



AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

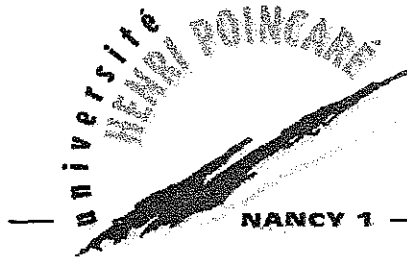
LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>



S.C.D. - U.H.P. NANCY 1
BIBLIOTHÈQUE DES SCIENCES
Rue du Jardin Botanique
54500 VILLERS-LÈS-NANCY



FACULTE DES SCIENCES & TECHNIQUES

U.F.R. Sciences & Techniques : S.T.M.I.A

Ecole Doctorale : Informatique-Automatique-Electrotechnique-Electronique-Mathématique

Département de Formation Doctorale : Electrotechnique-Electronique

Thèse

présentée pour l'obtention du titre de

Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I

en Génie Electrique

Soutenue publiquement le 6 novembre 2001

par Seyed-Hamid SHAHALAMI

Filtrage hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d'entraînement asynchrone à vitesse variable

Membres du jury :

Président:	P. AURIOL	Professeur, Ecole Centrale de Lyon
Rapporteurs :	S. BACHA	Professeur, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble(LEG)
	C. ROMBAUT	Professeur, Ecole Centrale de Lille, L.E.E.P.
Examineurs :	J. BONAL	Professeur associé, Directeur de PROMETHEE
	F. MEIBODY-TABAR	Professeur, I.N.P.L., GREEN, Nancy
	S. SAADATE	Professeur, U.H.P., GREEN, Nancy I (Directeur de thèse)

Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy, GREEN
Faculté des Sciences & Techniques – 54500 Vandoeuvre-Lès-Nancy

A Mahdi

à ma femme

et

à mes parents

Remerciements

Ce travail de thèse a été réalisé au Groupe de Recherches en Electrotechnique et Electronique de Nancy (GREEN) à l'Université Henri Poincaré dirigé par Monsieur le Professeur A. REZZOUG à qui j'exprime tous mes remerciements.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur S. SAADATE, Professeur à l'université Henri Poincaré, qui m'a dirigé tout au long de ce travail de recherche. Je lui suis reconnaissant de m'avoir prodigué son attention et ses nombreux conseils durant ces années. Son expérience et ses connaissances m'ont été extrêmement précieuses.

Je suis très reconnaissant à Monsieur le professeur Ph. AURIOL, Directeur de l'Ecole Centrale de Lyon, pour le grand honneur qu'il m'a fait, en acceptant de présider mon jury de thèse.

Je tiens à remercier Monsieur le Professeur C. ROMBAUT, Directeur de l'ENSAM de LILLE, et Monsieur le Professeur S. BACHA, du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, qui ont bien voulu juger ce travail en acceptant d'en être les rapporteurs malgré leurs emplois du temps chargés.

Mon Jury de thèse aurait été vraiment incomplet sans Monsieur J. BONAL, Professeur du CNAM, auteur de « Entraînements électriques à vitesse variable », à qui j'exprime toute ma reconnaissance .

Je suis particulièrement reconnaissant à Monsieur F. MEIBODY TABAR, Professeur à l'INPL, pour ces précieux conseils durant ce travail.

Je remercie Messieurs H. RAZIK, J. LEVEQUE et D. NETTER, Maîtres de Conférence au GREEN, de leurs assistances et de l'aide qu'ils m'ont apportée au laboratoire. Je suis reconnaissant envers tous les enseignants chercheurs du GREEN pour les encouragements qu'ils m'ont formulés tout au long des ces années

Ma gratitude va aussi à mon cher ami E. GHOLIPOUR, avec qui j'ai partagé le même bureau durant ma dernière année, et je ne compte plus les services qu'il m'a rendus.

En sacrifiant sa vie professionnelle ,enfin, je ne saurais oublier mon épouse qui m'a apporté soutien et encouragement durant toutes ces années.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I:

PERTURBATIONS HARMONIQUES DES RESEaux ELECTRIQUES PAR DES VARIATEURS DE VITESSE ET PRINCIPES DE COMPENSATION HARMONIQUE	3
INTRODUCTION.....	4
I.1 PERTURBATIONS ELECTRIQUES.....	5
I.2 PERTURBATION HARMONIQUE.....	5
I.2.1. Définition de base.....	5
I.2.2 Taux de Distorsion Harmonique global.....	5
I.2.3 Déformation de la tension du réseau.....	6
I.2.4 Sources des harmoniques.....	8
I.2.5 Conséquences néfastes des harmoniques.....	12
I.3. RECOMMANDATIONS SUR LES LIMITES DES COURANTS ET DES TENSIONS HARMONIQUES	12
I.4. PERTURBATIONS HARMONIQUES PRODUITES PAR DES SYSTÈMES D'ENTRAÎNEMENT ÉLECTRIQUE À VITESSE VARIABLE.....	14
I.4.1 Position des Systèmes de Variateur de Vitesse dans l'Industrie Française.....	14
I.4.2 Domaine de l'Application des Systèmes de Variateur de Vitesse.....	16
I.4.3 Avantages des Variateurs de Vitesse Electriques.....	16
I.4.4. Caracteristiques Harmoniques des Variateurs de Vitesse.....	17
I.5. MÉTHODES DE CONTRÔLE DE PERTURBATION HARMONIQUE	22
I.5.1. Contrôle de distorsion harmonique par l'impédance de ligne.....	22
I.5.2. Diminution de distorsion harmonique par augmentation de l'indice de pulsation.....	22
I.5.3. Filtrage des harmoniques.....	23
I.5.3.2 Filtrage Actif des harmoniques.....	29
CONCLUSIONS.....	37

CHAPITRE II

ALGORITHME GENETIQUE APPLIQUE A L'OPTIMISATION DE PROCESSUS ELECTROTECHNIQUES	38
INTRODUCTION.....	39
II.1 PRINCIPES GENERAUX D'A.G.....	39
II.1.1 Les Méthodes d'Optimisation.....	39
II.1.2 Historique	40
II.1.3 Algorithme général.....	40
II.1.3.1 Génération d'une nouvelle population.....	41
II.1.3.2 Algorithme détaillé.....	43

II.1.3.3 Analyse de l'algorithme génétique	44
II.1.3.4 Condition d'application et propriétés générales	45
II.1.4 Algorithme Génétique codé réel	45
II.2 IDENTIFICATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	47
II.2.1 Modèle de la machine asynchrone.....	48
II.2.2 Identification des paramètres par Algorithme Génétique.....	50
II.3 IDENTIFICATION DES PARAMETRES D'UN REGULATEUR RST PAR A.G.	55
II.3.1 Système à base de PLL.....	55
II.3.2 Application d'Algorithme Génétique.....	57
CONCLUSIONS.....	60

CHAPITRE III

MACHINE ASYNCHRONE : MODELISATION , COMMANDE ET MODES D'ALIMENTATION	61
INTRODUCTION.....	62
III.1 EQUATIONS DE PARK DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	62
III.2 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	64
III.2.1. Principe.....	64
III.2.2. Commande vectorielle à flux rotorique orienté.....	65
III.2.3. Valeurs nominales.....	66
III.3 MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTÉE PAR ONDULEUR DE TENSION	69
III.3.1 Machine asynchrone alimentée en tension et régulée en courant	69
III.3.1.1 Principe de contrôle des courants par Hystérésis.....	72
III.3.1 Machine asynchrone alimentée en tension et régulée en tension	74
III.3.1.1 Onduleur de tension à MLI	76
III.3.1.2 Boucles des régulations de courant et de vitesse	78
III.4 MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTÉE PAR ONDULEUR DE COURANT	80
III.4.1 Onduleur de courant à MLI.....	80
III.4.1.1 Elaboration des courants de référence.....	86
III.4.2 Nouvelle commande d'onduleur de courant.....	92
III.4.2.1. Principe de la commande des interrupteurs.....	92
III.5 MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTÉE PAR CYCLOCONVERTISSEUR D'INDICE DE PULSATION 3	98
III.5.2 Méthode des puissance réelle et imaginaire instantanées.....	100
III.5.3. Commande du cycloconvertisseur à logique de basculement	104
III.5.3.1 Méthode de détection de passage par zéro du courant fondamental statorique	104
III.5.3.2 Méthode de détection de passage par zéro de la tension fondamentale.....	107

III.5.3.3. Nouvelle méthode de logique de basculement: méthode basée sur la détection de passage par zéro du courant de référence statorique..... 111

CONCLUSIONS..... 114

CHAPITRE IV

FILTRAGE DES PERTURBATIONS HARMONIQUES PRODUITES PAR CASCADE REDRESSEUR-ONDULEUR-MACHINE ASYNCHRONE A VITESSE VARIABLE..... 115

INTRODUCTION..... 116

IV.1 FILTRAGE DES PERTURBATIONS HARMONIQUES PRODUITES PAR LA CASCADE REDRESSEUR-ONDULEUR DE TENSION À MLI-MACHINE ASYNCHRONE À VITESSE VARIABLE 116

IV.1.1 Optimisation des Paramètres du Filtre LC de l'Etage Continu..... 117

IV.1.2 Caractéristique Harmonique du Courant d'Entrée..... 121

IV.1.3 Filtrage des Harmoniques du Courant d'Entrée..... 122

IV.1.3.1 Filtrage Passif Parallèle (FPP)..... 122

IV.1.3.2 Filtrage Actif Parallèle à structure tension (FAP)..... 126

IV.1.3.2.1 Boucle de régulation de courant..... 127

IV.1.3.2.2 Boucle de régulation de la tension continue..... 128

IV.1.3.3 Filtrage hybride , association des filtres actif série et passifs parallèles (FASP)..... 132

IV.2 FILTRAGE DES PERTURBATIONS HARMONIQUES PRODUITES PAR L'ENSEMBLE REDRESSEUR-ONDULEUR DE COURANT-MACHINE ASYNCHRONE À VITESSE VARIABLE 140

IV.2.1 Optimisation de l'inductance L de l'Etage Continu..... 140

IV.2.2 Caractéristique Harmonique du Courant Prélevé au Réseau..... 142

IV.2.3 Filtrage des Harmoniques du Courant d'Entrée..... 143

IV.2.3.2 Filtrage actif parallèle à structure tension (FAP)..... 143

IV.2.3.3 Filtrage hybride , association des filtres actif série et passifs parallèles (FPAS)..... 145

CONCLUSIONS..... 150

CHAPITRE V

FILTRAGE DES PERTURBATIONS HARMONIQUES PRODUITES PAR LE CYCLOCONVERTISSEUR D'INDICE 3 -MACHINE ASYNCHRONE A VITESSE VARIABLE 151

INTRODUCTION..... 152

V.1 FILTRAGE DES COURANTS HARMONIQUES PRELEVES AU RÉSEAU..... 152

V.1.1 Caractéristiques Harmoniques du Courant d'Entrée..... 152

V.1.2 Filtrage des Harmoniques du Courant d'Entrée 154

V.1.2.1 Filtrage hybride Parallèle (FAPP)..... 154

V.1.2.2 Filtrage hybride, association des filtres actif série, actif parallèle et passifs parallèles (FASPP) 158

V.2 FILTRAGE DES HARMONIQUES DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.....	167
V.2.1 Expression du couple harmonique.....	167
V.2.2 Caractéristique harmonique de la tension de sortie	168
V.2.3 Filtrage actif des pulsations du couple électromagnétique	168
CONCLUSIONS.....	173

CONCLUSIONS GENERALES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ANNEXE

INTRODUCTION GENERALE

L'évolution rapide dans le domaine des composants électroniques est à l'origine de la présence importante des systèmes d'entraînement électrique à vitesse variable dans le milieu industriel. Le bon rendement, la précision, la souplesse et la fiabilité de ces systèmes sont les avantages incontestables de ces systèmes. Dans les pays industrialisés, les moteurs électriques sont les principaux consommateurs de l'énergie électrique. Cela représente deux tiers de l'énergie consommée dans l'industrie en France qui constitue 27% de la production d'énergie globale, sans compter la consommation des moteurs de la traction ferroviaire et celle des secteurs tertiaires et résidentiels. L'entraînement électrique à vitesse variable se consacre actuellement 20% de cette énergie [Bon.1].

La structure simple et robuste et le prix peu élevé sont les avantages majeurs des moteurs asynchrones. La commande vectorielle et le progrès réalisé dans les processeurs de signaux font progressivement remplacer les variateurs de vitesse traditionnels à base de machine à courant continu par ceux utilisant les moteurs asynchrones. Toutefois, ces dispositifs absorbent sur le réseau des courants non-sinusoidaux. En effet, l'alimentation des systèmes d'entraînement électrique est assurée par un convertisseur statique qui se comporte comme un générateur de courants harmoniques. La circulation de ces derniers dans le réseau électrique peut générer des tensions harmoniques au point de raccordement qui perturbent ainsi le fonctionnement des autres charges et sont à l'origine des échauffements et des pertes supplémentaires, dans les lignes de transport.

Vus les avantages non négligeables des systèmes à base de variateur de vitesse et leur prolifération industrielle, qui ne cesse de croître, il faut prendre des mesures adéquates afin de contrôler leurs perturbations harmoniques; cela constitue le principal but de ce travail. Ce mémoire se décompose en cinq chapitres.

Un rappel des caractéristiques harmoniques des principaux systèmes d'entraînement est abordé au premier chapitre. Ainsi, différentes méthodes de filtrage actif et passif sont présentées.

En deuxième chapitre, on présentera l'Algorithme Génétique comme une méthode d'optimisation en processus électrotechnique. L'efficacité de cette méthode est justifiée par l'identification des paramètres d'une machine asynchrone et de ceux d'un régulateur RST.

Afin d'étudier la forme d'onde de courant injecté au réseau et d'en déduire les caractéristiques harmoniques des variateurs de vitesse, trois systèmes d'alimentation les plus courants à savoir, les cascades redresseur-onduleur de tension et onduleur de courant et le cycloconvertisseur d'indice 3 sont détaillés en chapitre III. La commande vectorielle adoptée est à flux rotorique orienté ce qui assure le découplage entre le couple électromagnétique et le flux du moteur. Une nouvelle commande de l'onduleur de courant à hystérésis ainsi qu'une approche originale de basculement du courant entre le groupe positif et négatif d'un bras de cycloconvertisseur sans courant de circulation seront proposées dans ce même chapitre.

Après avoir minimisé les harmoniques injectés au réseau, en optimisant les paramètres du filtre placé en étage continu, on va consacrer l'essentiel du chapitre quatre au filtrage hybride des courants harmoniques injectés au réseau par les systèmes de variateur de vitesse asynchrone alimentés par les convertisseurs indirects.

Etant donné le spectre spécial d'un variateur de vitesse asynchrone à cycloconvertisseur, qui est riche en sous-harmoniques, inter-harmoniques et harmoniques caractéristiques, au cinquième et dernier chapitre on étudie le filtre actif le mieux adapté à cette situation. Ce chapitre s'achèvera en appliquant un filtre actif série afin de diminuer la pulsation du couple électromagnétique du moteur dûe à la nature non sinusoïdale de la tension de sortie du cycloconvertisseur.

CHAPITRE I

**PERTURBATIONS HARMONIQUES DES RESEAUX
ELECTRIQUES PAR DES VARIATEURS DE VITESSE
ET PRINCIPES DE COMPENSATION HARMONIQUE**

INTRODUCTION

Les courants harmoniques circulant dans le réseau électrique sont générés par des charges non-linéaires tels que les convertisseurs statiques alimentant des machines électriques à vitesse variable. La distorsion de tension est produite par l'interaction de ces courants harmoniques avec l'impédance du réseau.

Les recommandations pratiques pour contrôler les harmoniques dans le réseau électrique préconisent les limites des harmoniques en deux catégories suivantes [Sta.92]:

- les limites en courants harmoniques pour des consommateurs individuels : ces limites sont évaluées au point commun de raccordement des consommateurs au réseau.
- les limites en tensions harmoniques spécifiées pour le réseau électrique global assurant un facteur de qualité de tension que le consommateur peut exiger.

Dans ce chapitre, tout d'abord un bref rappel des différents types de perturbation qui peuvent affecter la tension du réseau, leurs origines et leurs conséquences sur les équipements électriques est présenté. Ensuite, nous nous intéressons au cas des variateurs de vitesse et étudions les tensions et courants harmoniques produits par ces charge non linéaires.

Enfin, pour ramener le taux de perturbation harmonique dans la fourchette autorisée, les différentes méthodes de filtrage des harmoniques sont présentées. Les dispositifs de filtrage actif des harmoniques sont classés selon différents critères : configuration, stratégie de commande et structure de convertisseur.

1.1 PERTURBATIONS ELECTRIQUES

L'énergie électrique est délivrée sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants :

- la fréquence,
- l'amplitude,
- la forme d'onde qui doit être sinusoïdale,
- la symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs.

Tout phénomène physique affectant une ou plusieurs de ces caractéristiques peut être considéré comme une perturbation. En pratique, on classe ces perturbations selon la durée du phénomène [Shi]. On peut alors distinguer :

- Les altérations de l'onde de tension (harmonique, déséquilibre, flicker). Ces phénomènes sont permanents ou durent au minimum plusieurs minutes.
- Les creux de tension, surtension et coupures brèves d'une durée de l'ordre d'une à quelques secondes.
- Les surtensions transitoires, de durée inférieure à une période.

Dans ce qui suit, nous représenterons les perturbations harmoniques permanentes affectant l'onde de tension. En effet, ces perturbations peuvent être contrôlées et atténuées par des filtres actifs de puissance.

I.2 PERTURBATION HARMONIQUE

I.2.1. DEFINITION DE BASE

Les harmoniques sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations résultent de la superposition, sur l'onde fondamentale à 50Hz ou 60Hz selon le pays, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamental comme le montre la Fig.I.1.

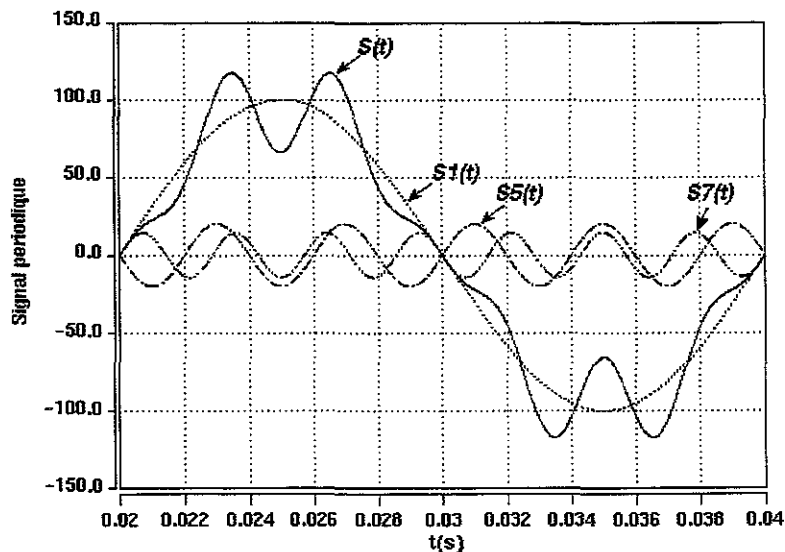


Fig.I.1. Synthèse d'un signal à partir des harmoniques

Dans la plus part des cas, les harmoniques présents sur les réseaux électriques proviennent de l'utilisation de charges non linéaires. Une charge est non linéaire quand, soumise à une tension sinusoïdale n'absorbe pas un courant sinusoïdal à la même fréquence. Ces charges se comportent approximativement comme des sources de courant harmonique, c'est-à-dire que le courant harmonique est quasiment fixé par la charge non linéaire et non pas par l'impédance de court-circuit du réseau auquel elles sont raccordées.

I.2.2 Taux de Distorsion Harmonique global

La perturbation harmonique est généralement caractérisée par le taux de distorsion harmonique *THD* en tension ou en courant. Cette notion permet de caractériser la déformation apportée par les harmoniques, par rapport à une onde sinusoïdale. Les taux de distorsion harmonique de la tension (*VTHD*) et du courant (*ITHD*) dans la suite de ce rapport sont définis respectivement par les relations suivantes :

$$VTHD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \quad (I.1)$$

$$ITHD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \quad (I.2)$$

Dans la plupart des cas, les appareils générant des harmoniques ont un spectre limité à 2500 Hz. C'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques et du THD sur les réseaux électriques s'étend généralement de 100 à 2500 Hz, c'est-à-dire de rang 2 à 50 [Shi.,Kes]. Mais on peut également observer des sous-harmoniques ou des inter-harmoniques à des fréquences non multiples entières de la fréquence fondamentale.

I.2.3 Déformation de la tension du réseau

Le réseau de distribution est un générateur de tension sinusoïdale. Dans le cas d'une alimentation de charges non linéaires, les courants alternatifs absorbés ne sont pas sinusoïdaux. On dit dans ce cas que les charges non linéaires injectent des courants harmoniques dans le réseau. La décomposition de ces courants en série de Fourier peut s'écrire sous la forme :

$$I(t) = \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot \sin(\omega t + \alpha_1) + \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_h \cdot \sin(h\omega t + \alpha_h) \quad (I.3)$$

où I_1 et I_h représentent respectivement les valeurs efficaces du courant fondamental et harmonique de rang h . Dans la plupart des cas, la composante continue est généralement absente dans ce type de signal.

Le réseau électrique, dans chaque nœud, peut être modélisé par une source de tension fondamentale en série avec une impédance variable avec la fréquence [Mol]. Cette impédance représente la mise en parallèle de toutes les lignes qui convergent vers le nœud envisagé présenté à la Fig.I.2 . Les courant harmoniques injectés par une charge perturbatrice, raccordée à ce nœud, se partagent entre les différentes lignes.

Le produit des courants harmoniques provenant des charges non linéaires par l'impédance harmonique du réseau, vue par chaque nœud du réseau, crée des tensions harmoniques en ce nœud (I.16). Donc à titre d'exemple, la tension au nœud "D" du réseau de la Fig.I.2 est la superposition des tensions harmoniques créées par les courants harmoniques injectés au point "D". La Fig.I.2 montre la modélisation du réseau pour la fréquence fondamentale et les fréquences harmoniques.

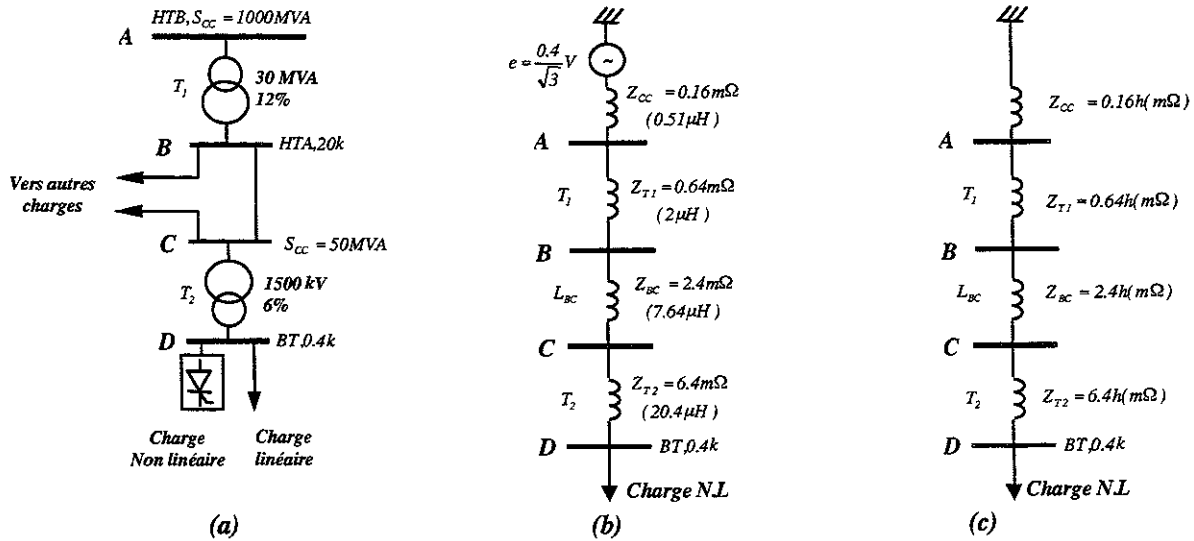


Fig.I.2 Modélisation du réseau pour l'étude harmonique ;

- a) modèle du réseau électrique , b) modèle monophasé du réseau pour la fréquence fondamentale, c) modèle monophasé du réseau pour des harmoniques

Afin de simplifier, on peut utiliser le modèle du Thévenin vu par le nœud D de la Fig.I.3 :

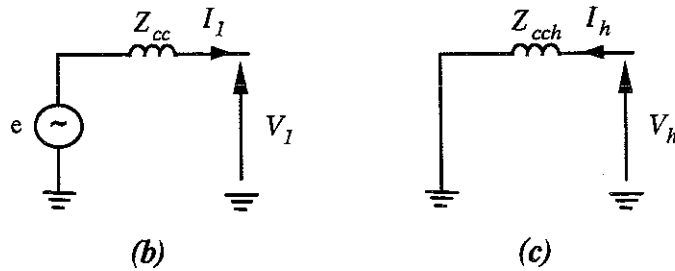


Fig.I.3 Modèle simplifié équivalent du réseau vu par le nœud D

Où :

$$\begin{aligned} Z_{cc} &= Z_{ccr} + Z_{T1} + Z_{BC} + Z_{T2} \\ Z_{cch} &= hZ_{cc} \end{aligned} \quad (I.4)$$

Z_{cc} et Z_{cch} sont les impédances de court-circuit du réseau à la fréquence fondamentale et harmonique respectivement. La tension au point de raccordement D de la charge polluante est la superposition de la tension fondamentale et les harmoniques :

$$V_D = V_1 + \sum_{h=2}^n V_h \quad (I.5)$$

où les tensions V_1 et V_h sont définies par :

$$\begin{aligned} V_1 &= e_1(t) - |Z_{cc1}| I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha_1 + \phi_{cc1}) \\ V_h &= |Z_{cch}| I_h \sqrt{2} \sin(h\omega t + \alpha_{h1} + \phi_{cch}) \end{aligned} \quad (I.6)$$

sachant que $Z_{cc1} = |Z_{cc1}| \angle \phi_{cc1}$ et $Z_{cch} = |Z_{cch}| \angle \phi_{cch}$.

De l'équation (I.5), on constate que la tension du réseau n'est plus sinusoïdale et déformée par la circulation des courants harmoniques à travers l'impédance de court-circuit du réseau. Afin de la rendre sinusoïdale, il y a deux solutions possibles : modifier l'impédance du réseau ou annuler les courants ou les tensions harmoniques.

Les valeurs de puissance de court-circuit habituellement rencontrées dans le réseau triphasé français sont données au Tableau I.1. Ce tableau permet le choix de la tension d'alimentation optimale en fonction de la puissance du convertisseur utilisé afin de minimiser la perturbation générée sur le réseau de puissance.

Tableau I.1 Puissance de court-circuit nécessaire à la connexion d'un variateur sur le réseau français.

S_{cc}/S_n	BT	HTA	HTB
Convertisseur hexaphasé	120	240	360
Convertisseur dodécaphasé	75	150	225

S_{cc} : puissance de court-circuit au point de raccordement ;
 S_n : puissance nominale de la charge.
 BT : tension du réseau 400 V (composée)
 HTA : tension du réseau 1 à 50 kV.
 HTB : tension du réseau supérieure à 50 kV.

Avant d'aller plus loin, on définit quelques notations qui seront utilisées dans la suite de ce chapitre.

Le Point Commun de Couplage (PCC) :

C'est le point du réseau électrique où les courants harmoniques des consommateurs sont évalués par le distributeur de l'énergie électrique. Le primaire du transformateur de distribution (HTA/BT) peut être le PCC.

La Valeur Moyenne de Courant Maximum Demandé par la Charge (I_{CH}) :

Elle est la valeur moyenne sur douze mois du courant maximum mensuel demandé par le consommateur. Pour les nouveaux clients, cette valeur ne peut être qu'une estimation. Toutes les limites des courants harmoniques dans les normes CEI et IEEE (Tableau I.2 et 3) sont données par rapport à cette valeur (en %).

Le Rapport de Courant de Court-Circuit ($RCC = I_{CC} / I_{CH}$) : C'est le rapport de courant de court-circuit au PCC et la valeur moyenne de courant maximum demandé par la charge I_{CH} . Un réseau très puissant par rapport à ces consommateurs possède une valeur de RCC importante et de ce fait, les courants harmoniques ont un impact moins important sur la distorsion de la tension.

I.2.4 Sources des harmoniques

Il s'agit de sources génératrices de courants harmoniques qui peuvent être classées en deux types:

- Source harmonique identifiable ;
- Source harmonique non identifiable

I.2.4.1. Source harmonique identifiable :

Les équipements dotés de dispositifs de l'électronique de puissance, notamment les redresseurs et les cycloconvertisseurs de puissances unitaires importantes, installés sur les réseaux haute et moyenne tensions sont typiquement des sources harmoniques identifiables. Avec ce type de charge non linéaire, le distributeur de l'énergie est capable d'identifier le point d'injection des harmoniques et de quantifier la perturbation provoquée. Dans ce cas, c'est l'utilisateur qui doit se procurer des moyens nécessaires à la réduction de cette perturbation.

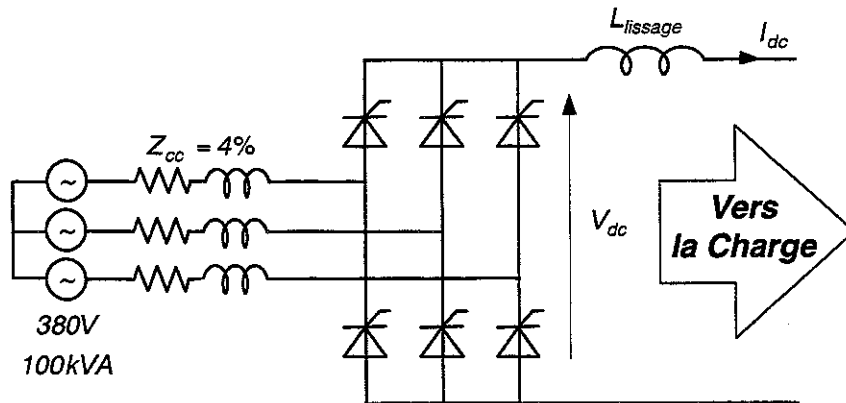


Fig.I.4. Redresseur triphasé à thyristors à filtrage inductif.

Vue son importance, le pont de Graëtz fait partie de ce type et constitue l'un des montages de l'électronique de puissance les plus répandus dans le secteur industriel (Fig.I.4). Il représente 55% de la puissance des matériels électroniques utilisés dans le domaine de vitesse variable [Def]. Les caractéristiques et le contenu harmonique de son courant sont donnés par la relation (I.7) :

$$I(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\begin{aligned} & \sin(\omega t - \alpha_1) - \frac{1}{5} \sin[5(\omega t - \alpha_1)] - \frac{1}{7} \sin[7(\omega t - \alpha_1)] + \frac{1}{11} \sin[11(\omega t - \alpha_1)] \\ & + \frac{1}{13} \sin[13(\omega t - \alpha_1)] - \frac{1}{17} \sin[17(\omega t - \alpha_1)] - \frac{1}{19} \sin[19(\omega t - \alpha_1)] + \dots \end{aligned} \right] \quad (I.7)$$

où α_1 est l'angle de retard à l'allumage des thyristors. La décomposition harmonique de ce courant en série de Fourier (I.7) est obtenue en supposant que le convertisseur débite un courant parfaitement lissé et en absence d'empiétement. Sur la Fig.I.5 sont donnés le courant et le spectre harmonique d'une phase du réseau.

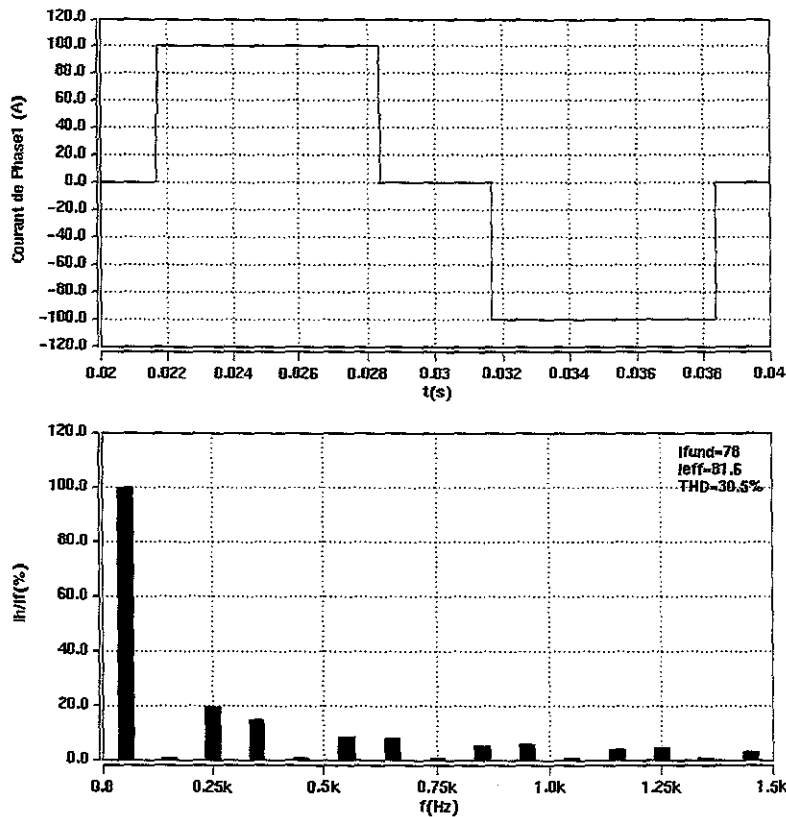


Fig.I.5 Allure du courant et des spectre harmonique côté réseau d'un convertisseur hexaphasé.

Les harmoniques caractéristiques sont de rang $h = 6k \pm 1$ avec k entier et la valeur efficace de chaque harmonique est inversement proportionnelle à son rang :

$$I_h = \frac{I_1}{h} \tag{I.8}$$

En cas d'un déséquilibre dans les angles de retard à l'allumage des thyristors, comme dans le cas d'un pont mixte triphasé, il y aura aussi des harmoniques de rang pair.

En réalité le courant continu I_d n'est pas parfaitement lissé et aussi la réactance de commutation n'est pas nulle, donc la relation (I.8) n'est plus valable. L'angle d'empiètement μ est fonction de l'angle d'amorçage, de la réactance de commutation et du courant continu de la charge (I.9). La réactance de commutation est inversement proportionnelle au courant de court-circuit du réseau auquel le convertisseur est raccordé. Aussi, l'angle d'empiètement varie inversement avec l'angle d'amorçage [Ric]:

$$\mu = \arccos(e^2 - ce + \sqrt{(ce - e^2)^2 - e^2 - c^2 + d^2 + 2ce}) \tag{I.9}$$

où:

$$c = X_c \frac{I_d}{I_{dn}}$$

$$X_c = \frac{I_{1n}}{I_{cc}} \times 100\%$$

$$d = \sin \alpha$$

$$e = \cos \alpha$$

avec :

- X_c : réactance de commutation ;
- I_{1n} : valeur nominale du courant fondamental de convertisseur ;
- I_{cc} : courant de court-circuit au point de raccordement de convertisseur ;
- I_{dn} : valeur nominale du courant continu de convertisseur ;
- I_d : valeur moyenne du courant continu ;
- α : angle d’amorçage des thyristors.

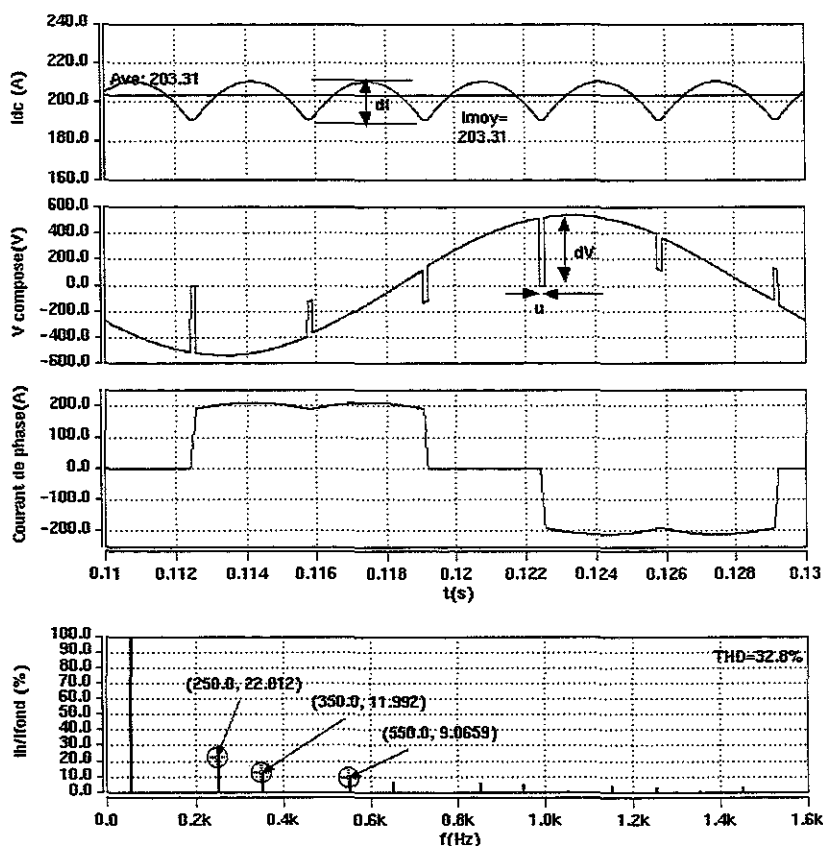


Fig.I.6 Effet de l’ondulation de courant continu et encoche de tension sur les courants harmoniques

L’angle d’empiètement diminue la pente de la partie verticale du courant, Fig.I.6, et donc atténue les courants harmoniques, surtout ceux de rangs élevés. Plus l’angle d’amorçage est grand, plus μ est petit et donc les harmoniques s’approchent aux valeurs données par (I.8). D’une manière plus précise, la relation I.8 peut être remplacée par I.10 qui donne le rapport des courants harmoniques sur le fondamental en considérant le courant continu parfaitement lissé [Ric].

$$\frac{I_h}{I_1} = \frac{\sqrt{a^2 + b^2 - 2ab \cos(2\alpha + \mu)}}{h(\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu))} \quad (I.10)$$

où :

$$a = \frac{\sin((h-1)\mu/2)}{h-1}$$

$$b = \frac{\sin((h+1)\mu/2)}{h+1}$$

$$\frac{V_d}{V_{d0}} = \frac{\cos(\alpha) + \cos(\alpha + \mu)}{2}$$

I.2.4.2. Source harmonique non identifiable :

Ce type de générateur de courants harmoniques est principalement représenté par les appareils utilisés dans les domaines électro-domestiques ou tertiaires tels que les téléviseurs et les micro-ordinateurs. Vu leur très large diffusion, ces équipements comportant souvent un redresseur monophasé à diodes avec un condensateur de lissage, prélèvent de courants harmoniques non négligeables au réseau. Dans ce cas, il est de la responsabilité du distributeur de l'énergie électrique d'empêcher la propagation de la perturbation harmonique sur le réseau puisque individuellement chaque utilisateur génère un faible taux d'harmonique.

I.2.5 Conséquences néfastes des harmoniques

Les courants et les tensions harmoniques ont des effets néfastes sur le fonctionnement, la rentabilité et la durée de vie de certains équipements électriques [Arr, Lot]:

- Alternateurs : pertes supplémentaires dans les enroulements statoriques et dans les amortisseurs liés à la circulation des courants harmoniques.
- Lignes : pertes ohmiques supplémentaires.
- Transformateurs : pertes supplémentaires dans les enroulements par effet Joule et dans le noyau par courants de Foucault.
- Moteur à courant alternatif : pertes supplémentaires dans le fer et les enroulements principalement liées aux harmoniques de tension.
- Condensateur de puissance : pertes diélectriques supplémentaires conduisant au vieillissement rapide du condensateur.
- Equipement de l'électronique de puissance : dysfonctionnement lié à la déformation de la tension.
- Ordinateurs : troubles fonctionnels liés à la distorsion de la tension.
- Lignes téléphoniques : génération de bruits importants liés au couplage électromagnétique entre les lignes de puissance et les circuits de communication.

I.3. RECOMMANDATIONS SUR LES LIMITES DES COURANTS ET DES TENSIONS HARMONIQUES

Le distributeur de l'énergie fournit à sa clientèle des tensions sinusoïdales à 50Hz que certains équipements perturbateurs peuvent déformer. Il n'y a pas encore de consensus international sur le problème harmonique qui se pose aux réseaux électriques. En ce qui concerne les établissements

à caractère industriel, les études effectuées par EDF, basées sur une longue expérience de mesures et de simulations, conduisent à préconiser les valeurs limites suivantes pour les perturbations harmoniques de tension engendrées par un client perturbateur, et lui seul, en son point de raccordement au réseau EDF. Les taux de tensions harmoniques ne devraient pas dépasser les recommandations indiquées au tableau I.2 :

Tableau I.2 Limites préconisées de tensions harmoniques par EDF

	Harmoniques pairs	Harmoniques impairs
U_h/U_1	<0,6	<1%
$VTHD = \sqrt{\sum_2^{\infty} \left(\frac{U_h}{U_1}\right)^2} \leq 1.6\%$		

Ces limites sont destinées à minimiser le risque de voir le réseau d'alimentation général atteindre un taux de distorsion harmonique en tension supérieur à 5%, le seuil considéré comme néfaste au bon fonctionnement des équipements. Tableau I.3 donne un extrait de niveau de tension harmonique [Pol] préconisé par la norme CEI 1000-2-2 sur les réseaux basse tension (BT), moyenne tension (HTA) et haut tension (HTB). Cette norme recommande les limites de taux global de distorsion harmonique de tension (VTHD) de 8% pour la BT, de 7% pour la moyenne tension (HTA) et de 3% pour la haute tension (HTB).

Tableau I.3 Niveau de taux de tension harmonique préconisé par CEI 1000-2-2

Harmoniques impairs Non multiples de 3				Harmoniques impairs multiples de 3				Harmoniques pairs			
Rang h	BT %	HTA %	HTB %	Rang h	BT %	HTA %	HTB %	Rang h	BT %	HTA %	HTB %
5	6	6	2	3	5	2.5	1.5	2	2	1.5	1.5
7	5	5	2	9	1.5	1.5	1	4	1	1	1
11	3.5	3.5	1.5	15	0.3	0.3	0.3	6	0.5	0.5	0.5
13	3	3	1.5	21	0.2	0.2	0.2	8	0.5	0.2	0.2
17	2	2	1	>21	0.2	0.2	0.2	10	0.5	0.2	0.2
19	1.5	1.5	1					12	0.2	0.2	0.2
23	1.5	1	0.7					>12	0.2	0.2	0.2
25	1.5	1	0.7								
>25	0.2+	0.2+	0.1+								
	$0.5 \times \frac{25}{h}$	$0.5 \times \frac{25}{h}$	$0.5 \times \frac{25}{h}$								

La nouvelle version des normes IEEE-519 [Sta.92] définit les limites des courants harmoniques pour des consommateurs individuels (Tableau I.4) en fonction de la valeur de *RCC* (*Rapport de Courant de Court-Circuit*). Ces limites sont obtenues afin de contrôler les injections des courants harmoniques dans le réseau électrique et alors rendre acceptable la distorsion harmonique de tension pour tous les consommateurs.

Tableau I.4 Limites des courants harmoniques sur le réseau général de distribution(120V-69kV)
(Préconisées par Standard IEEE-519)

RCC %	$h < 11$ %	$11 \leq h < 17$ %	$17 \leq h < 23$ %	$23 \leq h < 35$ %	$35 \leq h$ %	TDD %
<20	4	2	1.5	0.6	0.3	5
20-50	7	3.5	2.5	1	0.5	8
50-100	10	4.5	4	1.5	0.7	12
100-1000	12	5.5	5	2	1	15
>1000	15	7	6	2.5	1.4	20

Source : Standard IEEE-519

Remarques :

Les limites des harmoniques pairs sont à 25% de celles des harmoniques impairs.

Les limites sont données pour un convertisseur à indice de pulsation égal à 6. Pour les convertisseurs à indice de pulsation q , celle-ci doivent être multipliées par $\sqrt{q/6}$, et les rangs non caractéristique diminuent de 25%.

TDD : Taux de distorsion maximum demandé

Le premier point intéressant en étudiant le Tableau I.4 est que les limites sont plus sévères pour le rapport de $I_{CC}/I_{CH} < 20$ et deviennent moins rigoureuses en augmentant le rapport de court-circuit RCC au point de raccordement. Cela signifie que plus la puissance de consommateur par rapport à celle du réseau est faible, plus il est autorisé d'injecter des harmoniques au réseau. Ce critère peut protéger d'une part le réseau auquel le perturbateur est raccordé, et d'autre part les autres utilisateurs branchés au même point de raccordement et ainsi assurer une bonne qualité pour le réseau de distribution.

I.4. PERTURBATIONS HARMONIQUES PRODUITES PAR DES SYSTEMES D'ENTRAINEMENT ELECTRIQUE A VITESSE VARIABLE

Dans ce paragraphe, on va tout d'abord préciser la position et l'importance des systèmes d'entraînement à vitesse variable en France. Ensuite, les caractéristiques des courants harmoniques injectés par différents types de variateur de vitesse sont présentées.

I.4.1 Position des Systèmes de Variateur de Vitesse dans l'Industrie Française

Dans les pays industrialisés, les moteurs électriques constituent le groupe principal des utilisateurs de l'énergie électrique. En France, environ 40% de cette énergie est consommée dans l'industrie et 2/3 de cette consommation est consacrée aux systèmes utilisant des moteurs électriques. Il convient d'y ajouter la consommation des moteurs de la traction ferroviaire et surtout celle de la multitude des petits moteurs du secteur résidentiel. Il est intéressant de noter l'importance en nombre et en puissance unitaire des moteurs électriques. A titre d'exemple, la Fig.I.7 donne la répartition, estimée par le GIMELEC pour une année, de la production française de moteurs alternatifs triphasés [Car]. Pour chaque gamme de puissance P , ce schéma donne le pourcentage de moteurs et le pourcentage de la puissance totale qu'ils consomment.

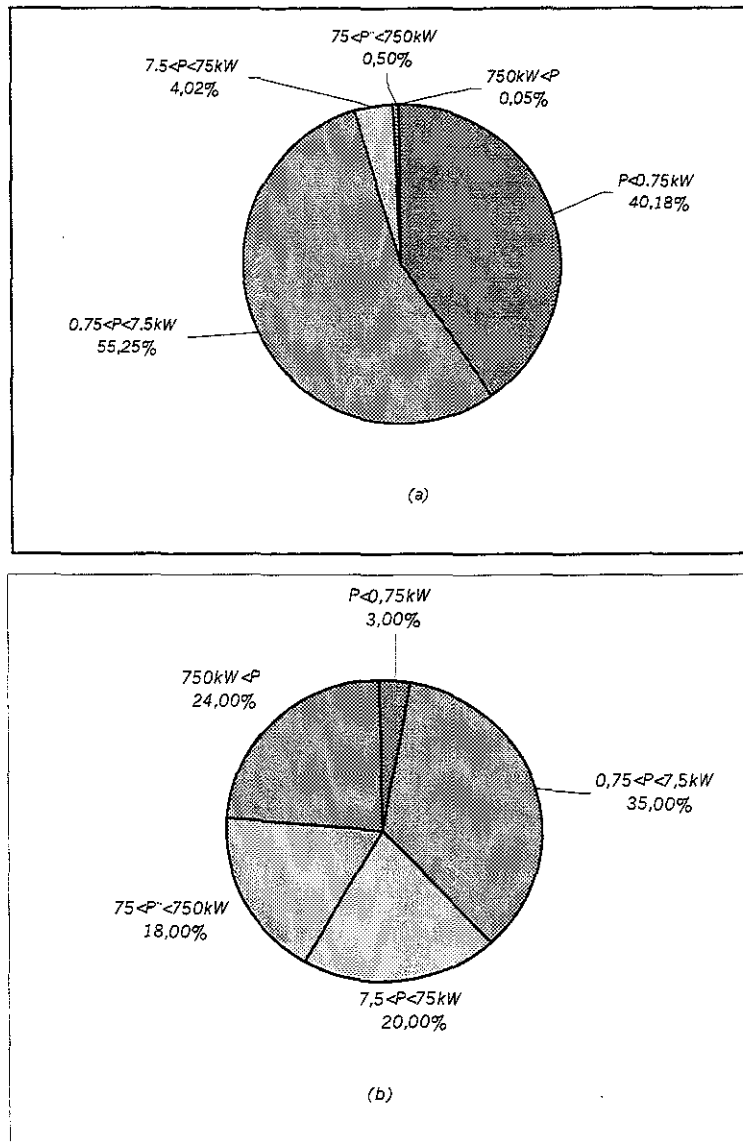


Fig.I.7 Schéma sectoriel de :

a) répartition de production de moteurs alternatifs triphasés b) pourcentage de consommation

On peut remarquer que, pour le seul secteur industriel, les moteurs de moins de 4 kW représentent 80% de production en nombre, mais seulement 10% de la consommation, tandis que le secteur des moteurs de plus de 750kW qui constitue 0.05% de la part de la production en nombre représente 24% de la consommation de l'énergie électrique. Or, près de 20% des moteurs du secteur industriel en France sont équipés de variateur de vitesse, d'où l'importance de l'étude des perturbations harmoniques engendrées par des ensembles convertisseurs statiques-moteurs électriques à vitesse variable. La Fig.I.8 donne la structure générale de système des entraînements électriques à vitesse variable.

