus

# IV-3-1 Convertisseur monophasé/monophasé

La définition d'une loi de commande du processus exige de tenir compte de sa caractéristique échantillonnée introduite par la fonction de connexion X(t) qui formalise ainsi le fonctionnement du convertisseur. La comparaison faite en IV-1 des spectres de la fonction de connexion et de ses fonctions génératrices  $\delta(t)$  et  $\delta_k$ 

prouvent que X(t) peut être largement assimilé à  $\delta_k$  pour établir les relations existant entre les grandeurs de sortie et les grandeurs de commande. Dans ces conditions, le modèle échantillonné du processus s'obtient facilement en bloquant les grandeurs d'entrée (U), de sortie (S) et de commande  $\delta_k$  pendant chaque période d'échantillonnage et en appliquant la transformation en z aux parties continues du processus. On obtient alors le schéma fonctionnel échantillonné de la figure I.21.

Ce schéma fonctionnel échantillonné suppose néanmoins que la période d'échantillonnage  $T_e$  reste suffisamment petite devant la période d'évolution des grandeurs e(t) et  $i_c(t)$ 

Ce schéma modélise d'un point de vue numérique le comportement du convertisseur associé à ses filtres d'entrée et de sortie. Il peut donc nous permettre d'établir des lois de commande appropriées pour les convertisseurs monophasé/monophasé.



FIG I.21: SCHEMA FONCTIONNEL ECHANTILLONNE D'UN CONVERTISSEUR MONOPHASE/MONOPHASE COURANT/TENSION

# IV-3-2 Convertisseur triphasé/monophasé

A partir du schéma fonctionnel continu, on déduit de la même manière que précédemment le schéma fonctionnel échantillonné (figure I.22).



FIG I.22: SCHEMA FONCTIONNEL ECHANTILLONNEE D'UN CONVERTISSEUR TRIPHASE/MONOPHASE COURANT/TENSION

IV-3-3 Généralisation du modèle échantillonné

A partir du système matriciel (I-18), il est possible de proposer un modèle d'état échantillonné. On obtient alors le système d'équation suivant :

$$Z_{k+1} = [(F) + (H)] Z_k + (G) U_k$$
 (I-19)

 $S_k = (C) Z_k + (D) U_k$ 



qui peut se représenter sous la forme du schéma fonctionnel de la figure I.23

FIG I.23: SCHEMA FONCTIONNEL ECHANTILLONNE DU CONVERTISSEUR ASSOCIE A SES FILTRES D'ENTREE ET DE SORTIE

# CONCLUSION

Ce chapitre a permis de proposer un modèle de commande unifié pour les convertisseurs commandables courant/tension monophasés et triphasés. Etant donné la nécessité d'utiliser des filtres en entrée et en sortie du convertisseur, il est apparu intéressant d'intégrer ces éléments dans le modèle de commande. Il s'avère alors qu'il existe un couplage entre les grandeurs d'état d'entrée et de sortie.

Les modèles échantillonnés de commande établis dans ce chapitre vont être appliqués à la commande des redresseurs de courant fonctionnant en Modulation de Largeur d'Impulsions et vont nous permettre de synthétiser plusieurs types de commande.

# **CHAPITRE II**

# ETUDE DES ALGORITHMES DE

# **COMMANDE RAPPROCHEE**

# APPLICATION AUX REDRESSEURS MLI

# CHAPITRE III

# ETUDE DES ALGORITHIMES DE

COMMANDE RAPPROCHIEE

APPLICATION AUX REDRESSEURS MLI

# INTRODUCTION

L'étude menée au chapitre I a permis de déterminer les modèles de commande de convertisseurs courant/tension monophasés et triphasés associés à leur filtre d'entrée. Nous pouvons ainsi concevoir un algorithme adapté à la commande rapprochée de redresseurs fonctionnant en Modulation de Largeur d'Impulsions. Cet algorithme a pour rôle principal d'optimiser la qualité spectrale du courant d'entrée ainsi que le facteur de déplacement à la source.

Dans un premier temps, nous mettrons en oeuvre une commande en boucle ouverte. Nous étudierons alors l'influence des ondulations de la tension de sortie sur le courant d'entrée ce qui nous amènera à proposer la notions de linéarisation dynamique.

Nous étudierons ensuite la commande en boucle fermée. En fonctionnement nominal, on ne constate pas d'amélioration sensible de la qualité du courant d'entrée par rapport à la commande en boucle ouverte avec linéarisation dynamique. En revanche, la boucle fermée permet d'améliorer la robustesse de la commande par rapport à d'éventuelles fluctuations de paramètres. Cette étude sera menée successivement pour les redresseurs courant/tension monophasés et triphasés.

### A - CONVERTISSEURS MONOPHIASES

# I- PRESENTATION

### I-1 Principe du convertisseur et de sa commande

La structure du redresseur monophasé courant/tension est présentée à la figure II.1. Le rôle de ce convertisseur est de générer une tension de sortie  $u_s$  réglable aux bornes du condensateur de filtrage qui confère un caractère "source de tension" au redresseur. Cette tension continue alimente un récepteur de courant qui sera modélisé par un courant d'appel  $i_c$ , et la puissance nécessaire à fournir à la charge provient du réseau électrique alternatif. Malgré les inductances de ligne, celui-ci est considéré comme une source de tension, il est donc nécessaire d'insérer une inductance entre le convertisseur et le réseau afin de respecter l'alternance des sources. Cet élément réactif sert également au filtrage des composantes harmoniques de haute fréquence dues à la modulation de largeur d'impulsion.



FIGURE II.1 : SCHEMA SYNOPTIQUE DE LA COMMANDE DU REDRESSEUR MLI COURANT/TENSION L'asservissement de la tension de sortie  $u_s$  ainsi que le contrôle de la valeur efficace du courant  $i_e$  appelé au réseau sont assurés par le dispositif de commande. Ainsi, la régulation de tension a pour rôle de définir, à partir de l'écart entre  $u_s$  et sa consigne  $u_{sc}$ , la valeur efficace souhaitée  $I_{ec}$  du courant d'entrée  $i_e$ . Dès lors, les fonctions de connexion (Y<sub>1</sub>,Y<sub>2</sub>) sont élaborées grâce à l'algorithme de la commande rapprochée qui vise à optimiser la qualité du courant appelé d'une part, le facteur de déplacement à la source d'entrée d'autre part.

# I-2 Nature des interrupteurs

Nous avons placé cette étude dans le cadre des convertisseurs en mode commandable. Comme nous l'avons vu au 1° chapitre, il suffit d'utiliser des Interrupteurs Bidirectionnels BiCommandables pour que la condition de commandabilité soit toujours vérifiée. Cependant, dans le cadre de cette application la réversibilité en tension n'est pas nécessaire pour les interrupteurs, nous choisissons donc, pour former la partie puissance du redresseur, quatre associations transistor/diode en antiparallèle (figure II.2).



FIGURE II.2 : SCHEMA DU REDRESSEUR AVEC LES INTERRUPTEURS CHOISIS

Nous allons néanmoins démontrer la commandabilité du convertisseur ainsi réalisé. Il nous faut pour cela montrer que les conditions de transition entre les places des réseaux de Petri associés aux interrupteurs ne dépendent que de la commande externe. Nous allons étudier le cas de l'interrupteur  $K_{11}$  et pour cela, nous intéresser aux conditions d'ouverture (CO<sub>11</sub>) et de fermeture (CF<sub>11</sub>) de cet interrupteur.

Rappelons d'abord que :

 $Y_{1} = 1 \text{ correspond à la commande de l'interrupteur } K_{11}$   $Y_{1} = -1 \text{ correspond à la commande de l'interrupteur } K_{01}$  ce qui peut se résumer en deux équations :  $B_{11} = \frac{Y_{1} + 1}{2} \qquad B_{01} = \frac{1 - Y_{1}}{2} \quad \text{soit } B_{11} = \overline{B_{01}}$ 

Examinons dans un premier temps C011.

Nous rappellons la relation démontrée au chapitre I, paragraphe II-1-5 :

$$CO_{11} = B_{11} \cdot (i_{k_{11}} > 0)$$

On envisage le cas où Y<sub>1</sub> passe de 1 à -1. Deux possibilités sont à examiner :

-  $T_{11}$  conduit,  $B_{11}$  passe à 0, le courant  $i_{k11}$  est coupé, il y a commutation tripôle avec la diode  $D_{01}$  pour assurer la continuité du courant dans l'inductance  $L_e$ .

-  $D_{11}$  conduit ( $i_{k11} < 0$ ),  $B_{01}$  passe à 1, le transistor  $T_{01}$  se met à conduire, le courant  $i_{k11}$  change de signe, et la diode se bloque.

Il y a donc équivalence entre  $CO_{11}$  et le passage de  $Y_1$  de 1 à -1.

Etudions la condition de fermeture : CF<sub>11</sub>

$$CF_{11} = B_{11} + (v_{k_{11}} < 0)$$

On envisage le cas où  $Y_1$  passe de -1 à 1. Deux possibilités sont à examiner :

-  $T_{01}$  conduit,  $B_{01}$  passe à 0, le courant  $i_{k01}$  est coupé, la tension  $v_{k11}$  chute, il y a commutation tripôle avec la diode  $D_{11}$  pour assurer la continuité du courant dans l'inductance  $L_e$ .

-  $D_{01}$  conduit (i<sub>k01</sub> < 0),  $B_{11}$  passe à 1, le transistor  $T_{11}$  se met à conduire et la diode  $D_{01}$  se bloque.

Il y a donc équivalence entre  $CF_{11}$  et le passage de  $Y_1$  de -1 à 1.

Les conditions d'ouverture et de fermeture de  $K_{11}$  ne dépendent que de l'évenement externe  $Y_1$ . Nous pourrions refaire la même démonstration pour  $K_{01}$ et une démonstation identique avec le deuxième bras. Toutes les conditions de transitions entre les places des différents réseaux de Petri associés aux interrupteurs ne dépendent que de  $Y_1$  et  $Y_2$ : le convertisseur est commandable.

# Remarque :

La commandabilité du convertisseur suppose ici une complémentarité parfaite pour la commande de base des transistors d'un même bras. Ceci suppose donc de négliger l'effet des temps morts de la commande.

# II - <u>LES DIFFERENTS NIVEAUX DE LA COMMANDE</u> RAPPROCHEE

La commande rapprochée a pour rôle de générer les commandes de composants de manière à imposer la valeur efficace du courant d'entrée égale à  $I_{ec}$  fixée par la régulation de la tension  $u_s$ . La figure II.1 montre les trois niveaux essentiels de cette commande.

# II-1 Principe de réglage du courant

Pour l'élaboration de  $\delta_k$ , nous allons mettre en oeuvre le modèle de commande défini au chapitre précédent et rappelé à la figure II.3. Ce schéma fonctionnel appelle les remarques suivantes :

- L'intervention de  $\mathbf{u}_{sk}$  entre la tension d'entrée du redresseur  $\mathbf{u}_{ek}$  et la fonction génératrice est une source de perturbation potentielle. Dans la mesure où cette valeur reste quasiment constante (égale à la tension de consigne  $\mathbf{u}_{sc}$  dans le cas d'une régulation de tension), la relation entre la commande et la grandeur réglée est linéaire. Si ce n'est pas le cas, le gain variable que représente cette tension  $\mathbf{u}_{sk}$  dans la chaine d'action peut créer de la distorsion dans le courant  $\mathbf{i}_{e}$ .

- La fonction de redressement apparait dans la branche inférieure de ce schéma fonctionnel grâce à la multiplication de deux grandeurs alternatives de même

fréquence fondamentale. Cette opération est donc un produit de convolution dans le domaine spectral qui fait apparaître une composante continue et un contenu harmonique dépendant de la qualité des deux composantes du produit.



# FIGURE II.3 MODELE ECHANTILLONNE DE COMMANDE DE LA PARTIE PUISSANCE

Numériquement, nous choisirons désormais :

$L_e = 3 \text{ mH}$	$R_e = 0,25 \Omega$
E = 48 V	$T_{e} = 500 \ \mu s$
Il vient alors :	
$a_{21} = -0,959$	$b_{21} = 0,163$

Le coefficient  $b_{11}$  n'est pas fixé a priori puisque nous allons utiliser plusieurs valeurs de capacités pour  $C_s$ .

# II-2 Calcul des fonctions génératrices de connexion

Les fonctions génératrices  $\gamma_{1k}$  et  $\gamma_{2k}$  sont déterminées à partir de  $\delta_k$ . Nous avons vu au chapitre I, qu'il existe dans le cas du convertisseur monophasé la relation simple :

$$\delta_k = \frac{\gamma_{1k} - \gamma_{2k}}{2}$$

Il existe donc plusieurs possibilités pour calculer les fonctions génératrices de connexion à partir des fonctions génératrices de transformation.

 $\gamma_{1k} = -\gamma_{2k} = \delta_k$ On choisit la commande suivante :

Sur la figure II.4 a, la commande est calculée de manière à fixer la valeur efficace du courant ie à 20 A. En supposant que la charge appelle un courant continu de 10 A, la tension de sortie se stabilise autour de 90 V. On constate alors que les courants ik11 et ik01 traversant respectivement les composants K11 et Ko1 ont même valeur efficace. Celle-ci est égale à 14,2 A.

II-2-2 2° méthode :

Une deuxième solution consiste à poser :

Ceci conduit aux résultats présentés figure II.5. On constate que les instants de commutation de X correspondent à ceux de  $Y_1$  et  $Y_2$ . Cette méthode revient donc à déterminer la valeur de X à partir de la fonction génératrice de transformation  $\delta_k$  puis en déduire les fonctions Y<sub>1</sub>, Y<sub>2</sub> par le tableau logique suivant :

Х	1	0	-1
Y1	1	-1	-1
Y2	-1	-1	1

Tableau II.1 Logique de commande des composants

# II-3 Calcul des fonctions de connexion

On déduit les fonctions de connexion Y1 et Y2 des fonctions génératrices de connexion  $\gamma_{1k}$  et  $\gamma_{2k}$  par la méthode classique de comparaison de ces fonctions génératrices avec une porteuse triangulaire bipolaire.



a) Formes d'onde des courants dans les interrupteurs, et des fonctions de transformation et de connexion



b) forme d'onde et analyse harmonique du courant d'entrée FIGURE II.4 : 1° METHODE DES FONCTIONS DE CONNEXION



a) Formes d'onde des courants dans les interrupteurs, et des fonctions de transformation et de connexion



b) forme d'onde et analyse harmonique du courant d'entrée FIGURE II.5 : 2° METHODE DE CALCUL DES FONCTIONS DE CONNEXION

64

L'option retenue dans cette logique consiste à toujours faire transiter le courant par les composants  $K_{01}$  et  $K_{02}$  lors du court-circuit de l'inductance  $L_e$ . On observe, avec cette méthode, sur la figure II.5-a une différence entre les valeurs efficaces des courants traversant les interrupteurs  $K_{11}$  et  $K_{01}$ . La simulation donne pour ces valeurs efficaces :

$$I_{k11} = 17,3 A$$
  $I_{k01} = 10,5 A$ 

Le choix de cette méthode entraîne donc un surdimensionnement de l'un des composants par rapport à l'autre dans le même bras. De plus, la comparaison des analyses harmoniques du courant d'entrée (figure II.4 b et II.5 b) montre que la première méthode conduit à une diminution des amplitudes de la première famille d'harmoniques dus au découpage (2000 Hz).

En revanche, on s'aperçoit que les composants commutent davantage en utilisant la première méthode. Cela induit donc davantage de pertes par commutation dans les interrupteurs.

Dans la suite du chapitre, nous allons nous intéresser exclusivement à l'algorithme de réglage du courant d'entrée qui nous permet de calculer la grandeur  $\delta_k$  à chaque instant d'échantillonnage.

Ceci ne doit pas faire oublier la transition entre cette fonction génératrice et la commande des composants car les conséquences technologiques sont très importantes.

# Remarque :

Dans la suite du travail, les commandes étudiées utilisent toujours la seconde méthode de modulation. Ce choix est essentiellement attaché à des raisons historiques dans l'évolution du travail.

# III - <u>CONTROLE EN BOUCLE OUVERTE</u>

Comme nous l'avons démontré au chapitre I, la commande en boucle ouverte n'est pas bien adaptée au processus à contrôler. Cependant, lorsque l'élément de filtrage en sortie est de valeur suffisamment importante, cette solution donne de bons résultats, c'est la raison pour laquelle nous allons étudier plus précisément son fonctionnenement

# **III.1** Principes de commande

Nous avons défini le schéma fonctionnel échantillonné du convertisseur et de ses filtres ( cf figure II - 3). La branche supérieure précise la relation qui existe entre le courant  $i_{ek}$  et la commande  $\delta_k$ ; à partir de cette expression nous pouvons calculer la commande  $\delta_k$  en fonction de la grandeur souhaitée  $I_{ec}$  déterminée par la boucle d'asservissement de la tension de sortie.

Dans un premier temps, on définit une grandeur sinusoïdale  $i_{ec}$  déterminée en multipliant  $I_{ec}$  par une grandeur elle-même sinusoïdale. Nous choisissons a priori une phase nulle par rapport à la tension d'entrée de manière à obtenir un facteur de déplacement unitaire au niveau du réseau.

A partir de  $i_{ec}$ , il suffit, pour calculer  $\delta_k$  de prendre l'inverse de la fonction de transfert du filtre d'entrée et de compenser l'effet de la tension de source. En fait, cette inversion nécessite de connaitre aux instants d'échantillonnage la tension  $u_{sk}$  puisque celle-ci intervient dans la fonction de transfert. Or, la commande en boucle ouverte suppose qu'il n'y a aucun retour d'information sur les grandeurs d'état du système et, dans la mesure où la tension réelle est toujours proche de la tension de consigne  $u_{sc}$  maintenue constante, on choisit  $u_{sc}$  comme grandeur de linéarisation. (figure II.6)



### FIGURE II.6 : SCHEMA FONCTIONNEL DE LA COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE

On retrouve ici le principe de commande présenté dans [DIX 88] où les auteurs proposent une commande en boucle ouverte d'un redresseur triphasé courant/tension avec compensation de la tension aux bornes de l'inductance.
Remarques sur le schéma fonctionnel :

- L'opérateur z, introduit au numérateur, correspond à une avance de phase. Pour réaliser cette opération, il suffit d'avancer la phase de la grandeur sinusoïdale d'une période d'échantillonnage.

- Comme la tension de source s'applique de manière continue sur le processus, l'opération d'échantillonnage utilisée dans le modèle de commande peut être considérée comme équivalente à un retard pur de durée  $T_e/2$ . On doit alors considérer pour  $e_k$  la valeur échantillonnée de la grandeur fictive e'(t) définie par :

$$e'(t) = e(t + \frac{T_{e'_2}}{2}) = E \sqrt{2} \sin \left(\omega \left(t + \frac{T_{e'_2}}{2}\right)\right)$$

- La grandeur  $u_{eck}$ , issue du comparateur, est la valeur souhaitée pour la tension  $u_e$  à l'entrée du redresseur. Quant à la grandeur  $v_{lck}$  à l'entrée du premier comparateur, elle représente une valeur évaluée pour la tension aux bornes de l'inductance.



FIGURE II.7 : SCHEMA FONCTIONNEL DE LA COMMANDE ET DE LA PARTIE PUISSANCE DU REDRESSEUR Ces remarques conduisent à modifier le schéma fonctionnel de la commande proposé à la figure II.6. L'association au modèle de la partie puissance débouche sur le schéma global de la figure II.7 qui montre que  $i_{ek}$  reste très proche de  $i_{eck}$  si on maintient l'hypothèse  $u_{sk} \approx u_{sc}$ . Précisons qu'il s'agit d'une linéarisation statique puisqu'en cas de changement de point de consigne, l'approximation est fausse durant le régime transitoire. On aboutit à la même conclusion si la grandeur de sortie  $u_s$  présente des fluctuations trop importantes en raison d'un filtrage insuffisant vis à vis des perturbations (puissance fluctuante, courant de charge,...)

Dans la suite de l'étude le courant d'appel sera défini par :  $i_c = i_{co} (1 + \alpha \sin (2 \Pi f_{ic} t))$ 

La figure II.8 donne un exemple de résultat de simulation obtenus dans les conditions suivantes :

Courant efficace de consigne	:	$I_{ec} = 20 A$
Capacité de Cs	:	$C_{s} = 22000 \ \mu F$
Courant d'appel	:	$i_{co} = 10 A$ $\alpha = 0$

Pour caractériser le courant d'entrée, nous examinons simultanément les deux grandeurs suivantes :

-  $\Theta$  : déphasage entre la tension de source et le fondamental du courant d'entrée  $i_e$ . (cos $\Theta$  : facteur de déplacement)

- **TH3I** : taux d'harmoniques 3 du courant  $i_e$  : rapport entre l'amplitude de l'harmonique 3 et celle du fondamental.

On constate donc que, compte tenu des hypothèses, le courant d'entrée est dépourvu de tout harmonique de rang bas (**TH3I** = 0,3 %). La première famille d'harmoniques est centrée autour de la fréquence de découpage (2000 Hz). Par ailleurs, on note que que  $\Theta$  vaut -1,5° ce qui nous assure un facteur de déplacement quasi-unitaire.

Compte tenu des conditions de simulation, la tension moyenne calculée sur 20 ms ( $u_{so}$ ) se stabilise autour de 91 V.



FIGURE II.8 : FORME D'ONDE ET ANALYSE SPECTRALE DU COURANT D'ENTREE

Remarque sur la commande :

Il existe entre les grandeurs électriques d'entrée la relation suivante :

 $u_e = e - R_e i_e - L_e \frac{d}{dt} i_e$ 

En régime harmonique, on obtient les relations entre grandeurs complexes :  $\overline{U}_e = \overline{E} - R_e \overline{I}_e - j L_e \omega \overline{I}_e$ 

Ce qui se traduit par le diagramme de Fresnel de la figure II.9 qui a été utilisé par d'autres auteurs [DES 90] pour définir la commande du convertisseur à partir du calcul de la valeur efficace souhaitée  $U_{ec}$  pour  $U_e$  soit :

$$U_{ec} \approx \sqrt{E^2 + L_e \omega I_{ec}^2}$$

en négligeant la résistance Re.



# FIGURE II.9 : DIAGRAMME DE FRESNEL SUR LES GRANDEURS COMPLEXES DE CONSIGNE

Une stratégie basée sur le calcul des valeurs efficace fixe intrinsèquement la période d'échantillonnage égale à celle du réseau. Elle est donc moins efficace pour la compensation de régimes transitoires rapides.

## Remarque sur la commandabilité

Nous avons situé notre étude dans le cadre des convertisseurs en mode commandable. Afin d'assurer la validité des lois de commande, il nous faut aussi définir la notion de système de conversion commandable.

Le système de conversion, composé du convertisseur et de ses filtres, est dit commandable pendant l'intervalle de temps  $[kT_e, (k+1)T_e]$  si et seulement si toutes les valeurs absolues des fonctions génératrices de connexion sont inférieures à 1.

C'est-à-dire : 
$$|\gamma_{jk}| \le 1$$

Dans le cas du redresseur monophasé, si l'on choisit la commande :

 $\begin{array}{l} \gamma_{1k} = -\gamma_{2k} = \delta_k \\ \text{on doit avoir} : \left| \delta_k \right| \leq 1 \\ \text{or} \quad u_{eck} = \delta_k \, u_{sc} \quad \text{donc} \quad \left| u_{eck} \right| \leq u_{sc} \,, \, \, \text{en supposant} \, \, u_{sc} \approx u_{sk} \end{array}$ 

on déduit la contrainte sur la valeur efficace de ue :

$$U_e \le \frac{u_{sc}}{\sqrt{2}}$$

Pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire et en négligeant la résistance R<sub>e</sub>, on trouve compte tenu de la remarque précédente :

$$U_e^2 - E^2 = (L_e \omega I_e)^2$$

d'où les deux contraintes à respecter en supposant l'égalité entre  $I_e$  et  $I_{ec}$  :

$$I_{ec} \leq \frac{1}{L_e \omega} \sqrt{\frac{u_{sc}^2}{2} - E^2}$$
$$E \leq \frac{u_{sc}}{\sqrt{2}}$$

# III-2 Influence de l'ondulation de la tension de sortie

Comme nous l'avons signalé, en établissant le schéma fonctionnel de la commande en boucle ouverte, cette méthode est basée sur l'approximation

Or, cette approximation n'est valable, en régime permanent, que si la capacité du condensateur est suffisamment élevée vis-à-vis des perturbations de toute nature. Dans le cas contraire, l'approximation n'est plus justifiée et nous allons démontrer qu'elle induit des harmoniques dans le courant d'entrée.

posons : 
$$u_{sk} = \sum_{i=0}^{\infty} U_{si} \sqrt{2} \sin \left( i \omega k T_e + \varphi_{Usi} \right)$$
  
avec  $U_{si}$ : Valeur efficace de l'harmonique i de la tension  $u_s$   
 $\varphi_{Usi}$ : Phase de la composante harmonique i de  $u_s$  par rapport  
à la tension du réseau.

Dans la commande en boucle ouverte, la grandeur  $\delta_k$  est sinusoïdale et peut donc se mettre sous la forme :

$$\begin{split} \delta_{k} &= \Delta \sqrt{2} \sin \left( \omega \ k \ T_{e} + \phi_{\delta} \right) \\ \text{avec} \quad \Delta \quad : \quad \text{Valeur efficace de la modulante } \delta_{k} \\ \phi_{\delta} \quad : \quad \text{Phase de la modulante par rapport à la tension du réseau.} \end{split}$$

Or, 
$$u_{ek} = \delta_k u_{sk}$$
  
soit  $u_{ek} = \Delta \sqrt{2} \sin \left( \omega k T_e + \varphi_{\delta} \right)$ .  $u_{sk}$   
 $u_{ek} = \sum_{i=0}^{\infty} 2 U_{si} \Delta \sin \left( \omega k T_e + \varphi_{\delta} \right) \sin \left( i \omega k T_e + \varphi_{Usi} \right)$ 

ce qui peut encore s'écrire :

$$u_{ek} = \sum_{i=0}^{\infty} \left( U_{ei+1} \sqrt{2} \sin((i+1)\omega k T_e + \varphi_{Uei+1}) + U_{ei-1} \sqrt{2} \sin((i-1)\omega k T_e + \varphi_{Uei-1}) \right)$$

avec  $U_{ej}$ : Valeur efficace de l'harmonique j de la tension  $u_e$ .  $\varphi_{Usi}$ : Phase de la composante harmonique j de  $u_e$  par rapport à la tension du réseau.

d'où la conclusion :

Les harmoniques de rang i présents dans la tension de sortie  $u_s$  du redresseur induisent des harmoniques de rang i-1 et i +1 dans la tension d'entrée  $u_e$  et donc dans le courant d'entrée  $i_e$ .

Il n'y a plus alors de relation linéaire entre la fonction génératrice  $\delta_k$  et  $u_e$ , le fondamental de  $u_e$  et donc le facteur de déplacement sont plus difficiles à contrôler

La figure II.10 donne la forme d'onde et l'analyse harmonique du courant d'entrée pour une capacité de 2200  $\mu$ F. Le taux d'ondulation de la tension de sortie est de 15%. Il est calculé de la manière suivante :

$$\Delta u_{s} = \frac{u_{s \max i} - u_{s \min i}}{2 u_{sc}}$$

avec

 $u_{s \text{ mini}}$ : tension  $u_{s}$  minimale sur une période réseau  $u_{s \text{ maxi}}$ : tension  $u_{s}$  maximale sur une période réseau

La figure II.11 regroupe l'évolution (obtenue par simulation) des deux grandeurs caractéristiques en fonction du taux d'ondulation ( $\Delta u_s$ ). Cette simulation a été effectuée avec les paramètres choisis précédemment pour un courant de consigne  $I_{ec}$  de 20 A et un courant  $i_{c0}$  de 10 A. Ces conditions nous donnent une tension de sortie de l'ordre de 90 V. La valeur du taux d'ondulation comprise entre 2% et 18% est obtenue par variation de la capacité  $C_s$  entre 2000 µF et 1200 µF.

Ces résultats mettent donc en évidence la dégradation de la qualité du courant d'entrée lorsque l'ondulation de la tension de sortie augmente.



Figure II.10 : forme d'onde et analyse spectrale du courant d'entree  $C_{s}=2200\,\mu F~~\text{taux d'ondulation }\Delta u_{s}=15\%$ 



FIGURE II.11 : EVOLUTION DES GRANDEURS CARACTERISTIQUES EN FONCTION DU TAUX D'ONDULATION DE LA TENSION

Le principe de la commande en boucle ouverte suppose l'hypothèse d'un système linéaire, valable tant que l'on peut négliger les ondulations de la grandeur d'état de sortie. Comme nous l'avons présenté en III.1, la linéarisation repose sur l'approximation  $u_{sk} \approx u_{sc}$  ( $u_{sc}$ : consigne constante), nous allons donc modifier la commande dans le cas où cette approximation n'est plus valable.

# **III-3** - Linéarisation dynamique

Lors de la présentation de la commande en boucle ouverte, nous avons évoqué le principe de l'inversion de la fonction de transfert du processus pour créer la fonction génératrice  $\delta_k$ . Afin d'éviter l'acquisition de la tension  $\mathbf{u_{sk}}$  à chaque période d'échantillonnage, nous avons alors remplacé cette grandeur par la tension de consigne  $\mathbf{u_{sc}}$ . Nous allons maintenant étudier l'influence de la division par la tension réelle.



FIGURE II.12 : LINEARISATION DYNAMIQUE DU PROCESSUS

Comme nous l'avons déjà signalé, l'intervention de  $\mathbf{u}_{sk}$  dans la chaîne d'action représente une non-linéarité pour le système. L'opération de division par la tension  $\mathbf{u}_{sk}$  est donc une linéarisation dynamique puisque valable en régime

transitoire contrairement au cas précédent. Ceci conduit au schéma fonctionnel de la figure II.12

On constate alors sur la figure II.13 que l'analyse spectrale du courant d'entrée ne fait plus apparaitre de composantes harmoniques de rang bas de manière significative. De plus la valeur efficace du courant d'entrée  $I_e$  est conforme à la valeur de consigne  $I_{ec}$ .



Figure II.13 : forme d'onde et analyse spectrale du courant d'entree taux d'ondulation  $\Delta u_S = 15\%$ 

COMMANDE AVEC LINEARISATION DYNAMIQUE

Les résultats de la figure II.14 ont été obtenus dans les mêmes conditions que ceux de la figure II.11. Ils confirment l'amélioration apportée par la linéarisation dynamique du processus. On constate par exemple que **TH3I** est de 1,2% au lieu de 6,5% pour un taux d'ondulation  $\Delta u_s$  de 15%.





Si l'on appelle  $\delta_k$  et  $\delta_{k0}$  les fonctions génératrices obtenues respectivement pour des commandes avec et sans linéarisation dynamique pour le même courant  $I_{ec}$ , il existe la relation :

$$\delta_k = \delta_{k0} \frac{u_{sc}}{u_{sk}}$$

On retrouve le principe de la commande décrite dans [ENJ 92] où l'auteur suppose que l'on puisse écrire la tension  $u_s$  sous la forme :

$$u_{s} = u_{sc} \left( 1 + \frac{\Delta u_{s}}{u_{s}} \sin \left( 2 \Pi f_{u_{s}} \right) \right)$$

avec  $f_{u_{\epsilon}}$ : fréquence de l'ondulation de la tension

Il propose alors de calculer la fonction génératrice de la manière suivante :

$$\delta_{k} = \frac{\delta_{k0}}{\left(1 + \frac{\Delta u_{s}}{u_{s}} \sin\left(2 \Pi f_{u_{s}}\right)\right)}$$

Cette expression, pour être valable, nécessite la connaissance de la phase, de l'amplitude et de la fréquence des ondulations de la tension. Elle suppose aussi que  $u_s$  ne possède qu'une seule composante harmonique.



FIGURE II.15 : FORME D'ONDE ET ANALYSE SPECTRALE DU COURANT D'ENTREE POUR  $i_c = 10 (1 + 0.5 \sin 2 \Pi 50 t)$ 

Dans le cas d'une charge quelconque qui génère ses propres harmoniques ceci n'est pas vrai. Pour la simulation de la figure II.15, nous avons choisi les paramètres du courant de charge:

 $i_{co} = 10 \text{ A}$   $f_{ic} = 50 \text{ Hz}$   $\alpha = 0.5.$ 

La modulation de cette fréquence par une fonction sinusoïdale à 50 Hz créé une composante continue et un harmonique 2 dans le courant d'entrée si l'on ne compense pas l'ondulation de la tension (figure II.15 a). La commande avec linéarisation permet d'éliminer ces composantes indésirables (figure II.15 b).

#### **III-4** Comportement dynamique

La loi de commande sans linéarisation dynamique n'est pas bien adaptée en régime transitoire. En effet, elle est basée sur l'approximation :  $u_{sk} \approx u_{sc}$  qui ne peut être vérifiée que pendant le régime établi. La figure II.16-a met en évidence les conséquences de cette approximation. La tension de consigne passe de 70 V à 100 V compte tenu du courant de charge de 10 A, ceci induit un changement de point de consigne pour le courant d'entrée de 15 à 25 A. On observe alors que le courant se déphase par rapport à la tension de source tant que la tension de sortie n'a pas rejoint la tension de consigne  $u_{sc}$ . Dans le cas de la commande avec linéarisation dynamique, le courant reste en phase avec la tension de source et le système est plus rapide (figure II.16 b).

En conséquence, nous pouvons affirmer que la commande en boucle ouverte avec linéarisation permet d'obtenir de très bonnes caractéristiques pour le courant d'entrée  $i_e$  quelle que soit la valeur de la capacité du condensateur de sortie. Cependant, il est nécessaire d'envisager une boucle de courant afin d'augmenter la robustesse de la commande par rapport aux éventuelles variations de paramètres tels que la résistance  $R_e$ , la valeur efficace de la tension de source (E)...

# **IV - CONTROLE EN BOUCLE FERMEE**

#### IV-1 Structure de l'asservissement

A l'image des commandes en courant réalisées pour les onduleurs, nous allons nous servir de  $i_e$  pour obtenir la fonction génératrice  $\delta_k$ . Nous choisissons a priori la structure **RST** [LAN 88] pour synthétiser le correcteur numérique. Comme nous l'avons signalé pour la commande en boucle ouverte, il apparait dans la chaîne d'action la grandeur de consigne  $v_{lck}$ . C'est cette valeur qui sera déterminée à chaque période d'échantillonnnage par le régulateur, nous obtenons donc la boucle fermée décrite à la figure II.17.





FIGURE II.17 : SCHEMA FONCTIONNEL DE LA BOUCLE DE COURANT

Remarque : Le déphasage qui existe entre  $i_{eck}$  et  $i_{ek}$  dépend du correcteur introduit dans la boucle de régulation. L'angle  $\Theta_c$  qui figure sur ce schéma permet donc de compenser ce déphasage afin d'obtenir le courant  $i_e$  en phase avec la tension du réseau.