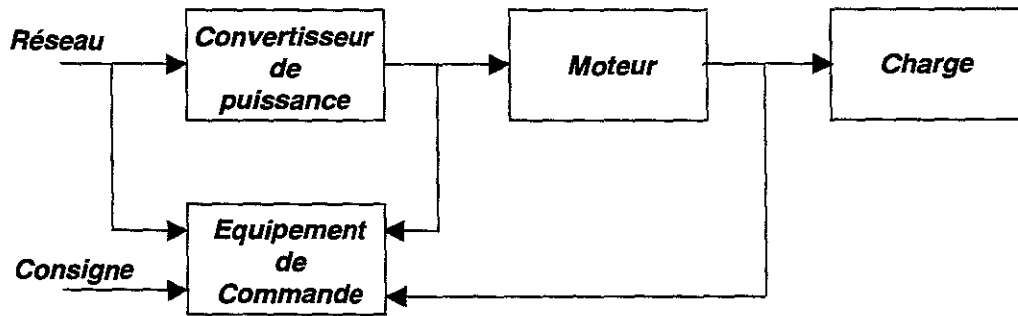


Fig.I.8 Structure générale des entraînements électriques à vitesse variable

Ces systèmes sont formés de :

- un convertisseur électrique de puissance ;
- un moteur électrique ;
- une charge mécanique ;
- un équipement de commande.

Le convertisseur statique, alimenté par le réseau industriel, transforme la forme de l'énergie électrique. Le moteur électrique convertit l'énergie électrique en énergie mécanique fournie à la charge. L'équipement de commande élabore les signaux de commande des interrupteurs du convertisseur à partir des consignes de pilotage de processus et des mesures des paramètres électriques et mécaniques fournis par les divers capteurs placés à l'entrée et à la sortie du convertisseur et sur l'arbre du moteur.

I.4.2 Domaine de l'Application des Systèmes de Variateur de Vitesse

Tous les secteurs industriels utilisant des moteurs électriques sont susceptibles d'utiliser des entraînements électriques à vitesse variable. Cependant, il est encore d'usage de distinguer deux grands groupes d'application :

Les applications où la vitesse variable est apparue dès l'origine comme une condition intrinsèque de fonctionnement du procédé. A titre d'exemple, on peut citer la traction électrique, les entraînements de laminoirs, les fours à ciment, la robotique, la manutention et etc.

Le deuxième groupe est presque intégralement constitué par les entraînements de turbomachines réceptrices comme les pompes, les ventilateurs, les souffleurs et les compresseurs. Ce domaine d'application est très important ; il représente près de 2/3 de la consommation de l'énergie électrique par les moteurs du secteur industriel. Or, vue leur caractéristique couple-vitesse, les turbomachines constituent l'un des groupes de charges mécaniques dont la variation de vitesse d'entraînement par un moteur électrique est la plus facile à réaliser. Dans la quasi totalité des cas, le moteur asynchrone peut être utilisé.

I.4.3 Avantages des Variateurs de Vitesse Electriques

Les avantages des entraînements électriques à vitesse variable ne résident pas seulement dans l'économie d'énergie réalisée qui, d'ailleurs, n'est pas pour cas de toutes les applications. En fonction de l'application considérée, les avantages ci-après peuvent être obtenus.

La suppression des forts appels de courant au démarrage et donc la diminution de la puissance du réseau d'alimentation est le principal avantage côté réseau. En ce qui concerne le moteur, le principal avantage est l'allongement de sa durée de vie du fait que des échauffements importants,

donc la dilatation dans le rotor du moteur sont évités par démarrage à courant limité. De plus, la durée de vie des parties mécaniques comme les roulements à billes, qui est liée à la vitesse ($\propto \Omega^{1.6}$), peut être augmentée puisque les moteurs à vitesse variable fonctionnent souvent au-dessous de leur vitesse nominale. L'isolation du moteur et du réseau d'alimentation par le convertisseur peut diminuer un certain nombre d'inconvénients, tels que l'effet de déséquilibre des tensions du réseau qui provoque des échauffements et des couples parasites et des creux de tension du réseau qui peut entraîner une importante chute de vitesse.

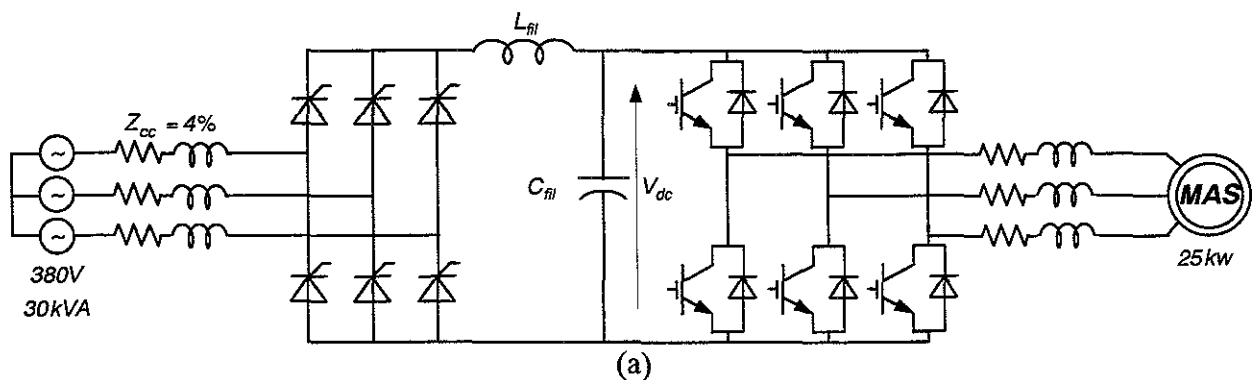
C'est évidemment au niveau de la charge entraînée que se situent les principaux avantages des entraînements à vitesse variable. Les démarrages s'effectuent à couple ou à accélération constante sans à-coup de couple, ce qui fait supprimer le bruit et les vibrations de l'équipement entraîné en cas de démarrage direct sur le réseau électrique.

Il convient toutefois de signaler quelques inconvénients comme la qualité de courant fourni par le convertisseur qui n'est pas parfaitement lissé dans le cas d'une machine à courant continu, ou parfaitement sinusoïdal s'il s'agit d'un moteur à courant alternatif. Mais de toute évidence, le problème le plus prépondérant est l'injection des courants harmoniques au réseau qui a des effets néfastes sur la qualité de tension et donc sur les autres usagés. Les caractéristiques harmoniques des systèmes de variateurs de vitesse sont traitées au paragraphe suivant.

I.4.4. CARACTERISTIQUES HARMONIQUES DES VARIATEURS DE VITESSE

Les caractéristiques de courant d'entrée d'un variateur de vitesse dépendent du type de machine électrique utilisé, de la charge mécanique et du convertisseur statique choisi. Dans ce travail, nous nous limiterons aux systèmes de variateur de vitesse dont la charge est entraînée par un moteur asynchrone à cage. Ce choix nous amène à prendre en considération les ensembles des convertisseurs suivants qui sont susceptibles d'alimenter un moteur asynchrone à cage fonctionnant en quatre quadrants :

- Onduleur de tension à pleine onde ;
- Onduleur de tension à MLI ;
- Onduleur de courant à pleine onde ;
- Onduleur de courant à MLI ;
- Cycloconvertisseur.



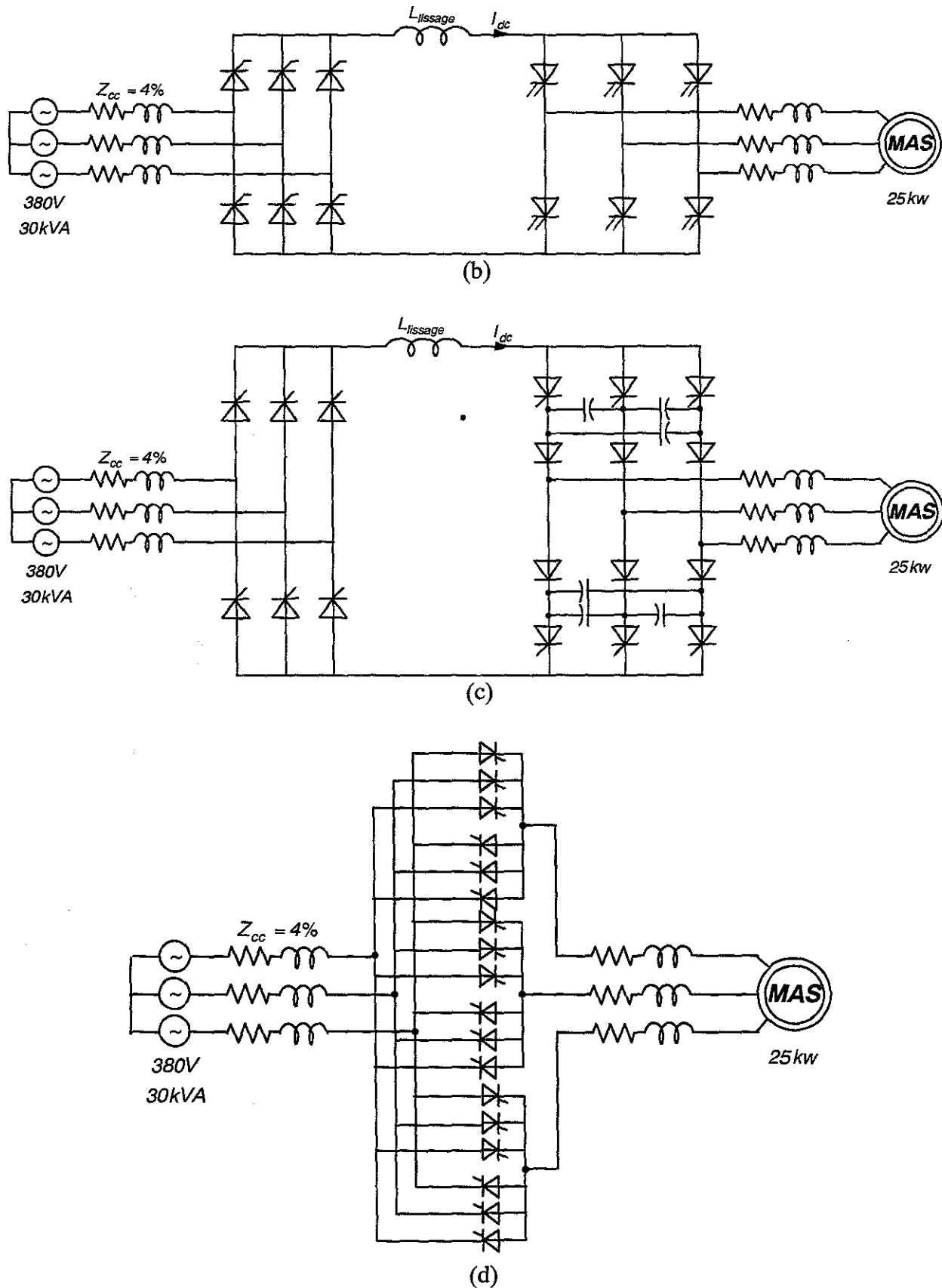


Fig.I.9. Topologies des systèmes d'entraînement à vitesse variable pour moteur asynchrone ;
 a) Onduleur de tension, b) et c) Onduleurs de courant d) Cycloconvertisseur de l'indice 3.

La Fig.I.9 montre les différents types de convertisseurs capables d'alimenter un moteur asynchrone fonctionnant dans les quatre quadrants.

La distorsion harmonique total (THD) du courant d'entrée peut varier dans une large fourchette en fonction du type de système d'entraînement. Cependant, afin de pouvoir analyser le THD, il est possible d'identifier deux types d'onde du courant d'entrée qui sont [Mcg] :

- **Type1, l'onde de courant à distorsion élevée :** C'est le caractère virtuel de tous les variateurs de vitesse dans lesquels la machine électrique est alimentée par un onduleur de tension, à pleine onde ou à MLI, dont la source de tension n'est pas munie d'une inductance de lissage de courant. Dans ce cas, le THD en courant peut aller jusqu'à 80% et même plus pour les variateurs de vitesse de petite puissance. La Fig.I.10 présente la valeur de THD du courant d'entrée pour le système d'entraînement à vitesse variable composé d'un redresseur à diode, un étage continu et un moteur asynchrone de 25kw.

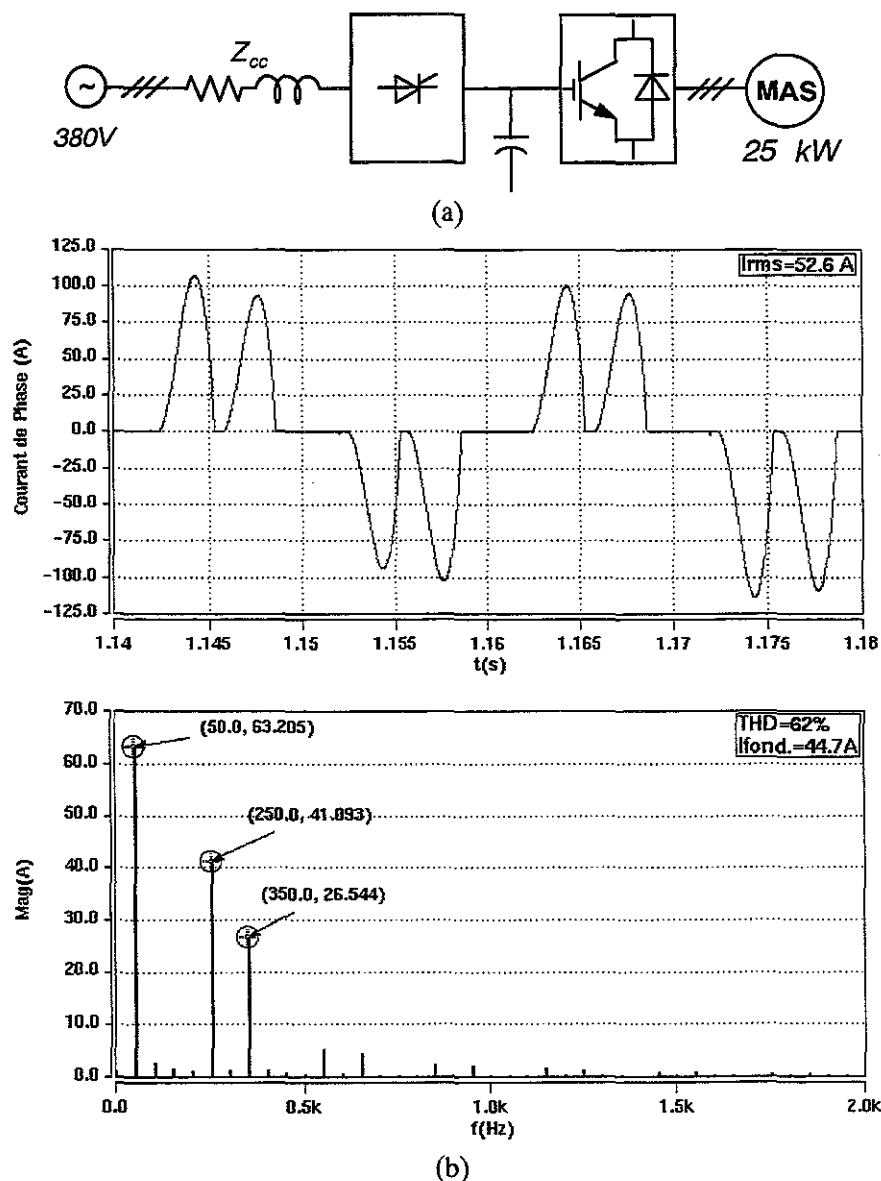


Fig.I.10 Variateur de vitesse à onduleur de tension à MLI, sans inductance de lissage ;
 a) Système d'entraînement, b) Allure du courant d'entrée, c) Spectre harmonique

- Type2, l'onde de courant à distorsion normale :** Cette onde représente les variateurs utilisant les machines à courant continu, les machines à courant alternatif en grande puissance alimentées par l'onduleur de courant et les machines à courant alternatif en moyenne puissance alimentées par l'onduleur de tension dont l'étage intermédiaire à courant continu est muni d'une inductance de lissage. Dans ce cas, le THD peut atteindre 30%, c'est-à-dire, environ la moitié du THD dans le cas précédant, et même moins (ex. 25-30% pour les variateurs utilisant les machines à courant continu et les machines à courant alternatif à très forte puissance alimentées par l'onduleur de courant (Fig.I.13)). La Fig.I.11 montre l'onde du courant d'entrée de même variateur utilisant une inductance de lissage de 4%(380V, 30kVA) ainsi que son spectre harmonique.

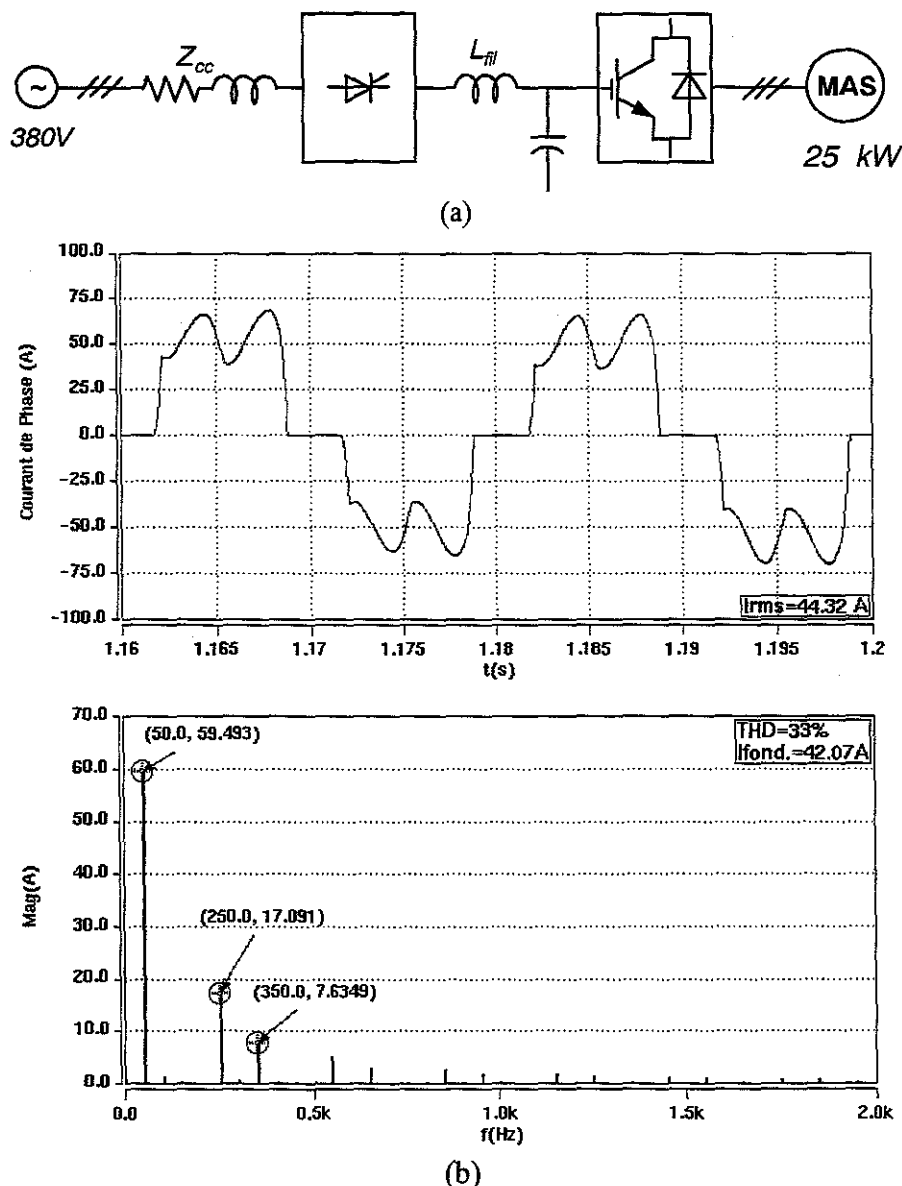


Fig.I.11. Variateur de vitesse à onduleur de tension à MLI, avec inductance de lissage ;
 a) Système d'entraînement, b) Allure du courant d'entrée, c) Spectre harmonique

La première constatation en observant ces deux types d'onde, est l'efficacité de l'utilisation d'une inductance de lissage dans l'étage continu de l'onduleur de tension à MLI pour diminuer le THD du courant d'entrée.

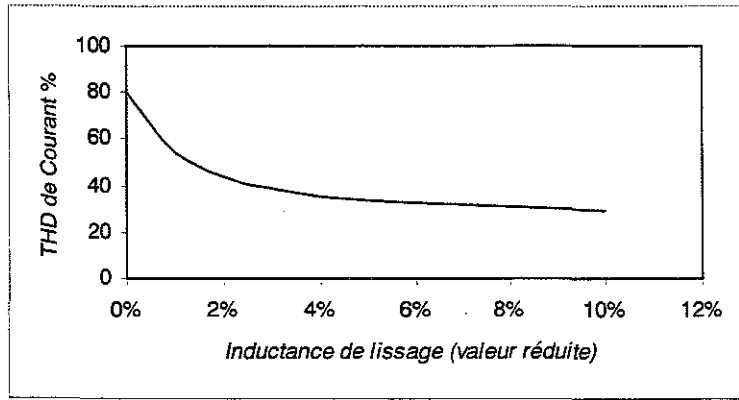
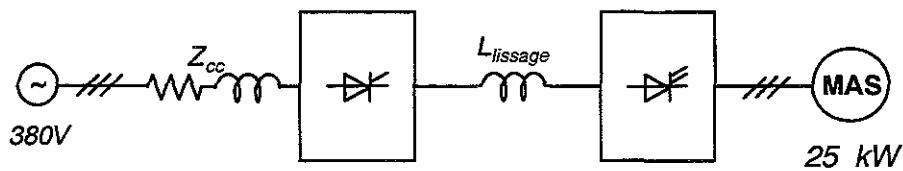
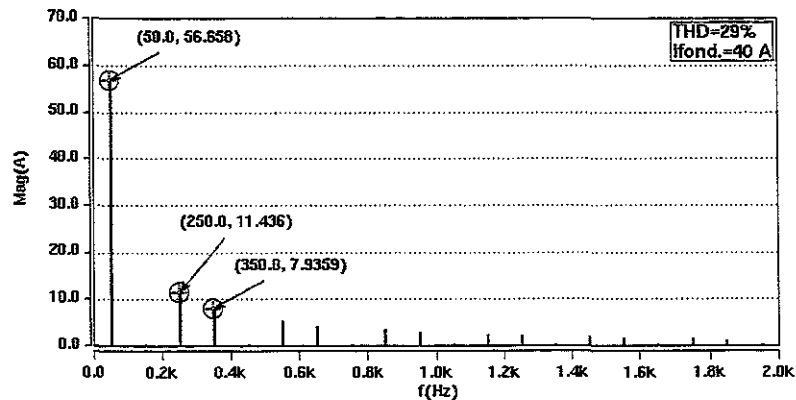
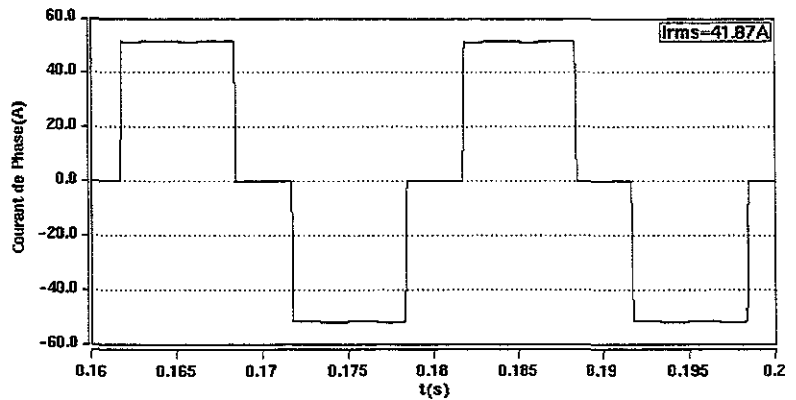


Fig.I.12. Variation de THD du courant d'entrée en fonction de l'inductance de lissage

La Fig.I.12 illustre l'effet de cette inductance sur le niveau de THD du courant d'entrée de variateur de vitesse de la Fig.I.11a. D'après la Fig.I.12, plus la valeur de l'inductance de lissage est importante, plus le THD diminue. Cependant, à partir d'une certaine limite (3%) le taux de diminution de THD décroît.



(a)



(b)

Fig.I.13. Variateur de vitesse à onduleur de courant

a) Système d'entraînement, b) Allure du courant d'entrée, c) Spectre harmonique

I.5. METHODES DE CONTROLE DE PERTURBATION HARMONIQUE

La distorsion harmonique peut être contrôlée par les techniques suivantes :

- Augmentation de la puissance de court-circuit du réseau;
- Multiplication de phase ou de l'indice de pulsation de convertisseurs ;
- Filtrage actif et passif des harmoniques.

I.5.1. Contrôle de distorsion harmonique par l'impédance de ligne

Une méthode pour diminuer la distorsion harmonique de tension est de choisir un transformateur principal à faible impédance si la puissance de court circuit du réseau est importante. L'insertion d'une impédance de ligne en forme d'une réactance série ou d'un transformateur d'isolation entre le transformateur principal et le système de variateur de vitesse peut diminuer le taux de variation du courant absorbé par celui-ci et aussi diminuer le THD en courant. Dans tous les cas, cette impédance de ligne ne doit pas excéder 5% de valeur nominale. Si le variateur est un onduleur de tension, on peut insérer une inductance de lissage de 4% environ de la valeur nominale comme sur la Fig.I.12.

I.5.2. Diminution de distorsion harmonique par augmentation de l'indice de pulsation

Afin de réduire la distorsion harmonique, il est possible de repousser plus loin les premiers harmoniques présents sur le réseau. Les rangs des harmoniques caractéristiques de courant d'entrée d'un convertisseur de l'indice de pulsation « p » sont donnés par la relation suivante :

$$h = kp \pm 1 \quad k = 1,2,3,\dots \quad (I.11)$$

où h et p sont le rang harmonique et l'indice de pulsation du convertisseur respectivement. Il est évident qu'en augmentant l'indice de pulsation p , on peut supprimer les rangs 5 et 7, qui sont les plus importants dans le spectre harmonique de convertisseur triphasé à indice six. La Fig.I.14 montre l'association en série ou en parallèle de deux et quatre ponts de thyristors à indice six pour réaliser le montage à indice 12 (dodécaphasé) et à indice 24.

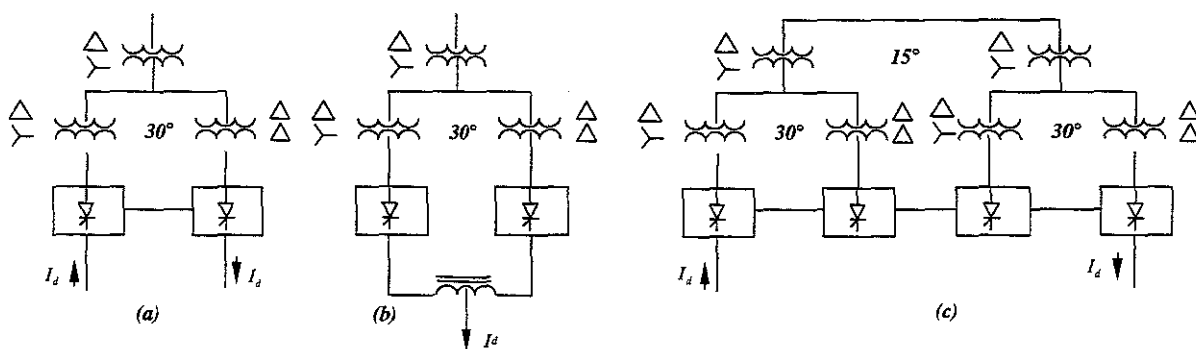


Fig.I.14 Montages multiphasés à indice :
(a) 12 série (dodécaphasé) (b) 12 parallèle (c) 24 série

Pour réaliser le montage multiphasé à base du pont de Graëtz (indice six), il faut déphaser de $2\pi/p$ la tension aux entrées de chaque pont. On peut réaliser ces déphasages par les couplages différents, triangle, étoile et zigzag des transformateurs.

Aux Etats Unis les systèmes d'entraînement à vitesse variable jusqu'à 3200 kW (4000hp), utilisent généralement des convertisseurs à indice six. Pour les applications dépassant cette puissance, les convertisseurs à indice 12 sont privilégiés. Fig.I.15 donne la distorsion harmonique, calculée théoriquement, des convertisseurs avec différents indices de pulsation en fonction de rapport de court circuit RCC .

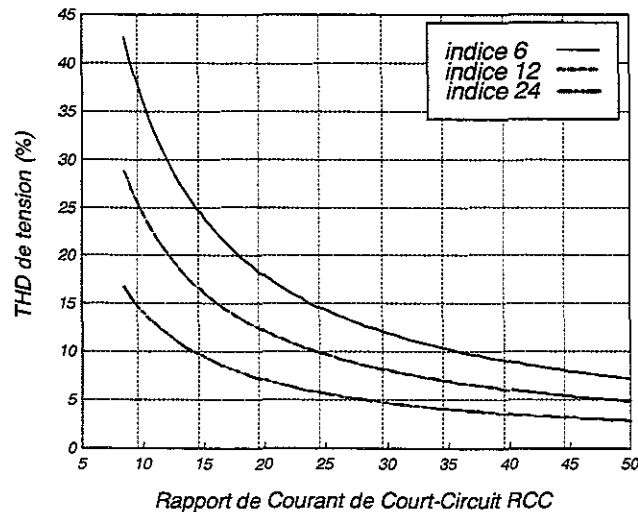


Fig.I.15. La distorsion harmonique de tension des convertisseurs avec différents indices de pulsation en fonction de rapport de court-circuit $RCC = I_{CC}/I_{CH}$.

I.5.3. Filtrage des harmoniques

L'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT, a permis d'envisager de nouvelles solutions aux perturbations des réseaux notamment la pollution harmonique. Dans certains pays comme le Japon, les filtres passifs traditionnellement utilisés pour la compensation des harmoniques sont de plus en plus abandonnés au profit de nouveaux dispositifs appelés filtres actifs de puissance. Dans ce paragraphe, nous présentons tout d'abord, les moyens traditionnels de filtrage passif et ensuite une classification des filtres actifs selon différents critères.

I.5.3.1 Filtrage passif des harmoniques

Pour atténuer la perturbation harmonique les filtres passifs sont traditionnellement employés. Leur principe consiste à dériver le courant harmonique dans une faible impédance placée en parallèle avec la charge polluante pour éviter sa propagation dans le réseau.

Un filtre passif se caractérise par son rang d'accord, sa puissance réactive ainsi que son facteur de qualité.

Rang d'accord : Le rang d'accord h_a correspond au multiple, entier ou non, de la fréquence nominale du réseau pour lequel l'impédance du filtre LC est minimale.

Puissance réactive renvoyée au réseau : La puissance réactive du filtre passif est définie par l'expression ci-dessous :

$$Q = -\text{Imaginaire} \left[\frac{U_{\omega_1}^2}{Z_{\omega_1}} \right] \quad (\text{I.12})$$

où U_{ω_1} et Z_{ω_1} sont la tension composée du réseau et l'impédance du filtre à la fréquence fondamentale.

Facteur de qualité : Le facteur de qualité FQ est inversement proportionnel au facteur d'amortissement du système du deuxième ordre constitué par le filtre. Il correspond à la surtension obtenue pour la réponse à un échelon :

$$FQ = \frac{1}{2\xi} \quad (\text{I.13})$$

où ξ est le facteur d'amortissement du filtre du deuxième ordre. Deux types de filtre passif sont généralement utilisés : le filtre résonnant et le filtre amorti.

I.5.3.1.1. Filtre passif résonnant

Le filtre résonnant donné à la Fig.I.16 présente une impédance très faible à la fréquence d'accord. Ce filtre est très sélectif et sert à atténuer fortement les harmoniques de rang déterminé, généralement le 5 et le 7.

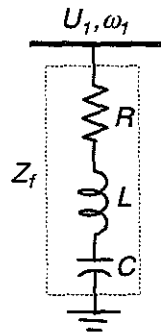


Fig.I.16 Filtre passif résonnant

R est en général la résistance interne de l'inductance. L'impédance du filtre est donnée par la relation suivante :

$$Z(\omega) = \frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2 + j\left(\frac{R}{L\omega_a}\right)\frac{\omega}{\omega_a}}{jC\omega} \quad (\text{I.14})$$

avec ω_a la pulsation de résonance:

$$\omega_a = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (\text{I.15})$$

Le facteur de qualité devient :

$$FQ = \frac{1}{2\xi} = \frac{L\omega_1 h_a}{R} \quad (I.16)$$

où ω_1 est la pulsation fondamentale du réseau. La valeur typique de facteur de qualité [Arr] est choisie dans la fourchette [30 – 60]. En négligeant la résistance du filtre, la puissance réactive renvoyée au réseau est définie par la relation suivante :

$$Q = \frac{C\omega_1 U^2}{1 - (1/h_a)^2} \quad (I.17)$$

où U est la tension composée nominale. Le module d'impédance d'un filtre résonnant accordé sur le rang 5 est donné à la Fig.I.17. Le facteur de qualité considéré est 50.

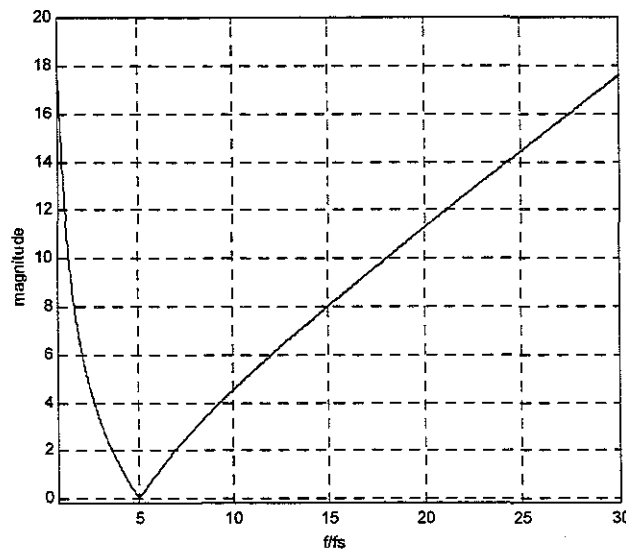


Fig.I.17 Module de l'impédance d'un filtre résonnant raccordé au rang 5 en fonction de rapport de fréquence f/f_a

1.5.3.1.2. Filtre passif amorti

Le filtre amorti donné à la Fig.I.18 (filtre passe-haut du second ordre) possède une impédance faible pour les harmoniques aux fréquences supérieures ou égales à sa fréquence d'accord. Il est généralement utilisé pour l'atténuation de l'ensemble des harmoniques de rang élevé (>11).

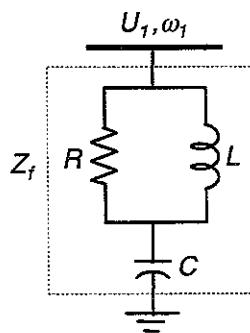


Fig.I.18. Filtre passif amorti

L'impédance d'un filtre amorti est donnée par la relation suivante :

$$Z(\omega) = \frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2 + j\left(\frac{L\omega_a}{R}\right)\frac{\omega}{\omega_a}}{jRC\omega - \left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2} \cdot R \quad (I.18)$$

Le facteur de qualité du filtre devient :

$$FQ = \frac{R}{L\omega_1 h_a} \quad (I.19)$$

La valeur de celui-ci [Arr] est typiquement choisie dans la fourchette [0.5-5]. En négligeant les effets résistifs sur le fondamental, la puissance réactive renvoyée au réseau est dans ce cas :

$$Q = \frac{C\omega_1 U^2}{1 - (1/h_a)^2} \quad (I.20)$$

L'impédance d'un filtre amorti, de facteur de qualité 2, en fonction de la pulsation est donnée à la Fig.I.19.

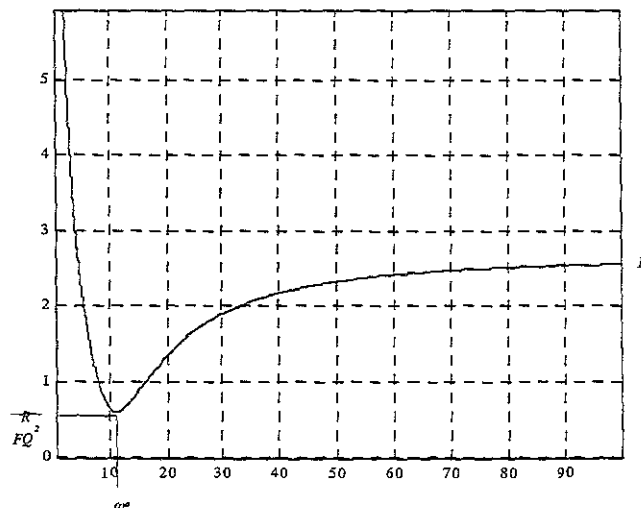


Fig.I.19 Module de l'impédance d'un filtre passif amorti en fonction de f/f_a

Si le facteur de qualité est supérieur à 2, l'impédance du filtre à la pulsation d'accord peut être approximée à R/FQ^2 . L'efficacité d'un filtre amorti est moins importante au rang d'accord que celle du filtre résonnant. Cependant, le filtre amorti est encore efficace aux fréquences supérieures à celle du rang d'accord.

On doit noter que le facteur de qualité est calculé en négligeant la résistance série de l'inductance. En tenant compte de cette résistance, le facteur équivalent devient :

$$FQ_{\text{équiv}} = \frac{1 + FQ_{\text{série}} \cdot FQ_{\text{paral}}}{FQ_{\text{série}} + FQ_{\text{paral}}} \quad (\text{I.21})$$

où :

$$FQ_{\text{série}} = \frac{L\omega_1 h_a}{R_{\text{série}}} \quad (\text{I.22})$$

$$FQ_{\text{paral}} = \frac{R_{\text{paral}}}{L\omega_1 h_a} \quad (\text{I.23})$$

L'impédance du filtre amorti n'est pas minimale au rang d'accord. Le module de l'impédance du filtre donné en (I.18) est minimum pour une pulsation ω_{min} variant selon l'équation (I.24) :

$$\left(\frac{\omega_{\text{min}}}{\omega_a}\right)^2 = \frac{1 + FQ\sqrt{FQ^2 + 2}}{FQ^2 + 2 - \frac{1}{FQ^2}} \quad (\text{I.24})$$

Cette variation n'est importante que pour des facteurs de qualité faibles et inférieurs à deux. Dans la pratique, un tel facteur de qualité implique trop de pertes pour être utilisé dans un filtre amorti.

I.5.3.1.3 Résonance parallèle ou antirésonance

L'impédance vue d'un point de réseau résulte de la présence d'un ensemble de condensateurs et d'inductance. Elle s'exprime par le rapport de deux polynômes de fréquence. Les zéros sont les fréquences de résonance (minimum de module de l'impédance) et les pôles sont les fréquences d'antirésonance (maximum du module de l'impédance). L'impédance vue par le point A, à la Fig.I.20, montre l'existence d'une fréquence antirésonance due au filtre résonnant raccordé au point A :

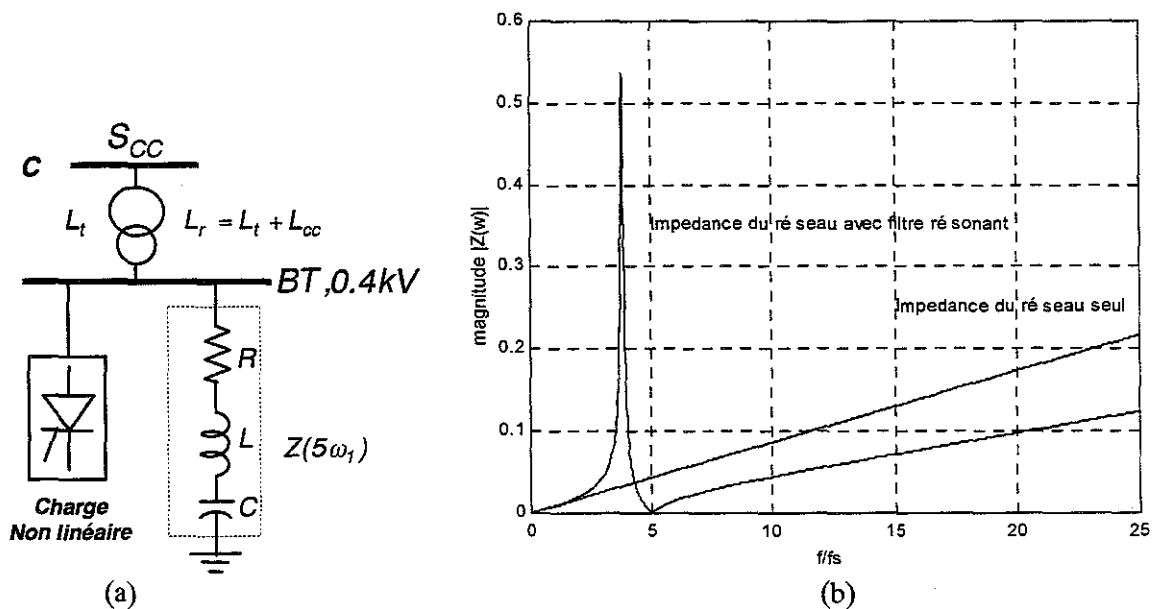


Fig.I.20 a) Connexion d'un filtre résonnant sur le réseau
b) Allure de l'impédance du réseau au point de raccordement du filtre en fonction de f/f_s

L'impédance du filtre associé au réseau est donnée par la relation suivante :

$$Z(\omega) = \frac{jL_r \omega (1 - LC\omega^2)}{1 - (L_r + L)C\omega^2} \quad (I.25)$$

Le module de cette impédance est représenté à la Fig.I.20. Deux pulsations peuvent être remarquées sur cette courbe :

- résonance du filtre à la pulsation de :

$$|Z(\omega_a)| = 0 \Rightarrow \omega_a = 2\pi f_a = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (I.26)$$

- antirésonance du filtre à la pulsation de :

$$|Z(\omega_{ar})| \rightarrow \infty \Rightarrow \omega_{ar} = 2\pi f_{ar} = \frac{1}{\sqrt{(L_r + L)C}} \quad (I.27)$$

La présence d'un faible courant harmonique à la pulsation ω_{ar} entraîne une surtension harmonique très élevée. Le rang de l'antirésonance peut être pratiquement obtenu d'après la relation suivante :

$$h_{ar} = \frac{h_a}{\sqrt{1 + \frac{Q \cdot (h_a^2 - 1)}{S_{cc}}}} \quad (I.28)$$

où h_{ar} et S_{cc} sont le rang de l'antirésonance et la puissance de court-circuit du réseau. La formule (I.28) montre que la fréquence d'antirésonance avec le réseau est toujours inférieure à la fréquence d'accord du filtre.

La connexion d'un filtre amorti sur un réseau mène à des résultats semblables [Lot]. L'impédance globale au point de raccordement du filtre amorti a l'allure donnée de la Fig.I.21.

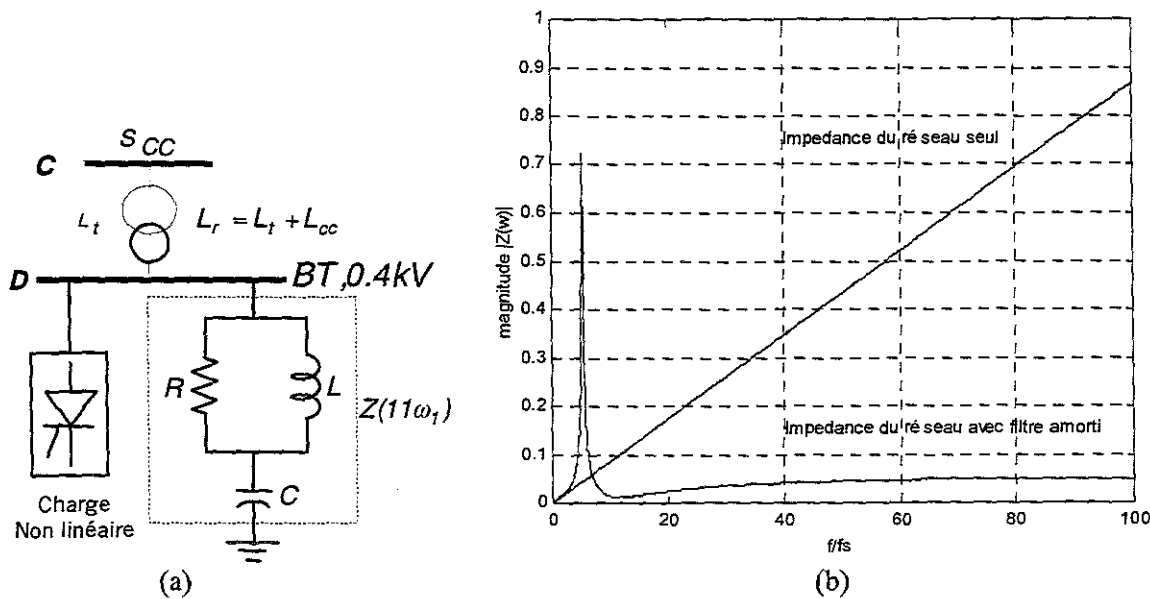


Fig.I.21 a) Raccordement d'un filtre amorti au réseau,

b) Allure de l'impédance au point de raccordement de filtre amorti.

La présence de la résistance d'amortissement a les effets suivants :

- Atténuation de l'amplitude de l'impédance à la pulsation d'antirésonance ;
- L'impédance du filtre au rang d'accord n'est pas nulle et donc le filtrage est moins efficace ;
- La courbe de réponse du filtre est plus étalée et les harmoniques aux rangs élevés sont aussi filtrés.
- Les pertes du filtre sont augmentées.

I.5.3.2 Filtrage Actif des harmoniques

I.5.3.2.1 Classification selon la configuration

- **Filtre actif parallèle**

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau (Fig.I.22) est le plus souvent contrôlé comme un générateur de courant [Xu.94, Lot, Sal]. Il injecte dans le réseau des courants harmoniques égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau sera ainsi sinusoïdal, cependant la tension au point de raccordement ne le sera que si la tension réseau ne contient pas d'harmoniques. Ainsi l'objectif d'un filtre actif parallèle, générateur de courant, consiste à empêcher les courants harmoniques absorbés par une charge non linéaire de circuler à travers l'impédance du réseau située en amont du point de connexion du filtre. Le dimensionnement du filtre actif est lié au courant harmonique à générer. La majorité des filtres actifs parallèles actuellement installés sur les réseaux électriques fonctionnent selon ce principe.

Le filtre actif parallèle peut être aussi contrôlé comme un générateur de tension [Bir, Lot]. Dans ce cas, son rôle est de maintenir la tension sinusoïdale quel que soit le courant de la charge polluante et quelle que soit la qualité de la tension réseau.

L'inconvénient de cette stratégie de filtrage réside dans le fait que le filtre actif est traversé par le courant harmonique de la charge et par un courant harmonique venant du côté source. Ce dernier, lié à l'impédance du réseau, est mal connu et peut avoir des valeurs élevées qui risquent d'endommager le filtre actif. Cette stratégie s'adapte donc mieux dans le cas où l'impédance du réseau est forte.

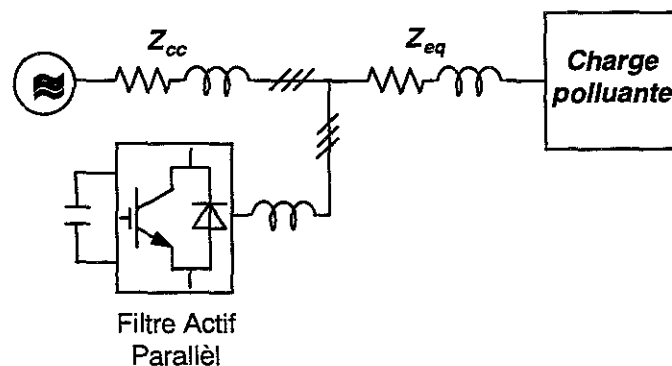


Fig.I.22 Filtre actif parallèle

Filtre actif série

Cette configuration est donnée à la Fig.I.23. Le filtre actif se comporte comme une source de tension qui s'oppose à une éventuelle tension harmonique venant de la source et également à celle provoquée par la circulation du courant harmonique de la charge polluante à travers l'impédance du réseau. Ainsi, la tension aux bornes de la charge polluante est purement sinusoïdale, ce qui n'est pas le cas du courant dans le réseau car celui-ci est traversé par la totalité du courant de la charge.

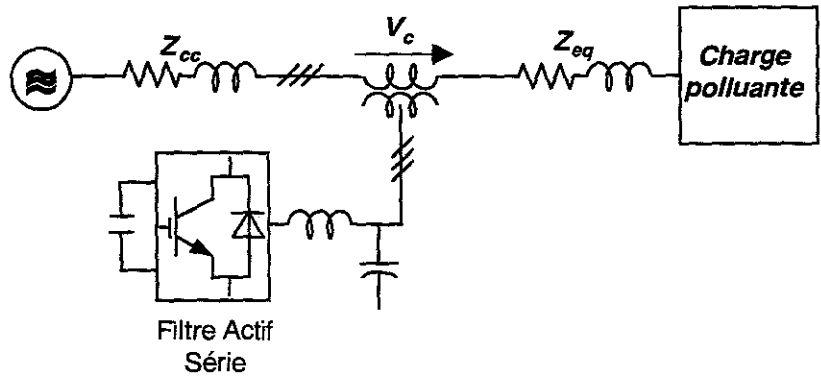


Fig.I.23 Filtre actif série

Le filtre actif série s'adapte bien à la protection des charges sensibles contre les perturbations provenant du réseau tels que le déséquilibre et les creux de tension.

Son principal inconvénient est qu'il nécessite une protection contre les surintensités, en cas de court-circuit de la charge, ce qui n'est pas facile à réaliser. Le tableau ci-après donne une comparaison succincte des propriétés des deux filtres actifs parallèle et série :

Tableau I.5 Comparaison des deux configurations du filtre actif série et parallèle

	Filtre actif parallèle	Filtre actif série
Configuration	En parallèle avec la charge polluante	En série avec la charge polluante
Fonctionnement	En générateur de courant harmonique	En générateur de tension harmonique
Type de charge à compenser	Redresseur à diodes ou à thyristors avec charge inductive et cycloconvertisseurs	Redresseur à diodes de forte puissance avec charge capacitive [Aka.95] Charges sensibles.
Autres fonctions	Compensation du réactif	Régulation de la tension
Puissance du filtre / puissance de la charge	De l'ordre de 30%	Inférieur à 10%
Situation présente	Déjà commercialisé	Test au niveau laboratoire

Filtre actif mixte série et parallèle

D'après ce qui précède, ni l'un ni l'autre des deux types de filtre actif n'est capable de réaliser un filtrage complet donnant une tension sinusoïdale côté charge et un courant côté réseau exempt d'harmonique. Cet objectif peut être réalisé en utilisant un filtre actif mixte composé de deux filtres actifs, l'un connecté en série avec la charge l'autre en parallèle avec celle-ci, comme le montre la Fig.I.24.

Les tensions harmoniques provenant du réseau sont éliminées par le filtre série fonctionnant en générateur de tension tandis que les courants harmoniques absorbés par la charge polluante sont compensés par le filtre actif parallèle, générateur de courant.

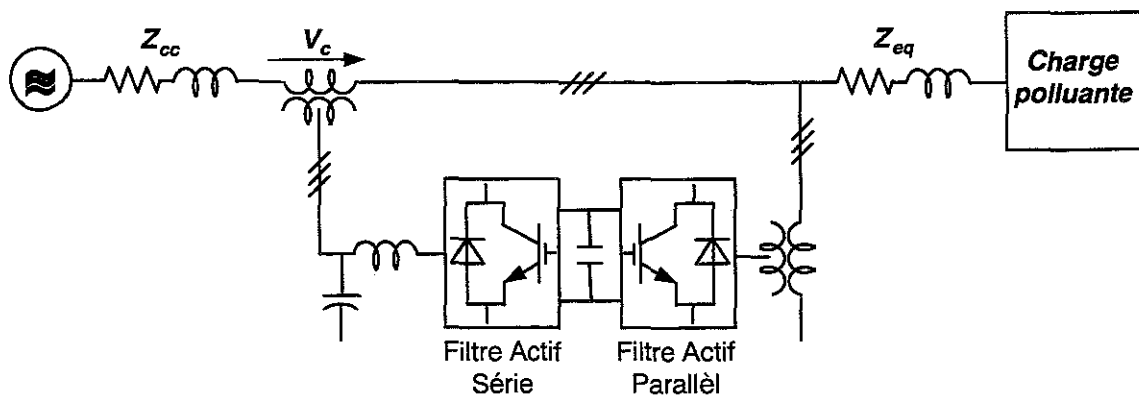


Fig.I.24 Combinaison d'un filtre actif parallèle avec un filtre actif série

Avec cette configuration, le courant injecté au réseau ainsi que la tension aux bornes de la charge ne contiennent pas de composantes harmoniques et ceci quelle que soit la perturbation de la charge et quelle que soit la qualité de la tension réseau [Ens].

Cette configuration s'adapte bien à la compensation des équipements électriques engendrant différentes sortes de perturbation à la fois, tel que le four à arc. Selon certains auteurs, elle

constituera la principale application des filtres actifs à l'avenir [Fuj]. Cependant la réalisation pratique de ce type de filtre reste jusqu'à présent très onéreuse.

Filtres hybrides actifs et passifs

Malgré la grande attention portée sur les filtres actifs, leur application industrielle reste limitée à certains pays comme le Japon où les solutions traditionnelles sont inefficaces face à la prolifération des équipements polluants de fortes puissances sur un réseau qui n'est pas suffisamment puissant partout. L'application industrielle de ces nouveaux dispositifs de filtrage est freinée par leur coût de réalisation toujours plus élevé par rapport à celui des filtres à base d'éléments passifs. En effet, les filtres actifs sont réalisés par des convertisseurs fonctionnant à haute fréquence de commutation.

Afin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs et ainsi augmenter leur potentialité d'application, l'association de filtres actifs de faibles puissances à des filtres passifs semble être une solution prometteuse. L'autre objectif de cette association est la réduction de la fréquence de commutation des filtres actifs.

Différentes configurations ont été proposées, seules trois d'entre elles sont présentées ici :

- filtre actif série associé à un filtre passif parallèle ;
- filtre actif en série avec filtre passif parallèle ;
- filtre actif parallèle associé à un filtre passif parallèle.

Filtre actif série avec filtre passif parallèle :

Le schéma de principe est donné à la Fig.I.25 [Ali,Pou,Bha]. Le filtre actif est le siège d'une chute de tension proportionnelle à la composante harmonique du courant réseau. Il peut alors être modélisé par une résistance R de valeur élevée aux fréquences harmoniques et nulle à la fréquence fondamentale.

Le filtre passif quant à lui est destiné à compenser tous les courants harmoniques de la charge polluante. Il est donc dimensionné en conséquence.

Le rôle du filtre actif série n'est pas la compensation directe des harmoniques, mais l'augmentation de l'efficacité du filtre passif en empêchant le courant harmonique de circuler vers le réseau. En outre, le filtre actif permet de réduire les risques d'antirésonance entre les éléments du filtre passif et l'impédance du réseau.

Le dimensionnement en puissance du filtre actif reste faible bien qu'il soit traversé par le courant fondamental de la charge. En effet, la tension à ses bornes à cette fréquence est très faible. Cependant, en cas de court-circuit de la charge, le filtre actif doit supporter toute la tension du réseau et est traversé par la totalité du courant de court-circuit.

Pour avoir une idée du gain en puissance du filtre actif, citons une application dans laquelle pour compenser les harmoniques d'un redresseur à thyristors de 20 kVA, un filtre passif de 10 kVAR a été associé à un filtre actif série de 0.45 kVA [Aka.94]. Cette puissance serait de 7 kVA si ce système était remplacé par un filtre actif parallèle.

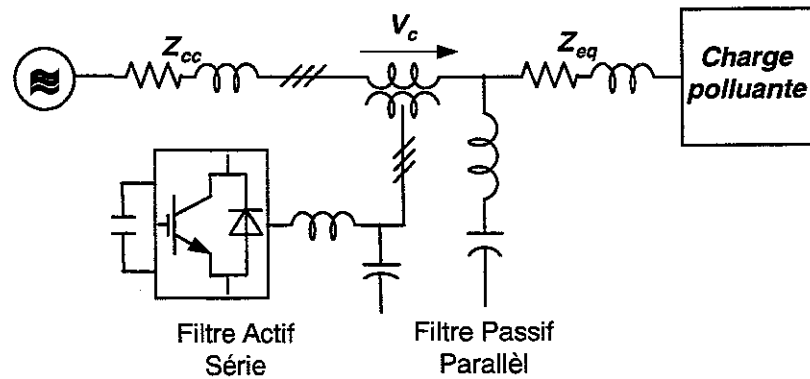


Fig.I.25 Combinaison d'un filtre actif série avec un filtre passif parallèle

• **Filtre actif en série avec filtre passif :**

Une autre configuration de l'association de filtres actif et passif est représentée à la Fig.I.26 [Ali,Fuj,Bal]. Le filtre actif est mis en série avec le filtre passif, le tout connecté en parallèle sur le réseau. Cette combinaison présente, par rapport à la précédente, les deux avantages suivants :

- Le dimensionnement en puissance du filtre actif est encore plus réduit du fait que le courant qui le traverse est plus faible.
- Le filtre actif est protégé lors d'un éventuel court-circuit de la charge.

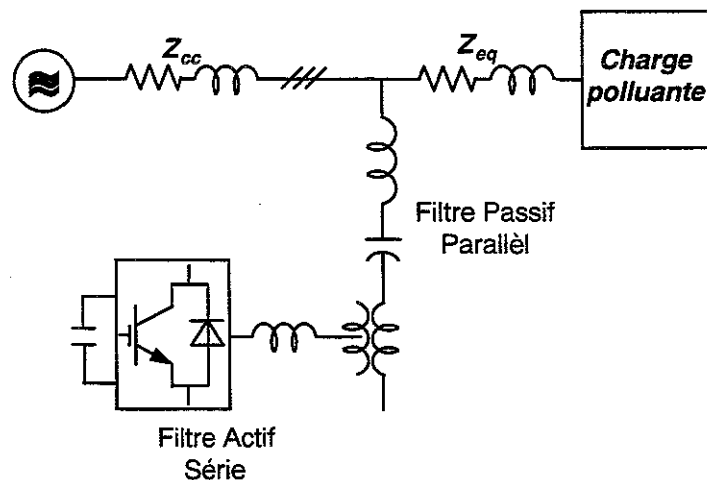


Fig.I.26 Mise en série d'un filtre actif avec un filtre passif parallèle

Le filtre actif fonctionne selon le même principe que celui de la configuration précédente et présente une résistance nulle pour la fréquence fondamentale et une résistance très grande pour les harmoniques.

Le résultat de filtrage est pratiquement identique à celui obtenu précédemment. Le filtre actif empêche donc le courant harmonique de circuler dans le réseau. De plus, dans le cas d'une résonance parallèle, il agit comme une résistance d'amortissement. Toutefois, la tension de la charge polluante est affectée par des tensions harmoniques venant du côté réseau.

• **Filtre actif parallèle et filtre passif parallèle :**

Ce système de filtrage combiné est composé d'un filtre passif passe-haut et d'un filtre actif générateur de courant, connectés en parallèle avec le réseau comme le montre la Fig.I.27. Le rôle du filtre actif est la compensation des courants harmoniques basses fréquences injectés par la charge polluante. Le filtre passif, raccordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences y compris ceux créés par le filtre actif [Fuk].

Le filtre actif peut alors fonctionner avec une fréquence de commutation faible (par exemple moins de 1.5 kHz s'il est destiné au filtrage des harmoniques en deçà de 350 Hz). Le dimensionnement du filtre passif est également réduit puisque l'amplitude des harmoniques de rang élevé (supérieur à 11) est généralement beaucoup moins importante que celle des harmoniques de rang bas (inférieur à 11). En outre, le problème de résonance parallèle peut être résolu grâce à un bon amortissement et les pertes dans le filtre passif seront faibles.

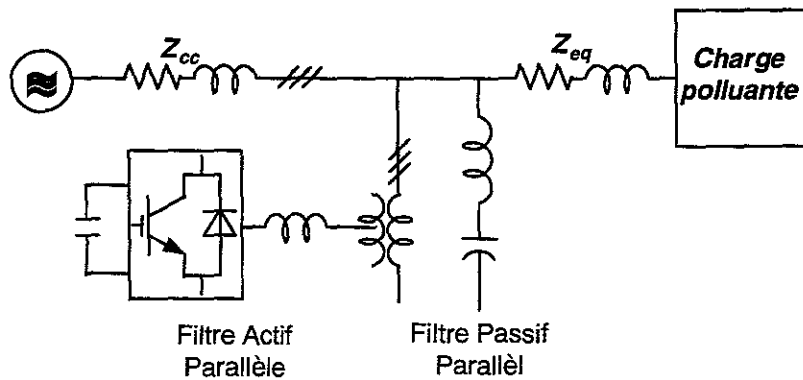


Fig.I.27 filtres actif et passif parallèles

Ce type de filtrage combiné a déjà été appliqué à la compensation des courants harmoniques injectés par un cycloconvertisseur de forte puissance [Tak].

Le tableau ci-après donne une comparaison des propriétés des trois types de filtre hybride présentés précédemment. Il montre que la troisième configuration est déjà dans un stade avancé d'application. Cependant la première et la deuxième configuration semblent être des solutions prometteuses puisque elles peuvent être réalisées à faible coût à partir d'un filtre passif déjà installé.

Tableau I.6 Comparaison des différentes configurations de filtrage hybride

Type de filtre hybride	filtre actif série avec filtre passif parallèle (1)	filtre actif en série avec filtre passif parallèle (2)	filtre actif parallèle avec filtre passif parallèle (3)
Rôle du filtre actif	isolateur des harmoniques	isolateur des harmoniques	compensateur des harmoniques de rang faible
Fréquence de commutation du filtre actif	élevée	élevée	faible
Dimensionnement du filtre actif	faible	très faible	important
Rôle du filtre passif	compensation de tous les harmoniques	compensation de tous les harmoniques	compensation des harmoniques de rang élevé
Dimensionnement du filtre passif	important	important	faible
Avantages	<ul style="list-style-type: none"> peut être appliqué à des filtres passifs déjà installés le courant harmonique ne circule pas dans le filtre actif 	<ul style="list-style-type: none"> peut être appliqué à des filtres passifs déjà installés Protection facile de la partie active 	<ul style="list-style-type: none"> peut être appliqué à des filtres passifs déjà installés permet de contrôler la puissance réactive
Problèmes	<ul style="list-style-type: none"> ne permet pas le contrôle de la puissance réactive Protection difficile de la partie active contre les courts-circuits de la charge 	<ul style="list-style-type: none"> ne permet pas le contrôle de la puissance réactive 	<ul style="list-style-type: none"> l'efficacité du filtre passif dépend de l'impédance du réseau
Situation présente	en étude	bientôt sur le marché	déjà commercialisé

1.5.3.2.2 Classification selon la stratégie de commande

La stratégie de commande définit l'objectif du filtre actif et détermine ses caractéristiques de filtrage en régime permanent comme en régime transitoire [Aka.97].

Une stratégie de commande permet de décider :

- Quel courant ou tension harmonique doit générer le filtre actif pour réaliser le filtrage ?
- Quelle méthode d'identification peut on utiliser pour extraire ce courant ou cette tension harmonique ?

Pour le premier point, on distingue trois principes :

Le premier est basé sur la génération du courant harmonique de la charge polluante qui sera utilisé dans la commande des filtres actifs parallèles générateurs de courant.

Le deuxième est basé sur la détection du courant harmonique dans le réseau, qui servira dans la commande des filtres actifs séries installés seuls ou en association avec des filtres passifs.

Le troisième consiste à générer la tension harmonique aux bornes de la charge polluante. Ce principe est appliqué dans la commande des filtres actifs mis en série avec des filtres passifs dont le but est de maintenir la tension de la charge sinusoïdale.

En ce qui concerne le second point, plusieurs méthodes permettant la séparation des composantes harmoniques de la composante fondamentale ont été développées. Les plus connues sont celle basée sur l'analyse spectrale dans le domaine fréquentiel [Maz] adaptée au filtrage sélectif et celle dite la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées [Aka.83].

1.5.3.2.3 Classification selon la structure électrotechnique de l'onduleur utilisé

Les filtres actifs sont en général réalisés à partir d'un convertisseur à commutation commandée [Ben]. De ce point de vue on distingue deux structures de filtre actif, celle à base d'un onduleur de tension [Xu.93] et celle qui fait appel à un onduleur de courant [Cho,Ven].

La structure tension dans le filtrage actif est de loin la plus répandue et presque la totalité des filtres actifs mis en pratique sont à base d'onduleur de tension. Les pertes excessives de la structure courant surtout dans sa bobine de stockage d'une part et l'arrivée sur le marché des IGBT, plus adaptés à la structure tension, d'autre part, constituent les raisons principales de cette préférence.

CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents types de perturbation harmonique, notamment ceux produits par des systèmes d'entraînement à vitesse variable, affectant l'onde de tension du réseau. Comme nous avons pu constater, du fait de la prolifération des systèmes de variateur de vitesse et des charges non linéaires dans le secteur industriel, la contamination harmonique prend de plus en plus d'ampleur à tel point que dans certains pays fortement industrialisés, les filtres passifs traditionnellement utilisés ne donnent plus de satisfaction.

Plusieurs méthodes de contrôle et de diminution des perturbations harmoniques ont été présentées. Du fait de variation de fréquence à la sortie d'un système de variateur de vitesse, alimenté par cycloconvertisseur par exemple, le courant d'entrée du système est riche en harmoniques et donc en cas de filtrage par un filtre passif, le risque d'amplification des harmoniques à la fréquence d'antirésonance existe.

Le filtre actif parallèle est actuellement la solution la plus adaptée. Cependant les configurations combinées de filtres actif et passif sont des solutions futures très prometteuses qui vont considérablement augmenter le potentiel d'application des filtres actifs. Elles présentent effectivement, un meilleur compromis entre le coût et l'efficacité de compensation.

Comme près de 20% des moteurs électriques du secteur industriel en France sont équipés de variateur de vitesse, nous avons jugé utile d'étudier et d'approfondir les propriétés et les caractéristiques de compensation harmoniques produits par des systèmes d'entraînement à vitesse variable. La compensation de ces harmoniques fait l'objet de la suite de ce travail.

CHAPITRE II

**ALGORITHME GENETIQUE APPLIQUE A
L'OPTIMISATION DE PROCESSUS
ELECTROTECHNIQUES**

INTRODUCTION

Dans ce chapitre l'Algorithme Génétique (AG), métaphores biologiques inspirées des mécanismes de l'évolution darwinienne et de la génétique moderne, est utilisé comme outil d'optimisation de processus électrotechnique. Bien que déjà l'application de cette méthode d'optimisation se soit avérée efficace dans d'autres domaines, comme la planification du réseau de distribution moyenne tension [Mir,Sha], la sélection optimale de banques de capacités dans le réseau de distribution radial [Sun], ou encore la répartition économique de charges entre plusieurs centrales électriques [Bak], on va tenter, dans ce chapitre, de l'élargir aux processus d'optimisation et d'identification en électrotechnique.

En premier lieu, les principes généraux ainsi que les propriétés et conditions d'application de cette méthode de recherche combinatoire sont détaillés. Ensuite, une variante d'AG en code réel, qui est mieux adapté au processus d'optimisation visé dans ce travail est proposée. Par la suite, cette variante de l'AG en code réel est appliquée pour identifier les paramètres d'une machine asynchrone à cage. Ainsi, les paramètres des différents régulateurs utilisés dans la commande vectorielle de la machine asynchrone pourront être déterminés avec précision. A la fin du chapitre, l'AG est appliqué à l'optimisation des coefficients d'un contrôleur RST utilisé dans le système d'identification des références du filtre actif du réseau d'alimentation de la machine asynchrone.

II.1 PRINCIPES GENERAUX D'A.G.

II.1.1 Les Méthodes d'Optimisation

Supposons que l'on cherche à résoudre le problème d'optimisation P suivant : considérons S l'ensemble des solutions, bonnes ou mauvaises, à ce problème, et f , une fonction de S dans R^+ , appelée la fonction objectif évaluant la qualité d'une solution $s \in S$. La résolution de ce problème consiste à trouver la meilleure solution de S , c'est-à-dire la solution s^* qui maximise la fonction objectif $f(s^*)$. Il existe au moins trois familles de méthode pour résoudre un tel problème :

- Les méthodes directes qui calculent la meilleure solution s^* . Ces méthodes sont les plus adaptées au problème, donc les plus rapides, et garantissent toujours de trouver la solution optimale, si toutefois celle-ci existe. Ces méthodes nécessitent une connaissance complète du problème à optimiser.

Les deux autres méthodes sont dites énumératives car elles ne calculent pas directement la solution mais procèdent par énumérations de solutions. Parmi ces méthodes on peut distinguer les méthodes déterministes et probabilistes.

- Les méthodes déterministes qui énumèrent les solutions toujours dans le même ordre comme la méthode du gradient utilisant la pente en un point donné pour calculer le nouveau point où explorer. Ces méthodes sont beaucoup plus générales que les méthodes directes et nécessitent moins d'informations. Elles utilisent des algorithmes heuristiques déterministes comme le gradient pour guider la recherche de la solution optimale. Elles trouvent en pratique s^* si

certaines conditions sont remplies par la fonction objectif et utilisent généralement un critère de terminaison qui peut garantir l'arrêt de la méthode sur la solution optimale.

- Les méthodes probabilistes qui énumèrent les solutions suivant une loi de probabilité. Il faut donc qu'au cours du temps, la probabilité de générer s^* augmente. La méthode la plus simple (mais la moins efficace) consiste à générer aléatoirement des solutions et à conserver la meilleure. Ces méthodes ont l'avantage de ne faire aucune supposition sur la fonction objectif $f(s)$ mais ne garantissent pas en pratique de trouver s^* . Le recuit simulé et les algorithmes d'évolution artificielle font partie de ces méthodes.

II.1.2 Historique

Les algorithmes génétiques (AG) font partie des méthodes énumératives probabilistes. Ils ont été mis au point initialement par John Holland en 1975 [Hol] et ensuite développés par Goldberg en 1983 [Gol]. Aujourd'hui, les AGs occupent une place importante parmi les algorithmes d'évolution artificielle et sont principalement utilisés comme des techniques d'optimisation. Le modèle d'AG présenté ci-dessous est celui décrit par Holland.

II.1.3 Algorithme général

Les AGs utilisent une population P de n individus qui représentent les solutions probables du problème où n est un entier fixe. Chaque solution s s'exprime sous la forme d'une chaîne binaire de longueur l et l'AG cherche à trouver la chaîne binaire maximisant f .

Considérons un exemple où l'espace des solutions est celui des chaînes binaires de $l=6$ bits : $s=000000$ correspond au point d'abscisse 0 et $s=111111$ au point d'abscisse 63. La fonction objectif f des solutions est définie comme le nombre de bits à 1 dans la solution donnée. Ainsi, on a $f(000000)=0$ et $f(111111)=6$, et la solution optimale cherchée est $s^*=111111$. Ce problème est connu dans la littérature sous le nom de "OneMax", où la longueur l des chaînes peut avoir des valeurs plus importantes.

La population est initialisée aléatoirement au début de l'algorithme, en générant n points de S puis en évaluant leur qualité avec f . Dans l'exemple considéré, on pose $n=5$ et l'initialisation consiste à générer aléatoirement 5 chaînes de 6 bits et à les évaluer. Ces 5 points forment la première génération, notée $P(1)$:

$P(1)$	
s	$f(s)$
011011	4
100101	3
001010	2
001101	3
110100	3

A l'aide de $P(1)$, l'algorithme va générer la population $P(2)$ correspondant à la deuxième génération. D'une manière générale, l'algorithme génétique engendre une nouvelle population $P(t+1)$ en fonction de la population $P(t)$. Ce principe permet d'orienter la recherche de nouvelles solutions en fonction des solutions précédemment explorées. Les nouvelles solutions de $P(t+1)$

sont ensuite évaluées par la fonction objectif et un nouveau cycle génération-évaluation peut commencer. L'algorithme général obtenu est le suivant :

1. Génération aléatoire et Evaluation de n solutions pour former la population initiale $P(1)$;
2. A partir de la population $P(t)$, Génération d'une nouvelle population $P(t+1)$ de n solutions ;
3. Evaluation des nouvelles solutions de $P(t+1)$;
4. Substitution de population par celle de nouvelle et $t \leftarrow t+1$;
5. Aller en 2 ou Arrêt.

L'étape 3 associe à chaque solution s sa qualité $f(s)$. D'après cet algorithme, une originalité de l'AG consiste à utiliser une population de solutions comme mémoire pour générer de nouvelles solutions. De plus, le fait que cette population soit constituée de plusieurs solutions suggère une exploration parallèle de l'espace des solutions.

II.1.3.1 Génération d'une nouvelle population

Pour décider quelles nouvelles solutions générer à partir de $P(t)$, l'algorithme utilise trois opérations :

- La sélection d'une première population intermédiaire P_s de n solutions à partir de $P(t)$;
- Le croisement ou la recombinaison qui recombine entre elles les solutions de P_s pour former la deuxième population intermédiaire P_r de n solutions également ;
- La mutation qui modifie aléatoirement les solutions de P_r pour donner la population $P(t+1)$.

La première population intermédiaire P_s est sélectionnée en effectuant n tirages aléatoires de solutions de $P(t)$ où chaque solution s_i de $P(t)$ a la probabilité suivante d'être sélectionnée :

$$P_{\text{sélect}}(s_i) = \frac{f(s_i)}{\sum_{j=1}^n f(s_j)} \tag{II.1}$$

Dans notre exemple, les probabilités de sélection des points de $P(1)$ sont :

$P(1)$		
s	$F(s)$	$P_{\text{sélect}}(s)$
011011	4	$4/(4+3+2+3+3)=27\%$
100101	3	20%
001010	2	13%
001101	3	20%
110100	3	20%

Un exemple de tirage aléatoire de la population intermédiaire P_s peut donner le résultat suivant:

<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th colspan="2">$P(1)$</th> </tr> <tr> <th>s</th> <th>$f(s)$</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>011011</td><td>4</td></tr> <tr><td>100101</td><td>3</td></tr> <tr><td>001010</td><td>2</td></tr> <tr><td>001101</td><td>3</td></tr> <tr><td>110100</td><td>3</td></tr> </tbody> </table>	$P(1)$		s	$f(s)$	011011	4	100101	3	001010	2	001101	3	110100	3	Sélection \Rightarrow	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th colspan="2">P_s</th> </tr> <tr> <th>s</th> <th>$f(s)$</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>011011</td><td>4</td></tr> <tr><td>100101</td><td>3</td></tr> <tr><td>011011</td><td>4</td></tr> <tr><td>001101</td><td>3</td></tr> <tr><td>110100</td><td>3</td></tr> </tbody> </table>	P_s		s	$f(s)$	011011	4	100101	3	011011	4	001101	3	110100	3
$P(1)$																														
s	$f(s)$																													
011011	4																													
100101	3																													
001010	2																													
001101	3																													
110100	3																													
P_s																														
s	$f(s)$																													
011011	4																													
100101	3																													
011011	4																													
001101	3																													
110100	3																													

Notons que la sélection duplique les meilleurs points (011011) et élimine les plus mauvais (001010).

La deuxième population intermédiaire P_r , est obtenue en recombinant deux à deux certaines solutions de P_s . Pour sélectionner des couples de solutions, la population P_s est parcourue et chaque solution a une probabilité p_{cross} (de l'ordre de 0.8 en pratique) d'être sélectionnée pour la recombinaison. Les solutions sélectionnées sont couplées deux à deux suivant leur ordre d'apparition dans P_s . Les couples ainsi formés subissent ensuite un opérateur de croisement à un point : Cet opérateur reçoit en entrée un couple de solutions éventuelles, sélectionne aléatoirement un point de coupure entre 2 et l dans l'expression binaire des solutions, puis échange tous les bits à partir du point de coupure pour donner les solutions de sortie. Les descendants ainsi engendrés remplacent leurs parents dans la population, formant de cette façon la population P_r . Dans l'exemple développé, les solutions sélectionnées peuvent être les suivantes (avec $p_c=0.8$) :

Solutions sélectionnées pour le croisement	
s	$f(s)$
011011	4
100101	3
011011	4
110100	3

Après avoir regroupé des solutions deux à deux et sélectionné des points de coupures (marqués par un bar vertical "|"), le croisement donne les résultats suivants :

Parents	Descendants
0110 11	⇒ 011001
1001 01	⇒ 100111
ou	
Parents	Descendants
01 1011	⇒ 010100
11 0100	⇒ 111011

La population P_r , formée par la recombinaison est donc :

P_s		Croisement ⇒	P_r	
s	$f(s)$		s	$f(s)$
0110 11	4		011001	?
1001 01	3		100111	?
01 1011	4		010100	?
001101	3		001101	3
11 0100	3		111011	?

La recombinaison engendre des solutions nouvelles, qui doivent donc être évaluées (signes "?"), mais ne fait pas apparaître de nouvelles gènes binaires.

La population finale, $P(t+1)$, est calculée en appliquant un opérateur de mutation à P_t . Cet opérateur considère toute la population P_t comme une seule chaîne binaire et inverse un bit avec une probabilité p_{mut} très faible (de 0.001 à 0.01 par exemple). Avec $p_{mut}=0.05$, on peut obtenir la population $P(2)$ suivante, où les bits modifiés ont été marqués :

P_t	
s	$f(s)$
011001	?
100111	?
010100	?
001101	3
111011	?

Mutation
⇒

$P(2)$	
s	$f(s)$
111001	?
100101	?
010101	?
001101	3
111011	?

II.1.3.2 Algorithme détaillé

L'organigramme de l'algorithme génétique est donné à la Fig.II.1:

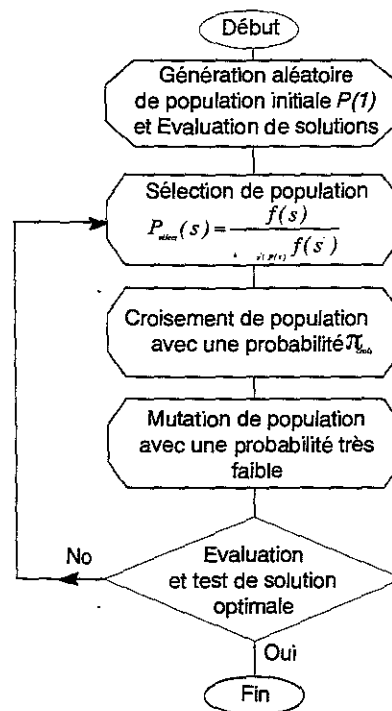


Fig.II.1 Organigramme d'Algorithme Génétique élémentaire.

Il s'agit donc :

1. Génération aléatoire et évaluation de n solutions pour former la population initiale $P(1)$, $t \leftarrow 1$;
2. Génération de $P(t+1)$;
 - (a) Sélection proportionnelle d'une population P_s de n solutions à partir de $P(t)$ en utilisant la

$$\text{loi } P_{select}(s) = \frac{f(s)}{\sum_{s' \in P(t)} f(s')};$$

- (b) Recombinaison de P_s en P_r , population intermédiaire, en utilisant le croisement à un point qui échange des sous-chaînes entre solutions ;
 - (c) Mutation de P_r en $P(t+1)$ en modifiant des bits avec une probabilité p_{mut} très faible ;
3. Evaluation des nouvelles solutions de $P(t+1)$;
 4. $t \leftarrow t+1$;
 5. Aller en 2 ou Arrêt.

Dans notre exemple, l'évaluation des nouvelles solutions de $P(2)$ donne le résultat suivant :

$P(2)$	
s	$f(s)$
111001	4
100101	3
010101	3
001101	3
111011	5

Plusieurs critères d'arrêt peuvent être utilisés. L'algorithme peut s'arrêter lorsque la qualité de la meilleure solution trouvée dépasse un seuil donné ou lorsqu'un certain nombre de générations s'est succédé.

II.1.3.3 Analyse de l'algorithme génétique

L'exploration probabiliste :

La sélection tend à augmenter l'importance des bonnes solutions par rapport aux mauvaises. Les bonnes solutions sont supposées être les plus prometteuses pour la génération de descendants. En outre, la sélection est une opération qui augmente l'uniformité de la population et fait donc converger cette dernière vers une même solution si aucun opérateur génétique n'est utilisé.

Le rôle du croisement consiste à utiliser l'information contenue dans deux solutions afin de produire deux nouvelles solutions. L'hypothèse posée par le croisement est qu'il est possible d'échanger des blocs utiles entre solutions et de construire ainsi des meilleures solutions. Pour OneMax, l'échange des bloc, et la sélection ont pour effet de faire proliférer les "1" dans les solutions. Le croisement fait apparaître de nouvelles combinaisons de gènes mais pas de nouvelles gènes.

Le rôle de la mutation consiste donc à faire apparaître de nouveaux gènes afin de ne pas en oublier. Cet opérateur introduit une diversité nécessaire à l'exploration de l'espace de recherche en permettant de générer des points dans des régions a priori sans intérêt.

La représentation des solutions :

Les solutions ont été codées sous la forme d'une chaîne binaire. En fait, c'est le croisement qui impose les principales contraintes de représentation. Ensuite, la représentation des solutions doit permettre au croisement de jouer son rôle, c'est-à-dire de pouvoir échanger des blocs utiles. La représentation sous forme de chaînes est la plus simple et permet d'échanger des sous chaînes. Le

codage binaire des chaînes est justifié par le fait que le croisement doit pouvoir échanger des informations aussi élémentaires que possibles. Les chaînes sont généralement de longueur fixe.

II.1.3.4 Condition d'application et propriétés générales

Les conditions générales d'application d'un AG sont les suivantes :

- Représentation des solutions généralement sous forme de chaînes de longueur fixe afin de permettre le bon fonctionnement de croisement.
- Pas de condition sur la fonction objectif f : Aucune condition n'est posée sur la fonction à optimiser. Elle peut-être discontinue. Néanmoins, un algorithme génétique est sans intérêt si f est suffisamment simple, pouvant être optimisée par une méthode comme la descente de gradient. La fonction d'évaluation f doit être calculable assez rapidement pour permettre l'évaluation de plusieurs générations de solutions. L'optimum de la fonction objectif doit effectivement correspondre à la meilleure solution du problème.

Les propriétés générales d'un AG sont les suivantes :

- Indépendance vis-à-vis du problème : le même algorithme peut être utilisé dans des domaines différents.
- Non optimalité : un AG ne garantit pas en pratique de trouver l'optimum global de la fonction objectif f .
- Exploration parallèle : l'espace de recherche est exploré en parallèle (population de solutions) en utilisant des échanges d'information entre les différentes recherches (croisement).
- Multimodalité: on peut ajouter des mécanismes permettant de trouver plusieurs optima [Gol]. Il est également possible d'optimiser plusieurs critères simultanément.
- Adaptabilité dans le temps : du fait qu'ils maintiennent une probabilité non nulle d'explorer une région a priori sans intérêt (mutation), les AG sont capables de suivre l'optimum même lorsqu'il varie dans le temps [Gol].

II.1.4 Algorithme Génétique codé réel

On vient de décrire l'AG de base, mais il existe bien d'autres variantes d'AG. En général, chaque utilisateur conçoit son propre AG suivant son application spéciale en y ajoutant quelques heuristiques qui en améliorent l'efficacité. Les AGs codés réels s'avèrent plus pratiques d'emploi, plus rapides et plus précis surtout pour les larges domaines qui requièrent une représentation trop longue avec les AGs discrets. La variante citée brièvement ci après est l'AG codé réel et elle va être utilisée dans tous les problèmes d'optimisation et d'identifications des paramètres des régulateurs développés dans ce travail [Ren].

- Chaque individu s'exprime sous la forme d'une chaîne de n variables réelles et l'AG cherche à trouver l'individu maximisant ou minimisant la fonction objectif f .

- La stratégie de sélection par rangement est choisie et consiste à ranger les individus par ordre décroissant de leur fonction objectif (par ordre croissant si l'on a un problème de minimisation) et à attribuer une probabilité de sélection p_i selon le rang (Fig.II.2) :

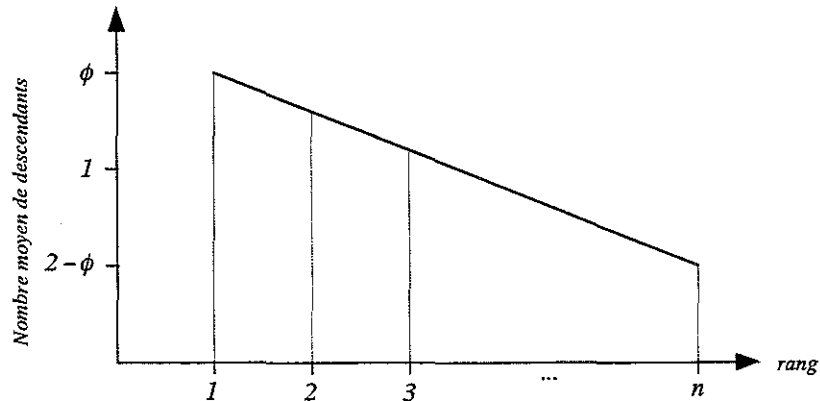


Fig.II.2 Sélection par rangement : nombre moyen de descendants en fonction du rang

$$\rho_i = \frac{[\phi - (r_i - 1) \cdot (2\phi - 2) / (n - 1)]}{n} \quad (\text{II.2})$$

où:

- r_i : le rang de l'individu i ;
- n : le nombre d'individus ;
- ϕ : la pression de sélection.

$\phi \in [1, 2]$ représente le nombre moyen de descendants du meilleur individu, le moins bon étant nécessairement $2 - \phi$. Cette stratégie de sélection évite les inconvénients de la sélection proportionnelle et représente une population des individus diversifiés.

- La stratégie élitiste consiste à garder le meilleur individu de la population intact et sans aucune mutation lors du passage d'une génération à la suivante.
- L'opérateur de croisement continu complet est appliqué aux variables de deux individus parents sélectionnés avec une probabilité p_{crois} et effectue une opération de type moyenne globale. Considérons les deux individus parents A(t) et B(t) choisis pour être croisés où a_1, a_2, \dots, a_m sont des paramètres du système à optimiser :

$$A(t) = [a_1, a_2, \dots, a_m] \quad (\text{II.3})$$

$$B(t) = [b_1, b_2, \dots, b_m] \quad (\text{II.4})$$

En appliquant l'opérateur de croisement, les deux individus ci-dessus pourraient donner les deux individus enfants suivants par une combinaison linéaire entre les variables homologues :

$$A(t+1) = [\rho_1 a_1 + (1 - \rho_1) b_1, \dots, \rho_m a_m + (1 - \rho_m) b_m] \quad (\text{II.5})$$

$$B(t+1) = [\rho_1 b_1 + (1 - \rho_1) a_1, \dots, \rho_m b_m + (1 - \rho_m) a_m] \quad (\text{II.6})$$

où $\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_m \in [0,1]$ sont des valeurs choisies au hasard suivant une distribution normale.

- L'opérateur de mutation fait subir à chaque paramètre une modification importante durant les premières générations et puis graduellement décroissante au fur et à mesure que la recherche continue. Pour une génération t , on prend deux nombres au hasard : le premier (p) vaut soit $(+1)$ pour un changement positif, soit (-1) pour un changement négatif avec une probabilité égale, et le second, qui détermine indirectement l'amplitude de changement, est un nombre produit aléatoirement dans l'intervalle $r \in [0,1]$ suivant une distribution uniforme. Le paramètre muté est donné par [Jan] :

$$a'_k = a_k + (a_{kmax} - a_k) \cdot (1 - r^{(1-\frac{t}{T})^s}) \quad \text{si } p = +1 \tag{II.7}$$

$$a'_k = a_k - (a_k - a_{kmin}) \cdot (1 - r^{(1-\frac{t}{T})^s}) \quad \text{si } p = -1$$

où $k \in [1, m]$. a_{kmin} et a_{kmax} désignent respectivement les bornes inférieure et supérieure de la valeur du paramètre a_k ; T est l'indice de la génération pour laquelle l'amplitude de la mutation s'annule (les générations ultérieures n'auront plus de mutation). La figure II.3 donne l'amplitude de la mutation en fonction du nombre aléatoire r pour différentes valeurs de t/T .

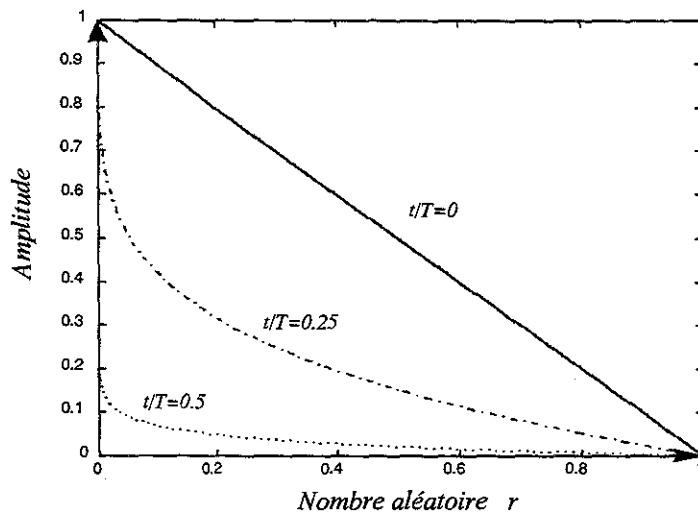


Fig. II.3. Distribution de l'amplitude de mutation pour différentes générations

II.2 IDENTIFICATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La machine asynchrone à cage est l'une des machines la moins chère et la plus robuste du marché. Les progrès technologiques dans le domaine de l'électronique de puissance et de la micro-électronique ont rendu possible l'implantation des commandes performantes comme la commande vectorielle. L'application de la commande vectorielle pour contrôler le couple électromagnétique de la machine asynchrone nécessite la connaissance précise de la position du flux rotorique, très sensible aux variations des paramètres de la machine, surtout celle de la constante de temps rotorique. Celle-ci joue un rôle important dans la détermination du glissement et ainsi de l'orientation du flux rotorique.

II.2.1 Modèle de la machine asynchrone

L'étude et le contrôle efficace d'une machine électrique s'appuient toujours sur un modèle précis de celle-ci. Dans le cas d'une machine asynchrone à cage, les paramètres de rotor ne sont pas accessibles. Le modèle de machine peut donc être défini avec les hypothèses simplificatrices suivantes :

- regroupement des réactances de fuite ;
- le circuit magnétique de machine est non saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme une fonction linéaire des courants ;
- les pertes fer et l'effet de peau seront négligés ;
- en tenant compte du premier harmonique d'espace de la distribution de force magnétomotrice de chaque phase du stator et du rotor et avec un entrefer constant, les inductances propres sont constantes.

Pour atteindre de bonnes performances dynamiques de la machine asynchrone, le modèle mathématique suivant, en appliquant la transformation de Park calée sur le champ tournant statorique, a été adopté:

$$[X^*] = [A][X] + [B][U] \quad (II.8)$$

où:

$$[X] = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr}]^t \quad (II.9)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma\tau_s} & \left(\omega_s + \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega\right) & \frac{L_m}{\sigma L_s \tau_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s} \omega \\ -\left(\omega_s + \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega\right) & \frac{1}{\sigma\tau_s} & -\frac{L_m}{\sigma L_s} \omega & \frac{L_m}{\sigma L_s \tau_r} \\ \frac{L_m}{\sigma L_r \tau_s} & -\frac{L_m}{\sigma L_r} \omega & \frac{1}{\sigma\tau_r} & \omega_s \frac{\omega}{\sigma} \\ \frac{L_m}{\sigma L_r} \omega & \frac{L_m}{\sigma L_r \tau_s} & -\left(\omega_s - \frac{\omega}{\sigma}\right) & -\frac{1}{\sigma\tau_r} \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

$$[U] = [V_{ds} \quad V_{qs}]^t \quad (II.12)$$

Les symboles utilisés sont définis en annexe I. En utilisant la transformation de Park et en négligeant les composantes homopolaires, les composantes de la tension statorique suivant les axes d-q sont:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

avec $\theta_s = \omega_s t + \theta_0$. L'équation de mouvement de la machine fait intervenir des grandeurs mécaniques (vitesse, couple, inertie et frottements). Lorsque la vitesse angulaire est constante, le couple résistant appliqué (y compris celui des frottements) à l'arbre de la machine asynchrone est équilibré par le couple électromagnétique. Si cet équilibre est perturbé par le changement de couple résistant, il y aura la naissance d'un couple dynamique:

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_{res} \quad (II.14)$$

où le couple électromagnétique peut s'exprimer par la relation suivante :

$$C_{em} = p L_m (i_{rd} \cdot i_{sq} - i_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (II.15)$$

Considérant le couple résistant une fonction linéaire de vitesse angulaire mécanique :

$$C_{res} = f\Omega + c_0 \quad (II.16)$$

l'équation mécanique devient :

$$\frac{d\omega}{dt} = \left(-\frac{f}{j}\right)\omega + \frac{p^2 L_m}{j} (i_{rd} \cdot i_{sq} - i_{sd} \cdot i_{rq}) - \frac{p}{j} c_0 \quad (II.17)$$

En rajoutant l'équation mécanique aux équations électriques, nous disposons des principales équations nécessaires pour la résolution et l'optimisation de la machine asynchrone modélisée par le circuit équivalent de la figure II.4.:

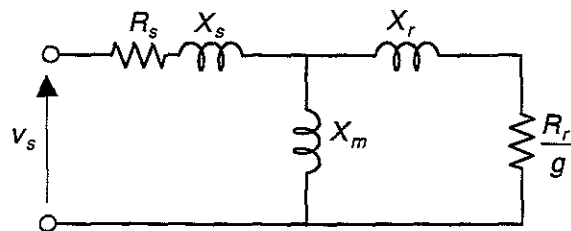


Fig. II.4. Circuit équivalent de la machine asynchrone

Où :

- $X_m = L_m \omega$: inductance mutuelle cyclique stator-rotor ;
- $X_s = L_s \omega - X_m$: réactance de fuite du stator ;
- $X_r = L_r \omega - X_m$: réactance de fuite du rotor ;

Les équations d'état représentant le modèle de la machine asynchrone sont résolues numériquement par la méthode de Runge-Kutta d'ordre 4.

II.2.2 Identification des paramètres par Algorithme Génétique

Après avoir défini le modèle de la machine asynchrone, on cherche à trouver ses paramètres permettant de traduire au mieux son comportement en régimes dynamique et établi. Traditionnellement, les éléments du circuit équivalent sont obtenus à partir des essais à vide et en court-circuit.

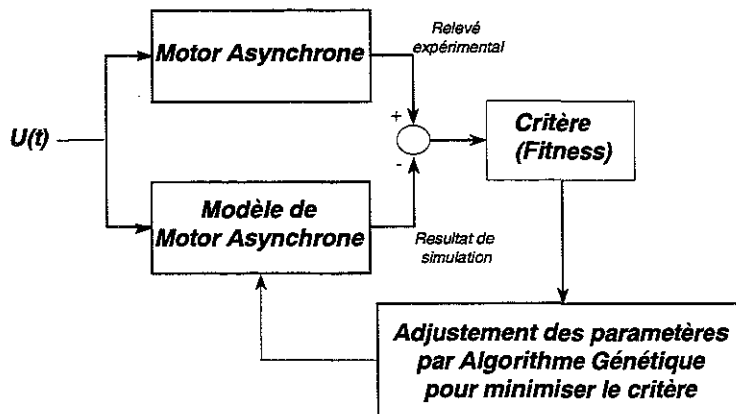


Fig. II.5. Schéma de principe de l'identification des paramètres du modèle

Dans la suite, une identification des paramètres du circuit équivalent de la machine asynchrone par A.G. à partir de relevés expérimentaux effectués en régimes dynamiques est présentée [Sha.98]. La méthode du modèle de référence [Xhu,Fai], qui est basée sur des calculs numériques, est utilisée comme présentée à la figure II.5.

Les relevés expérimentaux de la machine asynchrone, dont les caractéristiques sont décrites en Annexe I [Bag], sont obtenus à partir de démarrage à vide sous pleine tension. Le courant transitoire de la phase "a", la vitesse lors du démarrage à vide ainsi que la tension de la phase "a" sont stockés dans des fichiers pour servir de données pour le programme d'identification. Les paramètres peuvent être trouvés à partir de la minimisation de l'erreur entre les grandeurs expérimentales, le courant et la vitesse, et celles provenant de la simulation du modèle de la machine asynchrone.

L'approche de minimisation de critère par l'A.G. est réalisée selon les étapes suivantes :

- Chaque individu ou vecteur des paramètres électriques et mécaniques à identifier (chromosome) est choisi comme suivant :

$$[L_s \quad L_m \quad \tau_r \quad R_s \quad \sigma \quad j \quad f \quad c_0] \quad (II.18)$$

- Afin de converger le plus rapidement possible vers le vecteur optimal global, il est nécessaire de réduire le domaine de recherche en rajoutant des contraintes basées sur des considérations d'ordre électrotechnique propre à la machine asynchrone. Dans ce cadre, les relations suivantes sont toujours vérifiées :

$$L_s > L_m, L_r > L_m, R_s > 0, R_r > 0 \quad (II.19)$$

- Le critère d'optimisation ou la fonction objectif (Fitness) est définie en fonction de carré de l'écart entre les sorties expérimentales et simulées :

$$Fitness = \frac{1 + e^{a(t_0 - t)}}{Ae^{\sum (i_{sim} - i_{exp})^2} + Be^{\sum (\omega_{sim} - \omega_{exp})^2}} \quad (II.20)$$

avec A et B qui sont les facteurs de pondération du courant et de la vitesse respectivement. A l'aide d'une fonction sigmoïde $(1 + e^{a(t_0 - t)})$ et en ajustant les coefficients "a" et "t₀", le régime permanent peut être favorisé par rapport au début du régime transitoire.

- L'A.G. est appliqué à la population de n=50 individus en répétant le processus de évaluation-sélection-manipulation jusqu'à ce que une solution satisfaisante, dite optimum, soit trouvée.
- L'organigramme de la figure II.6 résume l'ensemble des étapes de l'application de l'A.G à l'identification des paramètres de la machine asynchrone. Afin de distinguer les individus (x_j) qui ne satisfont pas toutes les contraintes, on attribue un fitness à ces individus de telle sorte qu'on ait toujours la relation suivante :

$$Fitness1(x_i) \gg Fitness2(x_j) \quad \forall x_i, x_j \in [population]$$

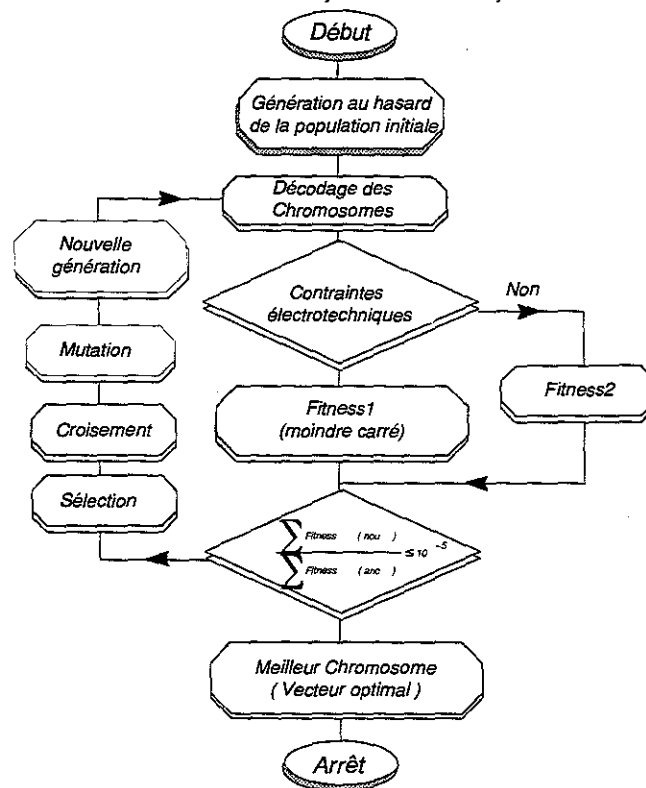


Fig. II.6. Organigramme général de l'A.G. appliqué à l'identification des paramètres de machine asynchrone

Le courant de démarrage et la vitesse de moteur asynchrone issus de ces calculs et les relevés expérimentaux correspondants sont représentés sur les figures II.7 et II.8 respectivement.