# IV-2 Synthèse du correcteur

Pour calculer le correcteur, nous avons utilisé la méthode du placement de pôles [LAN 88]. Le correcteur permet alors de régler la dynamique ( $\omega_0$ ) et l'amortissement ( $\zeta$ ) de la fonction de transfert en boucle fermée. Compte tenu de la période d'échantillonnage T<sub>e</sub> choisie,  $\omega_0$  doit rester dans les limites suivantes :

$$0.25 < \omega_0 T_e < 1.5$$

Par la suite, nous allons donc étudier et comparer les deux cas suivants :

Etant donné la linéarisation opérée par l'opération  $u_s^{-1}$ , le calcul du correcteur est indépendant de la tension de sortie. Il est donc réalisé pour une tension de sortie de 1V.

En fonction des paramètres du filtre déjà cités nous obtenons donc les réglages suivants :

 $\label{eq:cas} \begin{array}{ll} \underline{1^{\circ} \mbox{ cas}}: & \omega_0 = 3000 \mbox{ rad/s} & \zeta = 0,7 & R(z^{-1}) = 5 \\ & S(z^{-1}) = 1 - 0.12 \mbox{ } z^{-1} \\ & T(z^{-1}) = 5 \end{array}$ 

Le déphasage introduit par la fonction de transfert à 50 Hz est de 11°

 $\begin{array}{lll} \underline{2^{\circ}\ cas}: & \omega_{0}\,{=}\,500\ rad/s & \zeta\,{=}\,0.7 & R(z^{-1})\,{=}\,0.3 \\ & S(z^{-1})\,{=}\,1\,{-}\,0.65\ z^{-1} \\ & T(z^{-1})\,{=}\,0.45 \end{array}$ 

Le déphasage introduit par la fonction de transfert à 50 Hz est de 61°

# **IV-3** Résultats

Après avoir détaillé la constitution de la boucle fermée, nous pouvons évaluer les performances selon les critères établis pour la commande en boucle ouverte.

# IV-3-1 Influence du taux d'ondulation de la tension de sortie

Nous constatons, en comparant la figure II.18 à la figure II.14 que les résultats sont sensiblement identiques pour les deux algorithmes de commande. Pour un taux d'ondulation de la tension de 15%, le **TH3I** est de 0,25% au lieu de 0,5 %.

On remarque sur la figure II.19 d'une part que la dynamique la plus élevée donne évidemment les meilleurs résultats et, d'autre part, que la linéarisation dynamique doit être maintenue en boucle fermée. On peut interpréter cela de la manière suivante : les ondulations de la tension  $\mathbf{u}_s$  à 100 Hz modulées par un grandeur sinusoïdale à 50 Hz sont assimilables à une perturbation de fréquence 150 Hz appliquée au système. Le maximum de dynamique que l'on peut obtenir pour une période d'échantillonnage de 500  $\mu$ s est de l'ordre de 500 Hz. C'est toutefois insuffisant pour éliminer totalement l'harmonique de rang 3.



FIGURE II.19 : EVOLUTION DU TH3I EN FONCTION DU TAUX D'ONDULATION DE LA TENSION DE SORTIE POUR PLUSIEURS TYPES DE COMMANDE

# IV-3-1 Comportement dynamique

Le test de comportement dynamique est effectué dans les mêmes conditions que pour la commande en boucle ouverte. il donne sensiblement les mêmes résultats que pour la commande avec linéarisation dynamique.



# FIGURE II.20 : COMPORTEMENT DYNAMIQUE : PASSAGE D'UNE CONSIGNE DE COURANT DE 15 à 25 A COMMANDE EN BOUCLE FERMEE

# V - TESTS DE ROBUSTESSE

Nous avons justifié la nécessité de la boucle fermée pour augmenter la robustesse de la commande. Nous allons donc réaliser plusieurs tests pour confirmer cette idée. Les essais suivants ont été effectués en simulation dans les conditions nominales d'utilisation :

 $I_{ec} = 20 \text{ A}$  $u_{sc} = 90 \text{ V}$ Période d'échantillonnage : 500 µs La valeur du condensateur a été fixée à 2200  $\mu$ F soit, pour la puissance demandée, un taux d'ondulation de la tension de l'ordre de 10 %. Les commandes en boucle ouverte et en boucle fermée seront considérées avec linéarisation dynamique.

# V-1 Comportement vis à vis d'une variation de la résistance du filtre d'entrée : R<sub>e</sub>

Comme une variation de résistance n'entraine aucune conséquence vis-à-vis de l'harmonique 3 dans le courant d'entrée, il suffit d'étudier le déphasage  $\Theta$ . La figure II.21 montre l'évolution du déphasage en fonction de la variation de résistance. L'écart sur la valeur de la résistance est rapporté à la valeur nominale (0,25 W) notée **R**<sub>eo</sub> pour donner un écart relatif noté :  $\Delta R_e/R_{eo}$ 

La figure II.21 montre la très nette amélioration apportée par la commande en boucle fermée par rapport à la commande en boucle ouverte. En effet, le déphasage n'évolue pratiquement pas en fonction de la variation de résistance du filtre d'entrée.



# V-2 Comportement vis à vis d'une variation de la valeur efficace de la tension du réseau :

Pour la même raison que dans le premier cas, il suffit d'étudier le déphasage  $\Theta$ . De la même manière que pour la figure II.21, l'évolution de  $\Theta$  est étudiée en fonction de la variation relative de la tension du réseau. La tension nominale est notée ici  $E_0$  et, comme précédemment fixée à 48 V.

La figure II.22 met en évidence à nouveau, l'amélioration apportée par la commande en boucle fermée puisque le déphasage  $\Theta$  est quasiment indépendant de la tension de source.



FIGURE II.22: EVOLUTION DE  $\Theta$  EN FONCTION DE LA VARIATION DE VALEUR EFFICACE DE LA TENSION DU RESEAU

# V-3 Comportement vis à vis de l'harmonique 3 introduit par le réseau

Dans ce cas, nous étudierons le TH3I en fonction du pourcentage d'harmonique 3 dans la tension du réseau noté ici TH3E. Nous observons que la commande en boucle fermée permet de limiter la sensibilité de la commande à l'harmonique 3 présent dans la tension.



DE LA TENSION DE SOURCE

TH3I (%)



SUR LE TAUX D'HARMONIQUE 3 DU COURANT D'ENTREE

#### V-4 ) Influence de la saturation de l'inductance du filtre d'entrée

La saturation de l'inductance du filtre d'entrée est un phénomène cyclique puisqu'elle est traversée par un courant sinusoïdal. Cette saturation a donc une influence sur l'harmonique 3 du courant d'entrée.

Nous supposerons pour cette étude que la valeur de l'inductance varie linéairement en fonction du courant. On pose donc :

$$L_{e} = L_{eo} \left( 1 - \frac{\Delta_{L_{e}}}{L_{eo}} \frac{|i_{e}|}{I_{ec}} \right)$$

La figure II.24 met en évidence, à nouveau la robustesse apportée par la commande en boucle fermée.

Les différentes simulation présentées ci-dessus mettent en évidence l'intérêt de la commande en boucle fermée par rapport à la commande en boucle ouverte. Compte tenu de la faible dynamique de la boucle imposée par le choix de la période d'échantillonnage, on constate que cette commande ne suffit pas pour éliminer totalement les perturbations provoquant des harmoniques 3. Les fluctuations de paramètres qui modifient le facteur de déplacement à la source, par contre, sont bien compensées par la commande en boucle fermée.

#### CONCLUSION

Le formalisme d'étude décrit dans le 1° chapitre a trouvé une application dans la commande du redresseur monophasé de courant fonctionnant en MLI. Il nous a permis d'aboutir, dans un premier temps, à la notion de linéarisation dynamique. La boucle fermée, ensuite, a permis d'améliorer la robustesse de la commande par rapport à d'éventuelles fluctuations de paramètres. Nous allons maintenant appliquer ces principes à la commande du montage triphasé. B - CONVERTISSEURS TRIPHASES

Etant donné la grande similitude entre les modèles de commande du convertisseur monophasé/monophasé et triphasé/monophasé établie au chapitre I, l'étude du convertisseur courant/tension triphasé va être menée de manière identique à celle du redresseur monophasé.

# **I- PRESENTATION**

Le rôle du redresseur courant/tension triphasé est le même que son équivalent en monophasé. Il s'agit de créer une tension  $u_s$  réglable aux bornes du condensateur de sortie.



FIGURE II.25 : SCHEMA SYNOPTIQUE DE LA COMMANDE DU REDRESSEUR TRIPHASE MLI COURANT/TENSION

88

A la différence du redresseur monophasé, l'énergie nécessaire pour alimenter la charge provient d'un système triphasé de tension (cf figure II.25). L'asservissement de la tension de sortie fixe la valeur efficace souhaitée  $I_{ec}$ , pour les courants d'entrée  $i_{e1}$ , $i_{e2}$ , $i_{e3}$ . La commande rapprochée détermine alors les fonctions de connexion  $Y_1, Y_2, Y_3$ .

# II - LES DIFFERENTS NIVEAUX DE LA COMMANDE RAPPROCHEE

Comme pour le cas du monophasé, on peut séparer la commande rapprochée en trois niveaux. Etant donné que les fonctions de connexion se déduisent de leurs fonctions génératrices de la même manière que dans le cas du monophasé, nous ne détaillerons plus ici cette étape.

#### II-1 Algorithme de réglage du courant

Le schéma fonctionnel du chapitre I (figure I.22) établit clairement les relations existant entre les fonctions génératrices de transformation, de connexion et la partie puissance du redresseur. Il est possible à partir de cette représentation de se ramener à trois schémas équivalents monophasés. Cependant, afin de bien préciser les conditions de validité de ce modèle, nous allons repartir du système d'équations différentielles le plus général régissant la partie puissance. A partir des notations de la figure II.25, on a :

$$-e_{1} + \left(R_{e1} + L_{e1}\frac{d}{dt}\right)i_{e1} + v_{1} = -e_{2} + \left(R_{e2} + L_{e2}\frac{d}{dt}\right)i_{e2} + v_{2}$$
  
-e\_{1} +  $\left(R_{e1} + L_{e1}\frac{d}{dt}\right)i_{e1} + v_{1} = -e_{3} - \left(R_{e3} + L_{e3}\frac{d}{dt}\right)(i_{e1} + i_{e2}) + v_{3}$  (II-1)  
 $i_{e1} + i_{e2} + i_{e3} = 0$   
soit :

$$L_{e1} \frac{di_{e1}}{dt} - L_{e2} \frac{di_{e2}}{dt} = (e_1 - e_2) + (v_2 - v_1) - R_{e1} i_{e1} - R_{e2} i_{e2}$$

$$(L_{e1} + L_{e3}) \frac{di_{e1}}{dt} + L_{e3} \frac{di_{e2}}{dt} = (e_1 - e_3) + (v_3 - v_1) - R_{e1} i_{e1} - R_{e3} i_{e3} \quad (II-2)$$

$$i_{e1} + i_{e2} + i_{e3} = 0$$

Ce système d'équation différentielles est la représentation la plus générale pour le convertisseur associé à ses filtres. Il fait apparaitre un couplage entre les grandeurs d'état  $i_{e1}$ , $i_{e2}$ , $i_{e3}$ .

Dans le cas où l'on a :

$$e_1 + e_2 + e_3 = 0$$
  
 $L_{e1} = L_{e2} = L_{e3} = L_e$   
 $R_{e1} = R_{e2} = R_{e3} = R_e$ 

Le système II-2 se simplifie et l'on obtient :

$$3 L_{e} \frac{di_{e1}}{dt} = 3 e_{1} - (2 v_{1} - v_{3} - v_{2}) - 3R_{e} i_{e1}$$
  

$$3 L_{e} \frac{di_{e2}}{dt} = 3 e_{2} - (2 v_{2} - v_{1} - v_{3}) - 3R_{e} i_{e2} \qquad (II-3)$$
  

$$3 L_{e} \frac{di_{e3}}{dt} = 3 e_{3} - (2 v_{3} - v_{1} - v_{2}) - 3R_{e} i_{e3}$$

On constate alors un découplage entre les variables d'état d'entrée. D'après la figure II-25, **u**<sub>ej</sub> est défini de la manière suivante :

$$\mathbf{e}_{j} = \left(\mathbf{R}_{ej} + \mathbf{L}_{ej}\frac{d}{dt}\right)\mathbf{i}_{ej} - \mathbf{u}_{ej} \qquad \text{avec } j \in \{1, 2, 3\}$$

On retrouve donc par identification :  

$$u_{e1} = \frac{1}{3} (2 v_1 - v_2 - v_3)$$

$$u_{e2} = \frac{1}{3} (2 v_2 - v_1 - v_3)$$

$$u_{e3} = \frac{1}{3} (2 v_3 - v_1 - v_2)$$
(II-4)

d'où les relations entre fonctions génératrices :

$$\delta_{1k} = \frac{1}{6} \left( 2 \gamma_{1k} - \gamma_{2k} - \gamma_{3k} \right)$$
  

$$\delta_{2k} = \frac{1}{6} \left( 2 \gamma_{2k} - \gamma_{1k} - \gamma_{3k} \right)$$
  

$$\delta_{3k} = \frac{1}{6} \left( 2 \gamma_{3k} - \gamma_{2k} - \gamma_{1k} \right)$$
  
(II-5)

L'hypothèse faite sur les tensions et les impédances d'entrée permet donc de se ramener à un schéma fonctionnel par phase, identique à celui du convertisseur monophasé, pour ce qui est de la relation entre les courants d'entrée et les fonctions génératrices de transformation.



FIGURE II.26 : MODELE DE COMMANDE SIMPLIFIE

Nous l'avons précisé que le découplage observé sur la figure II-26, n'est valable que lors d'un régime équilibré. Dans le cas contraire, l'évolution des grandeurs d'état du système est régie par le système le plus général (II-2).

Nous choisissons de déterminer les lois de commande du redresseur à partir du modèle découplé bien qu'il ne soit pas rigoureux en cas de déséquilibre entre les phases.

Pour la suite de l'étude, nous prennons les mêmes valeurs pour les filtres d'entrée que lors de l'étude du convertisseur monophasé c'est à dire :

$$L_e = 3 \text{ mH}$$
  $R_e = 0.25 \Omega$ 

Afin d'éviter les sous-harmoniques indésirables, la fréquence d'échantillonnage doit être un multiple de trois soit :

f<sub>e</sub> = 1500 Hz d'où T<sub>e</sub> = 666  $\mu$ s Il vient alors :  $a_{21} = 0,94$   $b_{22} = 0,22$ 

# II-2 Calcul des fonctions génératrices de connexion

Le système (II-5) est non inversible, il admet donc une infinité de solutions. Nous allons présenter ici deux choix possibles de calcul des fonctions génératrices de connexion et en déduire les conséquences sur la commandabilité du système de conversion.

II-2-1 <u>1° méthode</u>

Le système d'équation II-5 admet comme solution simple :

 $\gamma_{ik} = 2 \delta_{ik}$ 

On peut alors étudier la condition de commandabilité du système de conversion :

$$\left|\gamma_{jk}\right| \le 1$$
 soit  $\left|\delta_{jk}\right| \le \frac{1}{2}$  ou encore :  $\left|u_{ejk}\right| \le \frac{u_{sk}}{2}$ 

D'où, en supposant que la tension de sortie  $u_s$  soit toujours proche de la consigne  $u_{sc}$ , la contrainte sur la valeur efficace de  $U_{ej}$ :

$$U_{ej} \le \frac{u_{sc}}{2\sqrt{2}}$$

On en déduit les deux inégalités à respecter pour assurer la commandabilité du système :

$$I_{ec} \leq \frac{1}{L_e \omega} \sqrt{\frac{u_{sc}^2}{8} - E^2}$$
$$E \leq \frac{u_{sc}}{2\sqrt{2}}$$
(II-6)

# II-2-2 <u>2° méthode</u>

Les travaux présentés par Seixas [SEI 88] reviennent à poser :

$$\gamma_{jk} = 2 \; (\delta_{jk+1/2} \; \delta_{bk})$$

avec a,b,c  $\in$  [1,2,3] tels que  $\delta_{ak} \leq \delta_{bk} \leq \delta_{ck}$ Il montre alors que l'on a alors l'équivalence entre :

$$|\gamma_{jk}| \le 1$$
 et  $|\delta_{jk}| \le \frac{1}{\sqrt{3}}$  dont on déduit :  $|u_{ejk}| \le \frac{u_{sk}}{\sqrt{3}}$ 

On trouve alors les conditions de commandabilité :

$$I_{ec} \leq \frac{1}{L_{e}\omega} \sqrt{\frac{u_{sc}^{2}}{6} - E^{2}}$$
$$E \leq \frac{u_{sc}}{\sqrt{6}}$$
(II-7)

En comparant les systèmes (II-6) et (II-7), on constate donc que, lorsque E et  $u_{sc}$  sont fixés, la plage de réglage en courant est plus importante avec la 2° méthode. Ceci conduit à une meilleure utilisation du convertisseur, c'est donc celle-ci que nous utiliserons désormais dans les simulations.

En fait, cette méthode revient à ajouter une composante harmonique 3 dans les fonctions génératrices de connexion. comme le montre la figure II 27.

On retrouve les conclusions de Houldworth qui a proposé de superposer une onde harmonique 3 aux fonctions génératrices de connexion [HOU 84]. La loi de commande décrite ici permet de déterminer la fonction génératrice à chaque instant d'échantillonnage.



FIGURE II.27 : FORME D'ONDE DES FONCTIONS GENERATRICES

On constate donc, comme pour le redresseur monophasé que la manière de calculer les fonctions génératrices de connexion à partir des fonctions génératrices de transformation a une grande importance pour le dimensionnement du convertisseur.

Nous allons maintenant étudier successivement les commandes en boucle ouverte et en boucle fermée.