Les résultats de l'identification des paramètres de la machine asynchrone (annexe I) montrent l'efficacité de l'A.G. à identifier le vecteur optimal. Les évolutions des paramètres au cours des générations sont représentées à la figure II.9. Il en résulte qu'au bout de 150 générations les paramètres atteignent leurs valeurs optimales.

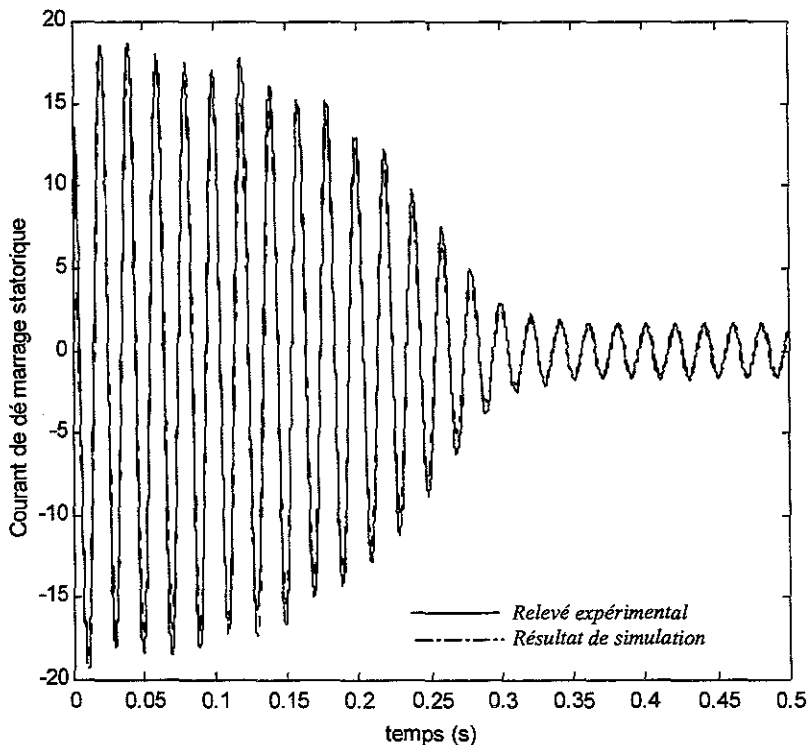


Fig. II.7. Courant statorique de démarrage de la machine asynchrone identifié par Algorithme Génétique

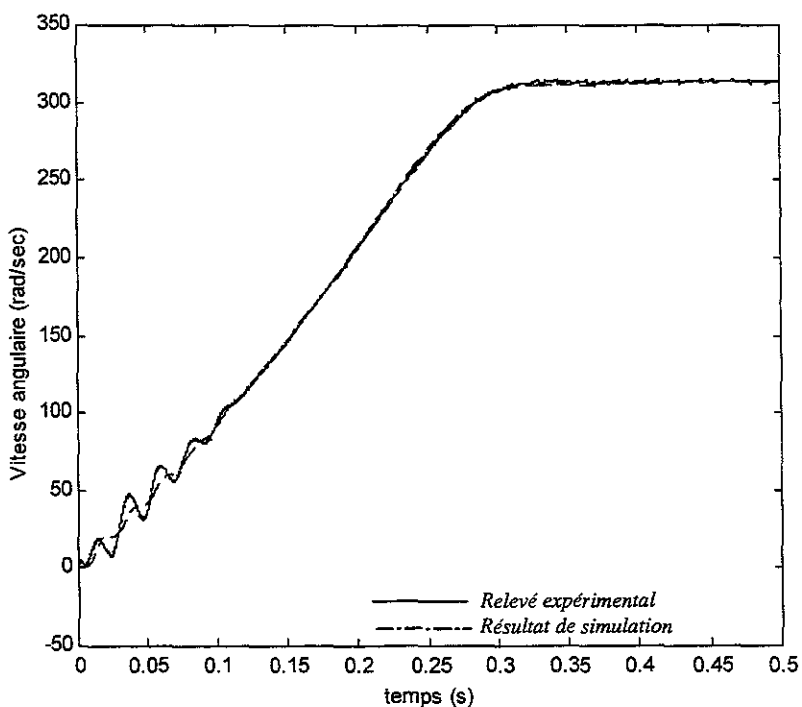


Fig. II.8. Vitesse angulaire de démarrage de la machine asynchrone identifiée par Algorithme Génétique

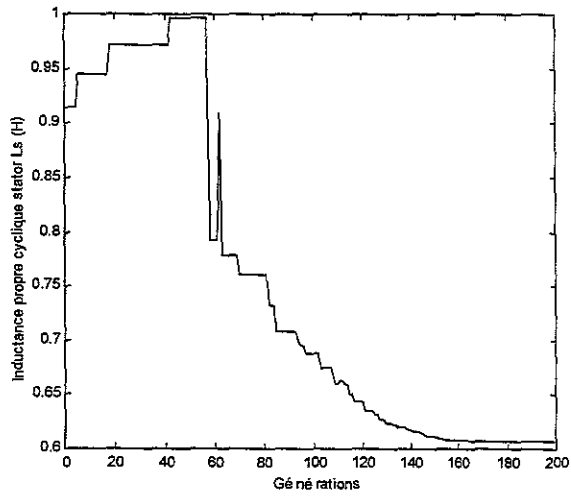


Fig.II.9.(a) Evolution de L_s

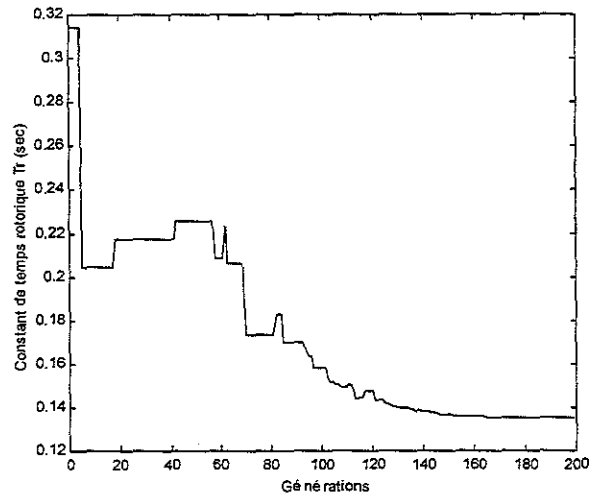


Fig.II.9.(d) Evolution de T_r

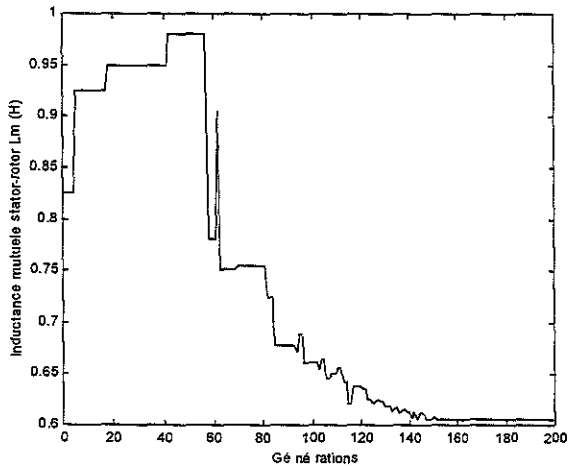


Fig.II.9.(b) Evolution de L_m

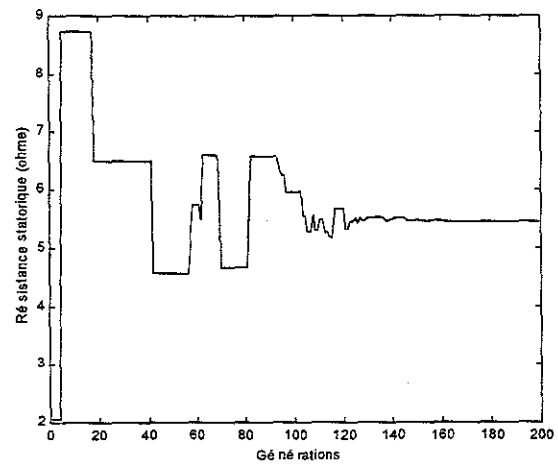


Fig.II.9.(e) Evolution de R_s

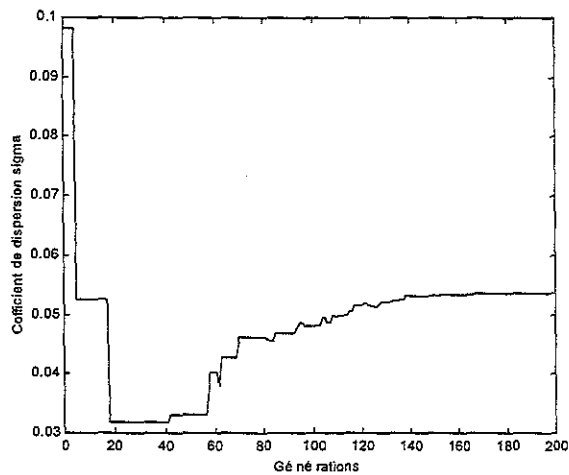


Fig.II.9.(c) Evolution de σ

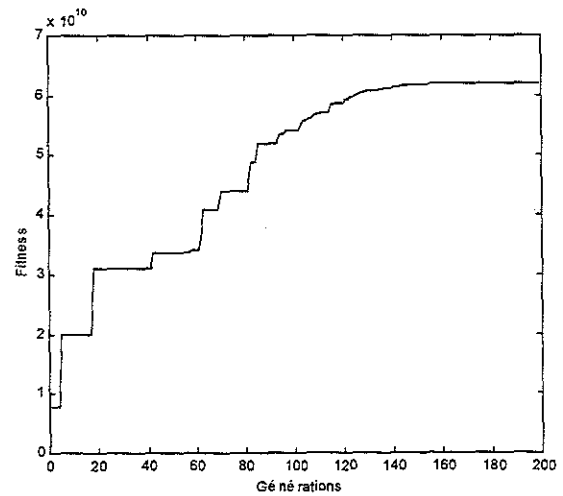


Fig.II.9.(f) Evolution de $Fitness$

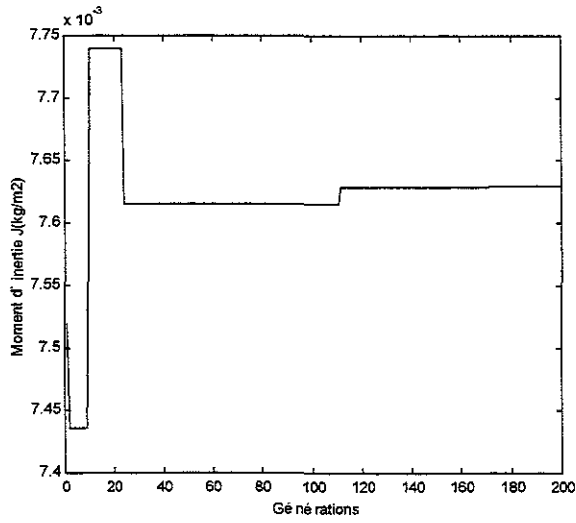


Fig.II.9.(g) Evolution de J

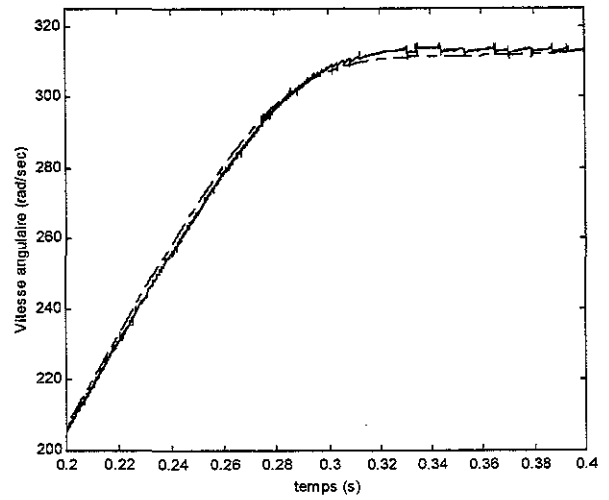


Fig.II.9.(k) Agrandissement de vitesse

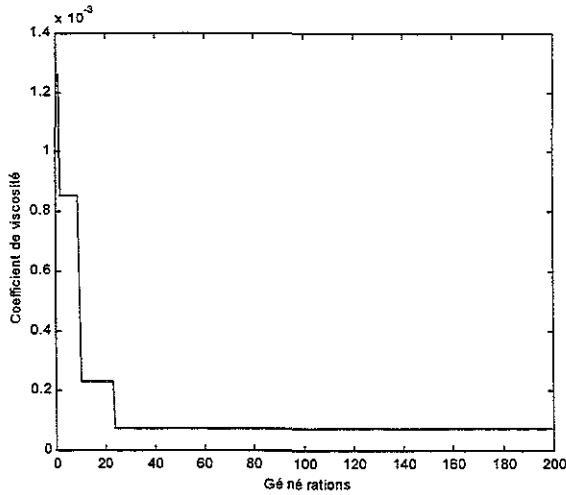


Fig.II.9.(h) Evolution de a

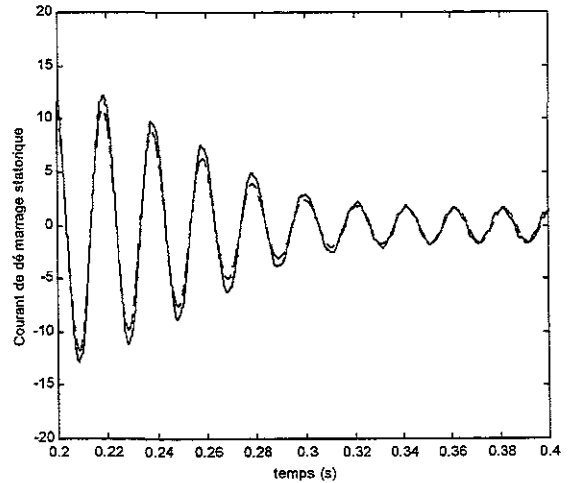


Fig.II.9.(m) Agrandissement de courant

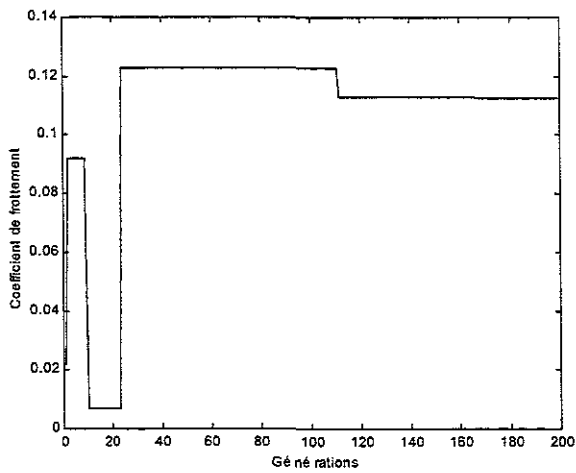


Fig.II.9.(i) Evolution de b

II.3 IDENTIFICATION DES PARAMETRES D'UN REGULATEUR RST PAR A.G.

Compte tenue de son efficacité et de sa simplicité, la méthode des puissances instantanées, comme on l'analysera au chapitre suivant, est choisie pour identifier les courants harmoniques de la charge polluante. L'application de cette méthode est limitée à des fonctionnements sur réseau dont le système (direct) de tension fondamentale et sa fréquence sont accessibles. Dans le cas contraire, ou bien si les tensions du réseau sont déformées ou déséquilibrées, l'identification des courants harmoniques risque d'être incomplète.

II.3.1 Système à base de PLL

Pour remédier cet handicap, la solution choisie consiste à extraire le système direct des tensions à partir des tensions mesurées au point de raccordement V_{s123} à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase PLL (Phase Locked Loop) [Mac]. Le schéma de principe du système à base de PLL est représenté sur la figure II.10.

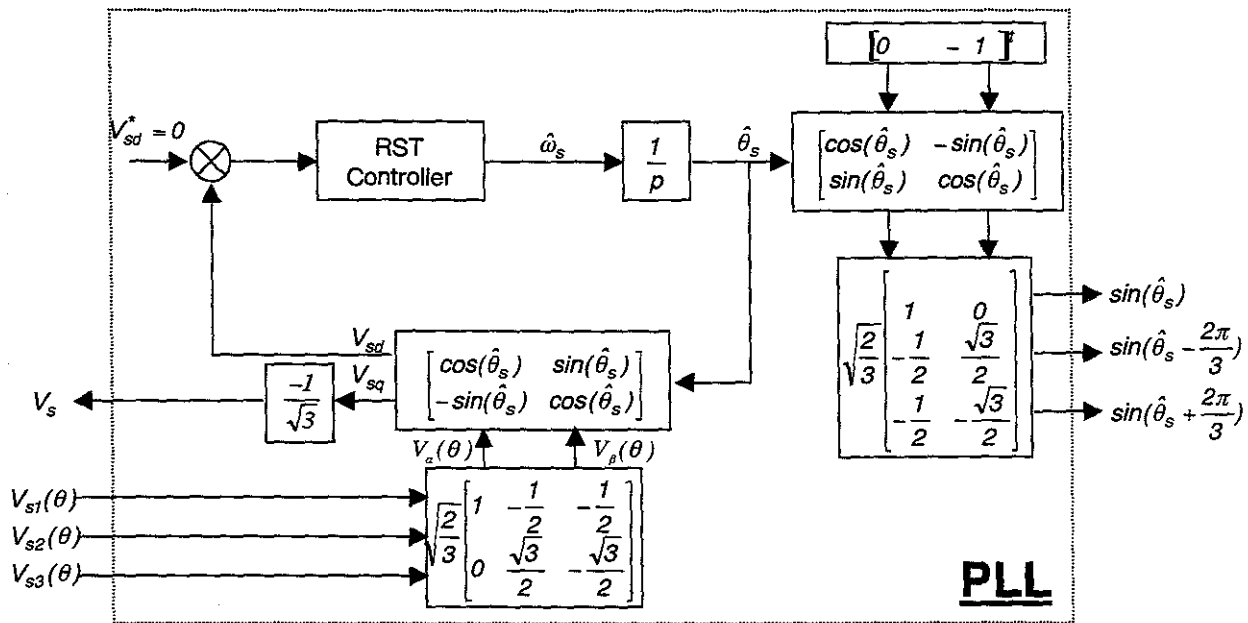


Fig.II.10. : Schéma de principe de boucle à verrouillage de phase (PLL)

Les tensions simples $V_{s123}(\theta_s)$, mesurées au point de raccordement, subissent dans un premier temps la transformation de Concordia. Les tensions ainsi obtenues sont exprimées dans le repère de Park par une rotation $P(-\hat{\theta}_s)$:

$$[V_{s123}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} \sqrt{2}.V_s.\sin(\theta_s) \\ \sqrt{2}.V_s.\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{2}.V_s.\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (II.21)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}^t &= P(-\hat{\theta}_s) \cdot [T_{32}^t] V_{s123}(\theta_s) \\ \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_s) & \sin(\hat{\theta}_s) \\ -\sin(\hat{\theta}_s) & \cos(\hat{\theta}_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot [V_{s123}(\theta_s)] \\ \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} &= \sqrt{3} \cdot V_s \cdot \begin{bmatrix} \sin(\theta_s - \hat{\theta}_s) \\ -\cos(\theta_s - \hat{\theta}_s) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (II.22)$$

L'angle de cette rotation $\hat{\theta}_s$ est calculé par l'intégration de la pulsation estimée $\hat{\omega}_s$ du réseau, obtenue par un régulateur approprié. La pulsation $\hat{\omega}_s$ du repère tournant doit être identique à la pulsation ω_s des tensions $V_{s123}(\theta_s)$. L'amplitude de la grandeur asservie V_{sd} détermine ainsi le déphasage entre la tension V_s et $\sin(\hat{\theta}_s)$. La différence de phase sera contrôlée en jouant sur V_{sd}^* . La PLL sera verrouillée lorsque l'angle estimé $\hat{\theta}_s$ sera égal à θ_s ($\theta_s - \hat{\theta}_s = 0$). Cette condition sera réalisée si la grandeur V_{sd}^* est nulle. La valeur efficace (V_s) de la tension est directement déduite de V_{sq} .

La condition nécessaire pour assurer le bon fonctionnement de la PLL est que le système de tension, sur lequel on désire se synchroniser, soit équilibré et sinusoïdal. Etant déséquilibrées ou déformées, les tensions V_{s123} , des oscillations apparaissent sur $\hat{\omega}_s$ et se traduisent par une variation de la fréquence du réseau autour de 50Hz. Afin de filtrer des effets nocifs sur l'approximation de $\hat{\theta}_s$, tout en gardant une dynamique rapide de l'asservissement, un régulateur du type RST avec les objectifs suivants est choisi :

- assurer l'asservissement de V_{sd} sans erreur statique et avec une réponse rapide, en cas de variations de la fréquence du réseau;
- filtrer les fréquences dominantes à savoir $f_2 = 100\text{Hz}$, cas de tensions déséquilibrées, et $f_6 = 300\text{Hz}$ dans le cas où il y a une déformation de tensions;
- garantir la robustesse vis-à-vis des variations de la valeur efficace V_s .

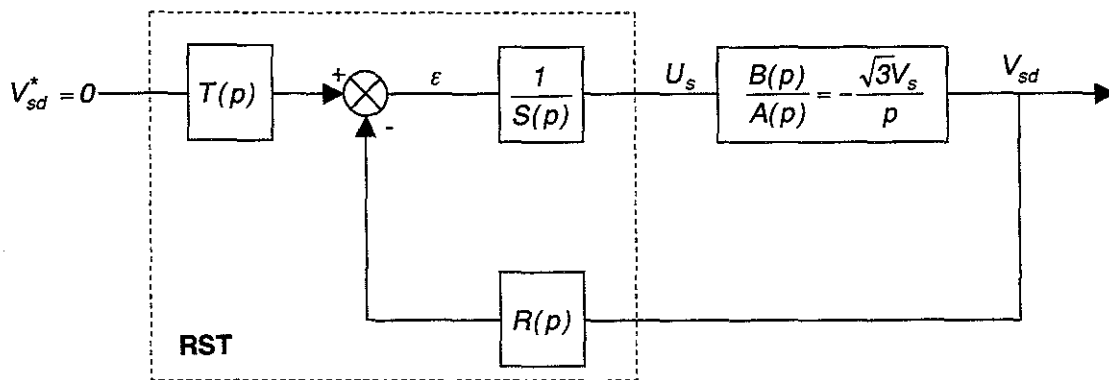


Fig. II.11. Régulation du système à base de PLL par RST

Après avoir linéarisé le système, le schéma simplifié de celui-ci, utilisant le régulateur RST, est représenté sur la Fig.II.11 [Bru]. La relation polynomiale du régulateur est sous la forme suivante:

$$U_s(p) = -\frac{R(p)}{S(p)} \cdot V_{sd}(p) + \frac{T(p)}{S(p)} \cdot V_{sd}^*(p) \quad (\text{II.23})$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera:

$$\frac{V_{sd}(p)}{V_{sd}^*(p)} = \frac{B(p) \cdot T(p)}{A(p) \cdot S(p) + B(p) \cdot R(p)} \quad (\text{II.24})$$

Le principe du placement de pôle consiste à spécifier un polynôme de stabilité arbitraire $D(p)$ et à calculer $S(p)$ et $R(p)$ de sorte que l'on ait:

$$A(p) \cdot S(p) + B(p) \cdot R(p) = D(p) \quad (\text{II.25})$$

Cette équation est appelée l'équation Diphantine, ou équation de Bezout [Del]. Les objectifs, déjà cités, peuvent être atteints en appliquant les contraintes appropriées sur les polynômes $R(p)$, $S(p)$ et $T(p)$ ainsi que sur le choix des pôles d'équation de Bezout en boucle fermée. Dans ce but, pour filtrer les fréquences dominantes ($f_2=100\text{Hz}$ et $f_6=300\text{Hz}$) par le régulateur, le polynôme $R(p)$ est choisi de la façon suivante:

$$R(p) = (p^2 + 2\xi_2\omega_2p + \omega_2^2) \cdot (p^2 + 2\xi_6\omega_6p + \omega_6^2) \cdot (p + r_1) \cdot r_2 \quad (\text{II.25})$$

où $\omega_2 = 2\pi \cdot 100$, $\omega_6 = 2\pi \cdot 300$ et (ξ_2, ξ_6) sont les coefficients d'amortissement. Afin d'obtenir une erreur statique nulle, la composante $S(p)$ possédera un pôle nul ($S(0)=0$). Sachant que le régulateur $R(p)/S(p)$ est propre, c'est-à-dire le degré de S est égal au degré $(R)+1$, le polynôme $S(p)$ retenu a pour expression:

$$S(p) = s_6p^6 + s_5p^5 + s_4p^4 + s_3p^3 + s_2p^2 + s_1p^1 \quad (\text{II.26})$$

Pour garantir un gain statique unitaire pour la fonction de transfert V_{sd}/V_{sd}^* , l'équation (II.24) montre qu'il suffit de choisir un polynôme $T(p)$ qui vérifie $T(0)=R(0)$. Le problème majeur est celui de la détermination de $S(p)$ et $R(p)$ par la résolution de l'équation de Bezout (II.25).

La méthode classique de résolution consiste à prendre en compte deux paramètres de synthèse de haut niveau, un horizon de commande T_c et un horizon de filtrage T_f , et ensuite déduire les pôles de commande P et de filtrage F ($D=P \cdot F$) à partir des pôles en boucle ouverte $A(p)$. En identifiant les équations $P \cdot F$ ainsi trouvées à celles II.25, les coefficients de $R(p)$, $S(p)$ et $T(p)$ peuvent être obtenus.

II.3.2 Application d'Algorithme Génétique

Nous appliquons l'Algorithme Génétique, avec une stratégie identique de croisement et mutation, pour trouver les coefficients des polynômes RST. La fonction objectif cherche un compromis parmi les critères suivants, stabilité, rapidité et bon amortissement. L'individu ou le vecteur de variable est formé par les coefficients à optimiser:

$$[\xi_2 \quad \xi_6 \quad r_1 \quad r_2 \quad s_1 \quad s_2 \quad s_3 \quad s_4 \quad s_5 \quad s_6] \quad (\text{II.27})$$

L’A.G. cherche le vecteur optimal en minimisant, d’une part l’écart entre la grandeur à asservir V_{sd} et sa consigne V_{sd}^* , qui assure la rapidité du système, et d’autre part le gain de la fonction de transfert du régulateur $G(p) = U_s(p) / V_{sd}(p)$ aux fréquences f_2 et f_6 :

$$Fitness = \frac{1}{a \int_0^{\infty} (V_{sd} - V_{sd}^*)^2 . dt + b.G(\omega_2) + c.G(\omega_6)} \quad (II.28)$$

où a , b et c sont les coefficients de pondération.

La stabilité du système en boucle fermée est garantie en prenant en compte le critère de Routh-Hurwitz. Soit $D(p)$ l’équation de Bezout:

$$D(p) = d_7 p^7 + d_6 p^6 + d_5 p^5 + d_4 p^4 + d_3 p^3 + d_2 p^2 + d_1 p + d_0 \quad (II.29)$$

Le critère de Routh-Hurwitz impose les contraintes de stabilité suivantes:

$$\begin{aligned} d_0, d_1, d_2, d_3, d_4, d_5, d_6, d_7 &> 0 \\ d_5 . d_6 - d_4 . d_7 &> 0 \\ d_4 . h_1 - d_6 . h_2 &> 0 \\ h_2 . h_4 - h_1 . h_5 &> 0 \\ h_5 . h_6 - h_4 . h_7 &> 0 \\ h_7 . h_8 - d_0 . h_6 &> 0 \end{aligned} \quad (II.30)$$

où:

$$\begin{aligned} h_1 &= (d_5 . d_6 - d_4 . d_7) / d_6 \\ h_2 &= (d_3 . d_6 - d_2 . d_7) / d_6 \\ h_3 &= (d_1 . d_6 - d_0 . d_7) / d_6 \\ h_4 &= (d_4 . h_1 - d_6 . h_2) / h_1 \\ h_5 &= (d_2 . h_1 - d_6 . h_3) / h_1 \\ h_6 &= (h_2 . h_4 - h_1 . h_5) / h_4 \\ h_7 &= (h_3 . h_4 - d_0 . h_1) / h_4 \\ h_8 &= (h_5 . h_6 - h_4 . h_7) / h_6 \end{aligned}$$

Le vecteur optimal ainsi trouvé est donné en Annexe II. Figure II.12 montre le diagramme de Bode de la fonction de transfert du régulateur $G(p)$ ainsi que les taux de filtrage aux fréquences dominantes f_2 et f_6 (-130 et -140dB). Le diagramme de Nichols du système montre la stabilité du système en boucle fermée avec une marge de gain d’environ 10dB et une marge de phase égale à 36°, ce qui témoigne de la robustesse de la PLL face aux variations des paramètres.

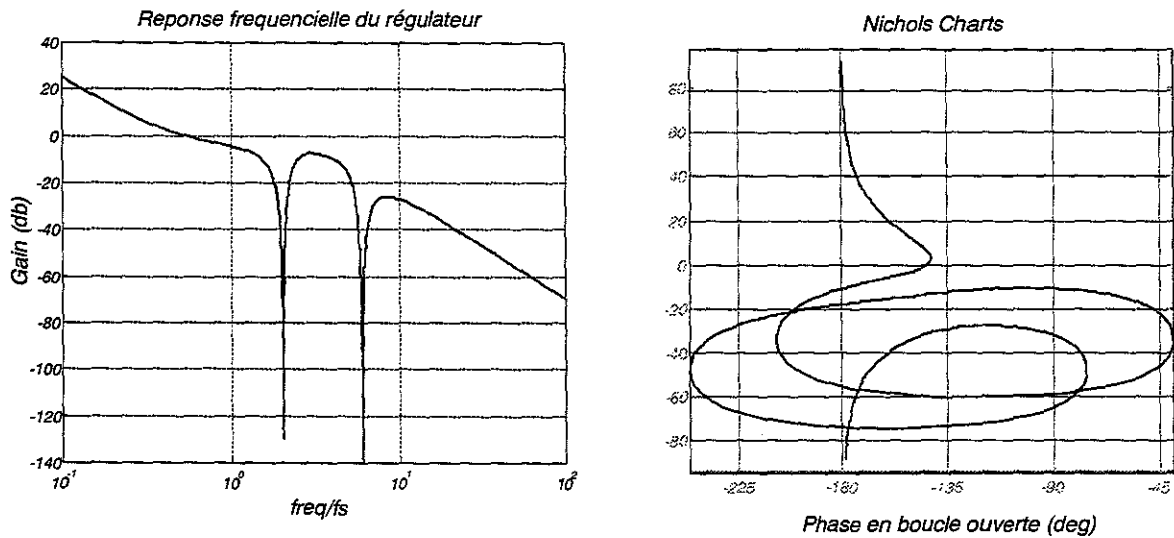


Fig.II.12 : Diagramme de Bode du régulateur $G(p)$ et Diagramme de Nichols de la PLL.

Afin d'illustrer l'efficacité du régulateur RST optimisé par A.G. en régime perturbé, les tensions d'un réseau exagérément déformées ($V_{h5}=20\%V_d$ et $V_{h7}=10\%V_d$) et déséquilibrées (avec un taux de $V_d/V_d=20\%$) sont appliquées à l'entrée du système à base de PLL. Comme on peut constater sur la figure II.13, le système direct de tensions, obtenu en sortie de PLL avec un temps de réponse d'environ 30 ms, est parfaitement sinusoïdal et équilibré. Aussi, la grandeur reconstruite $\hat{\omega}_s$, est constante et identique à la pulsation ω_s des tensions. A noter que l'on peut réduire ce temps de réponse et améliorer la dynamique du système en réduisant la marge de stabilité, assez importante dans cet exemple.

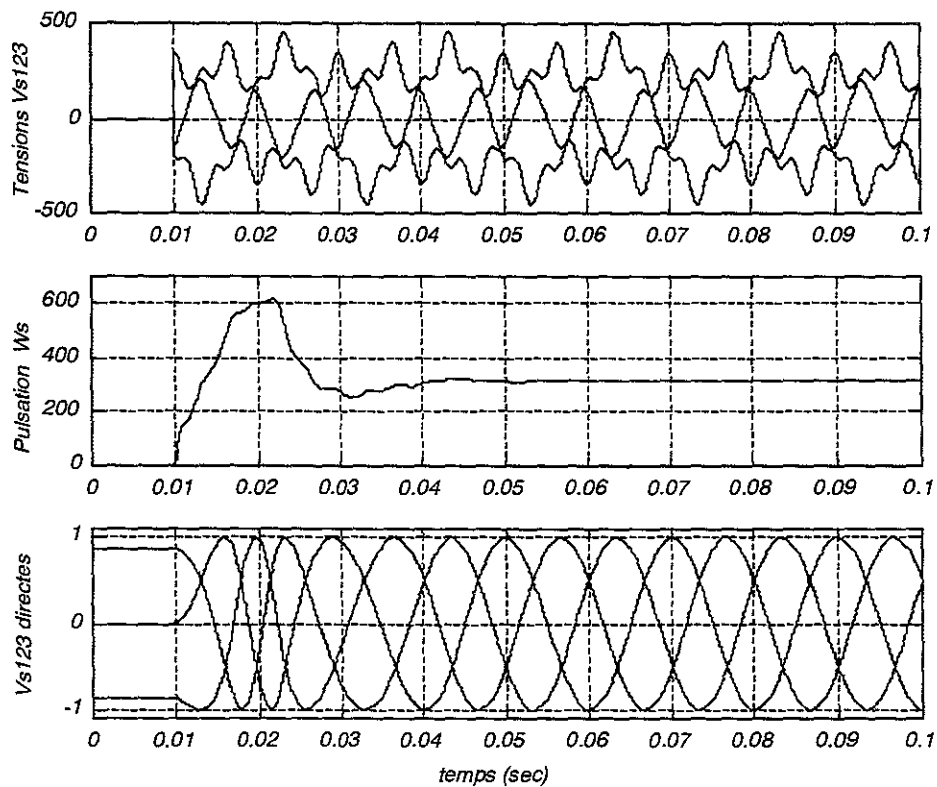


Fig.II.13 : Performance du régulateur RST en régime déséquilibré et déformé

CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, la méthode d'Algorithme Génétique de base est présentée comme une méthode fiable et en même temps efficace pour l'identification et l'optimisation des paramètres de la machine asynchrone et ces divers régulateurs. La méthode de l'A.G. permet d'introduire des non-linéarités du système qui sont difficiles à modéliser par d'autres méthodes purement mathématiques. On ne peut pas prétendre au meilleur algorithme d'optimisation, par rapport aux méthodes classiques, comme les méthodes mathématiques de Newton-Raphson, Marquardt, Cauchy (gradient) et etc., mais le fait qu'il évite les difficultés mathématiques et bénéficie d'une simplicité et flexibilité exemplaire, l'A.G. peut constituer une alternative intéressante lorsque les méthodes traditionnelles ne parviennent pas à fournir efficacement des résultats fiables.

L'identification des paramètres d'un régulateur RST, afin de trouver le système directe des tensions d'un réseau déséquilibré et perturbé, est bien montré la flexibilité et efficacité de cette méthode d'optimisation en maximisant une fonction multi-variables.

Vus ses avantages, nous adoptons cette méthode d'optimisation pour identifier des paramètres des régulateurs dans les chapitres suivants.

CHAPITRE III

**MACHINE ASYNCHRONE : MODELISATION ,
COMMANDE ET MODES D'ALIMENTATION**

INTRODUCTION

Avant de s'attaquer, aux chapitres suivants, au filtrage des harmoniques produits par des systèmes d'entraînement à vitesse variable à base de machine asynchrone, il faut étudier les différentes possibilités d'alimentation de celle-ci, lesquelles fixent les caractéristiques harmoniques des grandeurs électriques à la fois de sortie et d'entrée.

Le moteur asynchrone à cage offre l'intérêt d'une grande robustesse de son rotor due à l'absence de contacts électriques glissants. La plage de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Le moteur asynchrone permet la réalisation d'entraînement à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître.

Le principe de découplage entre le couple électromagnétique et le flux par la commande vectorielle permet de contrôler le couple de la même manière que le couple des machines à courant continu à excitation indépendante.

Ce chapitre comporte essentiellement quatre parties. La première est consacrée à la modélisation de la machine asynchrone en vue de la commande vectorielle. Ensuite, le principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté indirect, utilisée comme la commande de base de la machine asynchrone pour les différents modes de son alimentation, est brièvement rappelée.

Différents convertisseurs utilisés pour l'alimentation à tension et à fréquence variables sont:

- La cascade redresseur-onduleur: l'onduleur peut être soit un onduleur de tension, soit un onduleur de courant. L'examen de ces solutions fait l'objet de la troisième partie de ce chapitre.
- Le convertisseur direct dit cycloconvertisseur, qui construit ses tensions de sortie par un échantillonnage convenable des tensions d'entrée. La dernière partie est consacrée à cette alimentation avec les différentes méthodes de contrôle à logique de basculement.

Notons que toutes les simulations présentées dans ce chapitre sont réalisées par l'intermédiaire du logiciel SABER.

III.1 EQUATIONS DE PARK DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Le moteur à cage peut être modélisé par un bobinage triphasé court circuité dont l'axe de la première phase est repéré par l'angle électrique α par rapport à l'axe de la première phase statorique. Les équations des tensions des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques s'écrivent [Hau]:

$$\begin{aligned} [v_{sabc}] &= [R_s] [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rabc}] \} \\ [v_{rabc}] &= [R_r] [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [i_{sabc}] + [L_r] [i_{rabc}] \} \end{aligned} \quad (III.1)$$

avec:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}, \quad [M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

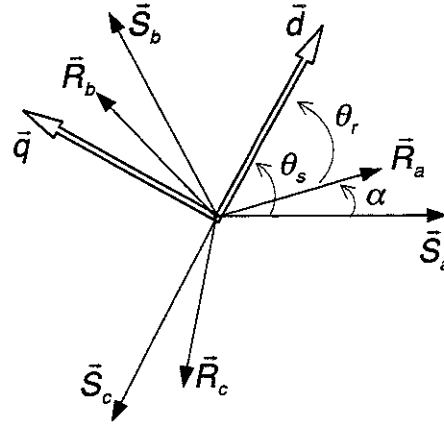


Fig.III.1: Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

En appliquant à l'équation III.1 la transformation de Park (II.13) dans laquelle l'angle θ_s pour le stator est remplacé par θ_r , pour le rotor, on constate que les coefficients du système d'équations de la machine deviennent indépendants de α . Fig.III.1 montre les systèmes d'axes dans l'espace électrique. On remarque que θ_s et θ_r sont naturellement liés à α par la relation:

$$\theta_s - \theta_r = \alpha \quad (III.2)$$

Si l'on considère que le système d'axe en quadrature d-q, choisi fixe par rapport au vecteurs flux rotorique et statorique tournant donc à la vitesse angulaire $\omega_s = d\theta_s/dt$, les équations de Park statorique et rotorique s'écrivent alors:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \quad (III.3)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \quad (III.4)$$

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - \omega_r \phi_{rq} = 0 \quad (III.5)$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + \omega_r \phi_{rd} = 0 \quad (III.6)$$

Où $\omega_r = d\theta_r/dt$ est la vitesse du système d'axe d-q par rapport au rotor. Les composantes d-q des flux rotorique et statorique sont des fonctions linéaires des composantes directes et en quadratures des courants rotorique (i_{rd}, i_{rq}) et statorique (i_{sd}, i_{sq}):

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

avec:

$$\begin{aligned} L_s &= I_s - M_s && \text{l'inductance cyclique statorique,} \\ L_r &= I_r - M_r && \text{l'inductance cyclique rotorique,} \\ L_m &= 3 / 2M_{sr} && \text{l'inductance mutuelle cyclique stator-rotor.} \end{aligned}$$

A partir de l'expression III.2 il se déduit par dérivation:

$$\omega_s - \omega_r = \frac{d\alpha}{dt} = \omega = p\Omega \quad (\text{III.8})$$

où Ω et p sont respectivement la vitesse angulaire du rotor et le nombre de paires de pôles de la machine.

Selon la stratégie adoptée pour le contrôle du couple, on utilise l'une des deux expressions du couple:

$$\begin{aligned} C_{em} &= p(\phi_{sd} \cdot i_{sq} - \phi_{sq} \cdot i_{sd}) \\ C_{em} &= p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) \end{aligned} \quad (\text{III.9})$$

III.2 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

III.2.1. Principe

La commande par orientation de flux consiste à contrôler le flux par la composante de l'axe directe du courant statorique et le couple par la composante en quadrature. Pour cela, il faut choisir un système d'axe d - q approprié et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

Selon l'orientation de l'axe d du système de référence d - q , il existe trois variantes de commande vectorielle, à savoir commande vectorielle:

- à flux statorique orienté,
- à flux magnétisant orienté,
- à flux rotorique orienté.

La suppression de l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et la meilleure dynamique du système sont les principaux avantages de la commande vectorielle à flux rotorique orienté par rapport aux autres variantes [Bos]. L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important mais en contre partie nécessite la connaissance de la constante

de temps rotoriques. Pour toutes ces raisons et dans le cadre de ce travail, la commande vectorielle à flux rotorique orienté est adoptée.

III.2.2. Commande vectorielle à flux rotorique orienté

Dans cette variante de la commande vectorielle, l’axe direct d est systématiquement aligné sur le vecteur flux rotorique tel que :

$$\begin{aligned}\phi_{rd} &= \phi_r \\ \phi_{rq} &= 0\end{aligned}\tag{III.10}$$

D’après III.5 et III.10, la composante i_{rd} du courant rotorique est toujours nulle si le flux rotorique est maintenu constant. L’évolution du flux rotorique est obtenue à partir des équations III.5-7 par :

$$\phi_r = \frac{L_m}{1 + \tau_r P} i_{sd}\tag{III.11}$$

avec $\tau_r = L_r / R_r$ la constante de temps rotorique. La simplification de III.(6 et 7) conduit à la détermination de la pulsation des grandeurs rotorique:

$$\omega_r = \frac{L_m}{T_r \phi_r} i_{sq}\tag{III.12}$$

Pour tout régime, le flux et le courant rotoriques restent en quadrature de sorte que l’évolution du couple suit celle de i_{rq} qui peut alors être contrôlé par i_{sq} puisque:

$$\begin{aligned}\phi_{rq} &= L_r i_{rq} + L_m i_{sq} = 0 \\ i_{rq} &= -\frac{L_m}{L_r} i_{sq}\end{aligned}\tag{III.13}$$

Ainsi, le couple électromagnétique d’après III.9 et III.13 devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \phi_r \cdot i_{sq}\tag{III.14}$$

Selon les équations III.11-14, le courant i_{sd} fixe le flux rotorique ϕ_r tandis que le couple électromagnétique C_{em} est contrôlé par la composante i_{sq} du courant statorique. Ainsi, on constate qu’il y a une proportionnalité entre la composante en quadrature du courant statorique (i_{sq}) et la pulsation ω_r d’une part et le couple électromagnétique C_{em} d’autre part.

Afin de reconstituer les variables i_{sd} et i_{sq} , il est nécessaire de connaître θ_s . En mesurant la vitesse angulaire du rotor (Ω) et en estimant ω_r par la relation III.12, θ_s s’obtient facilement par:

$$\theta_s = \int_0^t \omega_s dt \quad \text{avec} \quad \omega_s = \omega_r + p\Omega \quad \text{(III.15)}$$

Fig.III.2 montre que la structure de commande de la machine asynchrone est tout à fait semblable à celle de la machine à courant continu à excitation indépendante [Fai].

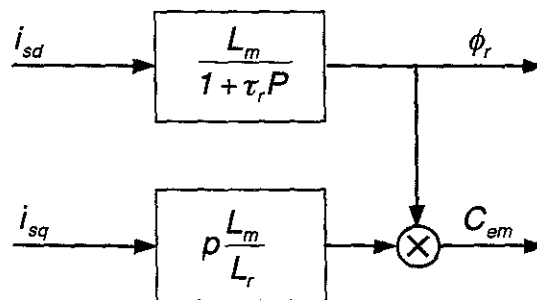


Fig.III.2 : Découplage entre le flux et le couple par orientation du flux rotorique

L’inconvénient majeur de la commande de la machine asynchrone par l’orientation du flux rotorique est que les performances de la machine peuvent être fortement dégradées avec la variation de ses paramètres tels que la résistance rotorique avec la température ou des inductances avec la saturation. Donc, une correction en ligne de ces paramètres est nécessaire pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptables. Dans le cadre de ce travail, on considère que tous les paramètres de la machine impliqués dans la commande vectorielle restent constants.

III.2.3. Valeurs nominales

Les applications numériques et les simulations ont été effectuées pour une machine asynchrone dont les valeurs nominales sont les suivantes:

Puissance	$P_n = 25 \text{ kW}$
Couple	$C_n = 160 \text{ Nm}$
Tension composée efficace à 50Hz	$V_n = 380 \text{ V}$
Vitesse mécanique	$\Omega_m = 1476 \text{ tr / m}$
Nombre de paires de pôles	$p = 2$

Les paramètres dans les conditions d'utilisation ont pour valeurs:

Résistance statorique	$R_s = 0.2 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 76 m\Omega$
Inductance cyclique statorique	$L_s = 59 mH$
Inductance cyclique rotorique	$L_r = 59 mH$
Inductance mutuelle cyclique	$L_m = 57.33 mH$
Moment d'inertie total	$J = 0.5 kg.m^2$
Frottement	$C_f = 0$
Coefficiente de dispersion	$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} = 0.056$
Constante de temps statorique	$\tau_s = \frac{L_s}{R_s} = 295 m.sec$
Constante de temps rotorique	$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} = 776 m.sec$

Afin de mettre en œuvre la commande vectorielle à flux rotorique orienté, la connaissance des valeurs nominales du flux rotorique et les composantes du courant statorique est indispensable. Pour ce faire, on choisit le modèle de la machine asynchrone de la Fig.III.3 dans lequel les fuites magnétiques sont totalisées au stator [Hau]. Ce modèle offre l'accès au principe de la commande vectorielle par la mise en évidence du courant i_{sd} générateur (à un coefficient près) du flux rotorique ϕ_r , et du courant i_{sq} au module duquel le couple est proportionnel.

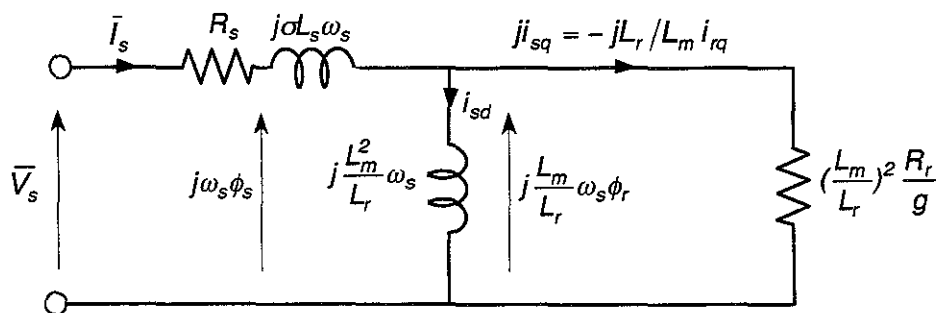


Fig.III.3 : Modèle de la machine asynchrone en ramenant les fuites au stator

L'expression de la tension aux bornes de l'inductance L_m^2/L_r montre bien que ϕ_r est proportionnel à i_{sd} :

$$\phi_r = L_m i_{sd} \tag{III.16}$$

En remplaçant ϕ_r par $L_m i_{sd}$ dans l'équation III.14 du couple électromagnétique, on trouve une nouvelle formule pour le couple :

$$C_{em} = pL_s(1 - \sigma)i_{sd} \cdot i_{sq} \quad (\text{III.17})$$

La valeur nominale du courant i_{sdn} produisant le flux rotorique ϕ_m en régime permanent peut être approchée par le courant absorbé à couple nul ($g = 0$). Prenons le schéma équivalent de la Fig.III.3 lorsque le glissement est nul :

$$i_{sdn} = \frac{V_{sn}}{R_s + j(\sigma L_s + \frac{L_m^2}{L_r})\omega_s} \quad (\text{III.18})$$

En négligeant la résistance statorique et compte tenu de la relation entre les grandeurs dans l’espace du temps et le repère d - q ($i_{dq} = I_{max} \sqrt{3/2}$), l’équation III.18 se simplifie telle que :

$$i_{sdn} = \frac{V_{sn}}{L_s \omega_s} = 20.5A \quad (\text{III.19})$$

ce qui conduit à la valeur nominale du flux rotorique (éq. III.16):

$$\phi_m = L_m i_{sdn} = 1.17Wb \quad (\text{III.20})$$

D’après l’équation III.17 et sachant que le couple nominal du moteur est de 160 Nm, la valeur nominale du courant, lorsque le flux rotorique est lui-même à sa valeur nominale, peut être déduite par la relation suivante :

$$i_{sq} = \frac{C_m}{pL_s(1 - \sigma)i_{sd}} = \frac{L_r C_m}{pL_m \phi_r} = 70.8A \quad (\text{III.21})$$

A partir des valeurs des composantes du courant statorique, on déduit la valeur efficace du courant statorique :

$$I_s = \frac{1}{\sqrt{3}}(\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}) = 43A \quad (\text{III.22})$$

Le diagramme vectoriel de la Fig.III.4 montre les grandeurs statoriques I_s , V_s dans le but du développement d’un couple contrôlé par les composantes i_{sd} et i_{sq} et pour une vitesse de synchronisme ω_s fixée.

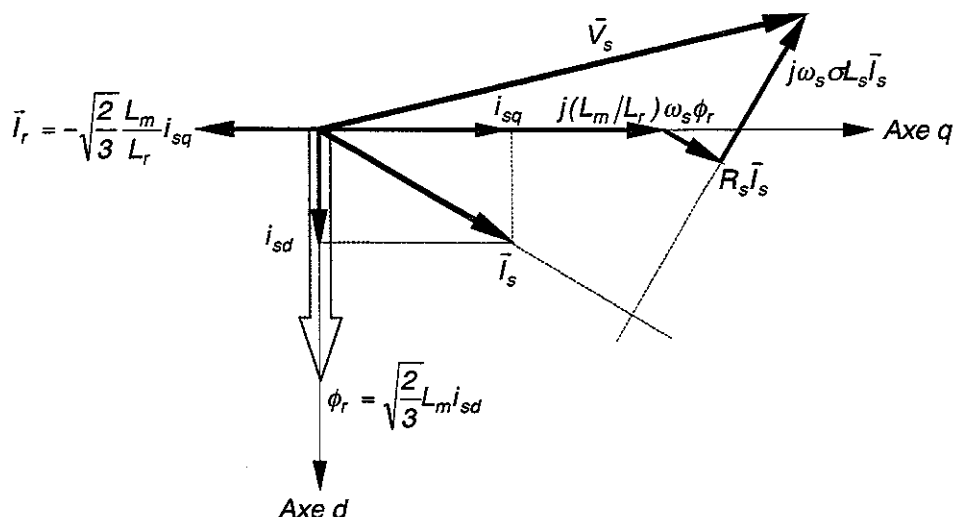


Fig.III.4 : Diagramme vectoriel du modèle avec l’alignement de l’axe d sur le flux rotorique.

III.3 MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR ONDULEUR DE TENSION

On choisit une alimentation du moteur asynchrone par onduleur de tension:

- dans le cas des machines de faible puissance pour lesquelles l’emploi d’onduleur à MLI (Modulation de largeur d’impulsions) est particulièrement bien adapté;
- dans le cas des machines de moyenne à forte puissance alimentées par un réseau de tension continue. On utilise alors des onduleur à GTO fonctionnant en MLI ou en pleine onde suivant que la fréquence de sortie est basse ou élevée;
- dans le cas des machines de moyenne à forte puissance alimentées par le réseau via un redresseur si la réversibilité de puissance est peu fréquente.

III.3.1 Machine asynchrone alimentée en tension et régulée en courant

Le schéma complet d’une régulation de vitesse de machine asynchrone alimentée en tension est donné sur la Fig.III.5. A partir des consignes du flux ϕ_r^* et du couple C_{em}^* , les composantes i_{ds}^* et i_{qs}^* sont calculées. L’orientation du repère lié au champ tournant est donnée par l’intégration de la pulsation statorique ω_s , selon l’équation III.15, obtenue par la loi d’autopiloteage $\omega_s = \omega_r + p\Omega$.

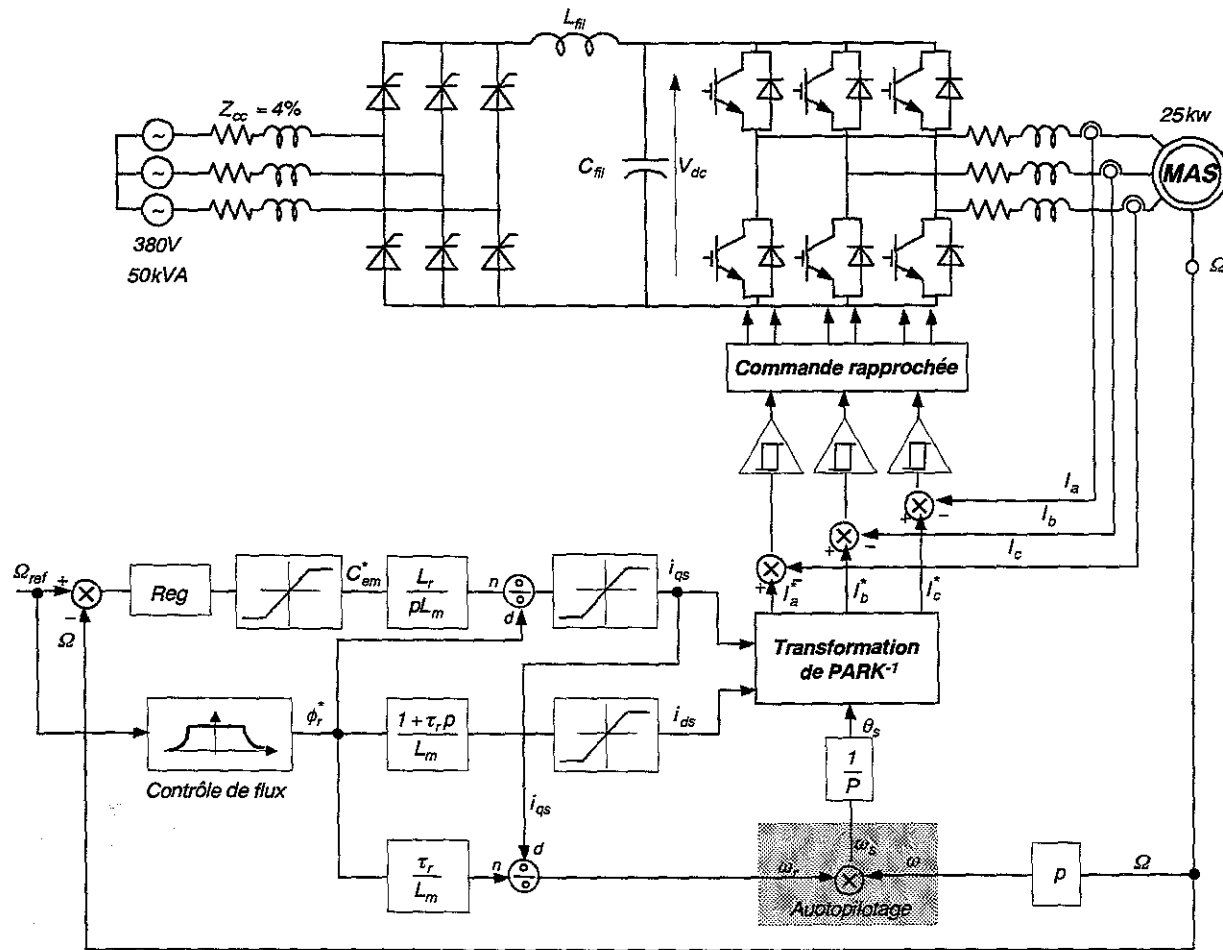


Fig.III.5 : Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée en tension et régulée en courant

On peut alors calculer les composantes triphasées des courants après la transformation inverse de PARK dans le repère lié au stator. Les courants sont alors reconstitués par un onduleur associé à un régulateur hystérésis.

La technique du contrôle des courants par hystérésis est largement employée à cause de sa simplicité. Elle permet de réaliser le découplage souhaité entre l’axe *d* et l’axe *q*. Malgré ses avantages, elle présente l’inconvénient d’une variation aléatoire de la fréquence de commutation des interrupteurs suivant les conditions de fonctionnement de la machine. Ce défaut la rend inapplicable pour les processus comportant des machines de grande ou de moyenne puissance [Fai] du fait de la basse valeur de la fréquence de commutation.

Le régulateur de vitesse peut être un régulateur du type *PI* mais dans ce cas les performances obtenues pour l’asservissement de vitesse sont en général assez médiocres. La structure *IP* anti-saturation (Anti-windup) de la Fig.III.6 a été choisie pour asservir la vitesse.

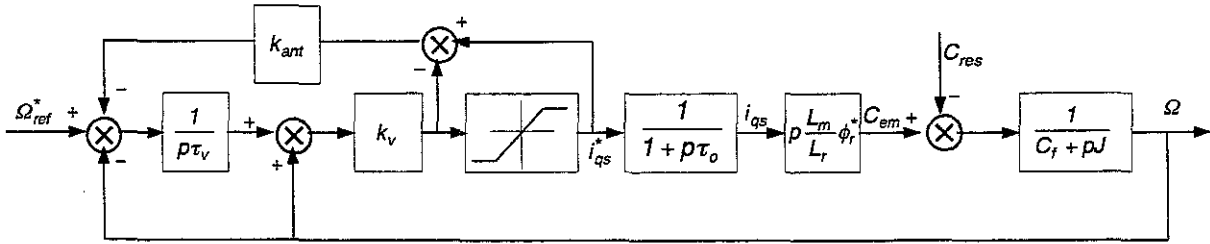


Fig.III.6 : Boucle de régulation de vitesse avec un régulateur *IP* anti-saturation

Où $\tau_o = 1/f_{moy}$ est la constante de temps de l’onduleur qui est inversement proportionnelle à la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs.

Etant donnée la complexité de l’expression de la fonction de transfert due à l’existence des blocs non-linéaires, il n’est pas possible de trouver explicitement les coefficients du régulateur. On applique la méthode d’Algorithme Génétique exposée au paragraphe II.3 pour trouver les coefficients du régulateur *IP* anti-saturation en minimisant $\varepsilon = \Omega_{ref} - \Omega$, l’écart entre la consigne de la vitesse et la réponse du système. Pour ce faire, la fonction objectif et le vecteur des paramètres à optimiser sont choisis sous les formes suivantes :

$$F_{obj} = \int_0^{\infty} t \cdot (\Omega_{ref} - \Omega)^2 \cdot dt \tag{III.23}$$

$$\text{vecteur} = [k_v \quad \tau_v \quad k_{ant}]$$

En minimisant la fonction objectif sous la contrainte de stabilité du système de la Fig.III.6, la réponse du système avec les paramètres ainsi optimisés est donnée sur la Fig.III.7 :

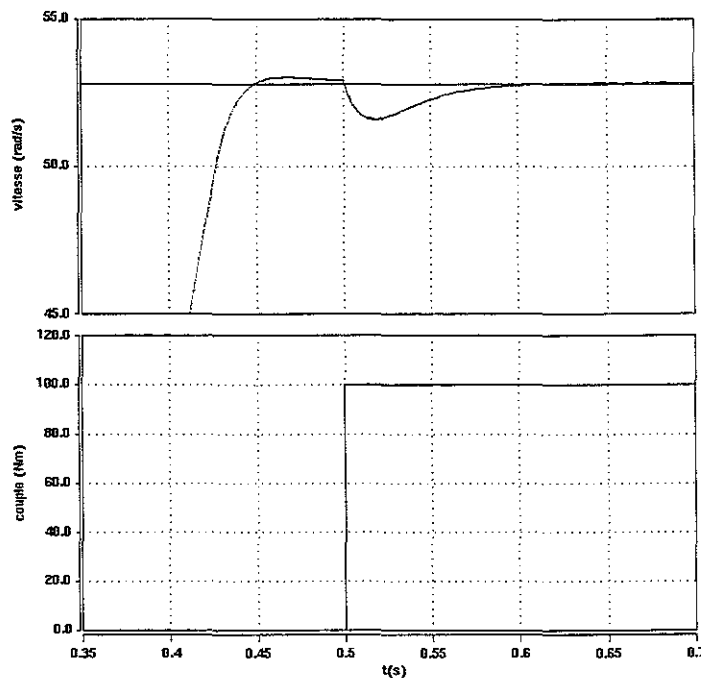


Fig.III.7 : Poursuite de consigne de vitesse avec et sans couple résistant (agrandissement)

III.3.1.1 Principe de contrôle des courants par Hystérésis

Fig.III.8 montre le principe de la technique de contrôle des courants par hystérésis. Il consiste à maintenir le courant généré dans une bande enveloppant le courant de référence. L'ordre de commutation des interrupteurs de chaque bras de l'onduleur est donné chaque fois que le courant de sortie touche l'enveloppe.

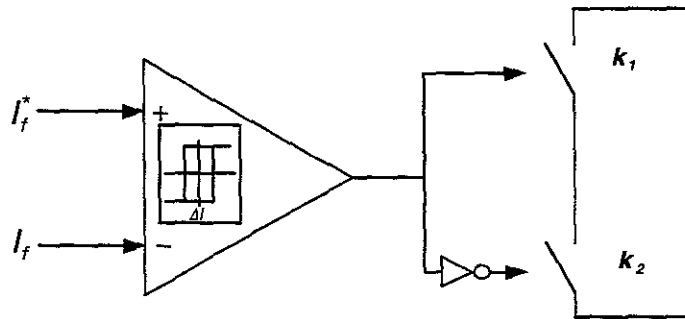


Fig.III.8: Schéma de principe de contrôle des courants par hystérésis

Cette technique peut être caractérisée par une bande d'hystérésis qui est le seul paramètre de contrôle de courant de chaque bras de l'onduleur. Une valeur importante de celle-ci se traduit, d'une part, à une erreur importante entre le courant de référence et le courant de sortie et, d'autre part, à une fréquence moyenne de commutation plus faible. La simplicité de la mise en œuvre de cette stratégie est son avantage tandis que la fréquence de commutation variable peut être son inconvénient. Celui-ci peut être remédié par une autre version de contrôle à hystérésis avec une fréquence de commutation fixe [Aka.85]. Dans ce cas le courant de sortie peut dépasser l'enveloppe $i_{ref}^* \pm \Delta i$. Fig.III.9 montre le contrôle du courant de l'onduleur ainsi que la bande de contrôle par hystérésis.

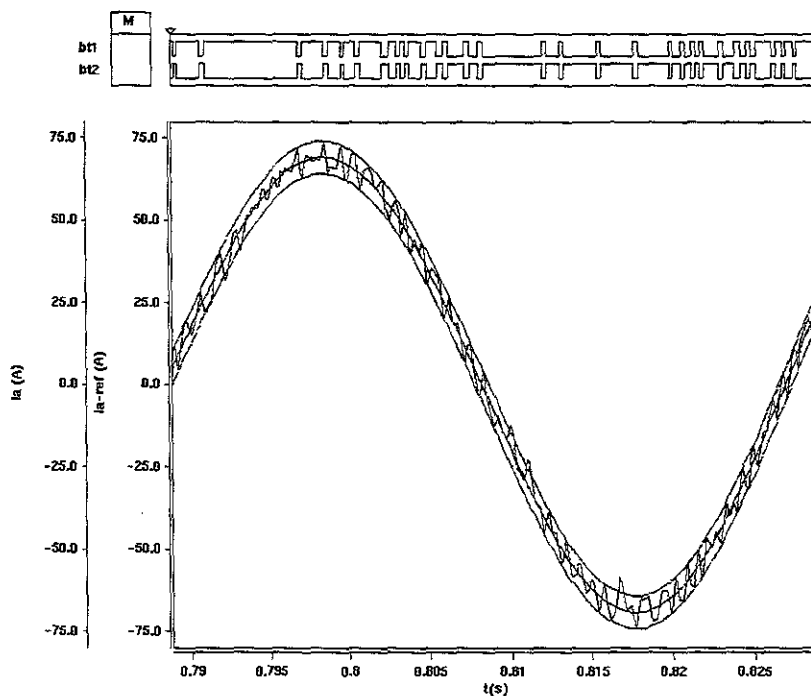
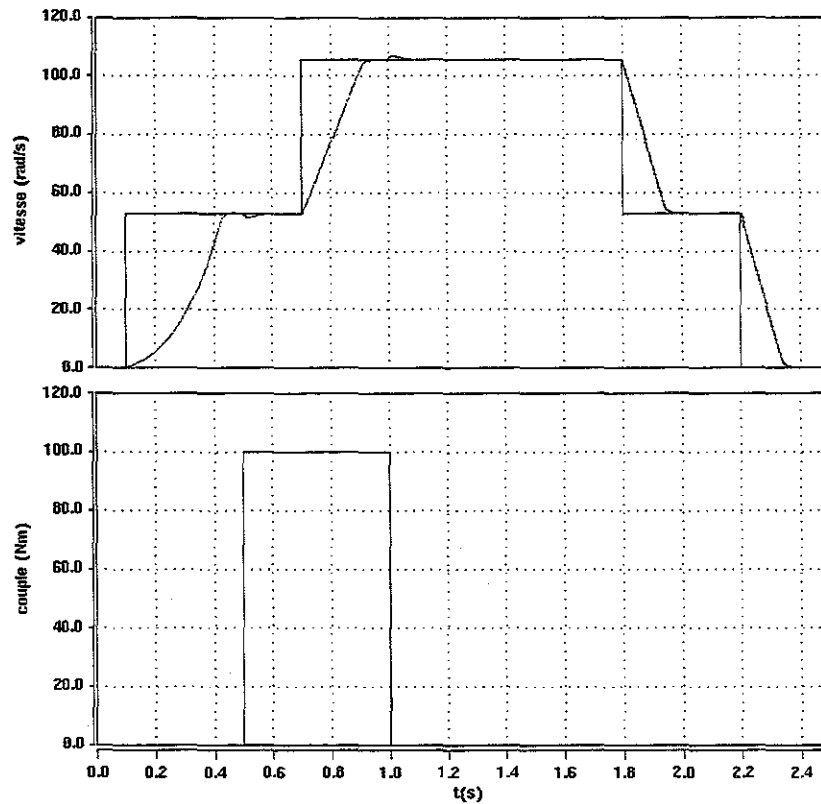


Fig.III.9 : Contrôle du courant de l'onduleur par hystérésis

Afin de vérifier l’efficacité de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension et régulée en courant, le comportement de la machine asynchrone suite à un changement brutal de son couple résistant est vérifié par les Fig.III.10-11. On peut y constater que la vitesse de la machine suit bien sa consigne avec et sans couple résistant.



FigIII.10 :Poursuite de consigne avec et sans couple résistant

Limiter de la composante du courant statorique i_{sq}^* , qui correspond au couple électromagnétique du moteur, a pour but d’empêcher le courant statorique de dépasser sa valeur nominale, ce qui a, bien évidemment, une influence directe sur la dynamique du système comme le montre la Fig.III.11.

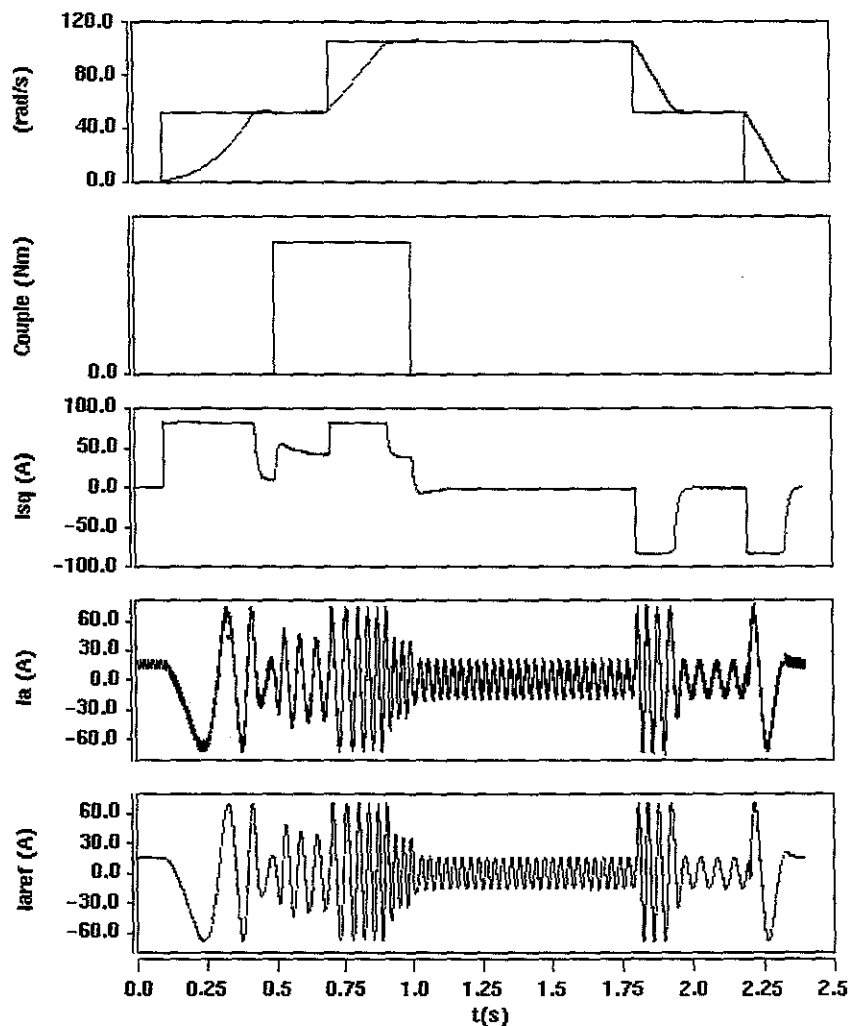


Fig.III.11 : Du haut en bas : le cycle de vitesse, couple résistant, composante de l’axe q du courant statorique, courant de phase a du stator, courant de référence de phase a.

III.3.2 Machine asynchrone alimentée en tension et régulée en tension

Le paragraphe III.2.2 et la Fig.III.2 présentent la stratégie adoptée pour découpler les commandes du flux et du couple électromagnétique. Cette méthode montre la dépendance de ces deux grandeurs vis à vis des composantes i_{ds} et i_{qs} du courant statorique. Pour imposer ces composantes, on a le choix entre une alimentation en courant, comme on l’a vu précédemment, et une alimentation en tension.

En choisissant l’alimentation en tension, le schéma bloc de la Fig.III.12 donne le modèle de la machine asynchrone commandée par orientation du flux rotorique d’après les équations III.24 :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s i_{ds} + \sigma L_s P i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + \sigma L_s P i_{qs} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds}
 \end{aligned}
 \tag{III.24}$$

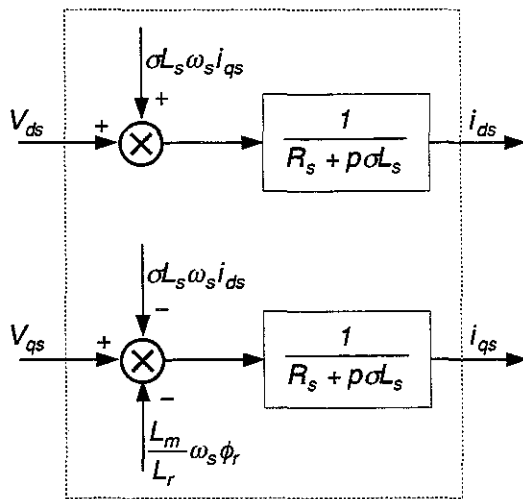


Fig.III.12 : Modèle de la machine alimentée en tension

On peut constater l’influence des composantes statoriques de tension V_{ds} et V_{qs} à la fois sur i_{ds} et i_{qs} . Les termes $\omega_s \sigma L_s i_{qs}$, $\omega_s L_m / L_r \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds}$ correspondent aux termes de couplage entre les axes d - q .

Afin de défaire le couplage entre les grandeurs des axes d - q , une méthode classique de compensation [Fai] à été choisie. Cette solution consiste à faire la régulation des courants en supprimant les termes de couplage. Pour ce faire, ces derniers sont rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d’obtenir des tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* comme le montre la Fig.III.13.

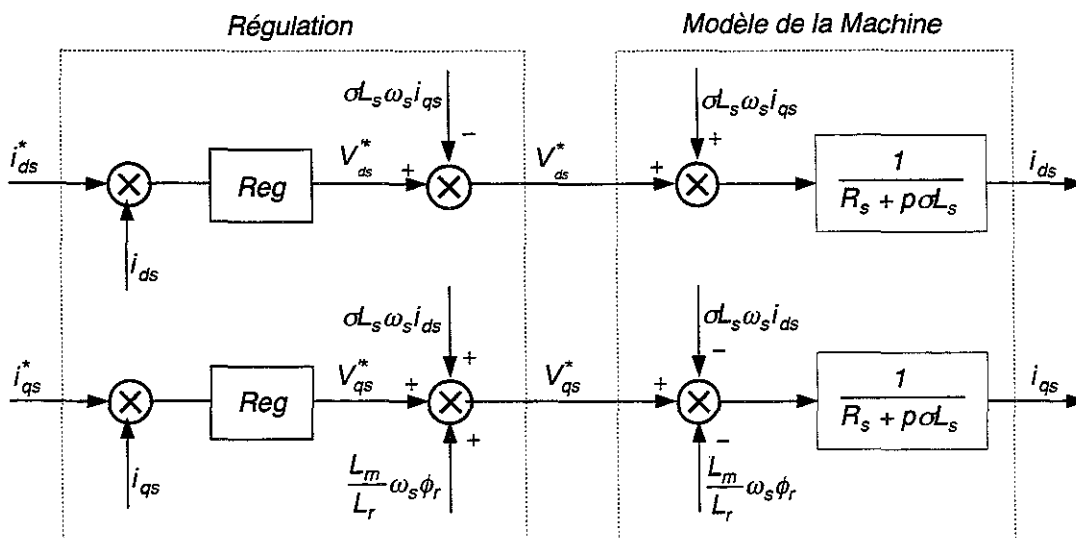


Fig.III.13 : Découplage par la méthode de compensation conventionnelle

L’adoption de cette méthode de découplage dite " statique " ne résout pas le problème de savoir si le terme de couplage compensé doit être en fonction du courant mesuré ou de celui de référence. Il existe une autre variante de découplage dite "dynamique" qui résout ce problème, mais dans le but de connaître le courant d’entrée de l’ensemble convertisseur-machine et pour des raisons de simplicité, nous avons retenu la méthode de compensation conventionnelle.

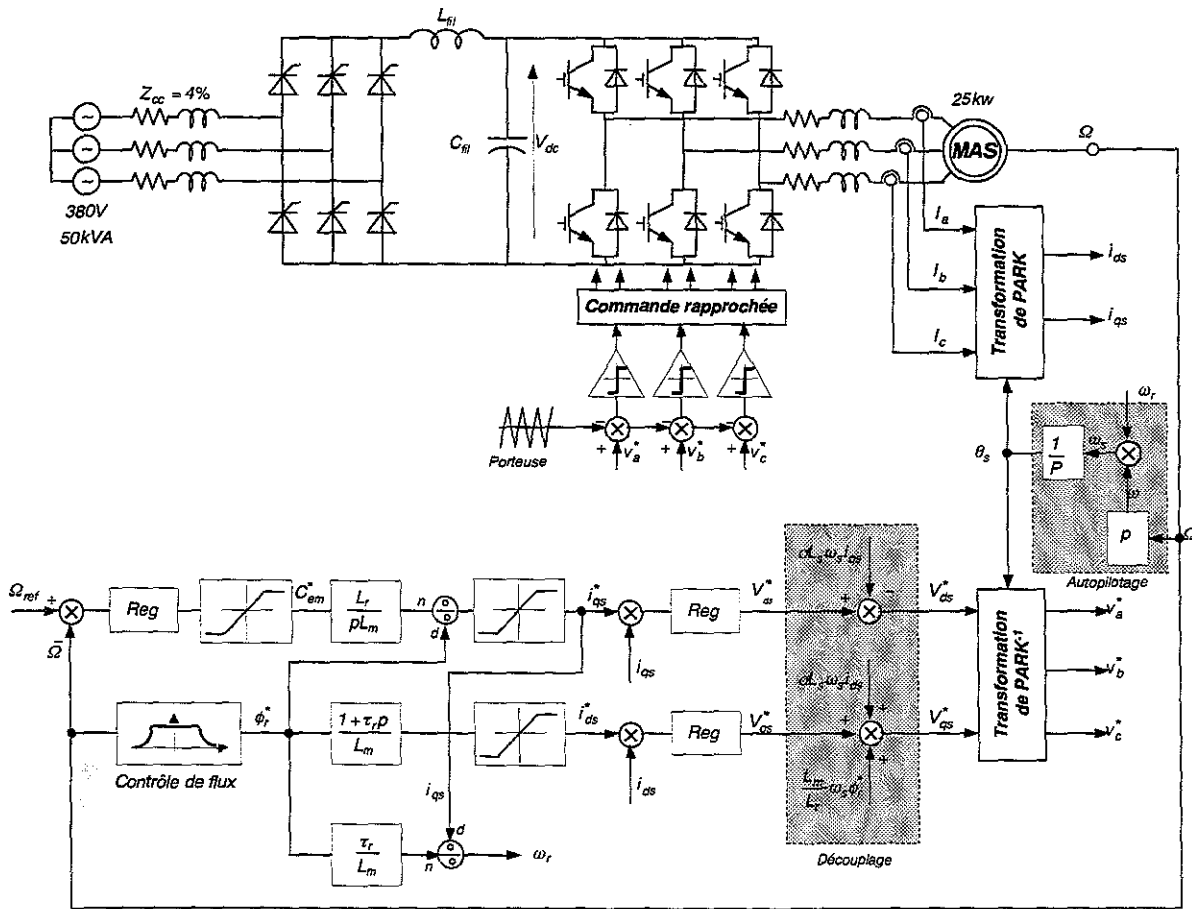


Fig.III.14 : Schéma global de la régulation de vitesse de la machine asynchrone alimentée en tension et réglée en tension

Le schéma global de la régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée en tension avec le découplage est donné sur la Fig.III.14. Comme il est montré, le couple est limité de façon symétrique de manière à ne pas dépasser le couple accélérateur maximal admissible par la machine et le courant maximal admissible par l’onduleur. Ces limites ont été calculées au paragraphe III.2.3. Pour ce type d’alimentation, la technique de MLI à échantillonnage naturel est employée.

III.3.2.1 Onduleur de tension à MLI

La MLI à échantillonnage naturel est réalisée par comparaison d’une modulante basse fréquence ou le signal de référence à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire (Fig.III.15). Les instants de commutation sont déterminés par les points d’intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la fréquence de porteuse [Seg].

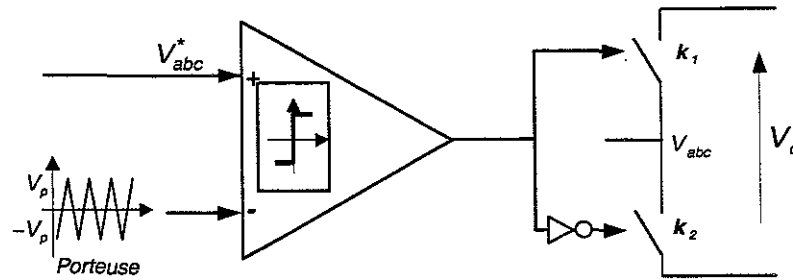


Fig.III.15: Schéma de principe de l'onduleur à MLI

Comme il est montré sur la Fig.III.13, un régulateur fournit la tension de référence (modulante) à partir de l'écart entre le courant de référence et le courant de sortie de l'onduleur.

Si la référence V_{abc}^* est sinusoïdale, on définit les grandeurs suivantes:

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de porteuse sur la fréquence de référence $m = f_p / f_{ref}$;
- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de porteuse $r = V_{abc}^* / V_p \leq 1$.

La modulation est synchrone si m est entier et asynchrone dans le cas contraire. Lorsque la tension de référence varie continuellement, comme dans la commande vectorielle de la machine asynchrone, la modulation est asynchrone si la fréquence de porteuse est maintenue constante.

Si l'on suppose la tension de référence de phase "a" sous la forme:

$$V_a^*(t) = V_{am} \cdot \sin(\omega_s t - \alpha) \quad (\text{III.25})$$

et acceptons l'hypothèse simplificatrice d'un grand indice de modulation ($f_p \gg f_s$), ce qui nous permet de considérer la tension de référence constante sur un triangle du signal de porteuse, alors on peut déduire une valeur approchée du fondamental de la tension V_{fa} :

$$V_{fa}(t) = \frac{V_c}{2} \cdot \frac{V_{am}}{V_p} \cdot \sin(\omega_s t - \alpha) = \frac{V_c}{2} \cdot r \cdot \sin(\omega_s t - \alpha) \quad (\text{III.26})$$

Ce résultat montre une chute de la tension de 21,46% par rapport à l'onde entière où $V_{fam} = 2V_c \cdot r / \pi$. En utilisant la même hypothèse, la valeur approchée des harmoniques de tension à la sortie de l'onduleur de tension est donnée par l'expression suivante [Dav]:

$$V_m(t) = \frac{V_c}{2} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} b_h(t) \cdot \cos(h\omega_p t) \quad (\text{III.27})$$

$$b_h(t) = \frac{4}{h\pi} \cdot \sin\left[h \cdot \frac{\pi}{2} \cdot (1 - r \cdot \sin(\omega_s t - \alpha))\right]$$

Les remarques suivantes sur les tensions harmoniques peuvent être faites:

- L'augmentation de m repousse les premiers harmoniques non nuls de la tension de sortie vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage de ceux-ci. Mais, m est limité par le temps de commutation des interrupteurs de l'onduleur et donc par la largeur minimale des impulsions.
- En modulation synchrone, si m est impair, l'alternance négative de la tension de sortie reproduit au signe près son alternance positive. Le développement en série de Fourier de celle-ci ne comporte que des harmoniques impairs. Au contraire, si m est pair, le spectre harmonique contient des harmoniques pairs et impairs et même une composante continue.
- Si m , dans le cas de modulation synchrone, est multiple de trois, les harmoniques multiples de 3 vont être supprimés.

III.3.1.2 Boucles des régulations de courant et de vitesse

Le schéma du contrôle des courants de la commande vectorielle après l'application de découplage se réduit à deux boucles de courant distinctes similaires comme le montre la Fig.III.16 :

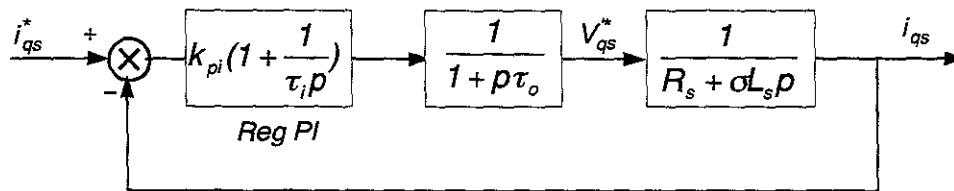


Fig.III.16 : Boucle de courant après découplage

où τ_o représente le retard de l'onduleur. Selon la méthode générale de synthèse des régulateurs, on a choisi $\tau_i = \sigma\tau_s$ afin de supprimer le pôle du système le plus lent. La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par le système du second ordre suivant:

$$G_i(p) = \frac{\omega_i^2}{p^2 + 2\xi_i\omega_i p + \omega_i^2}$$

$$\omega_i = \sqrt{\frac{k_{pi}}{R_s\tau_i\tau_o}} \tag{III.28}$$

$$\xi_i = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s\tau_i}{k_{pi}\tau_o}}$$

Afin d'avoir une réponse rapide de poursuite avec un dépassement minimum tout en conservant la stabilité du système, le coefficient d'amortissement est choisi $\xi = 0.7$, ce qui donne:

$$k_{pi} = \frac{R_s\tau_i}{4\xi_i^2\tau_o} \tag{III.29}$$

Le schéma en bloc du contrôle de vitesse est donné sur la Fig.III.17.

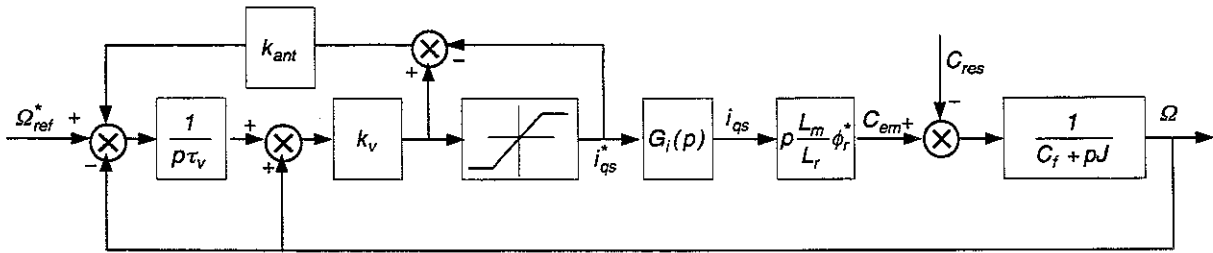


Fig.III.17: Boucle de régulation de vitesse avec un régulateur *IP* anti-saturation

où $G_i(p)$ est la fonction de transfert du courant donné par l'éq.III.28.

De la même façon que l'on a expliqué précédemment, on applique la méthode de l'Algorithme Génétique pour trouver les paramètres des régulateurs de vitesse. Il faut noter que les régulateurs du type *IP* anti-saturation et *PI* sont choisis pour l'asservissement de la vitesse et du courant respectivement. La fonction objectif et le vecteur des paramètres à optimiser sont choisis sous les formes suivantes :

$$F_{obj} = \int_0^{\infty} t \cdot (\Omega_{ref} - \Omega)^2 \cdot dt \tag{III.30}$$

$$\text{vecteur} = [k_v \quad \tau_v \quad k_{ant}]$$

Pour vérifier l'efficacité de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension, le comportement de la machine asynchrone subissant un échelon de couple égal à 100N.m est étudié sur les Fig.III.18 et 19. On peut y constater la bonne poursuite de vitesse avec et sans couple résistant.

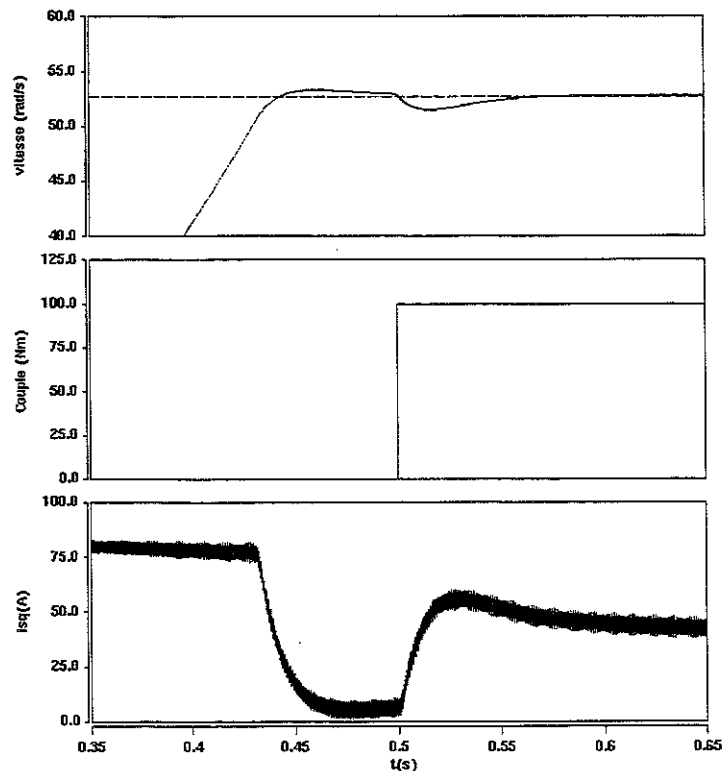


Fig.III.18 : poursuite de consigne de vitesse avec et sans couple résistant

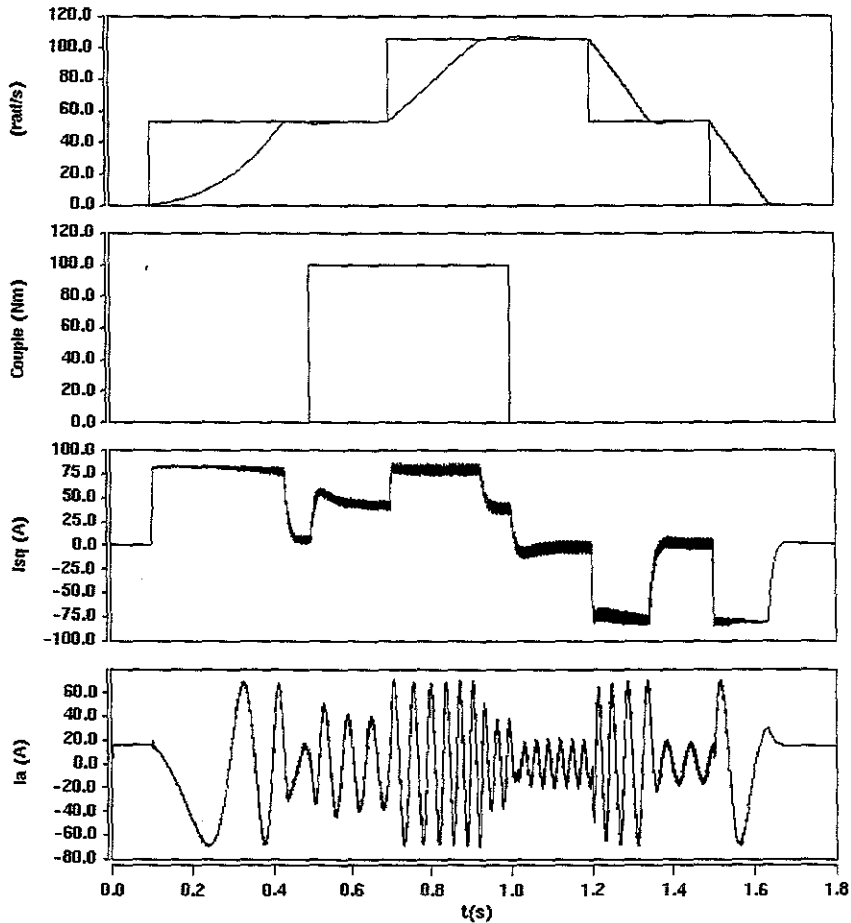


Fig.III.19 : Du haut en bas : le cycle de vitesse, couple résistant, composant de l’axe q du courant statorique, courant de phase a du stator.

III.4 MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR ONDULEUR DE COURANT

L’emploi d’un onduleur de courant dans le cas où celui-ci est alimenté par un redresseur, à thyristors de préférence, présente l’avantage de faciliter la réversibilité de puissance ainsi que de s’autoprotéger contre le courant de court-circuit par l’inductance de lissage. L’inconvénient de celui-ci est que l’inductance de la machine s’oppose aux brusques variations du courant lors des commutations et que les surtensions générées doivent être absorbées par des condensateurs (Fig.III.20).

On utilise l’onduleur de courant pour les entraînements de moyenne et forte puissance alimentés par redresseur et ne nécessitant pas une très grande fréquence de commutation. Pour les moteurs alimentés à faible fréquence fonctionnant à basse vitesse, on peut utiliser la commande à MLI.

III.4.1 Onduleur de courant à MLI

Les mêmes techniques MLI de l’onduleur de tension peuvent être utilisées pour l’onduleur de courant. Cependant, il y a deux différences essentielles [Bon]:

- L’étude de la MLI pour une phase de l’onduleur de courant ne peut plus être transposée à l’ensemble des trois phases. En effet, les commutations se font entre les trois interrupteurs

La source de courant est réalisée par un redresseur relié au réseau et une inductance de lissage. Le réseau est modélisé par une source de tension triphasée et son impédance de court-circuit. La valeur du courant de la source continue peut être maintenue constante par un régulateur du type PI (proportionnel-intégral). La référence de courant de l’inductance de lissage s’obtient à partir de la valeur maximum du courant statorique en tenant compte du courant maximum absorbé par la capacité C. Fig.III.21 montre la boucle de régulation de courant de l’inductance de lissage.

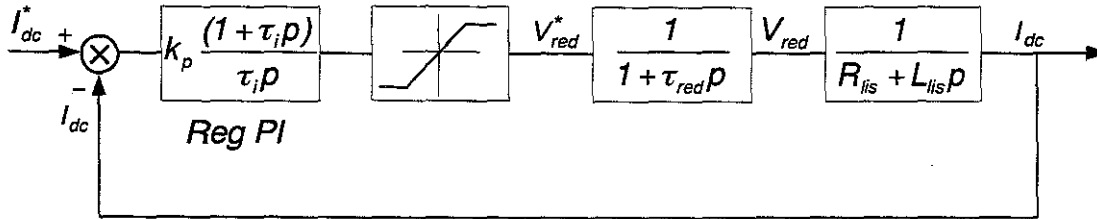


Fig.III.21: Boucle de régulation de courant de l’étage continu

Où L_{lis} , R_{lis} sont l’inductance et la résistance de l’inductance de lissage et $\tau_{red} = 2\pi / (12\omega_{res}) = 1.67m.sec$ est la constante de temps moyenne du redresseur à thyristors. Comme on a vu précédemment, utilisant la méthode générale de synthèse des régulateurs, on supprime le pôle le plus lent ce qui impose $\tau_i = L_{lis} / R_{lis}$. Cela aboutit à une fonction de transfert de courant en boucle fermée du second ordre:

$$G_i(p) = \frac{\omega_i^2}{p^2 + 2\xi_i\omega_i p + \omega_i^2}$$

$$\omega_i = \sqrt{\frac{k_p}{R_{lis}\tau_i\tau_{red}}}$$

$$\xi_i = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{lis}\tau_i}{k_p\tau_{red}}}$$
(III.31)

Afin d’avoir une réponse avec un dépassement minimum, le coefficient d’amortissement est choisi $\xi = 0.7$, ce qui donne:

$$k_{pi} = \frac{R_{lis}\tau_i}{4\xi_i^2\tau_{red}} = \frac{L_{lis}}{4\xi_i^2\tau_{red}}$$
(III.32)

Pour que les trois courants de la sortie de l’onduleur soient identiques à $T_p/3$ et $2T_p/3$ près, ce qui supprime les harmoniques multiples de trois des courants, il faut que l’indice de modulation m soit un multiple impair de 3. La Fig.19 montre la fréquence de porteuse f_p en fonction de la fréquence de courant de référence f_s . Comme il peut être constaté sur la Fig.III.22, la fréquence de la porteuse se limite dans une fourchette de 2 à 4kHz. En effet, la modulation devient asynchrone pour les fréquences de f_s inférieures à 2.5Hz.

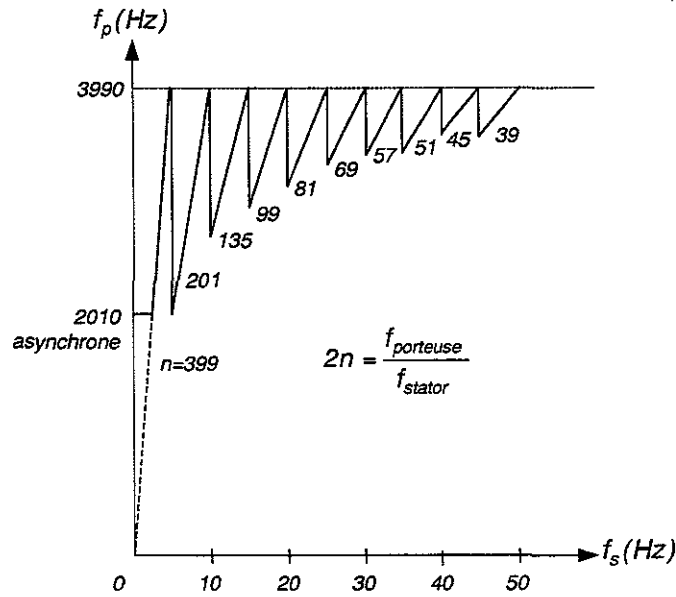


Fig.III.22 : Fréquence de porteuse en fonction de la fréquence du courant de stator

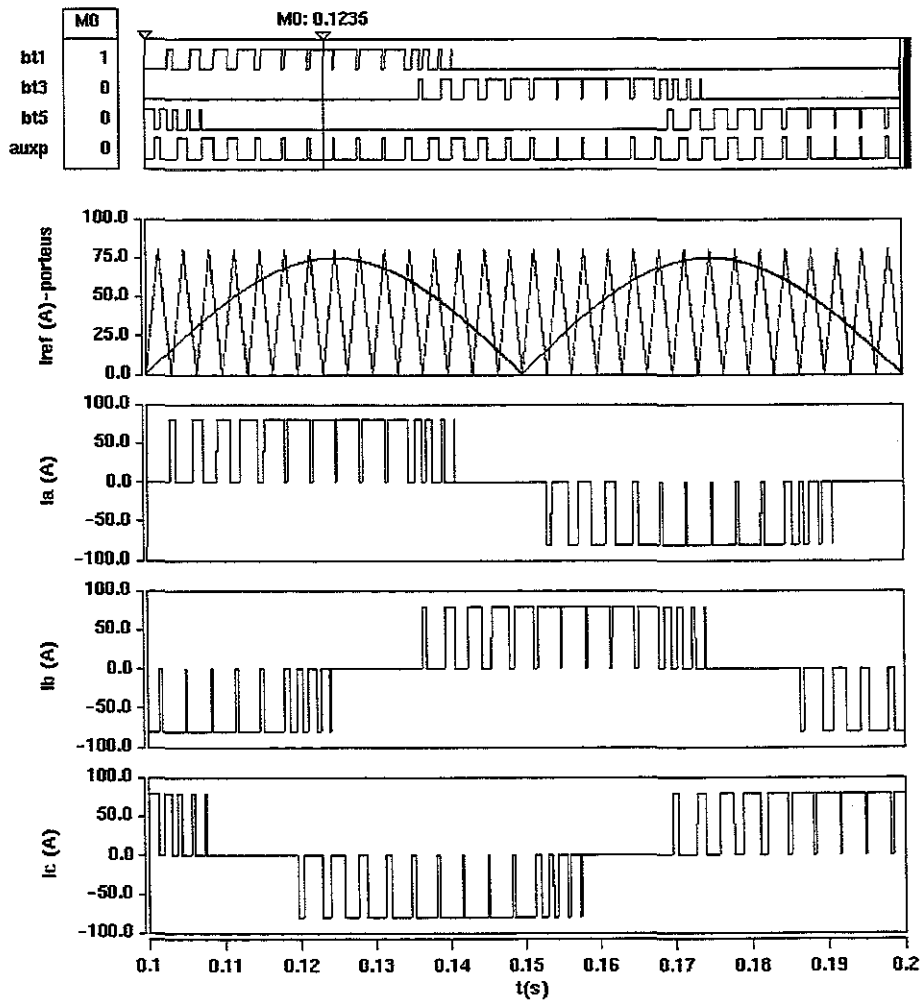


Fig.III.23 : Commande des interrupteurs supérieurs et les courants de sortie de l’onduleur de courant à MLI

Fig.III.23 donne les signaux de commande des interrupteurs supérieurs de l’onduleur de courant à MLI ainsi que les courants de sortie de l’onduleur. Les commandes sont issues de l’intersection de deux signaux de contrôle, une porteuse triangulaire à fréquence variable et un signal de référence (l’indice de modulation $m=15$). Afin de maintenir la continuité du courant continu, un autre bras est ajouté à l’onduleur de courant dont les deux interrupteurs doivent être mis en conduction dans le cas où aucun des interrupteurs du demi pont haut ou bas ne conduit.