# **III - CONTROLE EN BOUCLE OUVERTE**

# II-1 Principe de commande

Nous avons montré au paragraphe précédent qu'il était possible d'établir un modèle de commande du redresseur triphasé équivalent à celui de trois redresseurs monophasés. La commande de ce convertisseur sera donc assimilable à la commande de trois redresseurs monophasés. Rappelons que l'on a toujours :

 $\delta_{e1k} + \delta_{e2k} + \delta_{e3k} = 0$ 

Il suffit donc de calculer les fonctions génératrices de transformation pour deux phases et d'en déduire la troisième.

Par analogie avec le convertisseur monophasé, il vient les schémas fonctionnels de commande avec ou sans linéarisation dynamique (figure II. 28)



a) sans linéarisation dynamique



b) avec linéarisation dynamique

#### FIGURE II.28 SCHEMA FONCTIONNEL DE LA COMMANDE

De la même manière que pour la commande du redresseur monophasé, nous introduisons dans le schéma fonctionnel la grandeur  $e'_j(t)$  destinée à compenser l'influence de la tension de source ainsi :

$$\mathbf{e'}_{j}(t) = \mathbf{E} \sqrt{2} \sin \left( \omega \left( t + \frac{T_{\mathbf{e}}}{2} \right) + \frac{2(j-1)\Pi}{3} \right)$$

Les résultats de la figure II.29 ont été obtenus dans les conditions suivantes :

 $I_{ec} = 20 A$   $C_s = 1000 \mu F$ 

La charge est modélisée par un courant d'appel :  $i_c = 20$  A. Dans ces conditions, on en déduit, par le bilan des puissances, que la tension de sortie se stabilise autour de 130 V. Lorsque le redresseur fonctionne en régime établi, les courants d'appel sont presque sinusoïdaux et déphasés de 2 $\Pi$ /3. La puissance fluctuante en entrée est quasiment nulle. Si le courant d'appel est parfaitement continu, la tension **u**<sub>s</sub> ne possède pas de composante harmonique. La commande avec ou sans linéarisation dynamique donne le même résultat.

La première famille d'harmoniques est centrée autour de la fréquence d'échantillonnage c'est -à-dire 1500 Hz.

Les critères de qualité choisis pour le courant d'entrée sont les suivants:

-  $\Theta$  : déphasage entre la tension de source  $e_1$  et le fondamental du courant  $i_{e1}$  (cos  $\Theta$  : facteur de déplacement).

- TH5I : taux d'harmoniques 5 du courant  $i_{e1}$  : rapport entre l'amplitude de l'harmonique 5 et celle du fondamental.

#### Remarque :

Pour le convertisseur monophasé, l'harmonique deux de la tension de sortie provient de la puissance fluctuante en entrée. Cette composante est à l'origine de l'harmonique trois souvent prépondérante dans le courant d'entrée, c'est pourquoi nous avons choisi d'en observer l'évolution (**TH3I**).

Dans le cas du convertisseur triphasé, les harmoniques présents dans le courant d'entrée sont générés principalement par le courant de charge, l'harmonique trois n'est donc plus nécessairement prépondérant et nous choisissons plutôt d'étudier l'harmonique cinq du courant (**TH5I**).



FIGURE II.29 : FORME D'ONDE ET ANALYSE SPECTRALE DU COURANT D'ENTREE

# III-2 Influence de l'ondulation de la tension de sortie

Nous avons modélisé le courant d'appel par l'expression :

 $i_{c} = i_{c0} (1 + \alpha \sin (2\Pi f_{i}t))$ 

La figure II 30 rassemble les résultats obtenus dans les conditions suivantes :

$$i_{co} = 20 \text{ A}$$
  
 $f_i = 200 \text{ Hz}$   
 $0 \le \alpha \le 1$ 

On constate à nouveau l'intérêt da la commande avec linéarisation dynamique puisque elle rend le système de conversion moins sensible aux harmoniques injectés par la charge dans le condensateur.



FIGURE II.30 : EVOLUTION DU TH5I AVEC OU SANS LINEARISATION DYNAMIQUE EN FONCTION DU TAUX D'ONDULATION DE LA TENSION

# **III-4** Comportement dynamique

La figure II.31 traduit le comportement dynamique du système lors d'une modification de consigne de courant de 20 à 30 A. On remarque une réponse fortement oscillatoire dans le cas de la commande sans linéarisation dynamique. Le courant  $i_{e1}$  se déphase par rapport à la tension  $e_1$  en régime transitoire pour revenir en phase lors du régime établi.

Pour les deux types de commande, on constate que le système n'est pas à minimum de phase. En effet, une augmentation de la valeur souhaitée du courant  $I_{ec}$  a d'abord pour conséquence une diminution de la tension de sortie  $u_s$ . La figure II.32 permet d'expliquer ce phénomène. On constate en effet au moment du régime transitoire que la fonction génératrice  $\delta_{1k}$  s'annule pendant une période d'échantillonnage. La tension  $u_{e1}$  est nulle : il n'y a plus de transfert d'énergie de la phase 1 vers la charge d'où la chute de tension pendant une période d'échantillonnage. L'énergie du réseau permet ainsi d'augmenter la valeur du courant dans l'inductance.





b) commande avec linéarisation dynamique
 FIGURE II.31 : COMPORTEMENT DYNAMIQUE :
 PASSAGE D'UNE CONSIGNE DE COURANT DE 20 à 30 A
 COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE



Figure II.32 : formes d'onde de  $\delta_{k1},\,i_{e1},\!u_s,$  pendant le regime transitoire.



FIGURE II.33 : SCHEMA FONCTIONNEL DE LA BOUCLE DE COURANT

Nous n'avons pas observé ce phénomène en monophasé car le rapport entre la capacité et le courant de charge est beaucoup plus élevé. Le court-circuit de l'entrée pendant une période d'échantillonnage n'a donc que peu d'influence sur la tension de sortie.

# IV - <u>CONTROLE EN BOUCLE FERMEE</u>

# IV-1 Structure de l'asservissement

Comme dans le cas du redresseur monophasé, nous choisissons une structure **R S T** pour le correcteur. (figure II.33)

#### IV-2 Synthèse du correcteur

Nous choisissons la technique de placement de pôles pour calculer les coefficients du correcteur R S T. La contrainte :

 $0,25 \le \omega_0 T_e \le 1,5$ 

fixe la borne supérieure pour  $\omega_0$  à 2000 rad/s. Il vient alors pour les paramètres :

$$\label{eq:constraint} \begin{split} \omega_0 &= 2000 \mbox{ rad/s} & \zeta = 0,7 & R(z^{-1}) = 3 \\ & S(z^{-1}) = 1 \mbox{ - } 0,163 \mbox{ } z^{-1} \\ & T(z^{-1}) = 3 \end{split}$$

Le déphasage introduit par la fonction de transfert à 50 Hz est de 14,6°

# **IV-3** Résultats

### IV-3-1 Influence du taux d'ondulation de la tension de sortie

La figure II.34 permet de comparer l'évolution du **TH5I** en fonction du taux d'ondulation de la tension de sortie pour un algorithme de contrôle du courant en boucle fermée avec ou sans linéarisation dynamique. On retrouve alors quasiment la même évolution qu'en boucle ouverte. Ceci prouve que la boucle fermée n'a pas de véritable influence sur le contenu spectral du courant.

## IV-3-2 Comportement dynamique

On retrouve sur la figure II.35 le même comportement dynamique que pour la commande en boucle ouverte avec linéarisation dynamique.



FIGURE II.34: EVOLUTION DU TH5I EN FONCTION DU TAUX D'ONDULATION DE LA TENSION DE SORTIE POUR LES DEUX TYPES DE COMMANDE



COMMANDE EN BOUCLE FERMEE

101

# V - TESTS DE ROBUSTESSE

Les essais de robustesse ont été effectués en simulation dans les conditions suivantes :  $I_{ec} = 20 \text{ A}$ 

 $u_{sc} = 130 V$  $T_e = 667 \mu s$  $C_s = 1000 \mu F$ 

Les commandes en boucle fermée et en boucle ouverte sont toujours considérées avec linéarisation dynamique.

Nous allons étudier l'influence d'un deséquilibre des impédances ou de la tension d'entrée. Nous avons, pour cela, conservé le même modèle de commande bien qu'il ne soit plus, dans ce cas tout-à-fait adapté. La modélisation de la partie puissance du redresseur, par contre est basée sur le système d'équations différentielles (II-2).

# V-1 Comportement vis à vis d'une variation de la résistance de l'un des filtres d'entrée

A cause du couplage entre les trois phases une variation de la résistance  $R_{e1}$ par exemple a une influence sur les phases 2 et 3. En fait, c'est surtout la phase 1 qui est perturbée et nous étudions donc la variation du déphasage  $\Theta$  en fonction de la variation relative de la résistance ( $\Delta R_e/R_{e0}$ ) pour la commande en boucle ouverte et en boucle fermée. La figure II 36 met en évidence l'avantage de la commande en boucle fermée puisque le déphasage  $\Theta$  reste, avec cet algorithme, insensible aux variations de la résistance du filtre.

#### Remarque :

Dans le cas de la commande en boucle ouverte et lors d'une forte variation de la résistance d'entrée, les courants ne sont plus déphasés de  $2\Pi/3$ . La puissance fluctuante en entrée n'est donc plus nulle.




FIGURE II.37: EVOLUTION DE  $\Theta$  EN FONCTION DE LA VARIATION DE VALEUR EFFICACE DE L'UNE DES TENSIONS SIMPLES DU RESEAU

# V-2 Comportement vis à vis d'un déséquilibre entre les tensions simples du réseau :

Nous étudions ici l'influence d'une variation relative ( $\Delta E/E_0$ ) de la valeur efficace de la tension simple de la phase 1 sur l'angle  $\Theta$ . La figure II 37 montre à nouveau que  $\Theta$  est quasiment indépendant de la valeur efficace de la tension avec une commande en boucle fermée ce qui n'est pas le cas pour une commande en boucle ouverte : le courant  $i_{e1}$  se déphase de 10° pour une variation de valeur efficace de 10%

# V-3 Comportement vis à vis de l'harmonique 5 introduit par le réseau

Dans ce cas, par contre, nous étudions le **TH5I** en fonction du pourcentage d'harmonique 5 dans la tension du réseau noté ici **TH5E** (figure II.38). Ce test met en évidence l'inefficacité de l'asservissement du courant à éliminer les perturbations de fréquence 5 fois supérieure à celle du réseau. Ceci est dû à la dynamique trop faible de la boucle de régulation de courant alors imposée par la fréquence d'échantillonnage.



FIGURE II.38: EVOLUTION DU TH51 EN FONCTION DU TH5E

#### V-4 Influence de la saturation des inductances

Comme dans le cas du convertisseur monophasé, nous avons étudié l'influence de la saturation des inductances des filtres d'entrée. Il apparait que cela n'a pas d'influence significative, ni sur le facteur de déplacement, ni sur le TH5I aussi bien en boucle fermée qu'en boucle ouverte.

#### CONCLUSION

L'application du schéma monophasé équivalent nous a permis d'utiliser les mêmes algorithmes pour la commande des redresseurs monophasé et triphasé. Appliquées dans le cas de régimes déséquilibrés, ces lois de commande donnent également des résultats satisfaisants.

La différence principale observée par rapport à l'étude du convertisseur monophasé provient de la réponse dynamique qui fait apparaitre que le système n'est pas à minimum de phase. Cette constatation est importante car il faudra en tenir compte lors de la synthèse du correcteur de la boucle de tension.

# CHAPITRE III

# ETUDE DE LA BOUCLE DE TENSION

CHAPITRE III

#### ETUDE DE LA BOUCLE DE TENSION

#### INTRODUCTION

L'algorithme de réglage de la boucle de tension constitue la fonction essentielle du Micro Calculateur de Processus chargé de gérer la commande du redresseur MLI.

Nous étudierons successivement les algorithmes adaptés à la commande des redresseurs monophasés puis triphasés en prennant en compte la commande rapprochée en boucle fermée.

Afin de déterminer l'algorithme de régulation à implémenter, nous adapterons la modélisation du processus aux spécificités de la boucle de tension. Cette étape mettra en évidence les différences importantes existant entre le cas des convertisseurs monophasés et triphasés.

Nous étudions ensuite l'influence de cette régulation sur la qualité du courant d'entrée  $i_e$  en particulier dans le cas de charges qui génèrent une pollution harmonique propre. Nous en déduirons alors, dans ce cas, la nécessité de distinguer le mode de fonctionnement en régime transitoire de celui du régime établi.

#### A - CONVERTISSEURS MONOPHASES

#### I) PRINCIPE DE LA BOUCLE DE TENSION

#### I-1) Présentation

L'objectif de ce convertisseur est, de toute évidence, d'obtenir une source de tension continue régulée ou asservie selon les conditions d'utilisation.

Dans le chapitre précédent, nous avons élaboré un algorithme de commande conduisant à réguler essentiellement la qualité de l'onde de courant appelé au réseau. Ce courant se définit donc en phase et en amplitude et il est clair que cette seconde caractéristique détermine la puissance transmise vers la charge. Dans ces conditions, si on envisage la structure et l'algorithme de commande de la tension avec comme objectif de définir la valeur efficace de la consigne en courant, nous débouchons sur le schéma de principe global de la figure III.1.



LA COMMANDE DU REDRESSEUR MONOPHASE

 $u_{sc}$  désigne la tension de consigne qui est comparée à la tension réelle  $u_s$ . Dans [THY 91] et [KUL 87], le correcteur est un simple gain associé à une compensation du courant de charge. Nous préférons retenir ici un correcteur de structure **RST** ( $R_u(z^{-1})$ ,  $S_u(z^{-1})$ ,  $T_u(z^{-1})$ ) dont la sortie définit la valeur efficace  $I_{ec}$ adaptée à la puissance demandée par la charge alors alimentée par une tension de valeur proche de  $u_{sc}$ . La période d'échantillonage de la boucle de tension est notée  $T_v = N T_e$ avec N entier dont la valeur sera précisée par la suite, m désigne alors le temps échantillonné. La consigne de courant est notée  $I_{ecm}$  telle que :

 $I_{ecm} = I_{ec}(t)$  pour  $m T_v \le t \le (m+1) T_v$ 

#### I-2) Modélisation du processus

La figure III.2 donne l'architecture globale du modèle du système. Celle-ci reprend le schéma fonctionnel du processus élaboré au chapitre I et montre comment s'articulent les deux boucles de commande. Les contraintes sévères imposées au courant de source nous ont conduit à proposer une linéarisation dynamique par la commande, facilitant ainsi la conception de l'algorithme. La fréquence de coupure de la boucle de courant a été choisie aussi grande que possible dans l'objectif d'éliminer les harmoniques de rang bas de sorte que la loi d'évolution de  $\delta_k$  ne peut, en aucun cas, être remise en cause. Dans ces conditions, il convient de bien séparer la dynamique de la boucle de tension de celle de la boucle de courant, ce qui apparait tout-à-fait possible vu la fréquence d'échantillonnage choisie pour cette dernière d'une part et la fréquence du réseau d'autre part.



FIGURE III.2 : SCHEMA DE PRINCIPE DES DEUX BOUCLES DE REGULATION

La relation entre l'entrée et la sortie du convertisseur est ici établie à l'aide du bilan des puissances. En négligeant l'influence de la résistance  $R_e$  on peut écrire :

$$e i_e = L_e \frac{d i_e}{dt} i_e + u_e i_e$$

En supposant le convertisseur sans perte, il vient :  $u_e i_e = u_s i_s d'où :$  $e i_e = L_e \frac{d i_e}{dt} i_e + u_s i_s$ 

Le terme e  $i_e$  représente la puissance instantanée à l'entrée  $(p_e)$ 

Le terme  $\mathbf{u}_s \mathbf{i}_s$  représente la puissance instantanée à la sortie  $(\mathbf{p}_s)$ 

Le courant  $i_e$  étant considéré sinusoïdal, si le facteur de déplacement à la source est unitaire, il vient :

$$i_e = I_e \sqrt{2} \sin (\omega t)$$
  
On en déduit :  
$$p_e = E I_e (1 - \cos (2\omega t)) = L_e I_e^2 \omega \sin (2\omega t) + u_s i_s$$

Dans l'hypothèse où il n'existe dans le courant  $i_s$  et dans la tension  $u_s$  que les composantes continues et des termes prépondérants de rang deux, le produit  $u_s i_s$  est lui-même la somme de la composante continue  $u_{so}$   $i_{so}$  et de termes de rang deux. L'intégration sur une période de 10 ms (si  $\omega = 314$  rad/s) conduit à annuler les valeurs moyennes des composantes de rang deux et il en découle la relation :

$$E I_e = u_{so} i_{so}$$

Ainsi, pour être mise en oeuvre, cette relation suppose que la grandeur efficace  $I_e$  soit maintenue constante pendant une durée  $T_v$  multiple de 10 ms.

Si on choisit  $T_v = 10$  ms, on a  $T_v >> T_e$  de sorte qu'aux instants d'échantillonnage m  $T_v$ , on a  $I_e \approx I_{ecm}$  en raison de la dynamique plus élevée de la boucle de courant On a alors :

$$i_{som} = \frac{E}{u_{som}} I_{ecm}$$

u<sub>som</sub> : valeur moyenne échantillonnée de la tension u<sub>s</sub>.
 i<sub>som</sub> : valeur moyenne échantillonnée du courant de sortie i<sub>s</sub>.