Un banc de condensateurs, monté en étoile, est branché aux bornes du moteur asynchrone. Le point étoile des condensateurs est relié au point milieu d’un bras auxiliaire afin de supprimer la surtension aux bornes des condensateurs et du moteur. La tension aux bornes de chaque condensateur est contrôlée par un GTO principal et deux GTO auxiliaires [Non]. L’onduleur de courant débite sur un récepteur de tension, ce qui est sa destination normale car on respecte ainsi l’opposition des sources. Les condensateurs ainsi placés ont deux effets bénéfiques :

- en s’opposant aux brusques variations de la tension à leurs bornes, elles limitent les surtensions aux bornes du moteur ;
- en offrant un chemin de moindre impédance aux harmoniques de courant produits par l’onduleur, elles réduisent les courants harmoniques dans le moteur.

Afin de déterminer la valeur de la capacité, il faut veiller à ce qu’aucun harmonique ne soit trop proche d’une fréquence de résonance sous peine de faire apparaître aux bornes des condensateurs et du moteur des surtensions anormales. En effet, le schéma monophasé équivalent du moteur asynchrone (Fig.III.24) avec le condensateur connectée à ses bornes peut être utilisé pour déterminer la valeur de C.

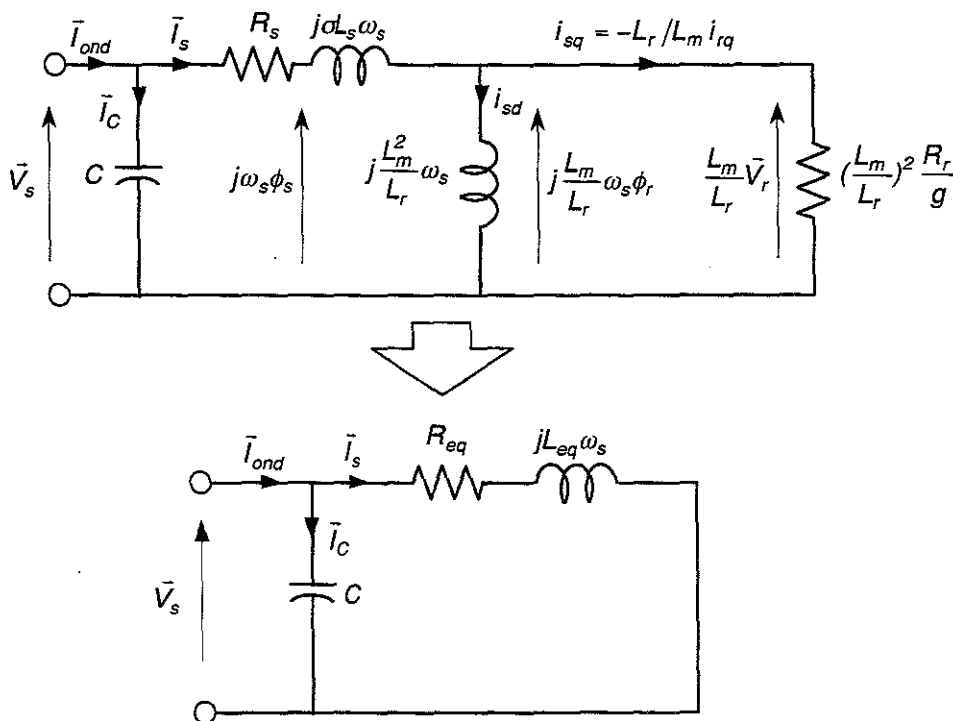


Fig.III.24: Schéma monophasé équivalent du moteur en présence de capacité C

La fréquence de résonance de ce circuit est:

$$\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{L_{eq}C}} \quad (III.33)$$

où:

$$L_{eq} = \frac{\sigma L_s L_r^2 + L_s \frac{R_r^2}{\omega_r^2}}{L_r^2 + \frac{R_r^2}{\omega_r^2}} \quad (III.34)$$

et:

$$R_{eq} = \frac{R_s (L_r^2 + \frac{R_r^2}{\omega_r^2}) + L_m^2 \frac{R_r}{\omega_r} \omega_s}{L_r^2 + \frac{R_r^2}{\omega_r^2}} \quad (III.35)$$

Les équations III.34 et 35 montrent que les valeurs de la résistance et de l'inductance équivalente du moteur dépendent de la pulsation du rotor ω_r , donc du couple. Compte tenu de la valeur maximale obtenue pour le courant i_{sq} (III.21), dans la zone ϕ_r constante (III.20) et de la loi d'autopilotage, les variations du glissement, de l'inductance et de la résistance équivalente du moteur sont limitées par:

$$-\frac{L_m}{T_r \phi_r} i_{sq} \leq \omega_r \leq \frac{L_m}{T_r \phi_r} i_{sq} = 4.47 \text{ rad / sec} \quad (III.36)$$

D'où :

$$\begin{aligned} 7.57 \text{ mH} &\leq L_{eq} \leq 59 \text{ mH} \\ 0.2 \Omega &\leq |R_{eq}| \leq 4.85 \Omega \end{aligned} \quad (III.37)$$

Le choix de la capacité C revient à trouver un compromis entre la qualité de filtrage des courants harmoniques à fréquence élevée due aux commutations de l'onduleur et du courant dérivé dans la branche capacitaire. On considère, en fait, la fréquence minimum de l'onduleur à MLI sur la Fig.III.22, c'est-à-dire $f_{ond_{min}} = 2 \text{ kHz}$. La relation suivante peut satisfaire les contraintes déjà citées:

$$3\omega_{s_{max}} \leq \left[\omega_{res_{min}} \leq \omega_{res} \leq \omega_{res_{max}} \right] \leq \frac{1}{3} \omega_{ond_{min}} \quad (III.38)$$

d'où:

$$\begin{aligned} 2\pi \cdot 150 &\leq \frac{1}{\sqrt{L_{eq_{max}}C}} \Rightarrow C \leq 20 \mu\text{F} \\ \frac{1}{\sqrt{L_{eq_{min}}C}} &\leq \frac{2\pi \cdot 2000}{3} \Rightarrow C \geq 7.5 \mu\text{F} \end{aligned} \quad (III.39)$$

Tenant compte du fait que la fréquence moyenne de porteuse est généralement supérieure à 2kHz et que le moteur fonctionne sous la fréquence nominale, nous choisissons $C = 20 \mu F$. Plus la valeur de C tend vers le haut de la fourchette plus le filtrage des harmoniques des courants est efficace. Cependant, il faudrait surveiller le courant absorbé par la capacité :

$$I_c = j\omega_s C V_s \tag{III.40}$$

Cette relation donne un courant important pour les valeurs élevées de C , ce qui produit une erreur importante au niveau de la régulation de courant du moteur. Pour palier ce problème, il faut tenir compte du courant absorbé par C dans le courant de référence de l’onduleur ou bien employer une méthode de contrôle qui permet de réguler le courant du moteur tout en assurant la stabilité, une bonne dynamique et un bon amortissement au système. Cette déviation de courant de l’onduleur est montrée sur la Fig.III.25.

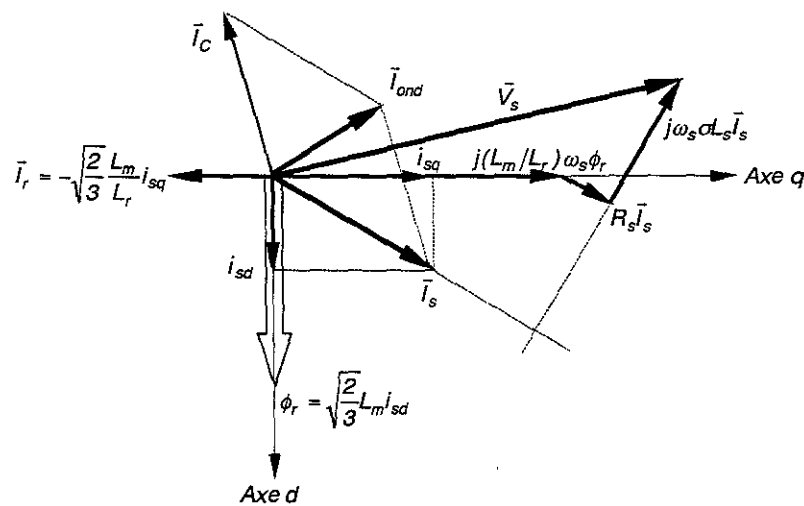


Fig.III.25: Diagramme vectoriel du courant du stator, du condensateur et de l’onduleur

III.4.1.1 Elaboration des courants de référence

Le circuit de la Fig.III.26 donne le circuit équivalent vu par condensateur relié aux bornes du moteur asynchrone.

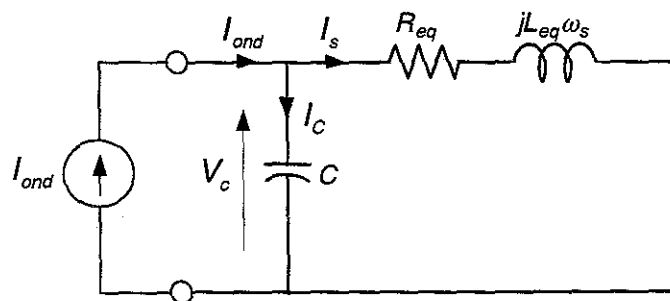


Fig.III.26: Schéma monophasé équivalent de l’onduleur-capacité-moteur

La résistance équivalente du moteur étant faible et variable en fonction de la pulsation du rotor, le système est très peu amorti et par conséquent une résonance parallèle entre la capacité C et l’inductance équivalente du moteur L_{eq} , qui est à son tour variable en fonction de ω_r , peut être

excitée par l'onduleur. L'élaboration des courants I_{ond} à générer doit tenir compte de la présence du circuit ($L_{eq}C$). La fonction de transfert du courant du moteur est donnée par l'expression suivante:

$$\frac{I_s}{I_{ond}} = \frac{\omega_o^2}{p^2 + \frac{\omega_o}{Q_o}p + \omega_o^2} \quad (III.41)$$

avec:

$$917 < \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{eq}C}} < 2576 \text{ rad / s}$$

$$4.72 < Q_o = \frac{1}{R_{eq}} \sqrt{\frac{L_{eq}}{C}} < 271$$

Le diagramme de Bode de cette fonction de transfert est donné sur la Fig.III.27. Il montre la plage de variation de fréquence de résonance en fonction de la pulsation rotorique. Le système est très peu amorti dans la plage de variation de facteur de qualité du système du second ordre.

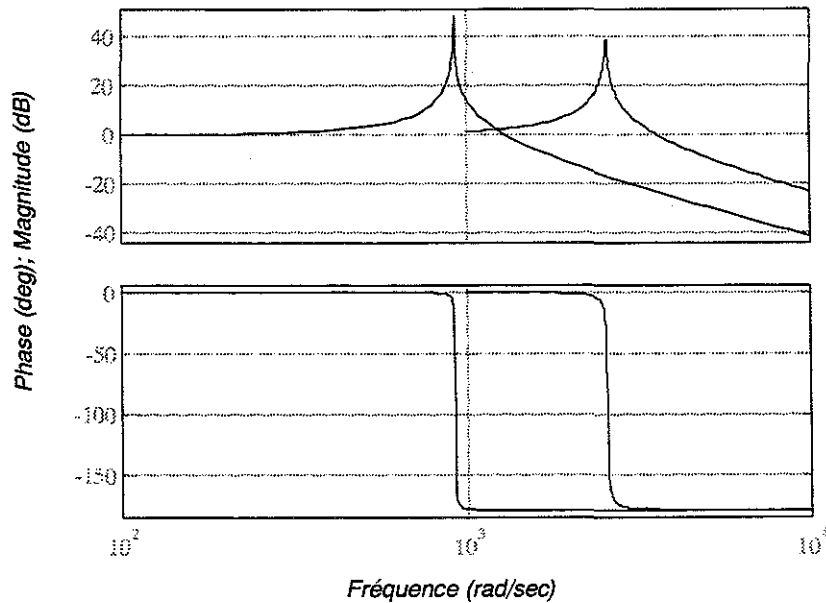


Fig.III.27: Diagramme de Bode du circuit de résonance avec un faible amortissement

La méthode retenue pour augmenter le coefficient d'amortissement, sans utiliser une résistance supplémentaire dans le circuit du stator pour éviter des pertes Joule, consiste à ajouter un terme proportionnel à la dérivé du courant du moteur dans le signal de référence [Hay]. D'après cette méthode, le courant de référence d'onduleur, qui va être comparé à la porteuse, devient:

$$\begin{aligned} I_{ond}^* &= I_s^* + k_1(I_s^* - I_s) - k_2(L_{eq}p + R_{eq}) \\ I_{ond}^* &= I_s^* + k_1(I_s^* - I_s) - k_2V_c \end{aligned} \quad (III.42)$$

Selon l'équation III.42, le circuit d'asservissement du courant du moteur est présenté par la Fig.III.28.

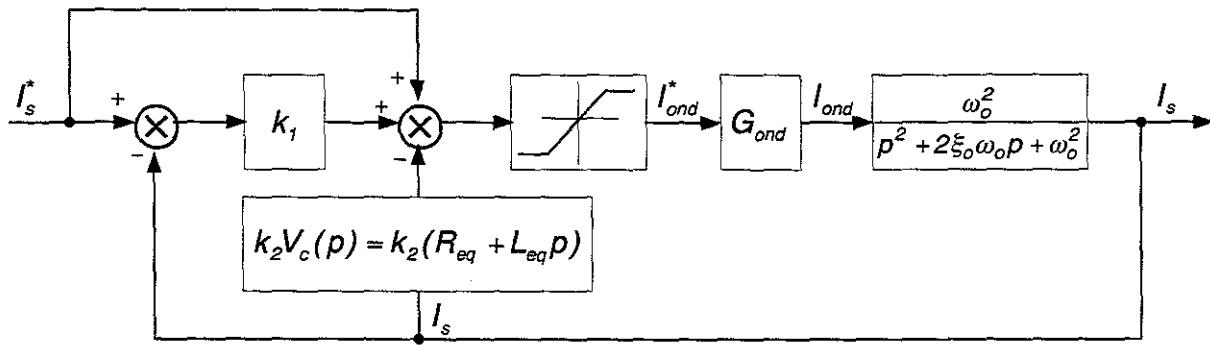


Fig.III.28: Schéma en bloc de la régulation du courant du moteur

Il faut noter que le courant de référence du moteur s'obtient par la commande vectorielle présentée sur la Fig.III.20. La fonction de transfert du courant du moteur en boucle fermée en considérant un gain unitaire pur pour l'onduleur, $G_{ond}(p) = 1$, est donnée par l'expression suivante:

$$\frac{I_s(p)}{I_s^*(p)} = \frac{(1+k_1) \cdot \omega_o^2}{p^2 + \left(\frac{k_2+C}{C\omega_o}\right) \cdot \omega_o p + (1+k_1+k_2R_{eq}) \cdot \omega_o^2} = k_{eq} \frac{\omega_{eq}^2}{p^2 + \frac{\omega_{eq}}{Q_{eq}} p + \omega_{eq}^2} \quad (III.43)$$

avec:

$$\begin{aligned} \omega_{eq} &= \omega_o \sqrt{1+k_1+k_2R_{eq}} \\ Q_{eq} &= \frac{\sqrt{1+k_1+k_2R_{eq}}}{Q_o(R_{eq}C+k_2R_{eq})} \\ k_{eq} &= \frac{1+k_1}{1+k_1+k_2R_{eq}} \end{aligned} \quad (III.44)$$

Les paramètres intervenant dans l'équation III.44 montrent que le coefficient d'amortissement équivalent est contrôlable par les constantes k_1 et k_2 . Ainsi, la bande passante du système en boucle fermée s'élargit par le coefficient $\sqrt{1+k_1+k_2R_{eq}}$. La Fig.III.29 montre l'évolution du rapport de facteur de qualité Q_{eq}/Q_o en fonction de k_2 pour différentes valeurs de k_1 .

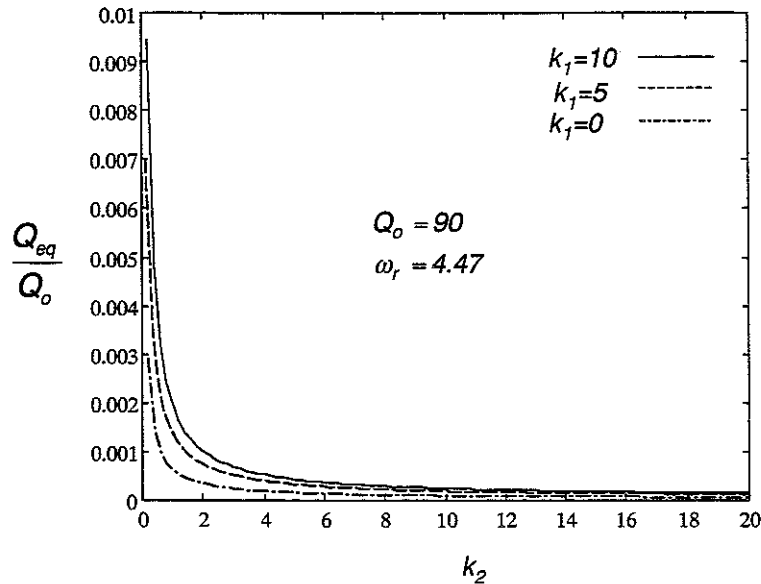


Fig.III.29: Evolution du facteur de qualité du système en boucle fermée en fonction de k_2

On constate que ces courbes présentent un effet de saturation à partir d'une certaine valeur de k_2 . Au delà de cette valeur, une augmentation de celle-ci ne diminue plus le facteur de qualité équivalent du système. En outre l'influence de la constante k_1 sur le facteur de qualité est assez négligeable. Donc, l'amortissement équivalent du système est principalement contrôlé par le paramètre de régulation k_2 lié au terme dérivé du courant du moteur.

L'évolution de la bande passante équivalente du système en boucle fermée dépend essentiellement du paramètre de régulation k_1 . L'effet de la variation de k_2 sur ω_{eq} est pratiquement négligeable comme le montre la Fig.III.30.

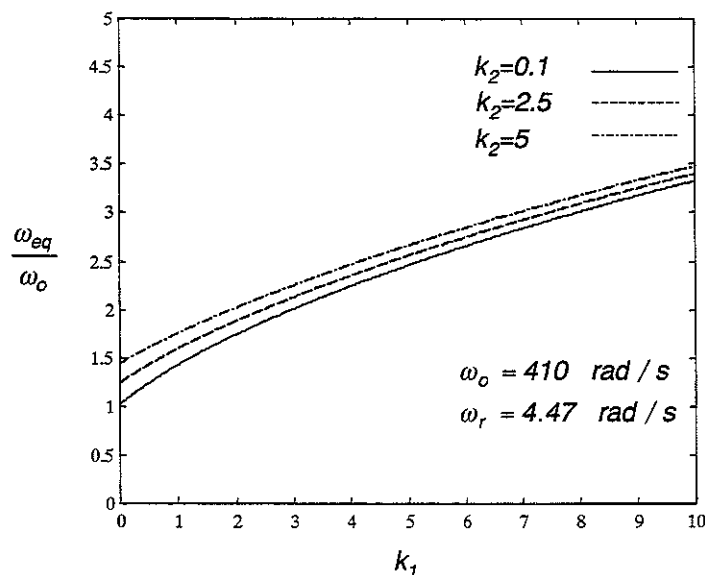


Fig.III.30: Evolution de la bande passante du système en boucle fermée en fonction de k_1

On peut remarquer que la constante k_1 contrôle la bande passante et le gain équivalent k_{eq} du système, tandis que la constante k_2 contrôle l'amortissement du système en boucle fermée. En posant $k_1 = 1$ et $k_2 = 0.1$, la Fig.III.31 donne le diagramme de Bode de I_s/I_s^* du système en

boucle fermée. La réponse fréquentielle montre un bon amortissement autour de la fréquence de résonance et un élargissement de la bande passante.

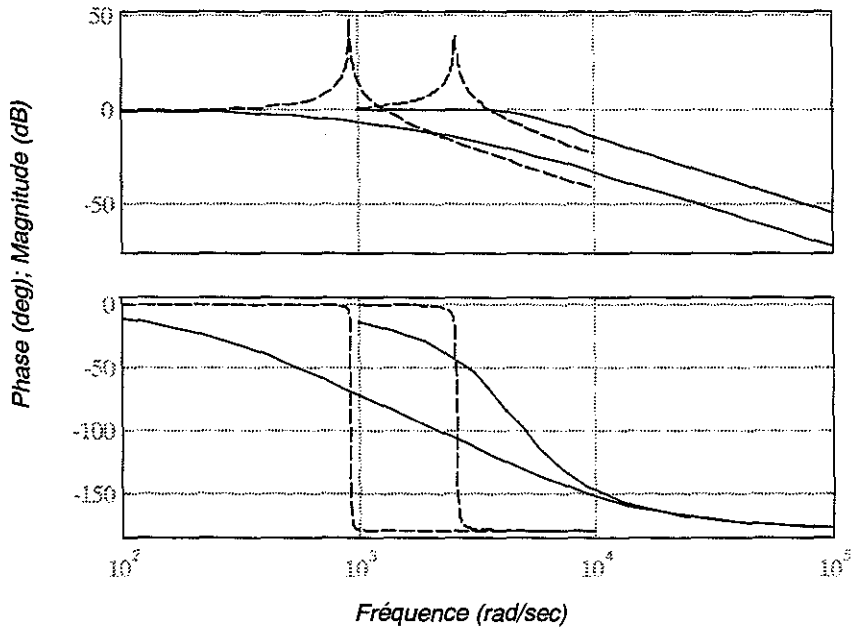


Fig.III.31: Diagramme de Bode du système en boucle fermée, augmentation d'amortissement

Fig.III.32 et 33 présentent le comportement de la machine asynchrone alimentée en courant par un onduleur de courant en imposant un échelon du couple égal à 100N.m. On peut y constater une bonne poursuite de vitesse avec et sans couple résistant ainsi qu'une protection du moteur contre le dépassement du courant du stator.

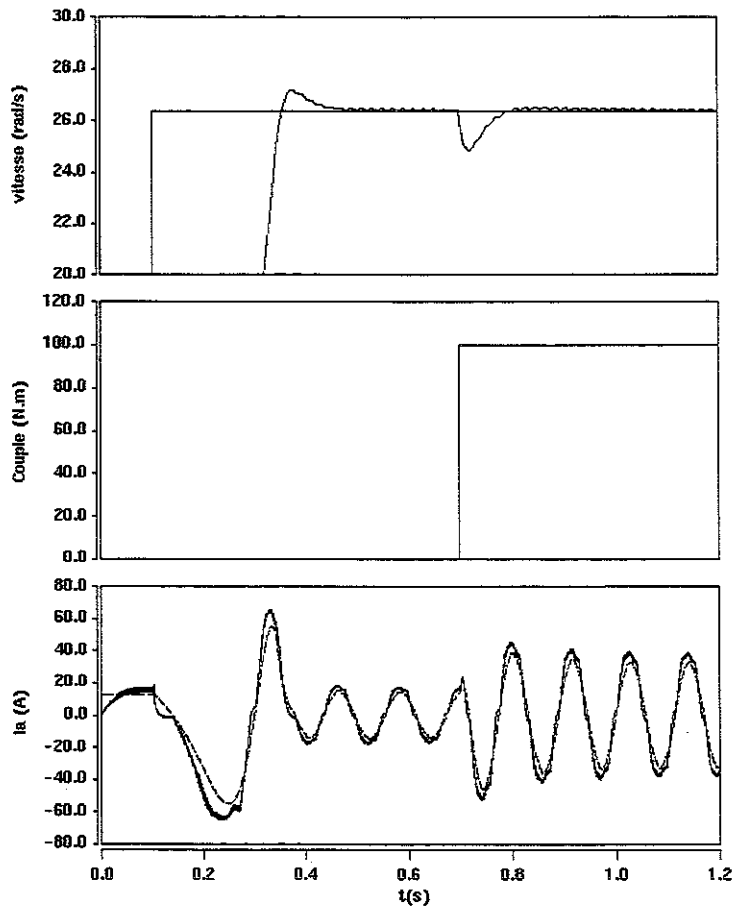


Fig.III.32 : Poursuite de consigne de vitesse et le courant du stator

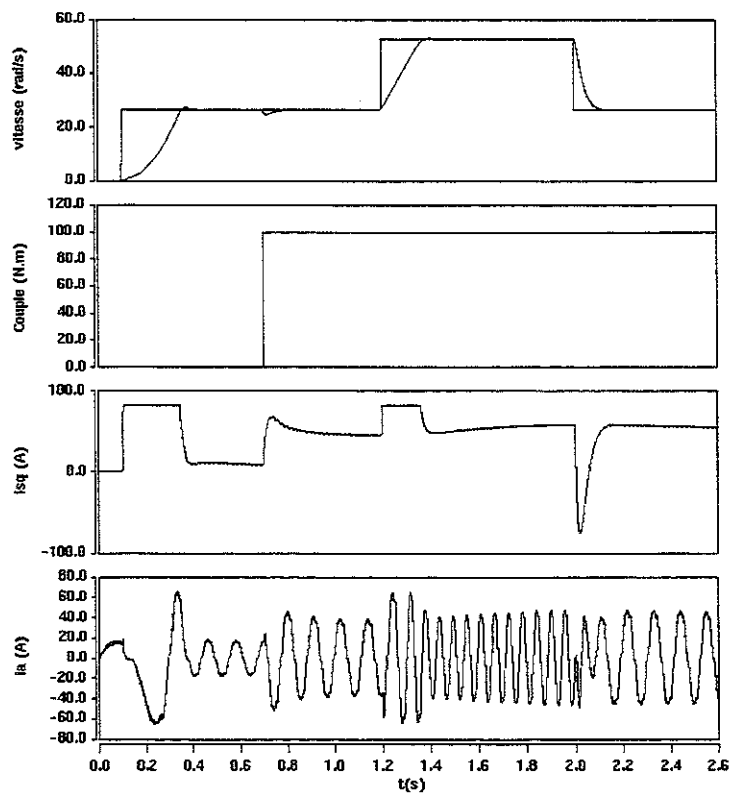


Fig.III.33 : Du haut en bas : le cycle de vitesse, couple résistant, composant de l’axe q du courant statorique, courant de phase a du stator

III.4.2 Nouvelle commande d’onduleur de courant

La configuration du circuit de puissance est exactement similaire à celle de l’onduleur de courant à MLI développé au paragraphe précédent. La différence essentielle réside dans la logique de commande des interrupteurs de l’onduleur de courant et l’élaboration des courants de référence de l’onduleur. Fig.III.34 montre le schéma global de l’asservissement de vitesse d’une machine asynchrone contrôlée par orientation du flux rotorique et alimentée par un onduleur de courant.

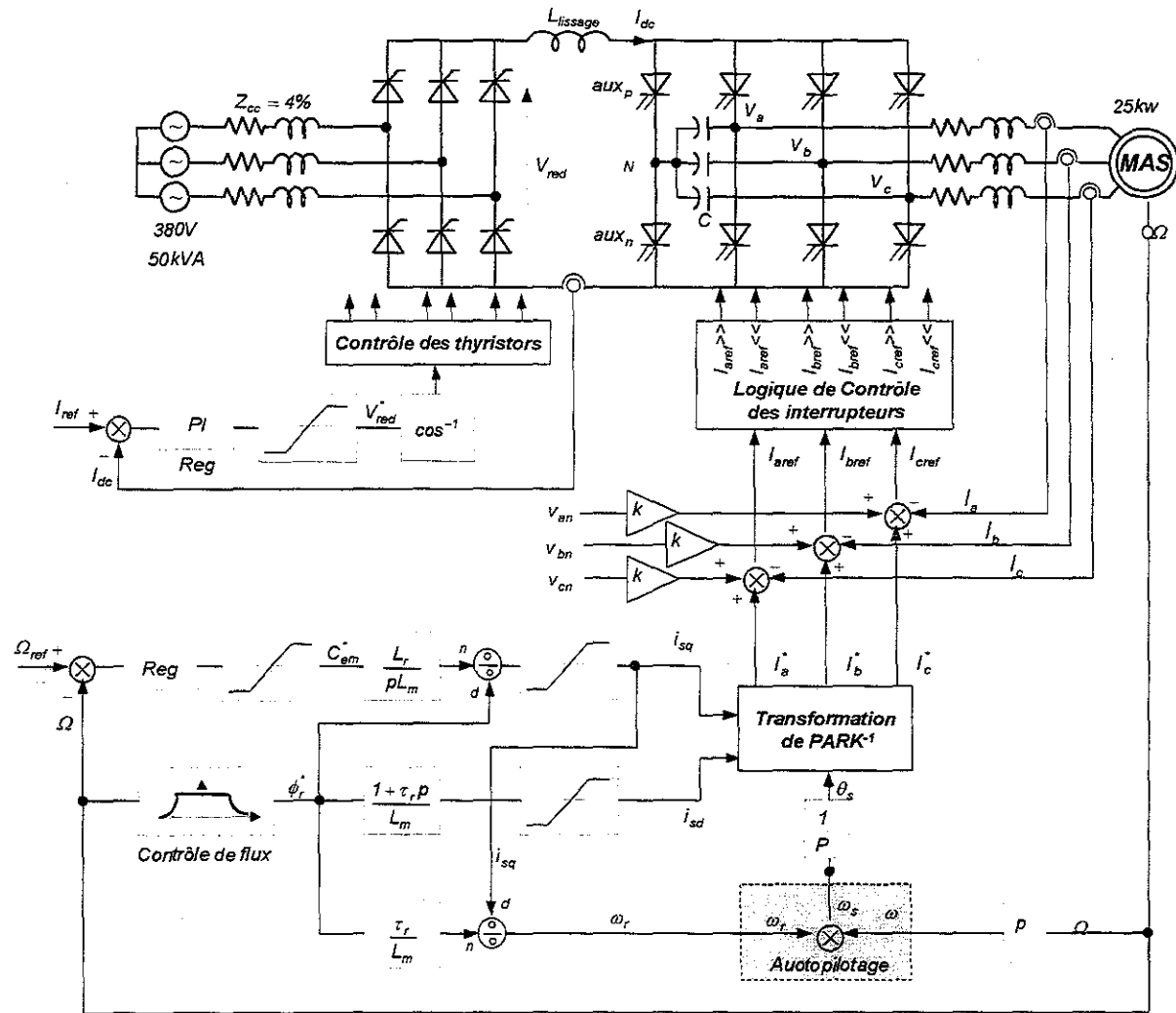


Fig.III.34: : Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de courant avec le nouveau contrôle.

III.4.2.1. Principe de la commande des interrupteurs

La méthode proposée consiste à réduire les écarts entre les références des courants et les courants réellement générés par l’onduleur de courant [Ben]. Pour cela, on distingue, parmi les trois phases, les deux phases qui ont les plus grands écarts en valeur absolue. Les impulsions de commande des interrupteurs sont générées de manière à ce que le courant de l’étage continu circule dans ces deux phases et réduise ainsi leurs écarts. Le courant dans la troisième phase ne sera contrôlé qu’après la domination de son écart devant celui d’une des phases précédemment

commandées. Pour mieux comprendre l’ordre des commutations des interrupteurs, nous faisons référence au schéma de la Fig.III.35.

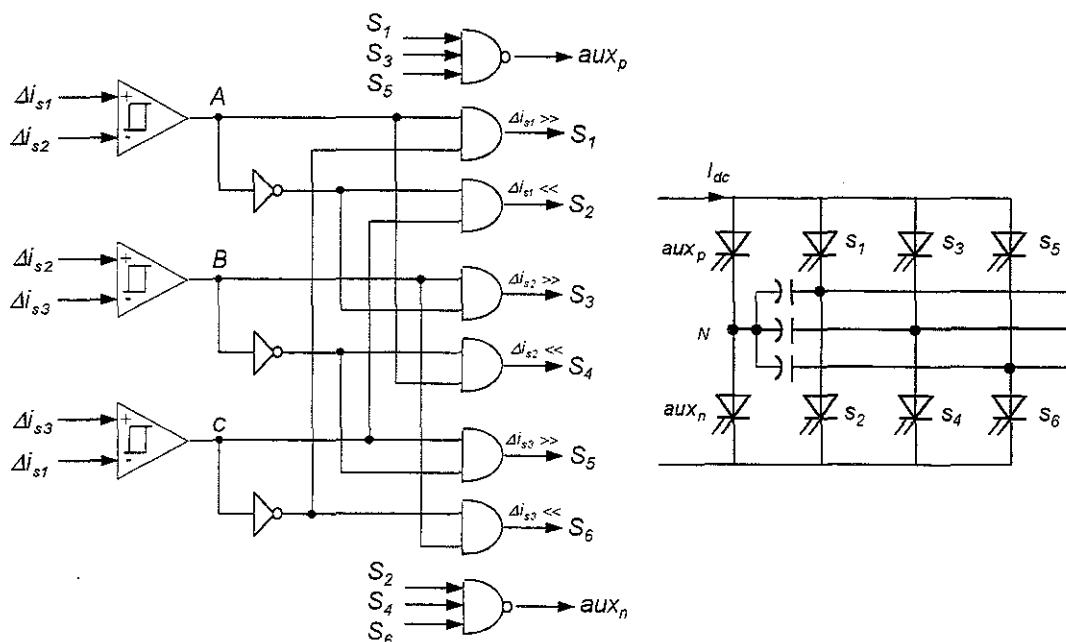


Fig.III.35 : Générateur d'impulsion des interrupteurs de l'onduleur

où $\Delta i_{s1} = i_{s1}^* - i_{s1}$, $\Delta i_{s2} = i_{s2}^* - i_{s2}$ et $\Delta i_{s3} = i_{s3}^* - i_{s3}$ sont les écarts entre les courants de référence et les courants de sortie des phases correspondantes.

Réduire les écarts maximum et minimum revient à injecter le courant positif dans la phase avec l'écart maximum et à injecter le courant négatif dans la phase dont l'écart est minimum. Pour cela, uniquement les deux interrupteurs, un de demi pont du haut et un de celui du bas, sont commandés à la fermeture et tous les autres doivent être bloqués.

Les conditions de basculement définies précédemment conduisent à des écarts théoriques nuls, ce qui veut dire que, à chaque instant, il y a un écart maximum et un écart minimum et on n'a plus besoin du bras auxiliaire. Par conséquent, les commutations dans les interrupteurs deviennent extrêmement rapides après un certain temps. Afin de limiter la fréquence de commutation d'une part, et de contrôler l'erreur sur les courants d'autre part, la comparaison des écarts est assurée par des comparateurs à hystérésis. Les conditions de basculement des sorties des comparateurs sont alors :

A	1	Si $\Delta i_{s1} > \Delta i_{s2} + \Delta I$
	0	Si $\Delta i_{s1} < \Delta i_{s2} - \Delta I$
B	1	Si $\Delta i_{s2} > \Delta i_{s3} + \Delta I$
	0	Si $\Delta i_{s2} < \Delta i_{s3} - \Delta I$
C	1	Si $\Delta i_{s3} > \Delta i_{s1} + \Delta I$
	0	Si $\Delta i_{s3} < \Delta i_{s1} - \Delta I$

où ΔI désigne la largeur de la bande d’hystérésis. Avec la nouvelle définition de l’écart maximum et minimum et en considérant la bande d’hystérésis ΔI , il peut exister des moments où aucun des interrupteurs du haut ou du bas d’onduleur ne conduise comme le montre la Fig.III.36. Alors, les interrupteurs auxiliaires sont mis en conduction afin d’assurer la continuité du courant continu. La réalisation de commande des interrupteurs auxiliaires est donnée par le schéma de principe de la Fig.III.36.

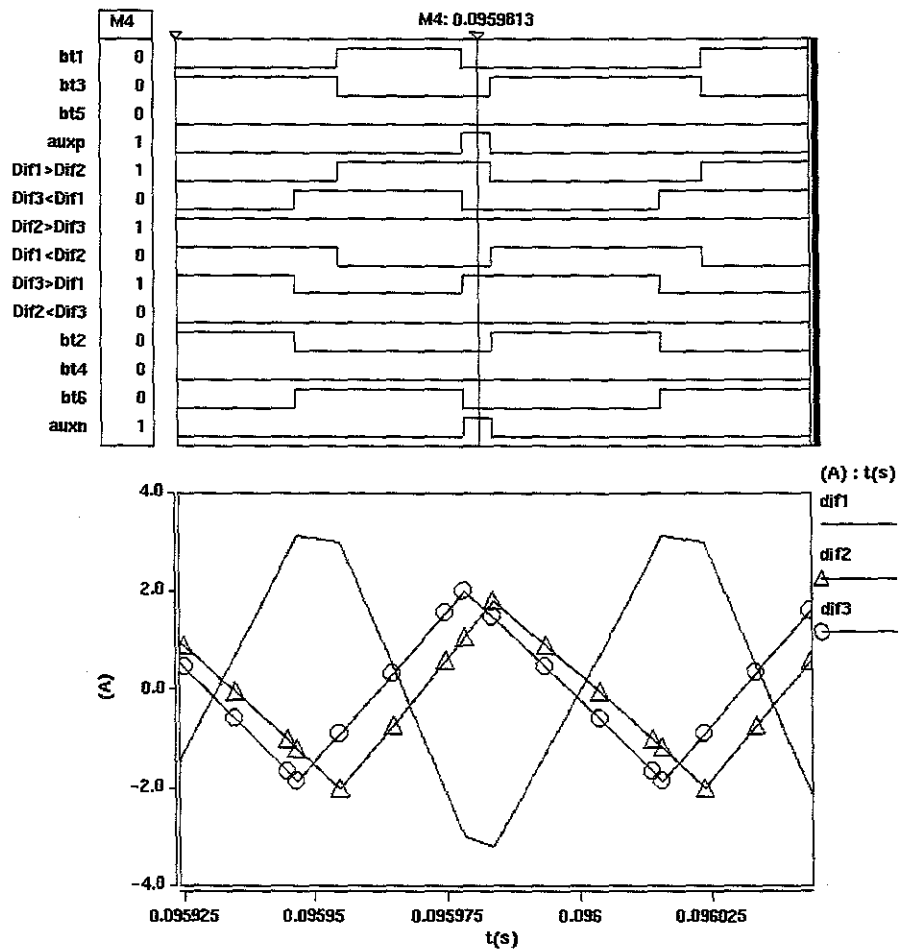


Fig.III.36: Commande des interrupteurs auxiliaires

L’évolution de la fréquence de commutation des interrupteurs en fonction de la bande d’hystérésis est représentée sur la Fig.III.37.

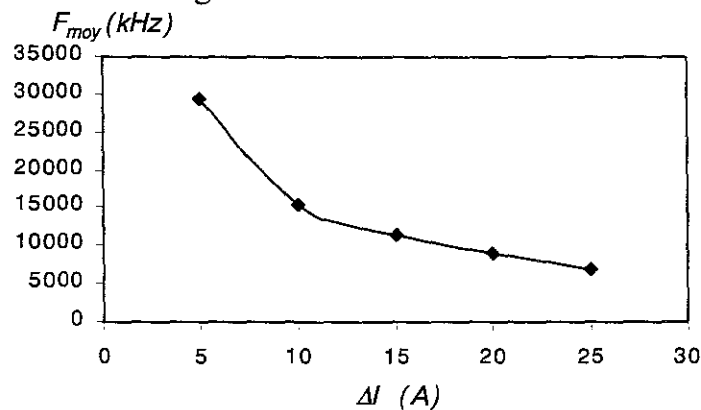


Fig.III.37: Fréquence moyenne de commutation des interrupteurs en fonction de la bande d’hystérésis

On peut y constater qu’à partir d’une certaine valeur de la bande d’hystérésis la fréquence moyenne ne diminue plus proportionnellement. Les contraintes en commutation des interrupteurs dans le plan fréquence-puissance peuvent fixer la bande d’hystérésis qui est choisie, dans notre étude, 20A, ce qui correspond à la fréquence moyenne de 9078Hz.

Comme on a vu dans le paragraphe précédent, afin d’augmenter le facteur d’amortissement du circuit de résonance constitué du circuit équivalent du moteur et la capacité reliée aux bornes de celui-ci, on ajoute un terme proportionnel à la dérivé du courant du moteur dans le signal de référence. La Fig.III.38 montre l’introduction de ce terme dans la boucle de régulation de courant du moteur ce qui permet d’éliminer le risque d’instabilité due au phénomène de résonance dans le circuit précédent :

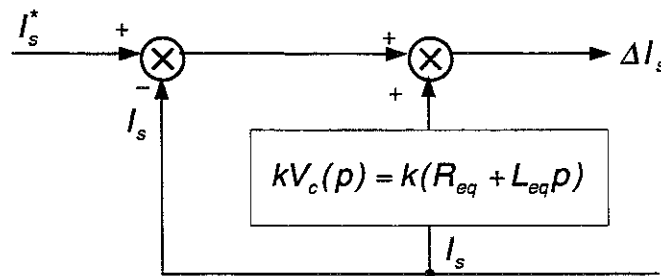


Fig.III.38: Elaboration du courant ΔI_s en rajoutant le dérivé du courant

L’influence du gain k du terme dérivé sur la fréquence moyenne de commutation est illustrée sur la Fig.III.39. Ainsi, comme la largeur de la bande d’hystérésis, ce gain peut être un paramètre de réglage pour contrôler la fréquence moyenne de commutation.

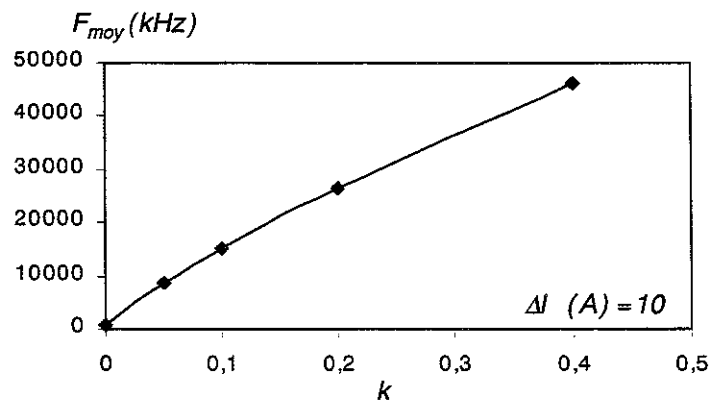


Fig.III.39 : Fréquence moyenne de commutation des interrupteurs en fonction du gain k

De même, on peut montrer que la fréquence moyenne de commutation dépend aussi, pour une valeur donnée de la bande d’hystérésis et du gain k , de la valeur de capacité, autrement dit de la fréquence de résonance $\omega_o = 1/\sqrt{L_{eq}C}$. Pour les grandes capacités C , c’est-à-dire les petites fréquences de résonance ω_o , la fréquence moyenne de commutation décroît. Pour le choix de la capacité C , on doit tenir compte de la fréquence moyenne maximum de commutation et de la variation et de la dépendance de l’inductance équivalente du moteur L_{eq} au point de fonctionnement, soit: $\omega_{o,max} = 1/\sqrt{L_{eq,min}C} < \omega_{com,max}/3$.

Les résultats de simulation de l’asservissement de vitesse de la machine asynchrone de la Fig.III.34, sont présentés sur les Fig.III.40 et 41. Les paramètres de contrôle sont choisis, la bande d’hystérésis $\Delta I = 20A$ et le gain $k = 0.1$. On peut y constater une bonne poursuite de vitesse avec et sans couple résistant. Comme la Fig.III.41 le montre, le courant et la vitesse du moteur suivent bien leurs références.

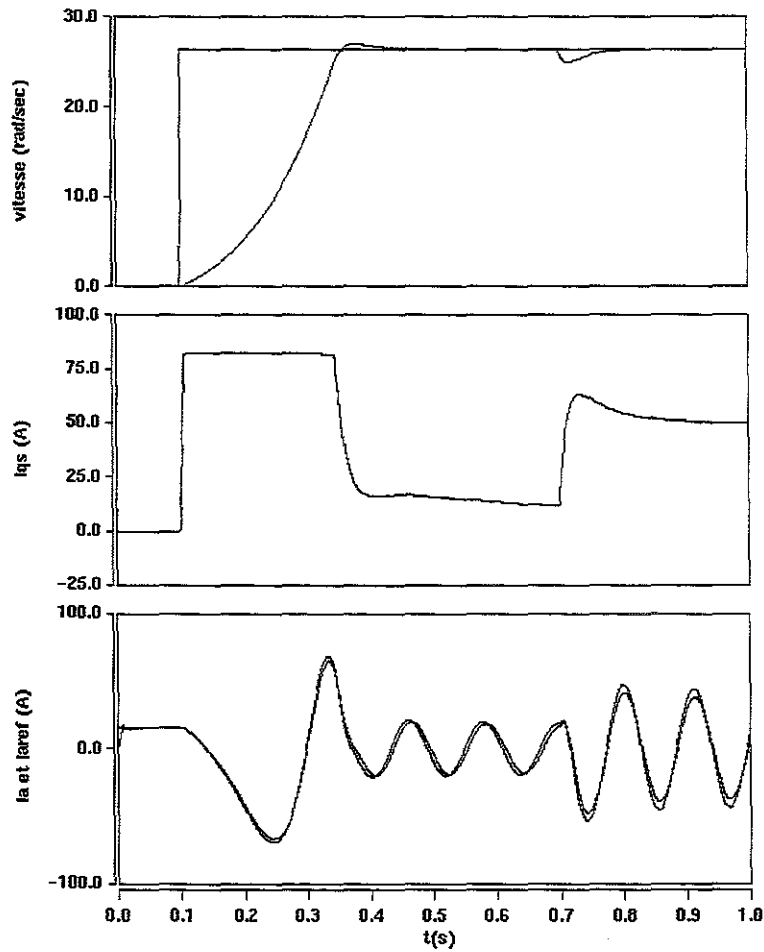


Fig.III.40 : Poursuite de consigne de vitesse et courant du stator

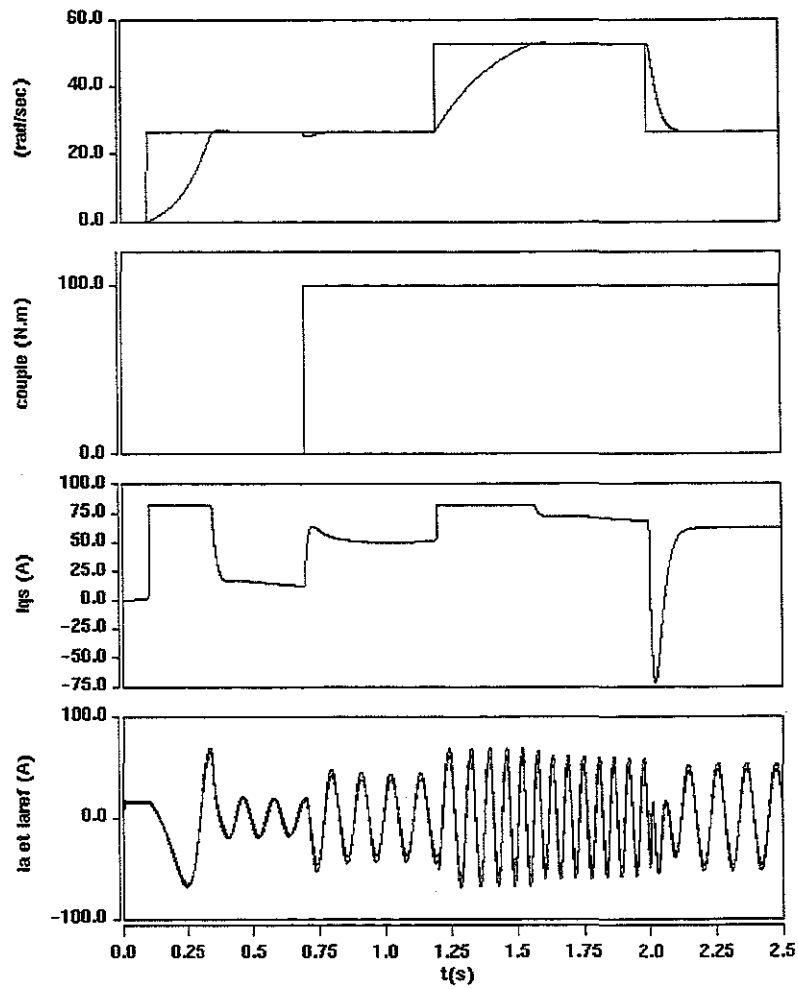


Fig.III.41 : Du haut en bas : le cycle de vitesse, couple résistant, composant de l’axe q du courant statorique, courant de phase a du stator

III.5 MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTÉE PAR CYCLOCONVERTISSEUR D’INDICE DE PULSATION 3

Pour obtenir des tensions de valeur et fréquence variables, nécessaires à l’entraînement à vitesse variable de moteur asynchrone, à partir des tensions constantes du réseau industriel, on peut utiliser un convertisseur direct dit cycloconvertisseur. Un cycloconvertisseur est un changeur de fréquence fonctionnant en commutation naturelle. Celui-ci construit ses tensions de sortie par un échantillonnage convenable de ses tensions d’entrée [Pel].

Le cycloconvertisseur peut prendre de la puissance au réseau ou lui renvoyer, autrement dit la réversibilité de puissance est assurée. Le choix d’utilisation de ce type d’alimentation est limité aux applications de forte puissance dans la gamme des faibles fréquences de sortie, $f_{out} \leq f_{in} / 3$.

Le cycloconvertisseur d’indice 3 est formé, pour chacune des phases de sortie (Fig.42), de deux redresseurs à simple alternance montés en tête-bêche, le groupe positif pour fournir le courant lorsqu’il est positif et le groupe négatif pour lui absorber lorsqu’il est négatif. Ils sont commandés avec des retards à l’amorçage variant avec la fréquence des tensions de sortie. Il impose à la sortie des tensions qui, formées d’une succession de portions des tensions sinusoïdales d’entrée, sont très riches en harmoniques. Pour réduire les courants harmoniques, le moteur asynchrone doit avoir une inductance de fuites suffisante.