Dès lors, on peut admettre que la tension aux bornes du condensateur, définie à chaque instant d'échantillonnage  $\mathbf{mT}_{\mathbf{v}}$ , découle de l'intégration de la différence entre  $\mathbf{i}_{som}$  et  $\mathbf{i}_{com}$ , cette dernière étant la valeur moyenne échantillonnée du courant appelé par la charge. D'où :

$$C_{s} \frac{d u_{s}}{dt} = i_{som} - i_{com}$$

En intégrant le bloqueur d'ordre zéro qui fixe la sortie du correcteur pendant une période d'échantillonnage, on aboutit alors à la modélisation du processus décrite par le schéma fonctionnel de la figure III.3 :



FIGURE III.3 : MODELE DE COMMANDE POUR LA BOUCLE DE TENSION

On constate sur ce schéma fonctionnel, que la grandeur  $u_{som}$  représente une non-linéarité pour le système de commande.

Nous reprennons figure III.4 le schéma fonctionnel échantillonné de la figure III.2 en séparant clairement les deux boucles de régulation.



FIGURE III.4 : SCHEMA FONCTIONNEL ECHANTILLONNE DES DEUX BOUCLES DE REGULATION

De manière à linéariser le procesus, nous avons fait intervenir sur la figure III.4 la grandeur de commande supplémentaire  $i_{scm}$  dont  $I_{ecm}$  découle de la manière suivante :

$$I_{ecm} = \frac{u_{som}}{E} i_{scm}$$

 $i_{scm}$  représente la valeur souhaitée pour  $i_{som}$ . En régime établi on a :  $i_{scm} \approx i_{som}$ 

#### II) DETERMINATION DE L'ALGORITHME DE COMMANDE

Comme nous l'avons montré au paragraphe précédent, le processus à commander est un intégrateur pur soumis à une perturbation. Nous allons présenter la structure de régulation retenue et analyser les performances de la boucle suivant que l'on mesure ou non le courant dans la charge.

#### II-1) Structure de la régulation

A cause de la perturbation qui s'applique à l'entrée du processus intégrateur, une simple régulation proportionnelle ne suffit pas pour annuler l'erreur statique. Par contre, elle permet de transformer l'intégrateur en un système du premier ordre.

Il suffit alors d'ajouter une deuxième boucle d'asservissement dont le correcteur pour règle la dynamique et assure l'égalité entre la tension de sortie et la consigne. La figure III.5 montre la structure retenue.



FIGURE III.5 : SCHEMA FONCTIONNEL DE LA BOUCLE DE REGULATION DE TENSION

On introduit sur ce schéma la grandeur de consigne pour la boucle interne :  $\mathbf{u}_{scim}$ .

Le principe des deux boucles imbriquées permet d'éviter de mettre directement en série l'action intégrale du correcteur et celle du processus ce qui conduirait à un système difficile à stabiliser.

#### II-2) Synthèse des correcteurs

#### II-2-1 Gain de la boucle interne

D'après la définition donnée pour le courant de consigne  $i_{sck}$ , le gain statique de la fonction de transfert qui relie  $i_{scm}$  à  $i_{som}$  est unitaire. La constante de temps du système bouclé est donc  $\tau = C_s/A$ . Numériquement, nous avons choisi A = 0,2 ohm<sup>-1</sup> soit une constante de temps de l'ordre de 10 ms pour un condensateur de 2200 µF. Les résultats de la figure III.6 montrent le comportement du processus en réponse à un échelon sur la consigne  $u_{scim}$ . Le courant de charge  $i_{com}$  est constant et égal à 5 A. La tension de sortie  $u_s$  passe de 70 à 100 V, le temps de réponse à 95% peut être évalué à partir de la tension moyenne  $u_{som}$  tracée sur la figure au même niveau que la tension  $u_s$ , il est de 40 ms. Si l'on assimile ce processus à un premier ordre, la constante de temps est de l'ordre de 15 ms.

#### II-2-2 Correcteur de la boucle principale

Compte tenu de la fonction de transfert du premier ordre trouvée pour la boucle interne, nous avons choisi ici un correcteur PI2 [LAN 88]

Pour respecter l'inégalité :

$$0,25 < \omega_0 T_v < 1,5$$

on choisit une dynamique de boucle  $\omega_0$  de 100 rad/s avec un amortissement unitaire ce qui conduit aux coefficients suivants :

$$R_u(z^{-1}) = 1.10 - 0.77 z^{-1}$$
  
 $S_u(z^{-1}) = 1 - z^{-1}$   
 $T_u(z^{-1}) = 0.33$ 



FIGURE III.6 : EVOLUTION DE  $u_s$ ,  $I_{ec}$  et  $i_e$  EN REPONSE A UN ECHELON SUR  $u_{scim}$ 

#### II-3) Résultats

#### II-3-1) Performances en asservissement

On note sur la figure III.7 un léger dépassement de la tension  $\mathbf{u}_s$  par rapport à sa consigne  $\mathbf{u}_{sc}$  à partir de la quatrième période d'échantillonnage après l'échelon. Ceci correspond plutôt à une dynamique pour le processus en boucle fermée de 100 rad/s et un amortissement proche de 0,7.

#### II-3-2) Performances en régulation

II-3-2-1) Sans mesure du courant dans la charge

Le passage brusque pour le courant de charge de 0 à 5 A fait chuter la tension de sortie de 100 à 75 V (figure III.8). L'action intégrale ramène ensuite la tension moyenne à 100 V.



FIGURE III.7 : COMPORTEMENT DYNAMIQUE LORS D'UN CHANGEMENT DE POINT DE CONSIGNE EN TENSION



FIGURE III.8: PERFORMANCE EN REGULATION : COMMANDE SANS CAPTEUR DE COURANT DE CHARGE

Cette chute de tension importante est due à la faible valeur de la capacité de  $C_s$  vis-à-vis du courant appelé. Il est donc souhaitable, pour améliorer la performance en régulation, de disposer d'une information sur le courant appelé par la charge.

II-3-2-2) Avec mesure du courant de charge

En introduisant le courant  $i_{com}$  dans la commande, on obtient le nouveau schéma fonctionnel de commande avec compensation décrit sur la figure III.9.



FIGURE III.9 : SCHEMA FONCTIONNEL DE LA BOUCLE DE REGULATION DE TENSION AVEC INTERVENTION DU COURANT DE CHARGE

Lorsque le processus fonctionne en régime établi, on a :

- $-i_{som} = i_{com}$
- $-i_{som} \approx i_{scm}$  (aux approximations de modélisation près)
- soit :  $i_{scm} \approx i_{com}$

Pour une commande sans compensation du courant de charge, le correcteur a donc pour rôle de ramener la valeur de  $i_{scm}$  autour de  $i_{com}$ . Dans le cas où le

commande. En choisissant K = 1, le correcteur ne sert alors, en régime établi, qu'à compenser les approximations faites lors de la modélisation (résistance d'entrée, pertes dans le convertisseur ..)

Notons que pour que l'intervention du courant de charge dans la commande soit efficace, il est nécessaire de modifier la valeur de  $i_{scm}$  dès qu'une discontinuité dans le courant  $i_s$  est détectée. Ceci peut donc imposer de modifier la commande entre deux instants d'échantillonnage de la boucle de tension.

Les résultats de simulation reportés sur la figure III.10 ont été obtenus dans les mêmes conditions que pour la figure III.8



FIGURE III.10: PERFORMANCE EN REGULATION : COMMANDE AVEC MESURE DE COURANT DE CHARGE

On constate bien sûr que les performances en régulation sont meilleures puisque la tension ne chute pratiquement pas.

Nous avons supposé jusqu'ici que le courant de charge était constant. Il nous faut aussi envisager l'influence des harmoniques de  $i_c$  sur la commande.

III-3-3) Influence des harmoniques du courant de charge

L'échantillonnage à 10 ms réalise un filtre parfait pour toutes les composantes égales ou multiples de la fréquence d'échantillonnage et annule totalement leur effet sur la régulation de tension, pour les autres composantes, l'asynchronisme entre la cadence d'échantillonnage et la période des grandeurs concernées perturbe la détermination de  $u_{som}$  et induit une réaction indésirable du correcteur. On constate alors (figure III.11) que le courant  $I_{ec}$  ne se stabilise pas ce qui peut génèrer des sous-harmoniques dans le courant d'entrée.

Pour cette simulation nous avons supposé que le premier harmonique du courant de charge était à 40 Hz et d'amplitude égale au tiers de celle du fondamental soit :  $i_c = 5 (1 + 0.33 \sin (2 \Pi 40 t))$ 

La commande choisie ne fait pas intervenir le courant de charge mais il est bien évident que dans le cas contraire le phénomène mis en évidence ici serait accentué.



FIGURE III.11: INFLUENCE DES HARMONIQUES DU COURANT DE CHARGE SUR LE COURANT D'ENTREE

117

Dans la modélisation du processus décrite au début de ce chapitre, nous avons supposé que la tension de sortie était composée uniquement de sa composante continue ( $u_{som}$ ) et de composantes harmoniques paires. L'intégration de ces équations sur 10 ms, nous a permis de ne tenir compte que des composantes continues dans le modèle. Si le courant de charge apporte des harmoniques supplémentaires dans la tension de sortie l'hypothèse de départ n'est plus vérifiée et il nous faut alors modifier la commande en conséquence.

### III ) <u>PRISE EN COMPTE DANS LA COMMANDE DES EFFETS DES</u> HARMONIOUES DU COURANT DE CHARGE

Il est nécessaire, pour déterminer l'algorithme de commande approprié, de distinguer le régime établi du régime transitoire.

#### III-1) Régime établi

Les améliorations que nous pouvons apporter ici en régime établi visent à optimiser exclusivement le courant d'entrée et non pas la tension de sortie. Ceci signifie que la grandeur de commande  $I_{ecm}$  doit alors être stable et donc que la dynamique de la boucle de tension doit être suffisamment faible pour ne pas prendre en compte les oscillations de  $u_s$  autour de sa valeur moyenne. En fait, le choix de cette dynamique dépend principalement de la capacité du condensateur de sortie mais aussi de la fréquence et du pourcentage d'harmonique dans le courant de charge. Dans les mêmes conditions que celles de la figure III.11, nous choisissons une dynamique de 20 rad/s et un amortissement unitaire. Afin de respecter la relation entre la dynamique de la boucle et la période d'échantillonnage nous choisissons alors  $T_v = 20$  ms. Pour ne pas perturber la grandeur  $I_{ec}$ , le gain A de la boucle interne est aussi diminué et fixé à 0,04 ohm<sup>-1</sup>. On trouve alors pour le correcteur :

 $R(z^{-1}) = 1 - 0.66 z^{-1}$  $S(z^{-1}) = 1 - z^{-1}$  $T(z^{-1}) = 0.34$ 

La commande choisie ne fait pas directement intervenir le courant de charge Dans les mêmes conditions que pour la figure III.11, nous constatons sur la figure III.12 que le courant  $I_{ec}$  se stabilise assurant ainsi une bonne qualité spectrale du courant d'entrée.



FIGURE III.12: FORMES D'ONDE DE  $i_e,\,u_s,\,I_{ec}$  pour une dynamique de regulation de 20 rad/s

Ces paramètres, valables en régime établi, ne sont pas satisfaisants en régime transitoire puisqu'ils conduisent à un système trop lent nous allons donc maintenant étudier la méthode à suivre lors de régimes transitoires.

#### **III-2)** Régime transitoire

#### III-2-1) Variation du courant de charge

Nous supposons ici que le courant de charge  $i_c$  est mesuré. On passe alors dans la procédure propre au mode transitoire dès qu'une variation importante du courant  $i_c$  est détectée. En régime établi on a :

 $i_{com} \approx i_{scm}$   $u_{som} \approx u_{sc}$ or,  $i_{scm}$  est calculé par la relation :

 $i_{scm} = A (u_{scim} - u_{som})$ 

on en déduit que la grandeur  $u_{scim}$  se stabilise autour de la valeur :

 $u_{scim} \approx u_{sc} + i_{com}/A$ 

Lors d'une variation du courant de charge, la grandeur  $u_{scim}$ , sortie de l'action intégrale du correcteur, est réinitialisée en posant :

 $u_{scim} = u_{sc} + i_{ck}/A$ 

 $i_{ck}$ : valeur échantillonnée du courant de charge à la période T<sub>e</sub> (période de la boucle de courant) après la variation.

Ceci signifie que la sortie de l'action intégrale est fixée immédiatement à un niveau très proche de sa valeur finale. La figure III.13 montre la réponse du système à un échelon de courant de 5 A. Le courant se stabilise très rapidement autour de sa valeur finale. Le niveau moyen de la tension reste stable.

#### III-2-2) Variation de la tension de consigne

Comme dans le cas précédent, nous allons initialiser la sortie de l'action intégrale  $u_{scim}$  lors d'une variation de consigne de tension. Rappelons la relation valable en régime établi :

#### $u_{scim} \approx u_{sc} + i_{com}/A$

Lors d'une variation de tension de consigne  $u_{sc}$ , il suffit donc d'initialiser  $u_{scim}$  suivant la relation précédente en tenant compte de la nouvelle valeur de  $u_{sc}$ . Le temps de montée à 95 % du système observé sur la figure III.14 est alors de l'ordre de 30 ms





FIGURE III.13 : COMPORTEMENT DYNAMIQUE LORS D'UNE PERTURBATION DE COURANT DE CHARGE



FIGURE III.14 : COMPORTEMENT DYNAMIQUE LORS D'UN CHANGEMENT DE POINT DE CONSIGNE EN TENSION

#### **B** - CONVERTISSSEURS TRIPHASES

#### I) PRINCIPE DE LA BOUCLE DE TENSION

#### I-1) Présentation

Le schéma de principe de la boucle de tension associé à la commande du convertisseur triphasé (figure III.15) est très proche de celui du convertisseur monophasé.



FIGURE III.15 : PRINCIPE DE LA BOUCLE DE TENSION ASSOCIEE A LA COMMANDE DU REDRESSEUR TRIPHASE

Nous allons utiliser ici aussi une période d'échantillonnage spécifique à la boucle de tension  $(T_v)$ . La sortie du correcteur de cette boucle fixe la consigne de valeur efficace  $I_{ecm}$  pour le courant d'entrée  $i_e$  à chaque instant d'échantillonnage. C'est la commande rapprochée qui se charge alors de déterminer les ordres de commande pour que le courant réel suive cette consigne.

#### I-2) Modélisation du processus

En prennant le modèle de commande par phase de la figure II.26, on obtient le schéma global regroupant les boucles de courant et la boucle de tension (figure III.16)



FIGURE III.16 : SCHEMA DE PRINCIPE DES BOUCLES DE REGULATION

Comme pour le redresseur monophasé, nous allons établir le modèle de commande de la boucle de tension à l'aide du bilan des puissances. En négligeant l'influence des résistances d'entrée on peut écrire pour chaque phase :

$$\mathbf{e}_{j}\mathbf{i}_{ej} = \mathbf{L}_{e}\frac{\mathrm{d}\,\mathbf{i}_{ej}}{\mathrm{d}t}\mathbf{i}_{ej} + \mathbf{u}_{ej}\mathbf{i}_{ej}$$

En supposant le convertisseur sans perte, le bilan des puissances nous donne :

$$u_{e1} i_{e1} + u_{e2} i_{e2} + u_{e3} i_{c3} = u_s i_s$$

d'où: 
$$\sum_{j=1}^{3} e_{j} i_{ej} = L_{e} \sum_{j=1}^{3} \frac{d i_{ej}}{dt} i_{ej} + u_{s} i_{s}$$

Les trois courants d'entrée sont considérés comme sinusoïdaux équilibrés. Si le facteur de déplacement à la source est unitaire, il vient :

$$i_{ej} = I_e \sqrt{2} \sin\left(\omega t + \frac{2(j-1)\pi}{3}\right)$$

on en déduit alors :

$$\sum_{j=1}^{3} e_{j} i_{ej} = 3 E I_{e} \quad et \quad \sum_{j=1}^{3} \frac{di_{ej}}{dt} i_{ej} = 0$$

on trouve l'expression finale :

$$3 E I_e = u_s i_s$$

Il vient donc aux instants d'échantillonnage :

$$3 E I_{em} = u_{sm} i_{sm}$$

La tension de sortie résulte alors de la différence entre les deux valeurs échantillonnées du courant redressé  $i_{sm}$  et et du courant de charge  $i_{cm}$ :

$$C_{s}\frac{du_{s}}{dt} = i_{sm} - i_{cm}$$

d'où le modèle de commande de la figure III.17.



FIGURE III.17 : MODELE DE COMMANDE POUR LA BOUCLE DE TENSION

De manière identique à la commande du redresseur monophasé, nous introduisons la grandeur de linéarisation  $i_{scm}$  telle que:

$$I_{ecm} = \frac{u_{sm}}{3E} i_{scm}$$



On arrive alors au schéma fonctionnel global de la figure III.18.

### FIGURE III.18 : SCHEMA FONCTIONNEL ECHANTILLONNE DES DEUX BOUCLES DE REGULATION

Bien que la démarche adoptée ici pour établir le modèle de commande soit très proche de celle suivie pour le convertisseur monophasé, il faut remarquer cependant une différence importante : les termes non constants se simplifient sans avoir besoin d'intégrer les équations.

Par conséquent, l'établissement du modèle n'induit aucune condition sur la période d'échantillonnage  $T_{v}$ .

Nous pouvons alors diminuer la période d'échantillonnage et ainsi augmenter la dynamique de la boucle de tension.

#### II) DETERMINATION DE L'ALGORITHME DE COMMANDE

#### II-1) Structure de la régulation

Nous allons utiliser la même structure que pour le convertisseur monophasé : la sortie du correcteur de la boucle de tension détermine une grandeur de consigne intermédiaire notée  $u_{scim}$  pour la boucle interne (figure III.19). Nous envisageons les deux types de commande suivant que l'on intègre la mesure du courant  $i_c$  (en pointillé sur le schéma) ou non. Nous supposons, dans la suite de l'étude, que l'on peut négliger l'effet de la dynamique de la boucle de courant.