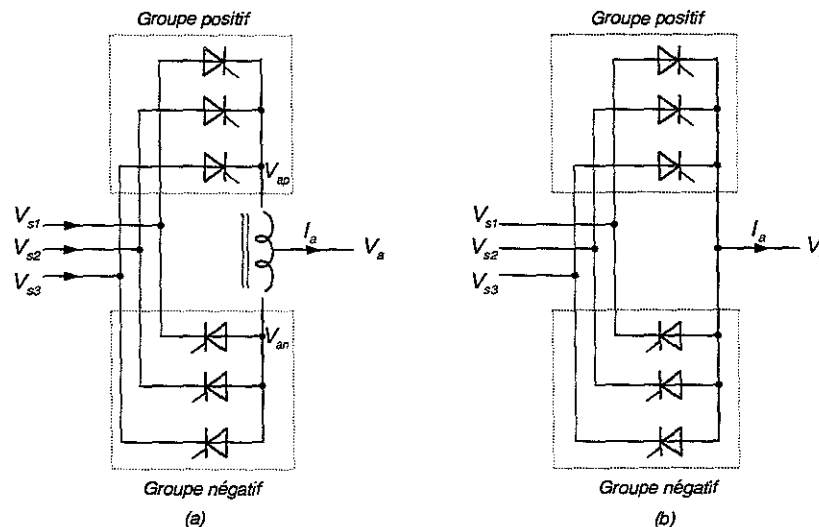


Fig.III.42: Un bras de cycloconvertisseur d’indice 3 avec et sans courant de circulation

On distingue deux types de cycloconvertisseur à commutation naturelle [Pel]:

- Les deux groupes de redresseur à simple alternance sur la Fig.III.42-(a) sont commandés en permanence de façon à fournir la même tension, en valeur moyenne, en sortie, c’est-à-dire:

$$\begin{aligned}
 \langle V_{ap} \rangle &= V_{red} \cos \alpha_1 \\
 \langle V_{an} \rangle &= -V_{red} \cos \alpha_2 \\
 \langle V_a \rangle &= \langle V_{ap} \rangle = \langle V_{an} \rangle
 \end{aligned}
 \tag{III.45}$$

avec $\alpha_1 + \alpha_2 = \pi$ et $V_{red} = 3\sqrt{6}V_{eff}/2\pi$ où V_{eff} est la valeur efficace de la tension simple d'alimentation. La différence des tensions instantanées V_{ap} et V_{an} peut générer un courant appelé "courant de circulation" qu'il faut limiter par l'insertion d'une inductance à noyau ferromagnétique entre les deux groupes positif et négatif comme le montre la Fig.III.42-(a). Cette solution est coûteuse et encombrante et des pertes supplémentaires créées dans l'inductance par le courant de circulation diminuent le rendement de l'ensemble.

- Afin d'éviter tout court-circuit entre les phases d'alimentation du cycloconvertisseur dans le cas où cette inductance est supprimée (Fig.III.42-(b)), il faut qu'à chaque instant un seul groupe de redresseur conduise. Chaque groupe est chargé de la conduction du courant du moteur pendant une demi-période. L'utilisation d'une logique de basculement peut assurer l'autorisation de conduction de l'un ou l'autre groupe. Le changement de groupe se fait après avoir considéré un temps mort de passage par zéro de courant du moteur afin d'éviter tout risque de court-circuit. Ce type de cycloconvertisseur bénéficie d'un meilleur rendement et évite les surdimensionnements des thyristors. Pour toutes ces raisons, on utilise dans ce travail un cycloconvertisseur sans courant de circulation.

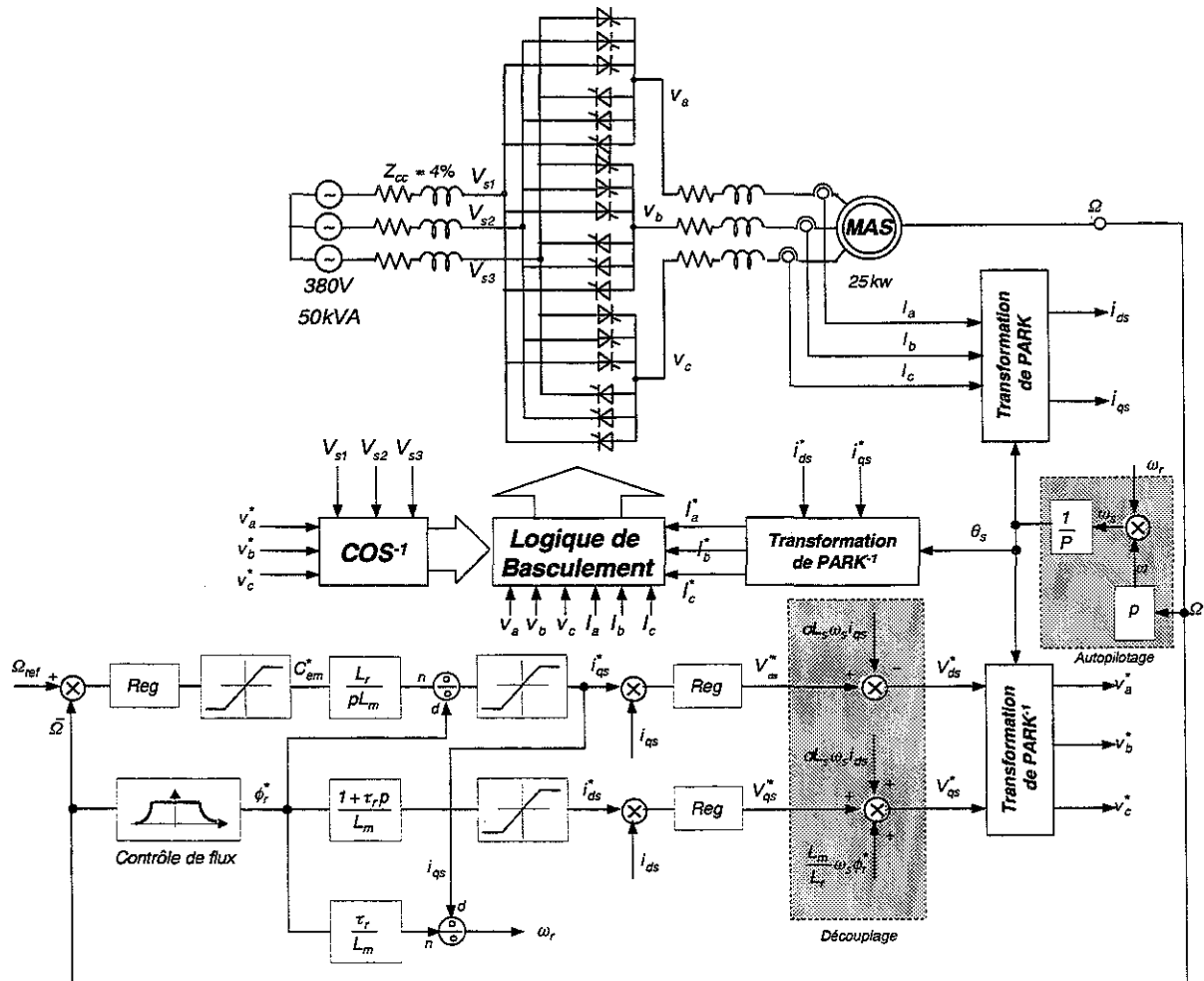


Fig.III.43 : Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée par un cycloconvertisseur d'indice de pulsation 3.

La Fig.III.43 donne le schéma global d’asservissement de vitesse de la machine asynchrone contrôlée par orientation du flux rotorique et alimentée par cycloconvertisseur d’indice de pulsation 3 sans courant de circulation. Celui-ci est formé de 6 demi-ponts à 3 thyristors et compte donc 18 thyristors. En amorçant chaque thyristor à l’instant convenable, on peut appliquer chacune des tensions v_{s1}, v_{s2}, v_{s3} aux phases du moteur. Cette succession de portion de tensions convenablement effectuée permet aux tensions de sortie de cycloconvertisseur V_{abc} de suivre, en moyenne, les variations des tensions de référence V_{abc}^* .

La valeur efficace et la fréquence du fondamentale des tensions appliquées au moteur sont celles des tensions de référence. Les instants de déblocage des thyristors, qui constituent la commande du cycloconvertisseur, sont déterminés par l’intersection des références des tensions issues de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone et des ondes de modulation. Ces dernières sont des fonctions sinusoïdales de pulsation du réseau. Dans ce cas, le cycloconvertisseur peut être modélisé par un retard moyen de $\tau_{cyc} = \pi / (3\omega)$.

Le schéma de contrôle des composantes des courants statoriques après l’application de découplage est identique à celui de la Fig.III.17 où τ_o est remplacé par $\tau_{cyc} = \pi / (3\omega)$ qui représente le retard moyen du cycloconvertisseur à indice 3. La procédure d’identification des paramètres du régulateur de vitesse, en utilisant l’Algorithme Génétique, est similaire à celle du paragraphe III.3.1.2.

Avant de présenter les méthodes de contrôle du cycloconvertisseur sans courant de circulation, l’identification du courant et de la tension fondamentale du cycloconvertisseur est indispensable comme on le constatera aux paragraphes suivants. Le filtrage des harmoniques du courant ou de la tension par un filtre passe bas ou sélectif ou encore l’identification du fondamental par une PLL sont les méthodes en vigueur mais dans certains cas inefficaces surtout lorsque la fréquence du signal à filtrer varie continuellement. Les tensions et courants de sortie d’un cycloconvertisseur sont dans ce cas, avec la présence des inter et sous-harmoniques. La méthode des puissances instantanées est bien adaptée à ce genre de problème, et elle est choisie dans ce travail pour l’identification des composantes fondamentale et d’un signal perturbé. Cette méthode est présentée dans le paragraphe suivant.

III.5.2 Méthode des puissance réelle et imaginaire instantanées

Les notions des puissances active et réactive, pour un circuit électrique avec une source sinusoïdale, sont largement présentées dans la littérature. Les concepts conventionnels des puissances active et réactive ne sont valables que pour le régime permanent. Une extension de ces définitions au régime transitoire, où les composantes harmoniques de courant varient continuellement, a été proposée sous le nom des puissances réelle et imaginaire instantanées [Aka.83].

Considérons les tensions simples et les courants de ligne d’un système triphasé sans composante homopolaire. La transformation de Concordia permet d’obtenir les composantes correspondantes dans le plan $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.42})$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix}$$

La puissance instantanée pour le système triphasé est ainsi:

$$\begin{aligned} P_{3\phi}(t) &= v_{sa}i_{sa} + v_{sb}i_{sb} + v_{sc}i_{sc} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \\ P_{3\phi}(t) &= p_{sa}(t) + p_{sb}(t) + p_{sc}(t) = p(t) = p_\alpha(t) + p_\beta(t) \end{aligned} \quad (\text{III.43})$$

où $p(t)$ est la *puissance réelle instantanée*. Akagi [Aka.85] a proposé la définition suivante:

$$q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (\text{III.44})$$

que l'on peut écrire sous la forme suivante:

$$q = -\frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{sa} - v_{sb})i_{sc} + (v_{sb} - v_{sc})i_{sa} + (v_{sc} - v_{sa})i_{sb}] \quad (\text{III.45})$$

Cette formulation permet de mesurer au signe près, dans le cas où on ne considère que les composantes fondamentales, la puissance réactive conventionnelle (la méthode de Boucherot). En présence des harmoniques, la variable q prend en considération tous les harmoniques dans les courants et les tensions. Cette nouvelle puissance est appelée "*puissance imaginaire instantanée*" avec une nouvelle unité IVA (imaginary volt-ampere).

En résumé, la formulation matricielle de p - q peut être écrite comme:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.46})$$

En posant $\Delta = v_\alpha^2 + v_\beta^2$, les composantes des courants $\alpha\beta$ peuvent être obtenues à partir de l'éq.III.46:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{III.47})$$

Prenons le cas d'un réseau électrique triphasé équilibré dont le système de tensions et de courants est donné par les équations suivantes:

$$\begin{aligned}
 V_{sa} &= \sqrt{2} \cdot V_m \cdot \sin(\omega t) \\
 V_{sb} &= \sqrt{2} \cdot V_m \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_{sc} &= \sqrt{2} \cdot V_m \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{III.48}$$

$$\begin{aligned}
 i_a &= \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} J_h \cdot \sin(h\omega t - \varphi_h) \\
 i_b &= \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} J_h \cdot \sin\left(h\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \varphi_h\right) \\
 i_c &= \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} J_h \cdot \sin\left(h\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \varphi_h\right)
 \end{aligned} \tag{III.49}$$

où certains termes dans l'équation III.49 peuvent être nuls. D'après les équations III.42 et III.49, on obtient les composantes du courant dans le repère $\alpha\beta$:

$$\begin{aligned}
 i_\alpha &= \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\sqrt{3}} J_h \cdot \sin(h\omega t - \varphi_h) \cdot \left[1 - \cos\left(h \cdot \frac{2\pi}{3}\right)\right] \\
 i_\beta &= \sum_{h=1}^{\infty} 2 J_h \cdot \cos(h\omega t - \varphi_h) \cdot \sin\left(h \cdot \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{III.50}$$

Selon III.46 et III.50, on a donc les puissances réelle et imaginaire instantanées:

$$\begin{aligned}
 p &= v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta = 3 \cdot V_m \cdot I_1 \cdot \cos(\varphi_1) - 3 \cdot V_m \cdot I_2 \cdot \cos(3\omega t - \varphi_2) + 3 \cdot V_m \cdot I_4 \cdot \cos(3\omega t + \varphi_4) \\
 &\quad - 3 \cdot V_m \cdot I_5 \cdot \cos(6\omega t - \varphi_5) + 3 \cdot V_m \cdot I_7 \cdot \cos(6\omega t + \varphi_7) - \dots \\
 q &= v_\alpha \cdot i_\beta - v_\beta \cdot i_\alpha = -3 \cdot V_m \cdot I_1 \cdot \sin(\varphi_1) - 3 \cdot V_m \cdot I_2 \cdot \sin(3\omega t - \varphi_2) + 3 \cdot V_m \cdot I_4 \cdot \sin(3\omega t + \varphi_4) \\
 &\quad - 3 \cdot V_m \cdot I_5 \cdot \sin(6\omega t - \varphi_5) + 3 \cdot V_m \cdot I_7 \cdot \sin(6\omega t + \varphi_7) - \dots
 \end{aligned} \tag{III.51}$$

Ayant deux parties continue et alternative, les puissances instantanées p et q peuvent être mises sous la forme suivante:

$$\begin{aligned}
 p &= \bar{p} + \tilde{p} \\
 q &= \bar{q} + \tilde{q} \\
 \bar{p} &= 3 \cdot V_m \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 \\
 \bar{q} &= -3 \cdot V_m \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1
 \end{aligned} \tag{III.52}$$

où les symboles (-) et (\sim) signalent respectivement la composante continue et alternative (avec une valeur moyenne nulle) des puissances. Le terme \bar{p} est la puissance moyenne conventionnelle. \bar{q} est la puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant.

A partir de l'équation III.48, on déduit les composantes fondamentale et harmoniques du courant :

$$\begin{aligned} i_\alpha &= i_{\alpha f} + i_{\alpha h} \\ i_\beta &= i_{\beta f} + i_{\beta h} \end{aligned} \tag{III.53}$$

avec:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}}_{\text{Composante fondamentale}} \cdot \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}}_{\text{composante harmonique}} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \tag{III.54}$$

Afin d’identifier les courants fondamentale, il faut séparer les composantes alternatives des puissances instantanées p et q .

En régime transitoire, il faut faire un compromis entre la rapidité et un bon filtrage des composantes alternatives de p et q . Pour extraire les composantes continues de p et q , il y a plusieurs choix proposés dans la littérature dont l’utilisation de filtre passe-bas comme illustré sur la Fig.III.44:

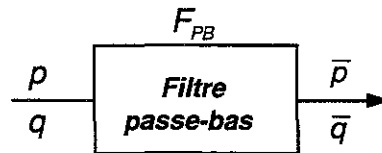


Fig.III.44 : Filtrage des composantes harmoniques

Le choix des paramètres du filtre passe-bas se fera en fonction des critères suivants:

- La caractéristique harmonique de la charge polluante;
- La performance dynamique qui demande une fréquence de coupure élevée;
- La fréquence la plus faible dans \bar{p} et \bar{q} , en fonction de la fréquence des courants harmoniques, qui impose la limite supérieure de la fréquence de coupure;
- La qualité de filtrage qui dépend de l’ordre du filtre.

Fig.III.45 montre le schéma en bloc global de l’identification des courants harmoniques par la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées:

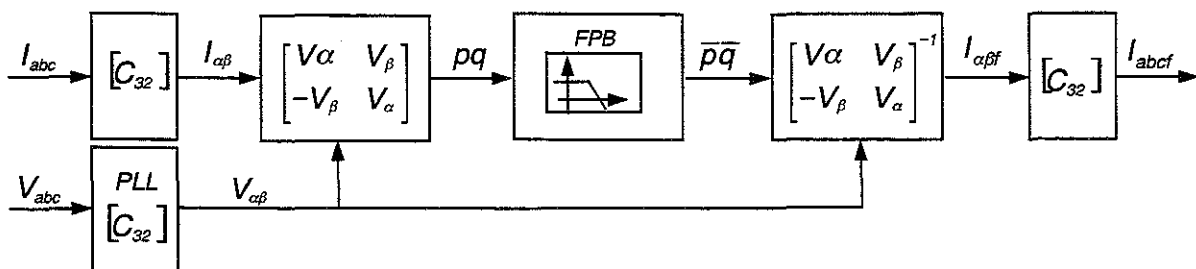


Fig.III.45: Schéma de principe de la méthode des puissances instantanées

III.5.3. Commande du cycloconvertisseur à logique de basculement

La commande du cycloconvertisseur a la charge de basculer le courant de sortie entre les groupes positif et négatif au moment convenu sans nuire à la qualité souhaitée de l'alimentation de la charge du cycloconvertisseur. Dans ce qui va suivre, deux méthodes répandues de logique de basculement seront comparées entre elles et avec une nouvelle méthode qui sera proposée pour la commande de cycloconvertisseur, sans courant de circulation, alimentant une machine asynchrone à vitesse variable.

III.5.3.1 Méthode de détection de passage par zéro du courant fondamental statorique

Cette méthode qui est la plus utilisée consiste à basculer le courant de sortie sur le groupe opposé en fonction des passages par zéro de la composante fondamentale du courant [Ham]. D'ordinaire, l'identification du courant fondamental se fait par le filtrage du courant réel avec un filtre à fréquence de coupure variable, ce qui le rend difficile et moins efficace dans le cas des faibles courants de charge. Comme on a vu au paragraphe III.5.2, la méthode des puissances instantanées est très bien adaptée à ce genre de problème, ce qui nous ramène à l'appliquer pour identifier le courant fondamental du cycloconvertisseur (Fig.III.46).

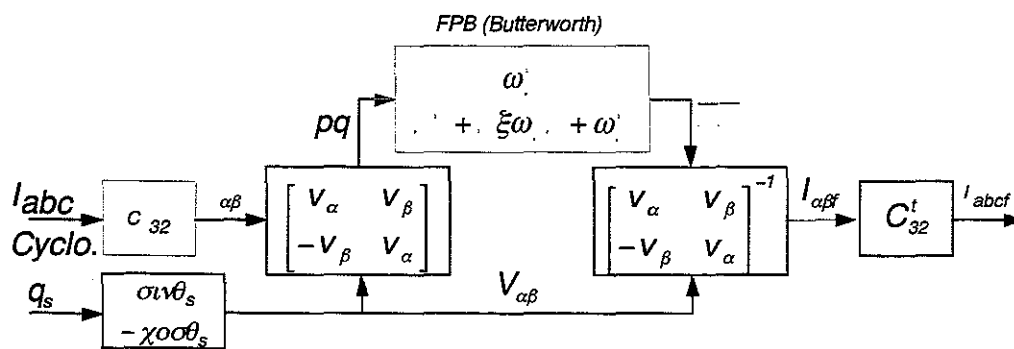


Fig.III.46: Identification du courant fondamental par la méthode des puissances instantanées

Dans ce schéma, I_{abc} sont les courants de phase du moteur. Les paramètres du filtre passe bas des puissances instantanées se déterminent en tenant compte de faible fréquence de sortie du cycloconvertisseur, soit $\omega_n = 2\pi$ et $\xi_n = 0.7$. Un générateur de sinus crée les tensions unitaires dans le plan $\alpha\beta$ à partir de l'angle $\theta_s = \int_0^t \omega_s dt$ qui est issu de l'intégrateur de pulsation statorique (signal de sortie d'autopilotage).

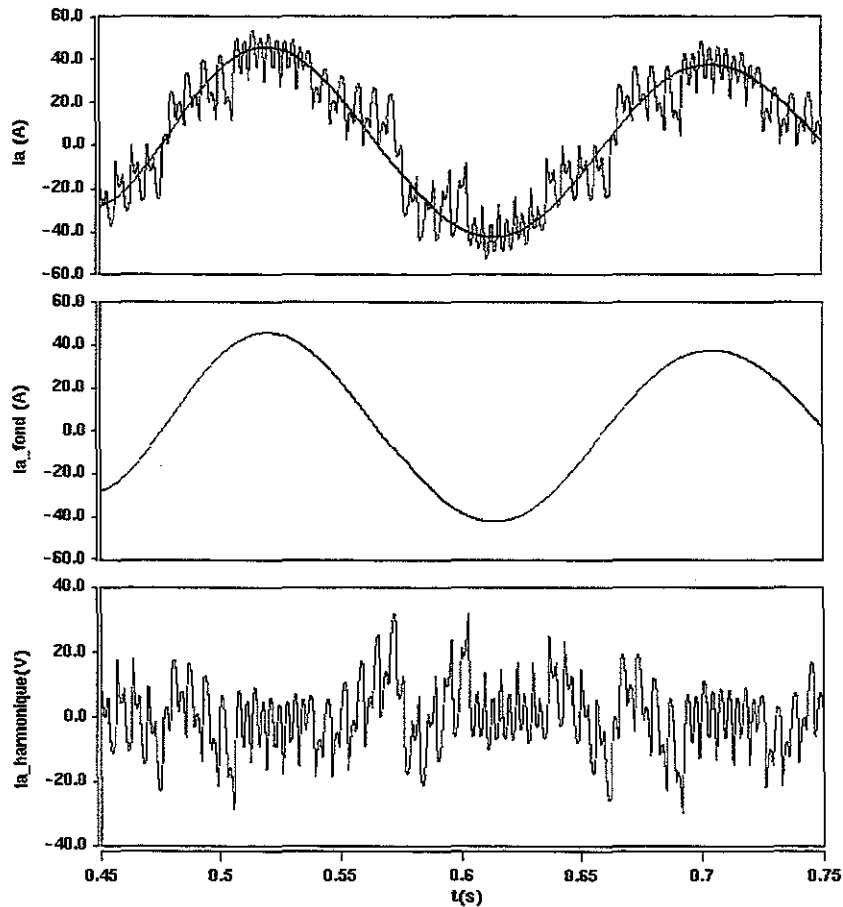


Fig.III.47 : Identification du courant fondamental de la machine asynchrone par la méthode des puissances instantanées

En détectant le passage par zéro du courant fondamental ainsi identifié, Fig.III.47, dans le cas d'une machine asynchrone qui constitue une charge inductive, on peut activer la butée onduleur qui est définie par l'application d'une tension inverse ($\alpha = 150^\circ$) pour accélérer l'annulation du courant réel du moteur. Un temps mort de sécurité, le plus petit possible, supérieur au temps de recouvrement des thyristors est introduit pour éviter le risque de court-circuit ($t_{mort} = 0.1m.sec$). Le principe de cette méthode est illustré sur la Fig.III.48.

Les résultats de simulation en appliquant la méthode de logique de basculement basée sur la détection de passage par zéro du courant fondamental statorique sont présentés, pour un cycle de vitesse de référence donné, sur la Fig.III.49. On remarque que la poursuite de vitesse pour les faibles couples résistants est nettement moins satisfaisante que pour les valeurs importantes de celui-ci.

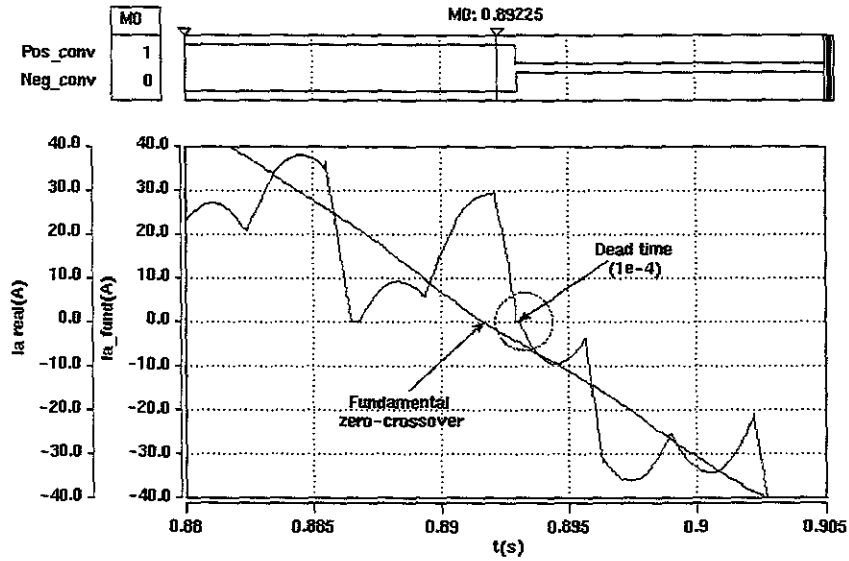


Fig.III.48: Principe de la méthode basée sur la détection de passage par zéro du courant fondamental statorique

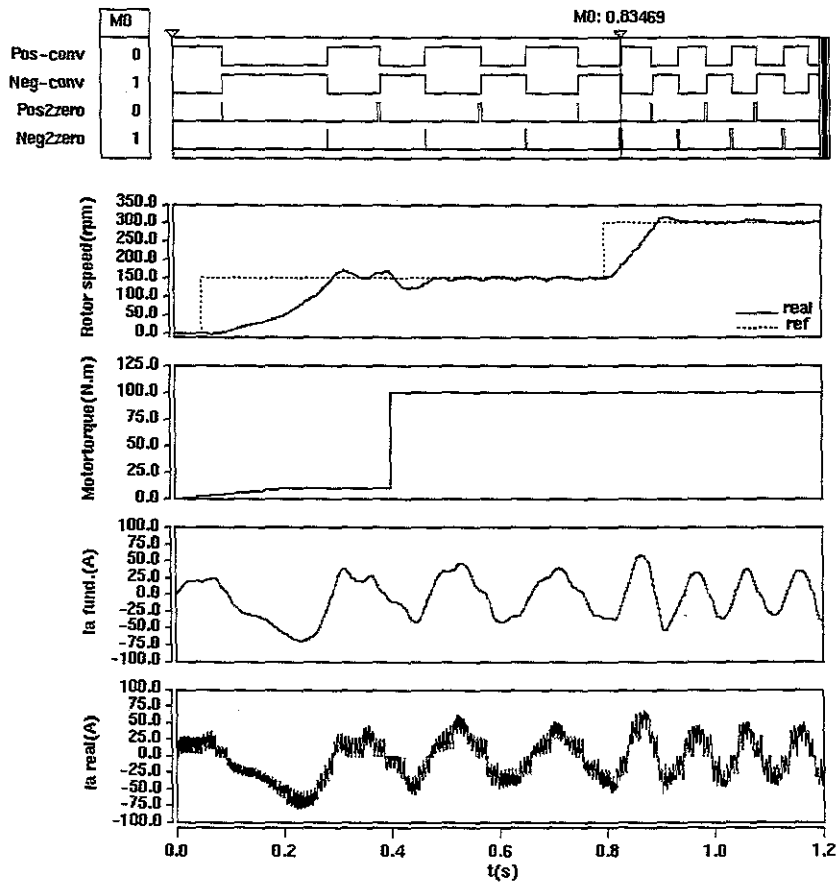


Fig.III.49 : Du haut en bas:
Sélection des groupes positif ou négatif basée sur la méthode du courant fondamental, évolution de vitesse et poursuite de référence, couple résistant, courant fondamental identifié, courant réel de phase "a"

III.5.3.2 Méthode de détection de passage par zéro de la tension fondamentale

L'application de cette méthode de logique de basculement est plutôt réservée aux charges inductives comme c'est le cas d'une machine asynchrone. Elle nécessite la détection de la tension simple aux bornes du moteur, ce qui pose les problèmes déjà cités au paragraphe précédent. Fig.III.50 montre l'application de la méthode des puissances instantanées afin d'identifier les tensions simples aux bornes du moteur.

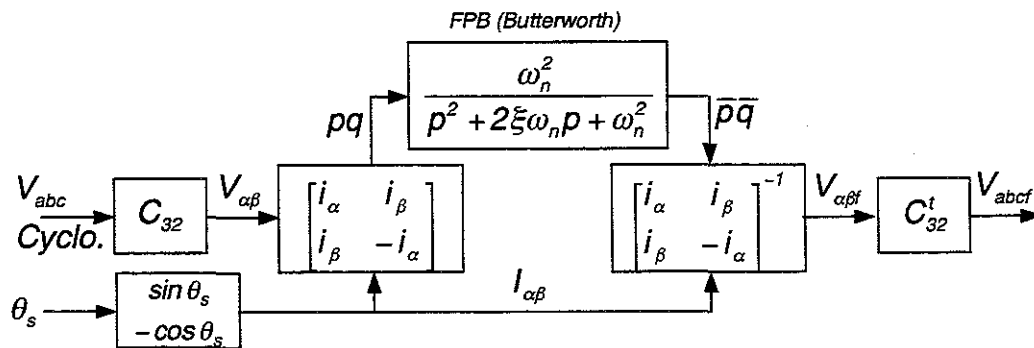


Fig.III.50: Identification des tensions fondamentales par la méthode des puissances instantanées

Le système symétrique des courants unitaires triphasés I_{abc} est réalisé à partir de l'impulsion statorique ω_s issu d'autopilotage dans la Fig.III.43. Un générateur de sinus est utilisé pour reproduire $i_{s\alpha} = \sin(\omega t)$ et $i_{s\beta} = -\cos(\omega t)$. V_{abc} est le système de tensions simples mesuré aux bornes du moteur asynchrone.

A partir de I_{abc} synthétisé et des tensions perturbées aux bornes de la machine, les composantes continues des puissances instantanées réelle \bar{p} et imaginaire \bar{q} peuvent être facilement isolées.

Ayant les puissances continues \bar{p} et \bar{q} , la transformation biphasée-triphasée permet d'obtenir des composantes fondamentales des tensions aux bornes de la machine (Fig.III.51). Il faut noter que la relation III.54 peut être écrite sous la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ i_\beta & -i_\alpha \end{bmatrix}}_{\text{Composante fondamentale}} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ i_\beta & -i_\alpha \end{bmatrix}}_{\text{composante harmonique}} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{III.55})$$

$$\text{où } \Delta = \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2}.$$

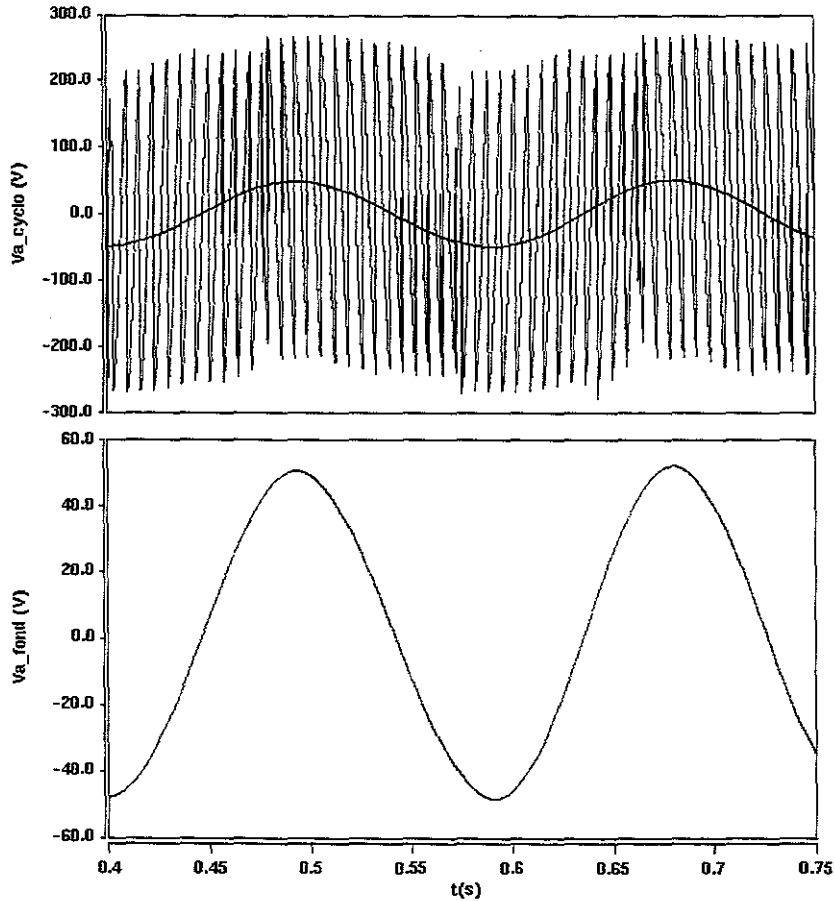


Fig.III.51 : Filtrage des tensions aux bornes de la machine asynchrone par la méthode des puissances instantanées

Dans cette application, un filtre Butterworth du second ordre est choisi pour le filtre passe-bas:

$$F_B(p) = \frac{\omega_n^2}{p^2 + 2\xi_n \omega_n p + \omega_n^2}$$

$$\xi_n = 0.7$$

$$\omega_n = 2\pi \quad \text{rad / sec}$$
(III.56)

où ω_n et ξ_n sont, respectivement, la pulsation propre et le coefficient d'amortissement du filtre passe-bas. La bande passante du filtre est essentiellement déterminée par le choix de la pulsation propre ω_n . Pour la déterminer, on doit tenir compte d'une part de la rapidité de poursuite en cas de variation de référence et, d'autre part, du filtrage efficace des puissances harmoniques.

Cette méthode de logique de basculement s'effectue dans l'ordre suivant:

- le changement de signe de la tension fondamentale de phase est détecté;
- aussitôt, on veille le premier passage par zéro du courant de phase correspondant;
- la conduction du courant bascule entre les groupes positif et négatif après avoir considéré un temps mort, le plus petit possible, afin d'éviter le court circuit.

Le principe de cette méthode est illustré sur la Fig.III.52.

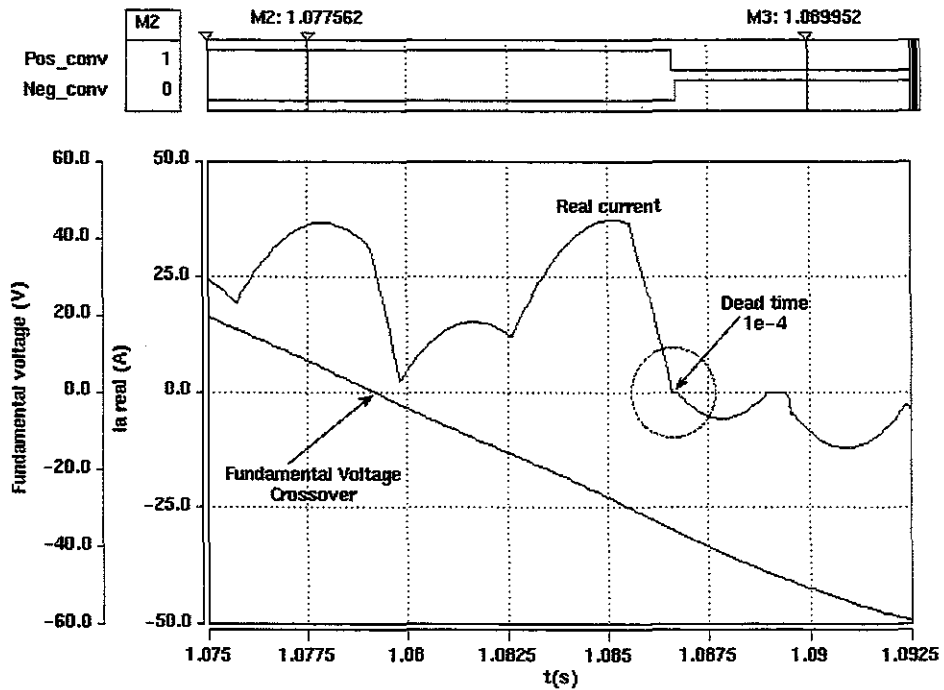


Fig.III.52: Logique de basculement: Principe de la méthode basée sur la détection de passage par zéro de la tension fondamentale

Les résultats de simulation en appliquant la méthode de logique de basculement basée sur la détection de passage par zéro de la tension fondamentale statorique sont présentés, pour le même cycle de vitesse de référence, sur la Fig.III.53. Dans le cas des faibles couples résistants, le facteur de puissance du moteur asynchrone est particulièrement faible et l'amplitude du courant instantané du moteur est important par rapport à sa composante fondamentale. Cela peut résulter à un basculement prématuré des groupes positif et négatif ordonné par cette méthode et en conséquence la poursuite de vitesse pour les faibles couples résistants n'est pas aussi précise que pour des couples importants.

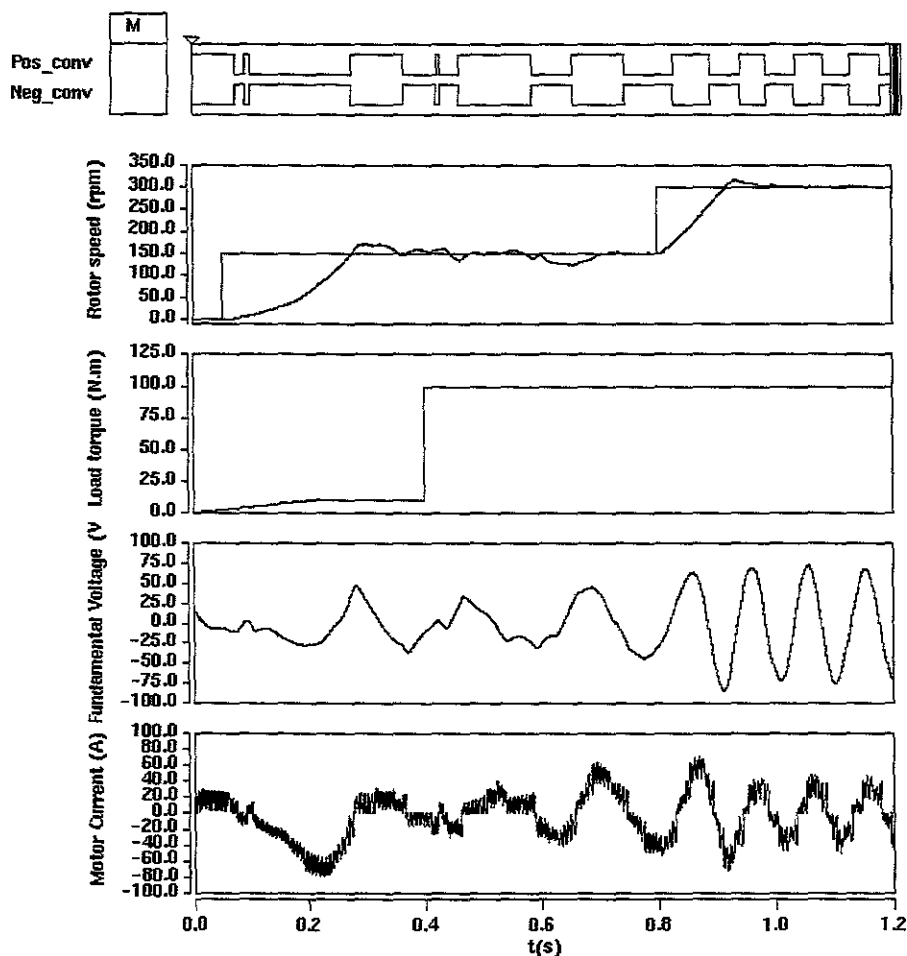


Fig.III.53: Du haut en bas:
 Sélection des groupes positif ou négatif basée sur la méthode de la tension fondamentale,
 évolution de vitesse et poursuite de référence, couple résistant,
 tension fondamentale identifiée, courant réel de phase "a".

III.5.3.3. Nouvelle méthode de logique de basculement: méthode basée sur la détection de passage par zéro du courant de référence statorique

Application de cette nouvelle méthode est limitée aux systèmes où , en quelque sorte, on a accès aux composantes du courant de référence statorique [Sha.98,00]. La commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone, Fig.III.43, permet d'avoir ces composantes dans le plan d - q . La reconstruction des courants de référence du stator peut être simplement réalisée à partir de la transformation inverse de Park, comme montrée sur la Fig.III.54.

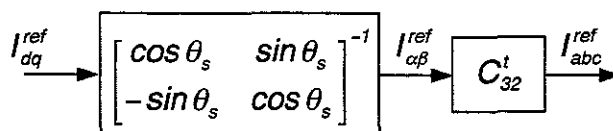


Fig.III.54: Reconstitution des courants statoriques à partir de ses composantes dans le plan d - q

Cette méthode propose de basculer le courant entre les groupes positif et négatif de la manière suivante:

- le passage par zéro du courant de référence de phase est détecté;
- on active la butée onduleur en appliquant une tension inverse ($\alpha = 150^\circ$) pour accélérer l'annulation du courant réel du moteur.
- l'autorisation de basculement entre les groupes positif et négatif après avoir considéré un temps mort le plus petit possible ($t_{mort} = 0.1m.sec$), supérieur au temps de recouvrement des thyristors, afin d'éviter le court circuit.

Le principe de cette méthode est présenté sur la Fig.III.55. Comme il est montré sur la Fig.III.55, un autre signal fait activer la butée onduleur aussitôt la détection de passage par zéro du courant de référence effectuée et reste active jusqu'à ce que le courant réel de phase devienne zéro où inférieur à une certaine valeur.

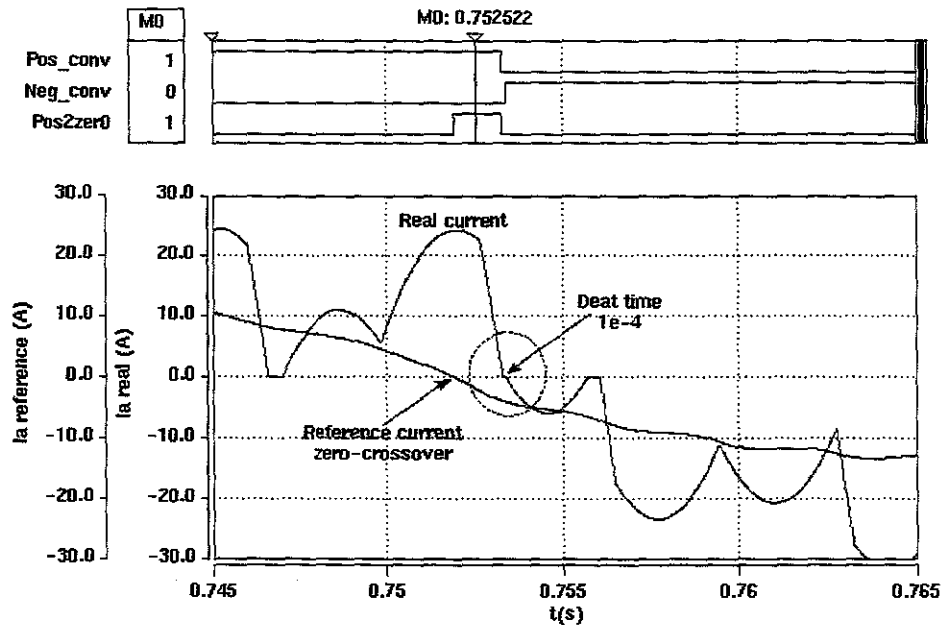


Fig.III.55: Nouvelle méthode de logique de basculement: Principe de la méthode basée sur la détection de passage par zéro du courant de référence statorique

Il se trouve que dans le cas des faibles charges du moteur le courant réel, selon le point de fonctionnement, peut s'annuler bien avant le courant de référence, Fig.III.55. Cela introduirait des dissymétries au niveau de la tension de sortie et du courant du moteur si le basculement entre les groupes de redresseur était synchronisé sur le passage par zéro du courant réel. Cette dissymétrie serait accompagnée d'une augmentation des ondulations du couple électromagnétique du moteur. L'application de la nouvelle méthode autorise le basculement du courant bien après le passage par zéro du courant de référence, ce qui résout ce problème et celui également posé pour les faibles couples résistants.

Les résultats de simulation en appliquant la nouvelle méthode de logique de basculement sont présentés sur la Fig.III.56. le cycle de vitesse a été rallongé par rapport aux cas précédent et contient une phase de descente, sous forme d'un échelon vers l'arrêt. On peut y constater que le courant de référence du stator est mieux reproduit que dans les deux autres méthodes.

On peut remarquer que la nouvelle méthode, basée sur les courants de référence, présente deux avantages majeurs par rapport aux deux méthodes précédentes, à savoir:

- la poursuite de vitesse pour les faibles couples de charge est aussi précise que pour les valeurs importantes de celui-ci.
- l'application de cette méthode ne nécessite pas de processus de filtrage, ce qui introduisait des retards sur le signal de sortie et posait des problèmes en régime transitoire. Donc, les courants de référence sont, par la nouvelle méthode, beaucoup plus faciles à reproduire et avec une bien meilleure précision que pour les deux autres méthodes. En conséquence, la réponse du système à son contrôle, le moteur asynchrone fonctionnant en vitesse variable dans notre cas, est bien plus satisfaisante.

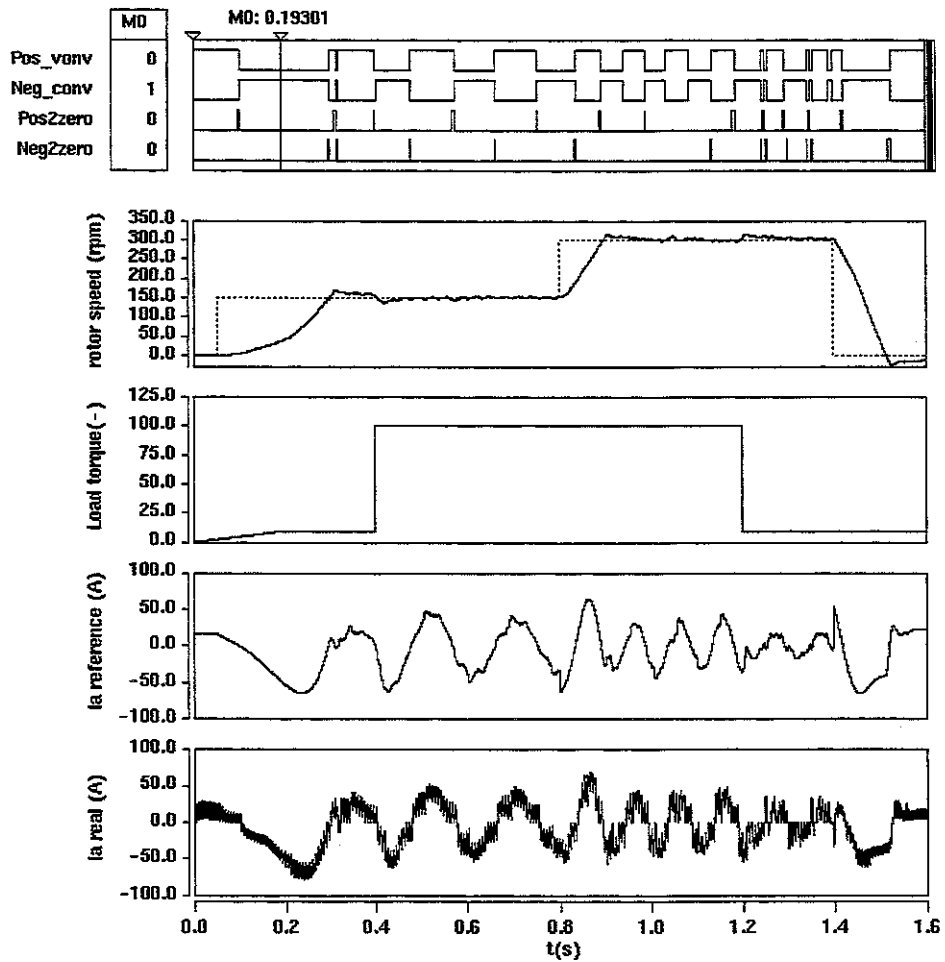


Fig.III.56 : Du haut en bas:
Sélection des groupes positif ou négatif basée sur la méthode du courant de référence, évolution de vitesse et poursuite de référence, couple résistant, courant de référence calculé, courant réel de phase "a"

CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, un modèle mathématique adapté à la commande vectorielle de la machine asynchrone, en tenant compte d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices a été présenté. Ensuite, la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone, qui réalise le découplage nécessaire entre la commande du flux et du couple et sans contrainte sur le couple ni sur le glissement critique, est étudiée. Elle est considérée comme la commande de base pour toutes les alimentations de la machine asynchrone qui sont développées dans la suite de ce chapitre.

Dans le cas d'une alimentation indirecte, c'est-à-dire la cascade redresseur-onduleur de tension, la technique du contrôle des courants par hystérésis offre la simplicité de réalisation. En outre, elle ne demande pas la connaissance des paramètres internes de la machine ni le découplage qui existe entre les composantes des tensions et des courants des axes d et q en cas d'alimentation en tension par un onduleur à MLI.

L'alimentation indirecte de la machine asynchrone par la cascade redresseur-onduleur de courant permet d'obtenir la réversibilité de l'échange de la puissance avec le réseau en cas de freinage et de s'autoprotéger contre les court-circuits. Une variante de contrôle de l'onduleur de courant par hystérésis a été exposée, ce qui offre les avantages d'une commande hystérésis ordinaire, à savoir, simplicité, rapidité et robustesse vis à vis des changements des paramètres internes de la machine. Son seul inconvénient est la fréquence de commutation variable des interrupteurs de l'onduleur contrôlé par cette méthode, qui peut exciter le circuit de résonance, avec une pulsation de résonance variable, formé par les capacités et l'inductance variable du moteur. Cet handicap peut être enlevé en rajoutant un terme proportionnel au dérivé du courant du moteur dans sa référence, ce qui augmente l'amortissement du système global.