#### II-2) Synthèse des correcteurs

#### II-2-1) Gain de la boucle interne

Nous avons remarqué au chapitre II que la fonction de transfert  $u_s/I_{ec}$  était à déphasage non minimal. On en déduit que la boucle interne n'est pas un système du premier ordre et, afin d'en identifier le comportement, nous effectuons une réponse indicielle (figure III.21) sur la boucle interne dans les conditions suivantes :

 $A = 0.2 \text{ ohm}^{-1}$   $T_v = 2 \text{ ms}$   $i_c = 10 \text{ A}$ 



FIGURE III.20 : EVOLUTION DE  $u_s$ ,  $I_{ec}$  et  $i_e$  EN REPONSE A UN ECHELON SUR LA GRANDEUR DE CONSIGNE  $u_{scim}$ 



FIGURE III.21 : COMPORTEMENT DYNAMIQUE LORS D'UN CHANGEMENT DE POINT DE CONSIGNE EN TENSION

La tension de sortie initiale est de 130 V, elle atteint 180 V au bout de 12 ms. Cette réponse fait apparaître une phase initiale assimilable à un retard de 1,5 ms. La phase suivante peut être approchée par un système du premier ordre de constante de temps 3,5 ms.

#### II-2-2) Correcteur de la boucle principale

Pour tenir compte de l'effet du retard, nous avons choisi un correcteur basé sur l'algorithme du placement de pôles. La dynamique est alors fixée à 400 rad/s avec un amortissement unitaire et, compte tenu de la fonction de transfert en boucle fermée  $u_s/u_{scim}$  trouvée au paragraphe précédent, nous obtenons alors les coefficients suivants :

$$R_u(z^{-1}) = 1,6 - 1,01z^{-1} + 0,05 z^{-2}$$
  

$$S_u(z^{-1}) = 1 - 0,45 z^{-1} - 0,61 z^{-2} + 0,06 z^{-3}$$
  

$$T_u(z^{-1}) = 0,64$$

#### II-3) Résultats

#### III-3-1) Performances en asservissement

La réponse indicielle du système corrigé en boucle fermée (figure III.21) montre que la tension de sortie  $\mathbf{u}_s$  rattrape la consigne en 14 ms, ce qui correspond bien à la dynamique souhaitée. On remarque, de plus, que le régime transitoire n'occasionne pas de perturbations sensibles sur le courant d'entrée.

#### III-3-2) Performances en régulation

Comme nous l'avons signalé dans l'étude de la boucle de tension du redresseur monophasé, les performances en régulation sont nettement améliorées lorsque l'on intègre la mesure du courant de charge dans la commande. Les figures III.22 a et b montrent le résultat d'une perturbation de 10 A appliquée à la sortie du redresseur. On constate effectivement que la chute de tension est plus faible pour une commande avec mesure du courant de charge ( $u_{s \min i} = 166$  V) que dans le cas contraire ( $u_{s \min i} = 151$  V).



a) commande sans mesure du courant de charge



b) commande avec mesure du courant de charge

FIGURE III.22 : COMPORTEMENT DYNAMIQUE LORS D'UNE VARIATION DE COURANT DE CHARGE

III-3-3) Influence des harmoniques du courant de charge

Les harmoniques contenus dans le courant de charge constituent la véritable source de perturbation de la tension de sortie. Etant donné la dynamique élevée choisie pour la boucle de tension, le correcteur cherche à annuler toute perturbation provenant du courant de charge et modifie ainsi la consigne de courant efficace  $I_{ecm}$ .

La figure III-23 est obtenue pour un courant de charge :

 $i_c = 10 (1 + 0.2 \sin (2 \Pi 60 t))$ 

La période d'échantillonnage est de 2 ms et la dynamique de la boucle de tension de 400 rad/s.

On constate alors que le courant d'entrée est fortement destabilisé par l'effet des harmoniques présents dans le courant de charge. Comme pour le redresseur monophasé, il nous faut donc envisager de modifier l'algorithme de commande dans le cas d'un courant de charge trop perturbé.



FIGURE III.23 : INFLUENCE DES HARMONIQUES DU COURANT DE CHARGE SUR LE COURANT D'ENTREE DYNAMIQUE 400 RAD/S

### III ) <u>PRISE EN COMPTE DANS LA COMMANDE DES EFFETS DES</u> HARMONIQUES DU COURANT DE CHARGE

#### III-1) Régime établi

Suivant la même idée que pour le redresseur monophasé, nous allons diminuer la dynamique de la boucle de tension en régime établi. Pour un courant perturbateur identique à celui du paragraphe précédent, nous choisissons une dynamique de boucle de 30 rad/s et un amortissement unitaire. Le gain A de la boucle interne est réduit à 0,01. Afin d'adapter la période d'échantillonnage à la dynamique choisie, nous fixons  $T_v$  à 10 ms. Il vient alors les paramètres suivants pour le correcteur :

 $R(z^{-1}) = 4.8 - 4.3 z^{-1} + 0.4 z^{-2}$ S(z<sup>-1</sup>) = 1 - 1.04 z<sup>-1</sup> + 0.04 z<sup>-2</sup> T(z<sup>-1</sup>) = 0.7

Nous constatons alors sur la figure III.24 que, malgré les ondulations de la tension de sortie, le courant  $I_{ec}$  reste constant ce qui assure ainsi une bonne qualité spectrale du courant d'entrée d'après les propriétés de la commande rapprochée.



FIGURE III.24 : FONCTIONNEMENT EN REGIME ETABLI : DYNAMIQUE 30 RAD/S

#### III-2) Régime transitoire

#### III-2-1) Variation du courant de charge

La procédure, adoptée ici pour annuler l'effet d'une variation du courant de charge, est tout-à-fait identique à celle décrite dans le cas du convertisseur monophasé. Dès qu'une variation importante du courant  $i_s$  est détectée, la sortie de l'action intégrale  $u_{scim}$  est réinitialisée suivant la relation :

 $u_{scim} = u_{sc} + i_{ck}/A$ 

 $i_{ck}$ : valeur échantillonnée du courant de charge  $i_c$  à la période  $T_e$ 

Nous constatons alors sur la figure III.25 que la tension moyenne de sortie ne varie pratiquement pas puisque le régime permanent s'établit très rapidement.



### FIGURE III.25 : COMPORTEMENT DYNAMIQUE LORS D'UNE PERTURBATION DE COURANT DE CHARGE

III-2-2) Variation de la consigne de tension

Comme dans le cas du convertisseur monophasé, nous pourrions simplement réinitialiser la sortie de l'intégrateur lors d'un changement de point de consigne en tension. On constate que l'on peut diminuer le temps de réponse du processus en boucle fermée si l'on sélectionne une dynamique plus rapide (400 rad/s) lors du régime transitoire au lieu de se contenter de réinitialiser l'action intégrale. La procédure peut être décrite par le réseau de Petri de la figure III.26. C'est l'Automate de Contrôle des Modes de Marche qui gère le passage entre les différentes places.

Les places 1 et 3 correspondent aux cas de fonctionnement décrits auparavant. Il nous faut ici expliciter les conditions de passage entre les deux modes de fonctionnement (régime établi, régime transitoire). Nous introduisons pour cela les deux variables booléennes suivantes :

-  $Reg_trans$ , détermine la condition de passage en régime transitoire, elle est vraie si une variation brusque est détectée sur la consigne de tension  $u_{sc}$ .

-  $Reg\_et$ , détermine la condition de passage en régime établi. Etant donné les fluctuations importantes de la tension  $u_s$ , il est préférable de se baser *sur le calcul de la tension moyenne sur 10 ms (u\_{so})* et non pas sur  $u_{som}$  (période 2 ms) pour repasser en régime établi. Nous obtenons donc la condition de passage suivante :

$$\frac{\left|u_{so} - u_{sc}\right|}{u_{sc}} < 0,1$$



DES MODES DE MARCHE

Nous ajoutons aussi deux places destinées à réinitialiser l'action intégrale et modifier la période d'échantillonnage. Il est important, lors ces réinitialisations, de

tenir compte de la différence entre le gain A dans le cas du régime transitoire et du régime permanent. Soit :

A<sub>et</sub> : gain de la boucle interne en régime établi (0,01 ohm<sup>-1</sup>)
A<sub>trans</sub> : gain de la boucle interne en régime transitoire (0,2 ohm<sup>-1</sup>)

Compte tenu de ces notations, on en déduit les réinitialisations à opérer:

- <u>place 2</u>:  $u_{scim} = u_{sc} + \frac{i_{ck}}{A_{trans}}$   $T_v = 2 \text{ ms}$ - <u>place 4</u>:  $u_{scim} = u_{sc} + \frac{i_{ck}}{A_{et}}$   $T_v = 10 \text{ ms}$ 

La figure III.27 montre la réponse indicielle du processus lors d'une variation de la tension de consigne de 130 à 180 V. On distingue nettement un régime transitoire de 20 ms où la valeur de  $I_{ec}$  est calculée tous les 2 ms (place3). Une fois repassé en régime permanent (place 1), le correcteur assure l'égalité entre la tension de consigne  $u_{sc}$  et la tension moyenne  $u_{som}$  sans perturber le courant d'entrée.



FIGURE III.27 : COMPORTEMENT DYNAMIQUE LORS D'UN CHANGEMENT DE POINT DE CONSIGNE EN TENSION

#### CONCLUSION

Il nous est donc apparu au cours de ce chapitre, la nécessité d'adapter la modélisation déjà proposée pour le convertisseur aux spécificités de la boucle de tension. Cette étape a mis en évidence la différence fondamentale qui existe entre la commande des redresseurs monophasés et triphasés au niveau du choix de la période d'échantillonnage de cette boucle. Cette étude mérite d'être approfondie notamment pour le convertisseur triphasé, de manière à modéliser plus finement le retard mis en évidence au cours de l'identification de la boucle interne. Dans l'hypothèse d'un récepteur provoquant une pollution harmonique, il nous faut alors faire intervenir l'Automate de Contrôle des Modes de Marche afin d'adapter la commande lors des régimes transitoires et établis.

## CHAPITRE IV

# REALISATION EXPERIMENTALE

CHAPITRE IV

#### REALISATION EXPERIMENTALE

#### **INTRODUCTION**

Nous avons choisi de valider les lois de commande trouvées précédemment sur un redresseur monophasé courant/tension dont la conception et la réalisation ont fait l'objet d'un mémoire CNAM [HUJ 92]. Nous présentons dans un premier temps les principaux éléments de la maquette expérimentale. Nous analysons ensuite les résultats obtenus pour la commande rapprochée, en boucle ouverte comme en boucle fermée. Nous étudions enfin les performances de la boucle de tension.
#### I) PRESENTATION DE LA MAQUETTE EXPERIMENTALE

#### I-1) Partie puissance et Bloc de Contrôle des Commutations

Le circuit de puissance du convertisseur est constitué de deux bras intégrant chacun deux transistors MOSFET NIEC 50A/500 V(P2HM505H). Chaque bras est commandé par un circuit "IXBD4410 KIT" (IXYS) qui regroupe les deux drivers nécessaires pour la commande des deux transistors. La figure IV.1 présente le principe de la commande du bras n°j ( $j \in \{1,2\}$ )



FIGURE IV.1 : LE CIRCUIT IXBD4410

Nous avons associé à ce circuit le composant IXDP 630 qui, à partir des fonctions de connexion  $Y_1$  et  $Y_2$  détermine les ordres de commandes de chaque transistor en intégrant un temps mort dans la commande. Le driver 4410 reçoit ces informations et transmet l'ordre de commande au driver 4411 grâce à un transformateur d'impulsions. Les deux composants intégrent une détection de court-circuit et de surtension qui a pour effet d'inhiber la commande des grilles et d'émettre un signal défaut (FLT). Tout défaut survenant sur  $K_{1j}$  est transmis au 4410 par un deuxième transformateur d'impulsion. L'ensemble ainsi décrit correspond à ce que nous avons appelé dans le chapitre I, le Bloc de Contrôle des Commutations (B.C.C.).

Les éléments de filtrage sont constitués d'une inductance  $L_e$  de 3mH et d'un condensateur  $C_s$  en sortie. Nous avons fait des essais avec une capacité de 9000  $\mu$ F et 2000  $\mu$ F. L'alimentation électrique est réalisée au moyen d'un transformateur 220 V/48 V, la charge choisie est une résistance de 10  $\Omega$ /1kW.

#### II-2) Partie commande

Nous allons nous présenter la commande du redresseur en détaillant d'abord le matériel utilisé, puis les principes du logiciel de commande.

I-2-1) Matériel utilisé

#### + Unité de Calcul

Nous avons utilisé, pour implémenter les algorithmes de commande, le microprocesseur 80486 (33 Mhz) d'un calculateur PC. La liaison avec le montage est assurée par deux cartes entrées/sortie (PCLAB) dont nous précisons les fonctions utilisées pour cette application :

- PCL 830 :	timer AMD 9513
	entrées/sorties logiques
- PCL 812 :	Entrées analogiques multiplexées
	Convertisseur analogique/numérique 12 bits
	sorties logiques

Il faut y adjoindre la carte PCLD 7701 chargée d'assurer l'isolation galvanique entre le capteur de tension et le convertisseur analogique/numérique de la carte PCL 812. La bande passante du module PCLD 7701 est de 1 kHz.

#### + Capteur de tension

Cette mesure est nécessaire aussi bien pour la Commande Rapprochée (linéarisation dynamique) que pour le Micro Calculateur de Processus.

Le signal délivré par le capteur évolue entre +/-5 V pour une tension réelle comprise entre 0 et 150 V. La figure IV.2 donne le schéma de principe de la mesure de tension.



FIGURE IV.2 : SCHEMA DE PRINCIPE DE LA MESURE DE TENSION

#### + Capteur de courant

La commande en boucle fermée nécessite de connaitre le courant d'entrée du redresseur à chaque période d'échantillonage  $T_e$ . La mesure du courant  $i_e$  est effectuée à partir d'un capteur à effet Hall (CSLA2CD) assurant une isolation galvanique entre la partie puissance et la partie commande.



FIGURE IV.3 : SCHEMA DE PRINCIPE DE LA MESURE DE COURANT

Les réglages du capteur de courant permettent d'obtenir une sensibilité de 5A/V. Le filtre passe-bas, déterminé par la résistance "R2" et la capacité "C" fixe la bande passante à 15 kHz. La figure IV.3 donne le schéma de principe de la carte "capteur de courant".

#### + génération des interruptions

Le programme principal est une boucle d'attente interrompue par des événements externes. Ces interruptions sont au nombre de trois, classées ici par ordre de priorité décroissante. Nous présentons ici la structure matérielle permettant de générer ces interruptions.

#### - Défaut convertisseur

Comme nous l'avons déjà signalé, les drivers émettent un signal FLT lorsqu'un défaut est détecté. Cette interruption provoque l'arrêt immédiat du programme.

### - Synchronisation réseau

En boucle ouverte comme en boucle fermée, la commande nécessite d'utiliser une modulante ou une consigne sinusoïdale référencées par rapport à la tension de source.

Il nous faut alors connaitre le passage par zéro de la tension. Le montage de la figure IV.4 permet l'élaboration d'un front montant à chaque alternance positive du réseau.



FIGURE IV.4 : SCHEMA DE PRINCIPE DE LA CARTE SYNCHRONISATION

## - Horloge d'échantillonnage

Cette interruption cadence l'acquisition des données ainsi que le calcul de la commande. La fréquence est fixée par l'une des sorties du timer AMD 9513. Nous verrons plus loin la description détaillée du programme d'interruption.

Ces trois informations sont envoyées par l'intermédiaire de trois cartes "IRQ" (figure IV.5) vers le gestionnaire d'interruptions hierarchisées (8259) du calculateur respectivement sur les lignes "IRQ3", "IRQ5", "IRQ7".



FIGURE IV.5 : SCHEMA DE PRINCIPE D'UNE CARTE "IRQ"

Le signal d'interruption est envoyé sur l'entrée "Clock" de la bascule D, il est alors transmis directement sur une ligne d'interruption du calculateur. C'est le programme d'interruption lui-même qui remet à zéro la sortie de cette bascule par l'intermédiaire de la broche "Reset".

## + Interface avec la commande des composants

Pour la commande du redresseur, nous avons utiliser la deuxième méthode présentée au chapitre II (paragraphe II-3). Il nous suffit donc de déterminer X puis d'en déduire les fonctions de connexion  $Y_1$  et  $Y_2$  à l'aide du tableau logique suivant :

Х	Y1	Y2
1	1	0
0	0	0
-1	0	1
0	0	0

TABLE DE VERITE DE LA COMMANDE

Le choix du tableau impose de toujours court-circuiter l'inductance d'entrée (X = 0) avec les interrupteurs  $K_{01}$  et  $K_{02}$   $(Y_1 = 0, Y_2 = 0)$ .

De manière à reconstituer X, fonction ternaire, avec des sorties binaires, il nous faut utiliser deux variables,  $X_1$  et  $X_2$  définies comme suit :

+ 
$$X_2 = 1$$
 pour  $\delta_k > 0$   $X_2 = -1$  pour  $\delta_k \le 0$ 

+ X<sub>1</sub> est une impulsion centrée dont la largeur  $\tau_k$  est définie de la manière suivante :  $\tau_k = |\delta_k| T_e$ 

D'après la définition de  $X_1$  et  $X_2$ , on a :

$$\mathbf{X} = \mathbf{X}_1 \mathbf{X}_2$$

#### I-2-2) Fonctionnalités générales du logiciel de commande

Nous présentons ici les fonctionnalités du logiciel de commande communes à l'algorithme en boucle fermée et en boucle ouverte.

## + Modulation de Largeur d'Impulsion

Comme nous venons de le montrer, la largeur de l'impulsion  $X_1(\tau_k)$ , est définie de la manière suivante :  $\tau_k = \left| \delta_k \right| T_e$ 

Afin de centrer l'impulsion par rapport à la période d'échantillonnage, le logiciel de commande doit calculer les instants  $t_1$  et  $t_2$  définis sur la figure IV.6



FIGURE IV.6 : PRINCIPE D'ELABORATION DE L'IMPULSION DE LARGEUR  $\tau_k$ 

On a:  

$$t_{2} - t_{1} = \tau_{k}$$

$$t_{1} + t_{2} = T_{e}$$
d'où:  

$$t_{1} = \frac{T_{e}}{2} \left( 1 - \left| \delta_{k} \right| \right)$$

$$t_{2} = \frac{T_{e}}{2} \left( 1 + \left| \delta_{k} \right| \right)$$

Ces deux valeurs sont ensuite chargées dans les registres de contrôle du timer AMD 9513 pour générer l'impulsion  $X_1$ .

## + Reconstitution des grandeurs sinusoïdales

L'élaboration de la commande en boucle ouverte (cf paragraphe III.1 chapitre II) et en boucle fermée (cf paragraphe IV.1 chapitre II) nécessite de reconstituer deux grandeurs sinusoïdales :

- Le courant de consigne  $i_{eck}$ . Nous introduisons ici les deux variables nécessaires au calcul :

$$S_{i} (k T_{e}) = I_{ec} \sqrt{2} \sin (\omega k T_{e} + \phi_{i}) = i_{eck}$$
$$C_{i} (k T_{e}) = I_{ec} \sqrt{2} \cos (\omega k T_{e} + \phi_{i})$$

- La tension de source  $e_k$  est aussi reconstituée par calcul afin d'éviter l'acquisition en temps réel de cette grandeur.

$$S_{e}(kT_{e}) = E \sqrt{2} \sin (\omega k T_{e} + \phi_{e}) = e_{k}$$
$$C_{e}(kT_{e}) = E \sqrt{2} \cos (\omega k T_{e} + \phi_{e})$$

Ces grandeurs sinusoïdales peuvent être calculées à l'instant d'échantillonnage  $(k+1)T_e$  en fonction des valeurs à l'instant  $kT_e$ . En effet, on a pour S<sub>i</sub> et C<sub>i</sub>:

$$S_{i}((k+1)T_{e}) = \cos(\omega T_{e})S_{i}(k T_{e}) + \sin(\omega T_{e})C_{i}(k T_{e})$$
$$C_{i}((k+1)T_{e}) = \cos(\omega T_{e})C_{i}(k T_{e}) - \sin(\omega T_{e})S_{i}(k T_{e})$$

Il existe bien sûr des relations identiques pour  $S_e$  et  $C_e$ . La procédure de calcul des grandeurs sinusoïdales est donc la suivante : - Interruption "synchronisation ":

Réinitialisation des variables  $S_i$ ,  $C_i$ ,  $S_e$ ,  $C_e$  en fonction de l'amplitude et du déphasage désiré pour  $i_{eck}$  et  $e_k$ .

- Interruption "horloge d'échantillonnage" :

Calcul de  $S_i((k+1)T_e)$ ,  $C_i((k+1)T_e)$  en fonction de  $S_i(kT_e)$ ,  $C_i(kT_e)$  et de  $S_e((k+1)T_e)$ ,  $S_e((k+1)T_e)$  en fonction de  $S_e(kT_e)$ ,  $C_e(kT_e)$  d'après les relations précédentes

#### + Mise sous tension

Nous avons vu précédemment que la condition de commandabilité du système de conversion conduisait à l'inégalité suivante :  $E\sqrt{2} \le u_s$ 

Ceci suppose donc la précharge du condensateur de sortie avant de mettre le redresseur en fonctionnement. Afin d'amortir les oscillations du courant d'appel, une résistance de précharge est placée en série avec l'inductance d'entrée. Celle-ci est court-circuitée par un relais statique lors du fonctionnement. Un signal logique  $(R_{ent})$  issu de la carte PCL 830 gère la commande de ce relais.

#### I-2-3) Synoptique général

La figure IV.7 regroupe toutes les entrées/sorties nécessaires au fonctionnement de la maquette.



FIGURE IV.7 SYNOPTIQUE GENERAL DE LA COMMANDE DU REDRESSEUR

145

# II - <u>ETUDE DE LA COMMANDE RAPPROCHEE EN BOUCLE</u> <u>OUVERTE</u>

### II-1 Organisation générale de la commande

La figure IV.8 présente le graphe de fonctionnement de la commande en boucle ouverte.



FIGURE IV.8 : GRAPHE DE FONCTIONNEMENT DE LA COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE

La place 1 correspond à la mise sous tension. Les variables sont initialisées, le condensateur est préchargé. Dès que l'ordre de validation de fonctionnement est envoyé (Enable = 1) le marqueur du graphe de Petri passe en place 2, boucle d'attente d'interruption. Les places 3 et 4 correspondent respectivement aux interruptions "horloge d'échantillonnage" et "synchronisation". Lorsque l'interruption IRQ5 survient pendant l'exécution de la procédure de l'interruption IRQ7, celle-ci est elle-même interrompue et reprend à la fin de la procédure de synchronisation. Nous n'avons pas représenté ici la procédure IRQ3 (défaut convertisseur) qui conduit à l'arrêt immédiat du programme. Nous allons maintenant présenter les programmes d'interruptions "synchronisation" et "horloge d'échantillonnage".

## **II-2 Interruption "synchronisation"**

Comme nous l'avons vu au paragraphe I.2-5, nous devons réinitialiser les variables  $S_i$ ,  $C_i$ ,  $S_e$ ,  $C_e$  lors de la synchronisation. Il faut pour cela tenir compte en premier lieu du décalage existant entre le signal de synchronisation et le passage effectif de la tension du réseau par zéro. Nous noterons ce déphasage  $\psi$ , il est de 4,5° (250 µs).

Nous avons vu dans le chapitre II (figure II.7) que le courant de consigne est en avance d'une période d'échantillonnage par rapport à la tension du réseau (e) prise comme référence de phase. Il nous faut donc en tenir compte lors de la réinitialisation et, si l'on suppose que l'instant de synchronisation correspond à la référence de temps, (k  $T_e = 0$ ), on pose alors :

$$S_{i}(0) = I_{ec} \sqrt{2} \sin (\omega T_{e} + \psi) = i_{ec}(0)$$
$$C_{i}(0) = I_{ec} \sqrt{2} \cos (\omega T_{e} + \psi)$$

Pour tenir compte du retard introduit par l'échantillonnage, nous avons vu au chapitre II qu'il fallait avancer  $e_k$  d'une demi-période par rapport à la tension réseau. On a donc :

$$S_{e}(0) = E \sqrt{2} \sin\left(\frac{\omega T_{e}}{2} + \psi\right) = e(0)$$
$$C_{e}(0) = E \sqrt{2} \cos\left(\frac{\omega T_{e}}{2} + \psi\right)$$

## II-3 Interruption "horloge d'échantillonnage"

Le calcul de la commande est réalisé par le programme relatif à l'interruption "horloge d'échantillonnage". Dans le cas de la commande avec linéarisation dynamique, la procédure se décompose en six étapes :

- Lancement de la conversion analogique/numérique de la tension de sortie.

- Reconstitution des grandeurs sinusoïdales

- Calcul de la fonction génératrice :

$$\delta_{k} = \frac{\left(e_{k} - (i_{c(k+1)} - a_{11} i_{ck})\right)}{u_{sk-1}}$$

Nous utilisons dans la commande, la valeur de la tension convertie à l'instant d'échantillonnage précédent  $(u_{sk-1})$  car le calcul de  $\delta_k$  est effectué pendant la conversion de la tension et la valeur  $u_{sk}$  n'est donc pas disponible.

- Calcul des grandeurs  $X_1$  et  $X_2$ . Chargement du timer et de la sortie logique "X2"

- Fin de conversion de la tension  $u_{sk}$ . Transformation de la donnée hexadécimale en donnée réelle.

- Remise à zéro de la bascule D de la carte "IRQ".

## **II-4 Résultats expérimentaux**

Les résultats expérimentaux présentés ici permettent de vérifier la validité des lois de commande trouvées au chapitre II. D'un point de vue numérique, nous ne retrouvons pas rigoureusement les mêmes résultats que dans la simulation.

Les conditions expérimentales sont les suivantes :

Courant de consigne	: 20 A
Charge résistive	: 10 Ω

Les essais ont été menés pour deux capacités différentes pour C<sub>s</sub> (2200  $\mu$ F et 9000  $\mu$ F). Nous montrons ici deux types de résultats :

- Les formes d'onde, relevées sur un oscilloscope GOULD 4074, qui montrent trois grandeurs électriques importantes :

+ La tension de sortie u<sub>s</sub> (Trace 2) calibre 20 V/div référence : bas de la grille

+ le courant d'entrée i<sub>e</sub> (Trace 3) calibre 10 A/div référence : milieu de la grille + la tension réseau e (Trace 4) calibre 25 V/div référence : milieu de la grille

La base de temps est de 2ms/div

- Les spectres du courant d'entrée  $i_e$  (analyseur Brüel et Kjaer 2032) destiné à visualiser le fondamental, l'harmonique 3 et l'harmonique 5. L'unité (U) représente 1 A.

II.4.1 :  $C_{S} = 9000 \ \mu F$ 

A l'aide du curseur de l'oscilloscope, nous avons évalué, sur les formes d'onde des figures IV.10 et IV.11, le déphasage entre le courant et la tension d'entrée. La comparaison des deux commandes conduit aux résultats suivants :

- commande sans linéarisation dynamique (figure IV.9):

+ I <sub>e</sub>	: 20,2 A
+ TH3I	: 4,1 %
+ Θ	: 760 $\mu$ s soit 13,6° ce qui correspond à
	un facteur de déplacement de 0,97

- commande avec linéarisation dynamique (figure IV.10):

+ I <sub>e</sub>	: 18,9 A
+ TH3I	: 3,4 %
+ Θ	: 300 $\mu$ s soit 5,4° ce qui correspond à un
	facteur de déplacement de 0,995

*Remarque* :

La tension du condensateur fluctue entre 92 et 90 V soit un taux d'ondulation de l'ordre de 1%

 $C_{S} = 9000 \,\mu F$ 

FIGURE IV.9 COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE SANS LINEARISATION DYNAMIQUE





#### a : FORME D'ONDE





#### a : FORME D'ONDE



b : ANALYSE SPECTRALE

FIGURE IV.10 commande en boucle ouverte avec linearisation dynamique

 $C_{S} = 9000 \,\mu F$ 

On peut conclure de ces deux essais que la valeur efficace souhaitée pour le courant d'entrée (20 A) est atteinte pour les deux types de commande. On constate par ailleurs que la linéarisation dynamique améliore sensiblement le facteur de déplacement. Le **TH3I** par contre reste à peu près identique dans les deux cas ce qui est normal puisque le taux d'ondulation de la tension est très faible.

Il faut remarquer cependant que le TH3I reste cependant plus élevé que dans les simulations puisque, dans les mêmes conditions, nous obtenions un TH3I quasiment nul.

II.4.2 :  $C_s = 2200 \ \mu F$ 

Les résultats obtenus pour la commande en boucle ouverte avec un condensateur de capacité 2200  $\mu$ F permettent de bien mettre en évidence l'intérêt de la linéarisation dynamique. On trouve en effet dans le mêmes conditions expérimentales les résultats suivants :

- commande sans linéarisation dynamique (figure IV.11):

+ I <sub>e</sub>	: 21,5 A
+ TH3I	: 6,7 %
+ 0	: 1,36 ms soit 24,5° ce qui correspond à
	un facteur de déplacement de 0,91

- commande avec linéarisation dynamique (figure IV.12):

+ I <sub>e</sub>	: 18,8 A
+ TH3I	: 4,2 %
$+ \Theta$	: 420 $\mu$ s soit 7,5° ce qui correspond à un
	facteur de déplacement de 0,991

On constate que le facteur de déplacement est parfaitement maîtrisé avec la linéarisation dynamique et que le **TH3I** est diminué de 30% dans ce cas.

Remarque :

La tension du condensateur fluctue entre 104 et 86 V soit un taux d'ondulation de l'ordre de 10 %



a : FORME D'ONDE



Figure IV.11 commande en boucle ouverte sans linearisation dynamique  $C_S = 2200 \ \mu F$ 



a : FORME D'ONDE



Figure IV.12 commande en boucle ouverte avec linearisation dynamique  $C_S = 2200 \ \mu F$ 



# a : SANS LINEARISATION DYNAMIQUE



## b : AVEC LINEARISATION DYNAMIQUE

FIGURE IV.13 : REPONSE EN TENSION POUR UNE VARIATION DE COURANT DE 10 à 20 A. COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE

#### II.4.3 : Réponse dynamique

Nous avons également testé la réponse dynamique du système pour une commande avec et sans linéarisation. Les essais suivants montrent les effets d'un changement de courant de consigne de 10 A à 20 A. Les figures IV.13 a et b permettent de comparer les réponses en tension pour une commande avec ou sans linéarisation dynamique.

On observe pour la commande sans linéarisation dynamique que le courant est perturbé pendant le régime transitoire ce qui induit des fluctuations supplémentaires sur la tension de sortie et complique ainsi l'identification de la fonction de transfert  $\mathbf{u}_s/\mathbf{I_{ec}}$ . Dans le cas de la commande avec linéarisation dynamique, le courant efficace se stabilise immédiatement autour de sa valeur finale. La fonction de transfert  $\mathbf{u}_s/\mathbf{I_{ec}}$  est alors assimilable à un système du premier ordre de constante de temps approximativement égale à 15 ms.

#### **III - ETUDE DE LA COMMANDE RAPPROCHEE EN BOUCLE FERMEE**

#### III-1 Organisation générale de la commande

La figure IV.14 présente le graphe de fonctionnement de la commande en boucle fermée.



En comparant ce graphe de fonctionnement à celui de la figure IV.8, on note l'existence d'une place supplémentaire correspondant à l'acquisition du courant d'entrée  $i_e$ . En effet, l'élaboration de la commande  $\delta_k$  en boucle fermée exige la connaissance des valeurs du courant  $i_e$  et de la tension  $u_s$  à chaque période d'échantillonnage. Or, ces grandeurs sont issues d'un convertisseur Analogique/Numérique qui nécessite un temps de conversion. L'algorithme de commande demande lui aussi un temps de calcul. La commande est donc appliquée après un temps de traitement qui représente un retard non négligeable devant la période d'échantillonnage de la boucle de courant.

De manière à fixer précisément la valeur de ce retard, nous appliquons la commande résultant des mesures de l'instant  $kT_e$  à l'instant (k+1)  $T_e$  ce qui revient à reporter ce retard d'une période d'échantillonnage dans le modèle du processus.

D'autre part, les conversions Analogiques/Numériques résultant d'un multiplexage sur deux voies, il faut donc dissocier la notion d'horloge d'échantillonnage et d'horloge d'acquisition. Pour convertir deux voies, l'horloge d'acquisition sera de fréquence double de celle de l'échantillonnage (4kHz).

### III-2 Synthèse du correcteur de la boucle de courant

Les contraintes technologiques nous ont imposés d'introduire un retard dans la commande d'une période d'échantillonnage. Il nous faut donc modifier le correcteur calculé pour la boucle de courant au chapitre II de manière à conserver la dynamique désirée. Le choix d'un algorithme de placement de pôles pour ce correcteur nous permet de recalculer aisément les paramètres de ce correcteur et nous trouvons alors :

pour une dynamique de 3000 rad/s et un amortissement de 0,7 :

 $R(z^{-1}) = 4,4$   $S(z^{-1}) = 1 + 0,65 z^{-1}$   $T(z^{-1}) = 4,8$  $\Theta_{c} = 20^{\circ}$  De même pour la dynamique de 500 rad/s et un amortissement de 0,7, on trouve :

$$R(z^{-1}) = 0,3$$
  

$$S(z^{-1}) = 1 + 0,65 z^{-1}$$
  

$$T(z^{-1}) = 1,66$$
  

$$\Theta_{c} = 70^{\circ}$$

Comme pour la commande en boucle ouverte, nous allons maintenant décrire les programmes d'interruption.

#### **III-3** Interruption "synchronisation"

Comme pour la commande en boucle ouverte, il s'agit alors de réinitialiser les variables  $S_i$ ,  $C_i$ ,  $S_e$ ,  $C_e$  qui permettent de reconstituer le courant de consigne e et la tension réseau  $i_{eck}$ .

Il n'y a aucune modification pour la tension réseau, on pose :

$$S_{e}(0) = E \sqrt{2} \sin \left( \frac{\omega T_{e'}}{2} + \psi \right) = e(0)$$
$$C_{e}(0) = E \sqrt{2} \cos \left( \frac{\omega T_{e'}}{2} + \psi \right)$$

Pour le courant de consigne  $i_{eck}$ , le déphasage lors de la synchronisation est de  $\Theta_c$ , on pose donc, lors de la synchronisation :

$$S_{i}(0) = I_{ec} \sqrt{2} \sin (\Theta_{c} + \psi) = i_{ec}(0)$$
  
$$C_{i}(0) = I_{ec} \sqrt{2} \cos (\Theta_{c} + \psi)$$

## III-4 Interruption "horloge d'acquisition"

Le calcul de  $\delta_k$  nécessite l'acquisition de  $u_s$  et  $i_e$ . La figure IV.15 décrit le chronogramme de la commande :



FIGURE IV.15 : CHRONOGRAMME DE LA COMMANDE DE LA BOUCLE DE COURANT

Le programme d'interruption "horloge d'acquisition" a donc deux fonctionnalités différentes suivant qu'il s'agisse de faire l'acquisition du courant  $i_e$  (ch0) ou de la tension  $u_s$  (ch1) Ces deux procédures nécessitent des temps d'exécution différents :

## + 1° cas : acquisition du courant

- Lancement de la conversion de la mesure du courant iek (ch0)
- Calcul de  $X_1$  et  $X_2$  en fonction de  $\delta_k$ . Chargement du timer et validation de la sortie logique " $X_2$ "
- reconstitution des grandeurs sinusoïdales (courant de consigne, tension de source.
  - acquisition de la mesure du courant i<sub>ek</sub>. Le multiplexeur est basculé vers la voie 1 (ch1)
  - impulsion Reset sur la bascule D de la carte "IRQ"

durée d'exécution : 90 µs

## + $2^{\circ}$ cas : acquisition de la tension

- Lancement de la conversion de la mesure de la tension usk
- Calcul de  $\delta_{k+1}$  en fonction de  $i_{ek}$  et de  $u_{sk-1}$
- acquisition de la tension  $\mathbf{u}_{sk}$ . Le multipexeur est basculé vers la voie 0 (ch0)
- impulsion Reset sur la bascule D de la carte "IRQ"

durée d'exécution : 60 µs

#### Remarque :

La figure IV.16 montre les entrées/sorties de la carte "IRQ" pour une commande en boucle fermée. La sortie du timer (trace 2) délivre un signal de période 250  $\mu$ s et déclenche l'interruption "horloge d'acquisition" (trace 1), le signal "Reset" (trace 3) force la sortie de la bascule D à zéro. Comme le signal "Reset" intervient à la fin du traitement de l'interruption, nous pouvons donc évaluer le temps de calcul égal à la durée pendant laquelle la sortie de la bascule D reste à l'état haut.





### **III-4 Résultats expérimentaux**

Comme dans le cas de la commande en boucle ouverte, nous présentons les résultats obtenus pour les deux capacités du condensateur de sortie  $C_s$ .

II-2-1  $C_s = 9000 \,\mu\text{F}$ 

Les résultats de la figure IV.17 sont obtenus pour une dynamique de boucle de 3000 rad/s et une commande avec linéarisation dynamique.



#### a : FORME D'ONDE



#### **b** : ANALYSE SPECTRALE

FIGURE IV.17 COMMANDE EN BOUCLE FERMEE AVEC LINEARISATION DYNAMIQUE  $\omega=3000 \ \text{rad/s} \qquad C_S=9000 \ \mu\text{F}$ 

+ I <sub>e</sub>	: 21,2 A
+ TH3I	: 2,5 %
+Θ	: 200 µs, facteur de puissance quasi
	unitaire

Ceci confirme la plus grande robustesse apportée par la commande en boucle fermée par rapport à des perturbations harmoniques trois.

II-2- 2  $\underline{C_s} = 2200 \,\mu\text{F}$ +  $I_e$  : 20,8 A + TH3I : 4 % +  $\Theta$  : 200  $\mu$ s soit un facteur de déplacement quasiment unitaire

En comparant ces résultats à ceux obtenus en boucle ouverte, on constate que le **TH3I** est identique mais que le déphasage  $\Theta$  est légèrement supérieur pour la commande en boucle ouverte.

A titre de comparaison, nous présentons figure IV.19 a et b les analyses spectrales obtenues pour une commande en boucle fermée avec une dynamique de 500 rad/s avec ou sans linéarisation dynamique. L'influence de la linéarisation est ici manifeste puisque le **TH3I** passe de 7% pour une commande sans linéarisation à 3% pour une commande avec linéarisation.



#### a : FORME D'ONDE



**b** : ANALYSE SPECTRALE

FIGURE IV.18 COMMANDE EN BOUCLE FERMEE AVEC LINEARISATION DYNAMIQUE  $\omega = 3000 \ rad/s \qquad \qquad C_S = 2200 \ \mu F$ 

163



 $\omega = 500 \text{ rad/s}$ 

 $C_S = 2200 \ \mu F$ 

#### III-2-3 Réponse dynamique

La figure IV.20 montre une réponse dynamique obtenue avec une commande en boucle fermée dans les mêmes conditions que pour la figure IV.13, c'est-à-dire pour un échelon de courant de 10 à 20 A.



# FIGURE IV.20 : REPONSE EN TENSION POUR UNE VARIATION DE COURANT DE 10 à 20 A COMMANDE EN BOUCLE FERMEE

# **IV- BOUCLE DE TENSION**

## IV-1 Description de la boucle de tension

Comme nous l'avons décrit dans le chapitre III, la valeur efficace du courant d'entrée est déterminée par la sortie du correcteur de la boucle de tension. Elle est réactualisée toutes les 20 ms lors de la synchronisation. La valeur de la capacité est fixée à 2200  $\mu$ F. La commande rapprochée est réalisée en boucle fermée.

Nous présentons dans un premier temps, la réponse de la boucle interne (figure IV.21). Le gain A de cette boucle est fixé à 0,2 ohm<sup>-1</sup>.



FIGURE IV.21 : REPONSE INDICIELLE DE LA BOUCLE INTERNE



FIGURE IV.22 : REPONSE INDICIELLE DE LA BOUCLE DE TENSION LA TENSION DE CONSIGNE  $u_{sc}$  passe de 70 V à 100 V

Le temps de réponse à 95 % de la tension est approximativement de 30 ms, soit une constante de temps de 10 ms.

Le correcteur de la boucle de tension est réglé pour donner une dynamique de 100 rad/s. On constate, sur la figure que la tension de sortie passe de 70 V à 100 V en 50 ms ce qui correspond bien à la réponse attendue.

La figure IV.23 permet d'apprécier l'effet d'un passage brutal du fonctionnement à vide à une charge de 10  $\Omega$ . Etant donné que l'on ne compense pas ici le courant de charge, la tension chute de 56 V. La régulation permet de rattraper en 60 ms la consigne de tension.



Figure IV.23 : performance en regulation de la boucle de tension passage du fonctionnement a vide a une charge de 10  $\Omega$ 

#### **CONCLUSION**

Nous avons présenté dans ce chapitre les résultats expérimentaux obtenus sur un redresseur de courant monophasé. Si l'algorithme en boucle ouverte peut être transcrit directement dans le logiciel de commande du redresseur, il est indispensable, pour la boucle fermée, de modifier le correcteur afin de tenir compte du retard introduit par le temps de calcul et la durée de conversion des données.

Les résultats de la commande en boucle ouverte ont permis de vérifier l'intérêt de la linéarisation dynamique

- Conservation des caractéristiques du courant pour un taux d'ondulation de la tension de sortie 10 fois plus élevé.

- Meilleure réponse en tension lors d'une variation de la consigne de courant d'entrée.

Cependant, on constate que le taux d'harmonique du courant d'entrée reste supérieur à celui observée en simulation. La commande en boucle fermée diminue légèrement le taux d'harmonique en courant. L'essai réalisé avec ou sans linéarisation dynamique montre nettement l'intérêt de celle-ci.

Les performances obtenues avec la boucle de tension sont conformes à la dynamique choisie lors de la synthèse du correcteur.

# CONCLUSION GENERALE

## CONCLUSION GENERALE

L'étude présentée ici a eu pour objectif de formaliser la commande des convertisseurs tension/courant monophasé et triphasé. Il nous est apparu important de bien séparer les notions de fonction de connexion et de celle de fonction de transformation afin de distinguer la fonction globale du convertisseur ( $\delta_k$ ) de la gestion des interrupteurs ( $\gamma_k$ ). Les modèles de commande alors établis ont montré le couplage étroit existant entre les grandeurs d'entrée et les grandeurs de sortie, ainsi que la non-linéarité du contrôle du courant d'entrée lorsque la tension de sortie n'est pas stable. Nous avons montré, par ailleurs, que les relations entre les deux types de fonctions n'étaient pas biunivoques et nous avons alors analysé les conséquences technologiques des choix que l'on doit faire pour déduire les fonctions génératrices de connexion de celles de transformation. Une fois ces choix opérés, nous n'avons fait intervenir, dans les schémas de commande, que les fonctions de transformation. Il nous a alors été possible d'en déduire de manière rigoureuse les algorithmes de la commande rapprochée. L'étude de la commande en boucle ouverte a montré qu'il était possible de tenir compte des ondulations de la tension du condensateur par une linéarisation dynamique et de préserver ainsi la qualité du courant d'entrée. La comparaison avec la commande en boucle fermée a révélé que la qualité du courant d'entrée n'était pas améliorée dans les conditions nominales mais que l'on obtenait une commande plus robuste.

L'étude de la boucle de tension nous a ammené à adapter les modèles de commande déjà établis aux spécificités de ce processus, notamment en terme de période d'échantillonnage. L'absence de puissance fluctuante dans le convertisseur triphasé nous laisse en effet libre du choix de l'échantillonnage et nous permet d'obtenir des dynamiques plus élevées qu'avec le redresseur monophasé. Nous avons remarqué, de plus, que l'on devait tenir compte d'un retard dans la synthèse

du correcteur de la boucle de tension pour le convertisseur triphasé. Les dynamiques élevées obtenues ne se justifient que dans le cas où la charge ne génère pas d'harmoniques propres. Dans le cas contraire, il faut distinguer le régime établi du régime transitoire afin de conserver de bonnes performances dynamiques sans réinjecter d'harmoniques dans le courant d'entrée en régime établi.

La réalisation expérimentale a permis de valider les tendances observées en simulation. La commande en boucle ouverte avec linéarisation dynamique permet de conserver un bon facteur de puissance même dans le cas de tension fortement ondulée. De même, le taux d'harmonique 3 du courant est identique pour les essais réalisés avec les deux capacités. Celui-ci reste cependant supérieur à ce que l'on obtient en simulation. La commande en boucle fermée permet de limiter ces harmoniques résiduels et l'on met aussi en évidence l'intérêt de la linéarisation dynamique, surtout lorsque la dynamique de la boucle est faible.

Les suites à donner à ce travail sont multiples, mais il conviendra dans un premier temps de modéliser plus finement l'influence des imperfections technologiques des composants et de la chaîne de commande (saturation des inductances, tension de saturation des composants ...) afin de déterminer avec précision l'origine d'harmoniques résiduelles observées lors des essais.

Il faudra aussi chercher à approfondir le formalisme présenté au cours de ce travail :

### - Extension du formalisme à l'onduleur tension/courant :

Ceci ne semble pas poser de problème particulier, mais il sera alors possible d'étudier l'association redresseur/onduleur dans l'optique, par exemple d'optimiser la capacité du condensateur de filtrage. Une boucle de tension performante permettra alors d'adapter au mieux le niveau de la tension continue et pourra conduire à une minimisation des harmoniques générés sur le réseau par le découpage.

### - Modèle de commande du redresseur tension/courant.

Il y a là un thème de recherche intéressant dans la mesure où la commande de ce convertisseur ne répond pas au mêmes contraintes que le redresseur courant/tension.

- Formalisation de la synthèse de la commande jusque dans la transcription micro-informatique et électronique des algorithmes de simulation. Cette étape nécessite une grande rigueur surtout dans la gestion des interruptions.

L'utilisation de commande numérique ouvre aussi la voie à de très nombreuses extensions notamment en terme de sécurité de fonctionnement du convertisseur.
## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [BEJ 92] : "Transformateurs en réseaux perturbés J.P. BEJOT : Revue Technique n° 9 GEC ALSTHOM 92"
- [BOU 91] : "Etude d'une alimentation monophasée réversible à interrupteurs bidirectionnels totalement commandables D.BOUDRAI : Mémoire d'ingénieur CNAM - LILLE - Mai 1991
- [DEG 92] : "Modèle de comportement pour interrupteurs de puissance. Graphes d'aide à la conception des CALC " P.DEGOBERT - J.P. HAUTIER Journée EEA - Electrotechnique - Mars 1992 - PARIS
- [DES 90] : "La M.L.I. dans le redresseur d'entrée des locomotives alimentées en monophasé"
  E.DESTOBBELEER, M.OSTOJSKI, V.SABATE
  Journée S.E.E. LILLE Novembre 1990
- [DIX 88] : "Dynamically Stabilised Indirect Current Controlled SPWM Boost Type 3-Phase Rectifier " J.W. DIXON, B.T. OOI IEEE Trans. on Industrial Applications n°5 Septembre/Octobre 1988

- [ENJ 92]: "A new Technique to Reject DC-Link Voltage Ripple for Inverters Operating on Programmed PWM Waveforms"
   P. N ENJETI, W SHIREEN
   IEEE Trans. on Power Electronics, Vol 7 n°1 Janvier 1992
- [ESC 92] : "Contrôle des échanges d'énergies active et réactive entre réseaux et convertisseurs à MLI : Etude théorique et réalisation pratique. ESCALIER - Thèse de doctorat de l'INPL - ENSEM - NANCY 1992
- [FOC 90] : "Perspective d'évolution des convertisseurs statiques" H.FOCH, Y.CHERON EPF-90 - TOULOUSE
- [GRA 87] : "Commande numérique de machines à commutation électronique: automate de commande rapprochée, méthode de simulation numérique" M.GRANDPIERRE : Thèse de Doctorat ès Sciences - TOULOUSE - 1987
- [HAU 89] : "Contribution à la conception des commandes dans les convertisseurs statiques"
  J.P. HAUTIER
  Rapport de synthèse, Habilitation LILLE Décembre 1989
- [HAU 92-1] : "Modélisation des cellules de commutation de l'électronique de puissance" J.P. HAUTIER, P.DEGOBERT Journée EEA - Electrotechnique - Mars 1992 - PARIS

- [HAU 92-2] : "Théorie de la commutation de puissance" J.P. HAUTIER, J.P. CARON Notes internes - ENSAM CNAM - LILLE
- [HOU 84] : "The Use of Harmonic Distorsion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter"
   J.A. HOULDSWORTH, D.A. GRANT
   IEEE Trans. on Industrial Applications Vol IA-20 n°5 Septembre/Octobre 1984
- [HUJ 92]: "Conception et réalisation d'un redresseur à Modulation de Largeur d'Impulsion"
   J.A. HUJEUX: Mémoire d'ingénieur CNAM - LILLE - Mai 1992
- [KAC 89] : " De nouveaux algorithmes directs de commande en modulation de Largeur d'Impulsion" KACZMAREK - Thèse de Doctorat - PARIS IV - 1989
- [KAL 92] : "Commande numérique d'un convertisseur bidirectionnel et d'un servomoteur à courant continu. Etude-réalisation-modélisation-algorithmes-robustesse" KALINOWSKI - Thèse de Doctorat - PARIS XI - 1992
- [KUL 87]: "Transient Tests on a Voltage-Regulated Controlled-Current PWM Converter"
   A.B. KULKARNY, J.W. DIXON, M.NISHIMOTO, B.OOI IEEE Trans. on Industrial Electronics Vol IE-34 n°3, Août 1987

- [LAF 90]: "Un interrupteur bidirectionnel qui s'ignore : le transistor bipolaire de haute tension"
  D. LAFORE, J. ARNOUX, J. M. LI
  Journée SEE sur les interrupteurs bi-directionnels.
  MONTPELLIER 1990
- [LAJ 92]: "Harmoniques basse fréquence produits par les appareils de grande diffusion. Niveaux actuels, limites proposées par la normalisation et solutions envisageables" MM LAJOIE-MAZENC, LE BITOUX, OTT, MME DUPHIL Colloque sur les perturbations réciproques des convertisseurs et des réseaux - NANTES - 1992
- [LAN 88] : "Identification et commandes des systèmes" I.D. LANDAU HERMES - 1988
- [MAU 90] : "Commande numérique d'un onduleur de tension à Modulation de Largeur d'Impulsion alimentant une charge non-linéaire"
   P.MAUSSION : Thèse de Doctorat I.N.P. - TOULOUSE - 1990
- [MAR 92] : "Modèle pour onduleurs en pont monophasés et triphasés" P.MARSEILLE Journée EEA - Electrotechnique - Mars 1992 - PARIS
- [NON 91] : "Contribution à l'étude d'un redresseur à MLI à perturbation minimale du réseau" NONNON - Thèse de Doctorat de l'INPL - ENSEM - NANCY 1991

- [PAT 73]: "Generalised techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters : Part I. harmonic elimination" PATEL H., HOFT R.
   IEEE Trans, on Industry Applications Vol IA-9 n°3 Mai/Juin 1973
- [PAT 74]: "Generalised techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters : Part II, voltage control techniques" PATEL H., HOFT R.
   IEEE Trans, on Industry Applications, Vol IA-10 n°5 Septembre/Octobre 1974
- [SCA 88]: "Optimisation des installations de compensation en présence d'harmoniques." P. SGARZI, S. THEOLEYRE - R.G.E n°6 - Juin 1988
- [SEI 88]: "Commande numérique d'une machine synchrone autopilotée. Méthode algébrique de modulation de largeur d'impulsions. Algorithmes de contrôle et de régulation des courants."
   P.F. SEIXAS - Thèse de Doctorat - I.N.P. - TOULOUSE 1988
- [SEG 92] : "Les perturbations induites dans le réseau par les convertisseurs statiques; origine, propagation, procédés de réduction G.SEGUIER Colloque sur les perturbations réciproques des convertisseurs et des réseaux - NANTES - 1992
- [THI 91] : "A High Switching Frequency IGBT PWM Rectifier/Inverter System for AC Motor Drives Operating from Single Phase Supply K.THIYAGARAJAH, V.RANGANATHAN, B.S.RAMAKRISHNA IEEE Trans. On Power Electronics Vol 6 n° 4 Octobre 1991