L'alimentation directe de la machine asynchrone par le cycloconvertisseur présente l'avantage d'être intrinsèquement réversible. Cette alimentation est intéressante pour la réalisation des entraînements lents ou très lents et de forte puissance. L'inconvénient de ce type d'alimentation réside dans la limitation de la fréquence de sortie et l'injection des courants harmoniques importants dans le réseau primaire. Afin de faire une analyse des courants harmoniques et étudier les méthodes de filtrage efficaces de ces harmoniques aux chapitres suivants, le cycloconvertisseur à indice de pulsation 3 a été choisi pour des raisons de simplicité et de la pollution harmonique importante, par rapport aux autres variantes à indice de pulsation supérieur, qu'il génère au niveau du réseau primaire. Une nouvelle méthode de logique de basculement, pour les systèmes d'entraînement électrique, basée sur le passage par zéro des courants de référence de la machine (asynchrone ou synchrone), charge du cycloconvertisseur, est exposée. Elle présente l'avantage de bien asservir la vitesse même pour les faibles couples de charge sans aucun besoin de traitements supplémentaires pour identifier le courant ou la tension fondamental, indispensables dans les autres méthodes.

Dans tous les cas, le choix entre ces trois modes d'alimentation dépend de la puissance de l'entraînement, de la gamme des fréquences à réaliser et de la réversibilité de l'échange de puissance à assurer [Bon].

CHAPITRE IV

**FILTRAGE DES PERTURBATIONS
HARMONIQUES PRODUITES PAR CASCADE
REDRESSEUR-ONDULEUR-MACHINE
ASYNCHRONE A VITESSE VARIABLE**

INTRODUCTION

L'imperfection du filtre placé entre le redresseur et l'onduleur de courant ou de tension est à l'origine des harmoniques supplémentaires dans le courant redressé et, à travers celui-ci, dans le courant prélevé au réseau. Dans un entraînement à vitesse variable, l'onduleur, soit de courant ou de tension, alimenté par redresseur, fonctionne toujours à fréquence variable. Il produit, dans le courant redressé et par conséquent dans le courant du réseau qui l'alimente, des harmoniques non-multiples entiers de la fréquence du réseau, dits des interharmoniques. Dans une chaîne indirecte, en changeant la fréquence de sortie, non seulement on produit des harmoniques à l'entrée et à la sortie mais aussi on transmet de son entrée vers sa sortie ou dans le sens inverse, des harmoniques reçus d'un côté ou de l'autre. Il n'est toujours pas possible d'évaluer avec précision les harmoniques aux divers points de fonctionnement de la chaîne de conversion mais il faut en déterminer la fréquence afin de prévoir la stratégie de filtrage efficace des harmoniques du réseau primaire et éviter des surtensions ou des surintensités dues à un éventuel phénomène de résonance.

Nous consacrerons l'essentiel de ce chapitre au filtrage des courants harmoniques injectés par les variateurs de vitesse alimentés par les convertisseurs indirects. En premier lieu, les paramètres du filtre placé en étage continu seront dimensionnés par le critère de THD minimum des courants injectés sur le réseau. Ensuite, après une brève présentation des caractéristiques des courants harmoniques injectés au réseau par le redresseur-onduleur de tension-machine asynchrone à vitesse variable, les différentes méthodes de filtrage actif et hybride vont être comparées en terme de THD en courant. La deuxième partie sera consacrée aux caractéristiques et au filtrage des courants harmoniques du réseau par la cascade redresseur-onduleur de courant-machine asynchrone à vitesse variable.

Rappelons que toutes les simulations présentées dans ce chapitre sont réalisées en utilisant le code numérique SABER.

IV.1 FILTRAGE DES PERTURBATIONS HARMONIQUES PRODUITES PAR LA CASCADE REDRESSEUR-ONDULEUR DE TENSION A MLI-MACHINE ASYNCHRONE A VITESSE VARIABLE

L'entraînement à vitesse variable réalisé par la cascade redresseur-onduleur de tension à MLI-machine asynchrone a été développé au chapitre précédent en vue de la commande des différentes parties de l'ensemble. Dans ce qui va suivre, on s'intéresse plutôt aux caractéristiques harmoniques de ce type d'entraînement et surtout la partie qui joue un rôle important en ce qui concerne les harmoniques injectés au réseau, c'est-à-dire le filtre placé entre le redresseur et l'onduleur de tension.

Le schéma de la Fig.IV.1 donne le circuit équivalent du filtre reliant le redresseur et l'onduleur de tension à MLI. Dans ce schéma, le redresseur et l'onduleur sont remplacés par une source des tensions harmoniques V_{red} et une source des courants harmoniques I_L respectivement. Ce filtre comporte:

- une inductance L en série qui sert à réduire les fluctuations du courant I_s absorbé au réseau;

- une capacité C en parallèle qui sert à réaliser lors des commutations, une source de tension V_{red} à l'entrée de l'onduleur.

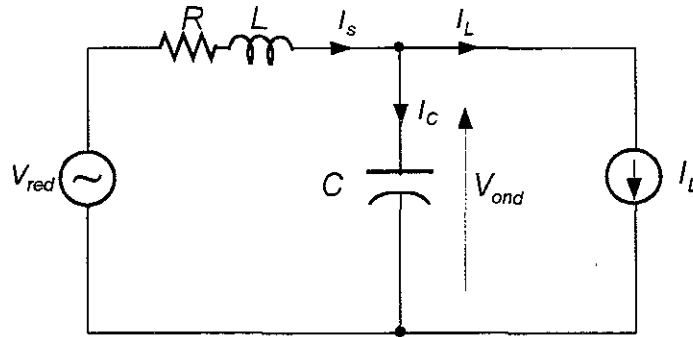


Fig.IV.1: Schéma équivalent de redresseur-filtre LC-onduleur de tension

En général pour étudier le comportement de ce filtre et déterminer les valeurs à donner à ses éléments, on doit tenir compte du type de redresseur et d'onduleur utilisé, à savoir onduleur commandé en pleine onde ou en MLI (synchrone ou asynchrone). On dimensionne les éléments du filtre sachant que dans presque tous les entraînements à vitesse variable alimentés par le réseau industriel, via un redresseur à thyristors ou à diodes, et utilisant un onduleur de tension, on fait fonctionner ce dernier en MLI dans quasiment toute la plage de vitesse.

IV.1.1 Optimisation des Paramètres du Filtre LC de l'Etage Continu

Les harmoniques du courant redressé I_s sont dus à l'ondulation de la tension redressée V_{red} et à celle du courant I_L [Bon.3]. La tension redressée V_{red} comporte, en plus de son terme moyen V_{red0} , des termes alternatifs de pulsation $6k\omega$, $k = 1, 2, \dots$

$$V_{red} = \underbrace{\frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha}_{V_{red0}} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{2V_m (-1)^k}{36k^2 - 1} [6k \sin \alpha \sin 6k(\omega t - \alpha) - \cos \alpha \cos 6k(\omega t - \alpha)] \quad (IV.1)$$

$$V_{6km} = V_{red0} \cdot \frac{2}{36k^2 - 1} \sqrt{\cos^2 \alpha + 36k^2 \sin^2 \alpha}$$

où V_{6km} et α sont respectivement l'amplitude de l'harmonique de pulsation $6k\omega$ et l'angle de retard à l'amorçage des thyristors. Alors, les harmoniques de pulsation $6k\omega$ de la tension redressée donnent dans I_s des termes de même pulsation et d'amplitude:

$$I_{s6km} = V_{6km} \cdot \frac{C6k\omega}{LC36k^2\omega^2 - 1} \approx \frac{V_{6km}}{L6k\omega} \text{ si: } \frac{1}{\sqrt{LC}} \ll 6\omega \quad (IV.2)$$

Supposant les courants de sortie de l'onduleur sinusoïdaux de la forme:

$$i_a = I_m \sin(\omega' t - \varphi); \quad i_b = I_m \sin(\omega' t - \varphi - \frac{2\pi}{3}); \quad i_c = I_m \sin(\omega' t - \varphi + \frac{2\pi}{3}) \quad (IV.3)$$

si la modulation est synchrone et son indice m est multiple de 3 et de valeur suffisante, les courants de sortie comportent, outre leur fondamental, 2 paires d'harmoniques importants de rang $m \pm 2$ et $2m \pm 1$. Les deux systèmes triphasés des courants harmoniques, l'un direct de pulsation $(m-2)\omega'$ et l'autre inverse de pulsation $(m+2)\omega'$ donnent un terme de pulsation $(m-3)\omega'$ et un terme de pulsation $(m+3)\omega'$ de même amplitude dans le courant I_L . De même, le pair de $2m \pm 1$ génère un harmonique à la pulsation $2m\omega'$. Donc, les harmoniques de I_L avec une amplitude importante sont de rangs h' égal à: $(m \pm 3)$, $2m$. En modulation asynchrone, ce qui est notre cas, la densité spectrale du courant I_L présente des valeurs notables dans les bandes entourant les fréquences mf' et $2mf'$.

Les harmoniques de pulsation $(m \pm 3)\omega'$ et $2m\omega'$ du courant I_L créent dans I_s des termes de même pulsation et d'amplitude:

$$I_{s(m \pm 3)} = \frac{I_{L(m \pm 3)}}{LC(m \pm 3)^2 \omega'^2 - 1} \quad (IV.4)$$

$$I_{s2m} = \frac{I_{L2m}}{LC4m^2 \omega'^2 - 1}$$

Dans le cas où la fréquence de modulation mf' est nettement supérieure à la fréquence de résonance du filtre, celui-ci atténue tous les harmoniques dus à l'ondulation du courant I_L . Pour cela, il faut que la condition suivante soit satisfaite:

$$\frac{1}{\sqrt{LC}} \ll m\omega' \quad (IV.5)$$

Cette condition doit être comparée avec celle donnée par l'équation (IV.2), nécessaire pour atténuer les harmoniques du courant I_s nés de l'ondulation de la tension V_{red} .

Une fois les harmoniques de la tension d'entrée et du courant de sortie sont identifiés, on peut calculer les valeurs efficaces du courant dans l'inductance de lissage I_s :

$$I_s = \left[I_{s0}^2 + \sum_{k=6}^{\infty} (I_{s1,k}^2 + I_{s2,k}^2) \right]^{1/2} \quad (IV.6)$$

où:

$$I_{s1,k} = \frac{k}{k^2 X_{L0} - X_{C0}} \cdot V_{red,k}$$

$$I_{s2,k} = \frac{-X_{C0}}{k^2 X_{L0} - X_{C0}} \cdot I_{L,k}$$

ainsi que la tension continue à l'entrée de l'onduleur de tension V_{red} :

$$V_{ond} = \left[V_{ond,0}^2 + \sum_{k=6}^{\infty} (V_{ond1,k}^2 + V_{ond2,k}^2) \right]^{1/2} \quad (IV.7)$$

où:

$$V_{ond1,k} = \frac{-k}{X_{C0}} \cdot I_{s1,k}$$

$$V_{ond2,k} = \frac{-kX_{L0}X_{C0}}{k^2X_{L0} - X_{C0}} \cdot I_{L,k}$$

Dans le cas de modulation synchrone, on peut calculer les valeurs des harmoniques de courant I_s et ensuite en fixant les limites des THD en courant et en tension, on peut dimensionner les paramètres du filtre [Zio]:

$$THD_i = \frac{100\sqrt{2}}{I_{s,0}} (I_s^2 - I_{s,0}^2)^{1/2} < 10\% \quad (IV.8)$$

$$THD_v = \frac{100\sqrt{2}}{V_{ond,0}} (V_{ond}^2 - I_{ond,0}^2)^{1/2} < 10\%$$

La méthode que nous venons de présenter nécessite la connaissance des amplitudes des harmoniques du courant I_L , ce qui n'est pas forcément possible surtout dans le cas d'une modulation asynchrone. Dans ce qui suit, on dimensionne les paramètres du filtre de façon à ce que, dans le pire des cas, le THD en courant du réseau et la variation de la tension continue soient inférieurs à certaines limites. Le pire des cas correspond au point de fonctionnement pour lequel le courant effectif absorbé par la capacité est maximum, c'est-à-dire C pour lequel on aura maximum $kVAR$ [Zio].

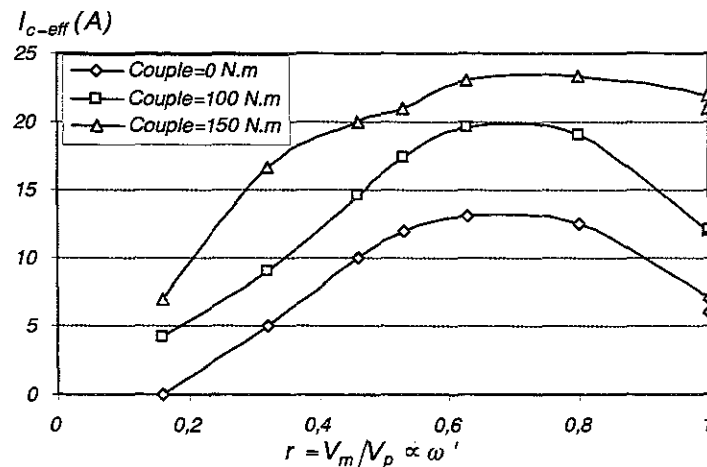


Fig.IV.2: Courant effectif absorbé par la capacité en fonction du couple et de la fréquence d'onduleur

Le schéma de la Fig.IV.2 donne le maximum du courant dans la capacité pour $\omega' = 70\%$ de la fréquence nominale et au couple nominal du moteur. Dans ces conditions, le THD en courant du réseau pour différentes valeurs de la capacité et de l'inductance de lissage est déterminé et présenté sur la Fig.IV.3.

On s'y aperçoit qu'à partir d'une certaine valeur de réactance de lissage, $X_L = 0.15$ (valeur réduite sur une base de 30kVA, 380V, 50Hz) le THD en courant pour différentes valeurs de la capacité ne change plus sensiblement. On retient donc cette valeur pour l'inductance de lissage.

$$X_{base} = \frac{V_{base}^2}{S_{base}} = \frac{380^2}{30kVA} = 4.8\Omega$$

$$L = \frac{X_L \cdot X_{base}}{\omega_{base}} = 2.3mH$$
(IV.9)

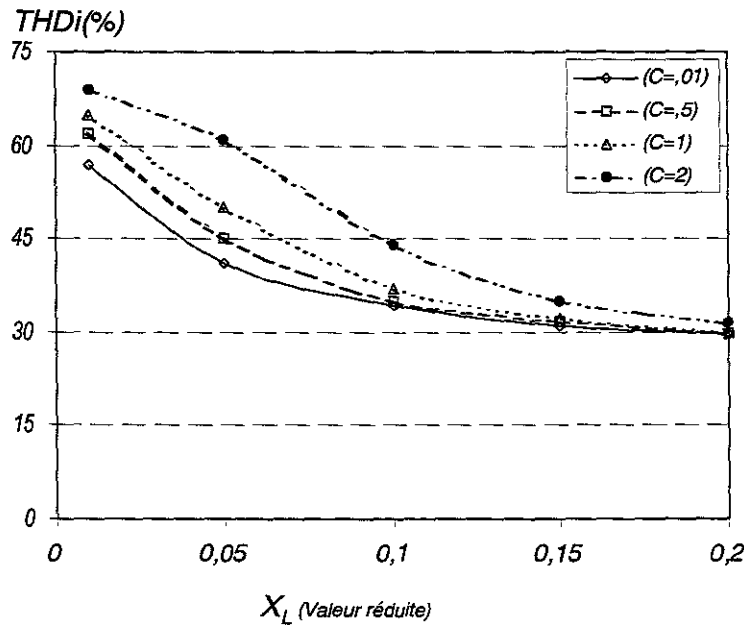


Fig.IV.3 : THD en courant pour différentes valeurs de la capacité et de l'inductance de lissage

Fig.IV.4 donne la variation de la tension continue V_{ond} en fonction des différentes valeurs des réactances capacitive X_C et inductive X_L . Etant donnée la dégradation de la performance de l'onduleur de tension avec l'augmentation de la variation de la tension continue ΔV_{ond} , on limite cette variation à 5% de sa valeur nominale. Compte tenue de la valeur de l'inductance $L = 2.3mH$ déjà choisie, courbe en trait plein de la Fig.IV.4, la valeur de la capacité peut être fixée à $X_C = 1$ (pu) soit $C = 665 \mu F$.

Avec ces valeurs ainsi obtenues, on doit vérifier des conditions de l'équations IV.2 et 5:

$$\frac{1}{\sqrt{LC}} = 809 < 6\omega_s = 1884 \ll m\omega' = 40\omega' = 12560$$
(IV.10)

On s'aperçoit que les conditions précédentes sont satisfaites et on retient donc ces valeurs pour la suite de ce travail.

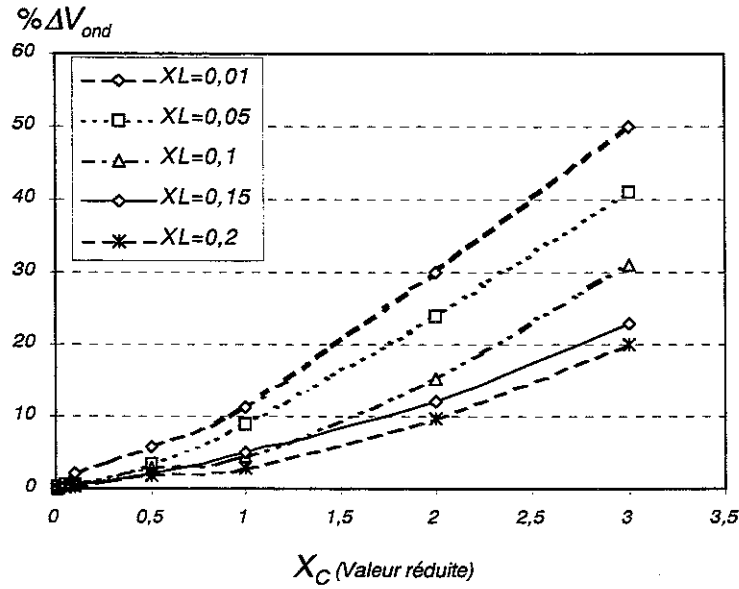


Fig.IV.4: Variation de la tension continue en fonction des paramètres du filtre

IV.1.2 Caractéristique Harmonique du Courant d'Entrée

Les amplitudes des harmoniques caractéristiques du courant d'un redresseur de pulsation $(6k \pm 1)\omega_s$ lors d'un fonctionnement idéalisé ($L_{\text{lissage}} = \infty$ donc pas d'ondulation de courant I_s), sont modifiées par les harmoniques de pulsation $6k\omega_s$ du courant I_s de la sortie de redresseur. A ces harmoniques caractéristiques s'ajoutent des interharmoniques dus aux termes de pulsations $h' = (m \pm 3)\omega'$ et $2m\omega'$, pour l'essentiel, de I_s . Cela donne la pulsation des interharmoniques, soit: $h' \omega' \pm (2k \pm 1)\omega_s$.

Dans le cas où la fréquence de résonance du filtre, $1/2\pi\sqrt{LC}$, n'est pas assez faible devant $m\omega'$, dans le courant prélevé au réseau se trouvent des harmoniques de pulsation $(m \pm 3)\omega' \pm \omega_s$ et $2m\omega' \pm \omega_s$ avec les amplitudes suivantes [Bon.3]:

$$\frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cdot \frac{1}{LC(m-3)^2 \omega'^2 - 1} \cdot \frac{V_{\text{ond},(m-2)}}{V_{\text{ond},0}} \cdot I_m \quad \text{pour les rangs: } (m-3)\omega' \pm \omega_s \quad (\text{IV.11})$$

$$\frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cdot \frac{1}{LC(m+3)^2 \omega'^2 - 1} \cdot \frac{V_{\text{ond},(m+2)}}{V_{\text{ond},0}} \cdot I_m \quad \text{pour les rangs: } (m+3)\omega' \pm \omega_s \quad (\text{IV.12})$$

$$\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cdot \frac{1}{LC4m^2 \omega'^2 - 1} \cdot \frac{V_{\text{ond},(2m\pm 1)}}{V_{\text{ond},0}} \cdot I_m \cos \varphi \quad \text{pour les rangs: } 2m\omega' \pm \omega_s \quad (\text{IV.12})$$

Les amplitudes ainsi trouvées doivent être comparées à celle du fondamental qui a, à $\alpha = 0$, pour expression:

$$I_{ma(f=50)} = \frac{6\sqrt{3}}{4\pi} \cdot r \cdot I_m \cos \varphi \quad (\text{IV.13})$$

où r et φ sont respectivement le coefficient de réglage en tension d'onduleur et l'angle de retard de courant de sortie de l'onduleur par rapport à sa tension.

IV.1.3 Filtrage des Harmoniques du Courant d'Entrée

Après avoir minimisé la production des harmoniques à sa source, c'est-à-dire dimensionner le système d'entraînement de façon à ce que l'ensemble du système absorbe moins de courants harmoniques au réseau (par le bon choix du filtre et de l'indice de modulation), il faudrait maintenant supprimer tous ou piéger les harmoniques les plus gênants pour dépolluer le réseau. Pour cela, en général, il y a plusieurs méthodes selon les caractéristiques et le degré de la pollution et le réseau à dépolluer. Dans ce qui va suivre, trois méthodes de filtrage, à savoir utilisation d'un filtre passif parallèle (FPP), d'un filtre actif parallèle (FAP) et d'un filtre hybride, actif série et passif parallèle (FAS+FPP), vont être présentées et comparées en terme de leurs performances (THD en courant).

IV.1.3.1 Filtrage Passif Parallèle (FPP)

La première solution et la plus simple et économique consiste à utiliser des filtres passifs accordés ou résonnants. Le schéma global de connexion de filtre passif parallèle est illustré sur la Fig.IV.5.

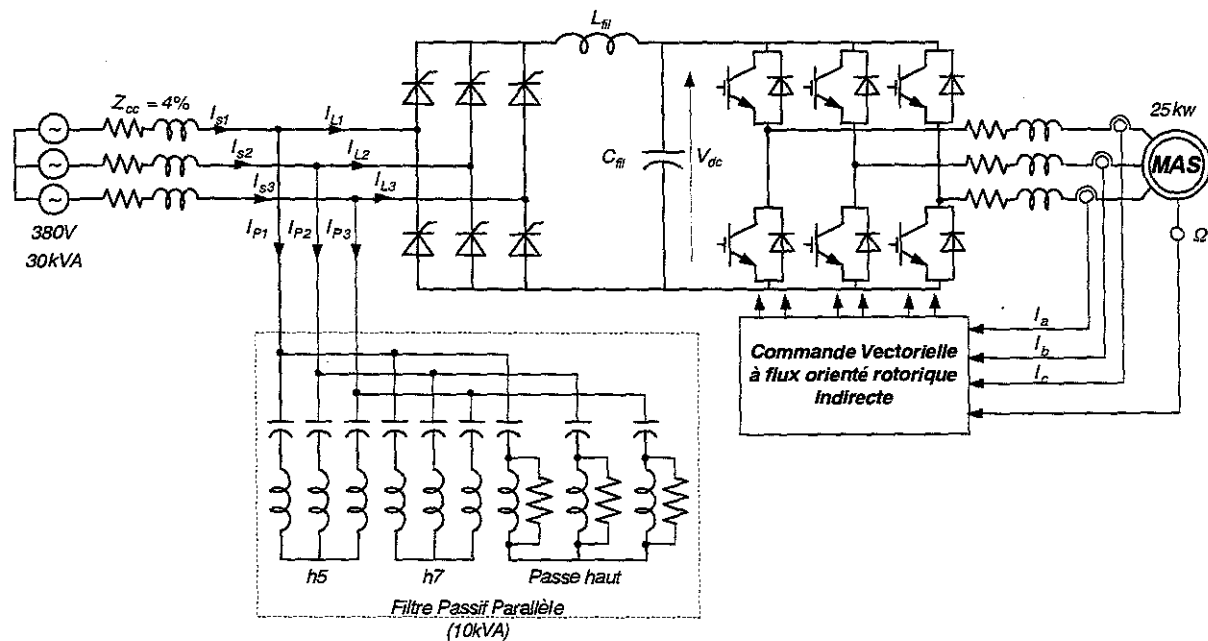


Fig.IV.5: Schéma global du filtrage des courants harmoniques par filtre passif parallèle (FPP)

Le filtre passif est généralement constitué du groupement en parallèle d'un certain nombre de cellules, chacune, un circuit résonnant série, accordée sur une fréquence donnée. Dans les réseaux industriels, on utilise souvent des cellules 5 et 7 en parallèle avec un filtre amorti accordé sur $12\omega_s$ qui convient pour les rangs 11, 13 et au delà.

Il existe plusieurs possibilités pour dimensionner les éléments de chaque cellule et suivant les critères imposés, différentes solutions peuvent être obtenues. On peut déterminer la capacité, et

donc l'inductance, en cherchant à minimiser les pertes dans la capacité, dans l'inductance ou dans l'ensemble en imposant la puissance réactive générée par le filtre passif.

La méthode retenue dans ce travail consiste à minimiser la tension harmonique aux bornes du filtre passif en imposant la puissance réactive fournie par celui-ci. Comme on le verra au paragraphe suivant, la minimisation de la tension harmonique aux bornes du filtre passif est le seul moyen pour réduire la puissance du filtre actif série dans un filtrage hybride (passif-actif série). Cette combinaison des filtres actif série et passif fait passer presque la totalité des courants harmoniques au travers du filtre passif et peu de courant harmonique ne passe par la source [Ali].

Pour dimensionner les paramètres du filtre passif, les conditions suivantes sont prises en compte :

- La capacité totale du filtre passif est constante et proportionnelle à la puissance réactive fournie au réseau à la fréquence fondamentale et tension nominale:

$$Q_f \approx \sum_{h=5,7,12} C_h \cdot \omega_s \cdot V_s^2 = 10 \text{ kVAR} \quad (IV.14)$$

$$\sum_{h=5,7,12} C_h = 220 \mu\text{F}$$

- Le facteur de qualité de chaque inductance est constant $Q_5 = Q_7 = 50$ et $Q_{12} = 2$;
- Chaque cellule du filtre passif est accordé sur une fréquence donnée : 5, 7, 12 ;
- La totalité des courants harmoniques passe dans le filtre passif .

La tension harmonique aux bornes du filtre passif pour harmonique h est donnée par :

$$\bar{V}_{FP} = \bar{Z}_{FP}(h\omega_s) \cdot \bar{I}_{Lh} \quad (IV.15)$$

La forme d'onde de la tension de sortie est calculée par la somme des tensions de sortie pour chaque harmonique :

$$V_F(t) = \sum_{h=2}^{\infty} \left[\text{Re}(\bar{V}_{Fh}) \cos(h\omega_s t) + \text{Im}(\bar{V}_{Fh}) \sin(h\omega_s t) \right] \quad (IV.15)$$

Afin d'optimiser les paramètres du filtre passif, l'Algorithme Génétique est appliqué pour chercher le vecteur optimum, $[C_5 \ C_7]$, en maximisant la fonction objectif (Fitness) qui est définie comme l'inverse de la valeur crête de $V_F(t)$ dans l'intervalle $[0, 2\pi/\omega_s]$:

$$\text{Fitness} = \frac{1}{V_{F(\max)}} \quad (IV.16)$$

sous contrainte de $\sum_{h=5,7,11} C_h = 220 \mu\text{F}$.

Le vecteur optimal est obtenu pour $[C_5 = 36.5\% \ C_7 = 22\%]$ d'où les autres paramètres qui peuvent être calculés comme le montre le tableau suivant :

Tableau IV.1 : Paramètre du filtre passif

Cellule	C(μF)	L(mH)	Q
5	80	5	50
7	45	4.6	50
Passe haut	95	0.9	2

Fig.IV.6 donne le schéma équivalent monophasé du filtrage par filtre passif parallèle. Dans cette figure, le courant absorbé au réseau par le système d'entraînement est remplacé par une source de courant et le réseau par une source de tension.

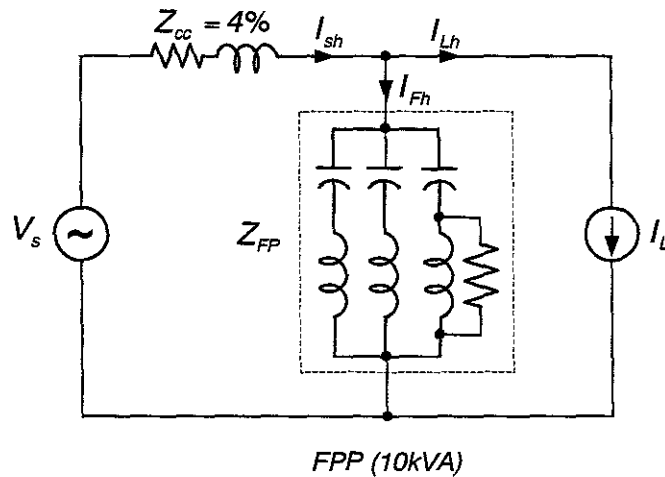
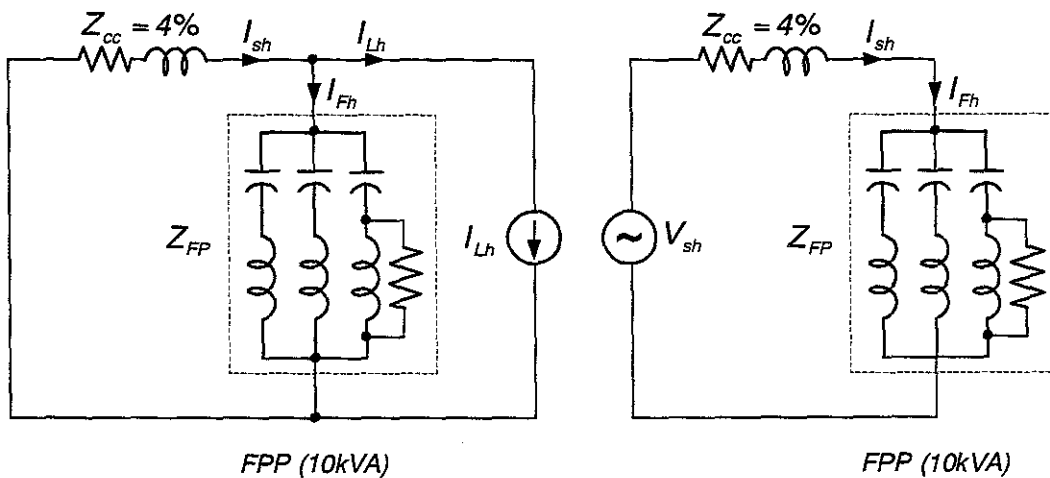


Fig.IV.6 : Schéma équivalent monophasé du filtrage par filtre passif parallèle

Considérons le circuit équivalent où les harmoniques de courant injectés au réseau sont représentés par la source I_{Lh} et les tensions harmoniques du réseau par la source V_{sh} . Le courant harmonique total peut être obtenu par la superposition de ces deux sources harmoniques (Fig.IV.7) :

$$I_{sh} = \frac{Z_{FP}}{Z_{CC} + Z_{FP}} I_{Lh} + \frac{1}{Z_{CC} + Z_{FP}} V_{sh} \quad (IV.17)$$



(a) pour les courant harmoniques (b) pour les tensions harmoniques

Fig.IV.7 : Circuit équivalent pour les harmoniques de courant et de tension

Comme montré sur la Fig.IV.8 , les antirésonances sont aux pulsations $4,63\omega_s$, $6,58\omega_s$ et $9,8\omega_s$. D'après le paragraphe (IV.2) si l'indice de modulation m n'est pas assez grand ou la fréquence propre du filtre de l'étage continu $1/2\pi\sqrt{LC}$ n'est pas assez faible devant mf' , les interharmoniques de pulsations $(m \pm 3)\omega' \pm \omega_s$ et $2m\omega' \pm \omega_s$ risquent d'exister dans le courant I_L . Ceux la peuvent exciter les fréquences d'antirésonance du circuit équivalent, Fig.IV.8(a), en fonction de la vitesse du moteur asynchrone. Cette solution peut donc être déconseillée dans le cas d'une grande fréquence de coupure du filtre de l'étage continu.

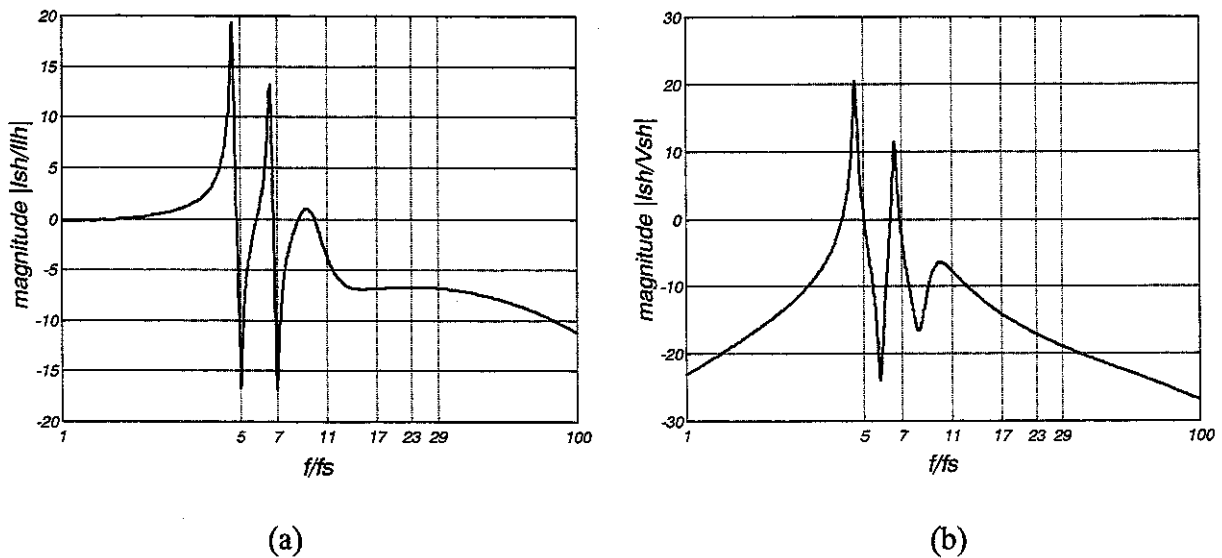


Fig.IV.8 : Diagramme de Bode du courant de la source en fonction
 a) des courants harmoniques de la charge et b) des tensions harmoniques de la source

Fig.IV.9 donne le filtrage des harmoniques du courant du système d'entraînement par filtre passif parallèle. On s'y aperçoit que le FPP améliore le THD en courant de 50%, ce qui peut être considérable du point de vu de la diminution de THD mais par contre en forte puissance cela peut ne pas être suffisant sans parler du risque de résonance avec l'impédance du réseau.

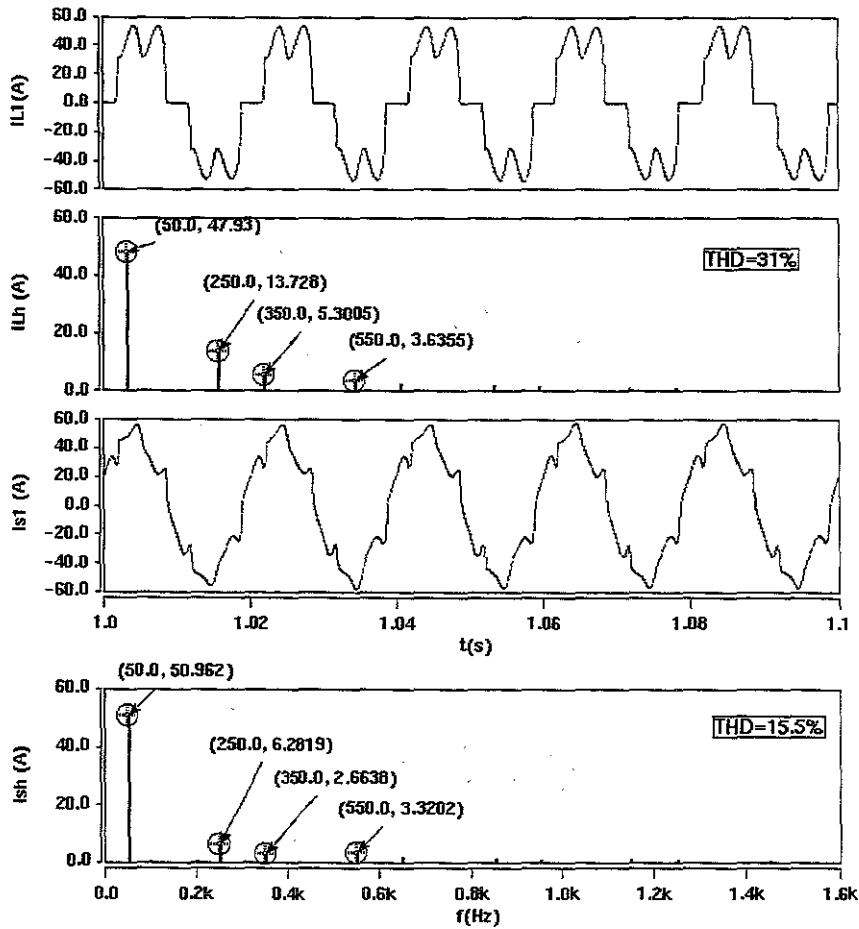


Fig.IV.9 : Filtrage des harmoniques du courant du système d’entraînement par filtre passif

IV.1.3.2 Filtrage Actif Parallèle à structure tension (FAP)

Une autre solution de filtrage des courants harmoniques consiste à utiliser un filtre actif parallèle à structure tension ou courant connecté au point de raccordement du système d’entraînement au réseau.

Fig.IV.10 représente le filtre actif à structure tension. Le circuit de stockage d’énergie est réalisé par la capacité C qui joue le rôle d’une source de tension continue. La tension à ses bornes V_c est maintenue à une valeur quasi-constante. L’onduleur de tension et le réseau sont découplés par un filtre du première ordre qui peut être une simple inductance L_f . Afin d’obtenir une bonne performance du filtre actif, la fluctuation de la tension continue V_c doit être contrôlée en optimisant la valeur de capacité C à inductance L_f donnée [Xu].

Le rôle du filtre actif parallèle est de permettre l’injection sur le réseau des courants harmoniques I_f nécessaires à l’annulation de ceux produits par le système d’entraînement. La performance globale du filtre actif sera d’autant meilleure que si les courants harmoniques injectés sur le réseau I_{Lh} sont bien identifiés. Ceux-ci servent, en effet, comme références des courants du filtre actif. La méthode des puissance instantanées est utilisée pour identifier les courants harmoniques I_{Lh} prélevés au réseau par le système d’entraînement.

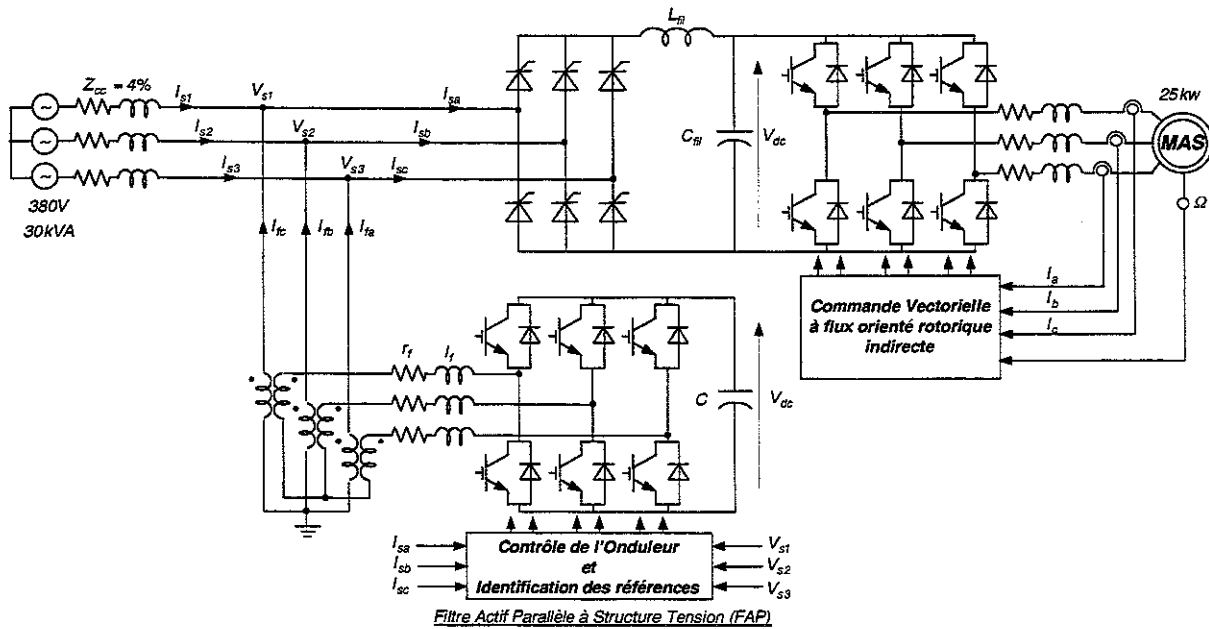


Fig.IV.10 : Schéma global du filtrage des courants harmoniques par filtre actif parallèle

IV.1.3.2.1 Boucle de régulation de courant

La tension de référence du filtre actif est composée de deux termes à fréquences différentes:

$$V_f = V_s + R i_f + L_f \frac{d}{dt} i_f \quad (IV.18)$$

Il s'agit de la tension du réseau V_s dont la fréquence est connue et la chute de tension aux bornes du filtre de découplage lorsque celui ci est traversé par le courant harmonique. Cette chute de tension doit être compensée par un régulateur approprié. Afin de calculer les paramètres de ce régulateur, on considère que la fréquence de coupure du filtre de découplage du premier ordre est assez faible par rapport à la fréquence de hachage ($\omega_{coup} \leq \omega_p / 7$) pour qu'il puisse atténuer les harmoniques dus aux découpages de l'onduleur. Choisissons un régulateur de type proportionnel-intégral (PI), le schéma en bloc de la régulation de courant peut être représenté par celui de la Fig.IV.11:

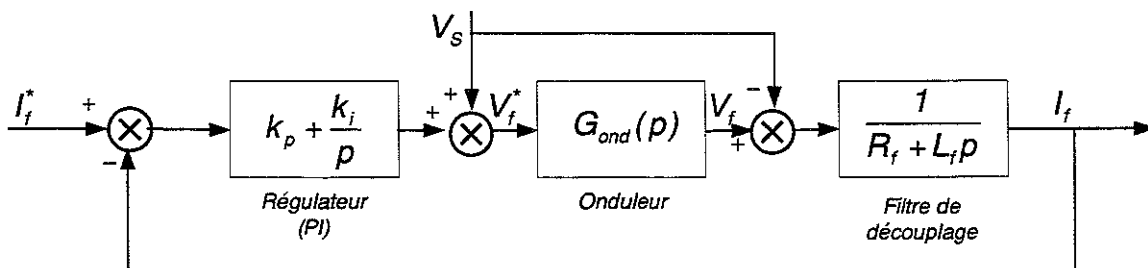


Fig.IV.11 : Schéma en bloc de la régulation des courants du filtre actif

Prenons un indice de modulation élevé par rapport aux fréquences des courants harmoniques à compenser, l'onduleur de tension à MLI peut être globalement modélisé par un simple gain:

$$G_{ond} = \frac{V_c}{2V_p} \quad (IV.19)$$

où V_c et V_p sont respectivement la tension continue de l'onduleur de tension et l'amplitude de la porteuse triangulaire. Pour des raisons de simplicité, choisissons $V_p = V_c/2$ pour que le gain G_{ond} soit égal à 1. Le schéma simplifié de la Fig.IV.12. peut alors être obtenu:

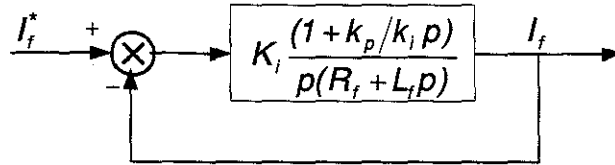


Fig.IV.12 : Schéma simplifié de régulation de courant

Utilisant la méthode de placement des pôles, on supprime les pôles les plus lents ce qui fixe les valeurs $k_p/k_i = L_f/R_f$. Alors, la fonction de transfert en boucle fermée devient:

$$F(p) = \frac{k_i}{p + k_i} \quad (IV.20)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est un filtre passe bas du 1^{er} ordre avec une pulsation de coupure égale à k_i . Pour déterminer la pulsation k_i , les contraintes suivantes doivent être tenues en compte:

- Une pulsation de coupure grande pour ne pas modifier ni le module ni la phase des courants harmoniques ainsi une poursuite de référence avec une dynamique rapide ;
- Cette fréquence est limitée par celle de la porteuse car au delà de cette fréquence l'onduleur ne peut plus être considéré comme un gain unitaire.

La relation suivante peut satisfaire les contraintes précédentes :

$$7\omega_h \leq k \leq \frac{\omega_p}{7} \quad (IV.21)$$

avec ω_h la pulsation d'harmonique la plus élevée à compenser.

IV.1.3.2.2 Boucle de régulation de la tension continue

Afin de maintenir une bonne performance du filtre actif, la tension continue aux bornes du condensateur de stockage d'énergie doit être constante. Le transit de puissance vers le filtre actif pendant les régimes transitoires de la charge polluante ainsi que les pertes Joule dans les interrupteurs et le filtre de découplage sont les principales causes de variation de la tension continue. Pour contrôler cette dernière, il faut insérer des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence de filtre actif. Le contrôle de la tension continue et la commande globale du filtre actif sont données sur la Fig.IV.13.

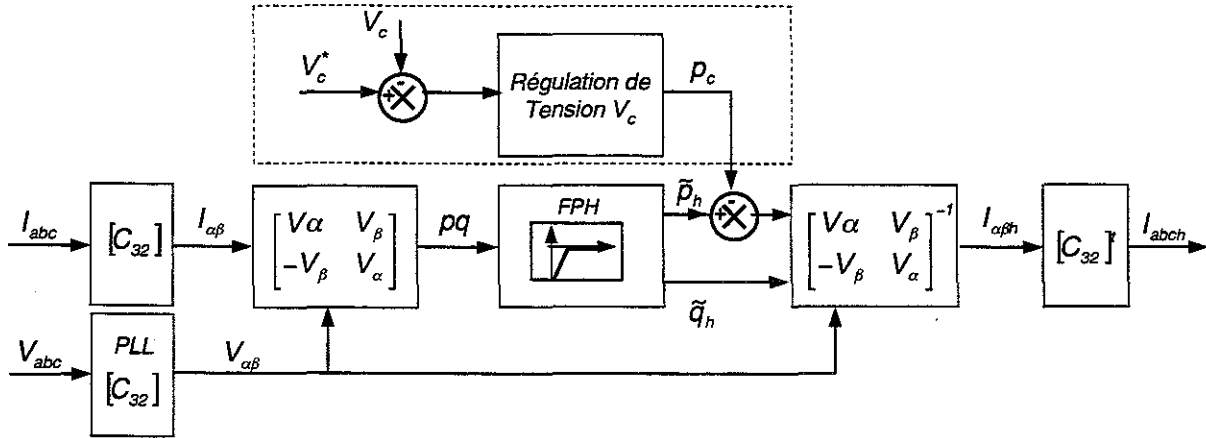


Fig.IV.13: L'insertion de contrôle de la tension continue dans la commande du filtre actif

Aussitôt qu'il y a un écart entre la tension de référence et la tension continue V_c , la puissance p_c à la sortie du régulateur s'ajoute à la puissance active harmonique ce qui donne lieu à un courant fondamental actif corrigeant ainsi la tension V_c .

Afin d'obtenir le signal p_c à la sortie du régulateur, l'écart entre la tension de référence et la tension mesurée aux bornes de la capacité est appliqué à un régulateur proportionnel. Un filtre passe-bas du premier ordre est utilisé à la sortie du régulateur pour filtrer les fluctuations de la tension à 300Hz. La fonction de transfert du régulateur est montrée sur la Fig.IV.14.

En négligeant les pertes de commutation dans l'onduleur ainsi que celles dans les inductances de couplage, la relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur devient :

$$p_c = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C V_{dc}^2 \right) \tag{IV.22}$$

En linéarisant cette équation pour des faibles variations de la tension autour de sa référence V_{dc}^* , on obtient :

$$p_c = C V_{dc}^* \frac{d}{dt} (V_{dc}) \tag{IV.23}$$

Le schéma en bloc de la régulation de la tension continue en boucle fermée est présenté sur la Fig.IV.14 :

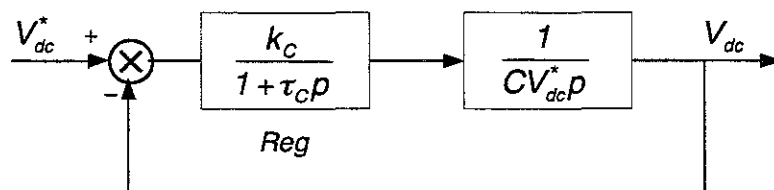


Fig.IV.14 : Schéma en bloc de la régulation de la tension continue

La fonction de transfert en boucle fermée est un système du deuxième ordre :

$$F_C(p) = \frac{\omega_c^2}{p^2 + 2\xi_c \omega_c p + \omega_c^2} \quad (IV.24)$$

où :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{k_c}{C.V_{dc}^* \cdot \tau_c}}$$

$$\xi_c = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C.V_{dc}^*}{k_c \cdot \tau_c}}$$

Pour avoir un bon coefficient d'amortissement du système en boucle fermée, on choisit $\xi_c = 0.7$. Afin de supprimer l'effet d'ondulation de la tension aux bornes de la capacité, on choisit :

$$\tau_c = \frac{7}{2\pi 300} = 3.7 \text{ms}$$

d'où pour $V_{dc}^* = 700V$, $C = 8mF$: $k_c = \frac{C.V_{dc}^*}{4\xi_c^2 \cdot \tau_c} = 757$

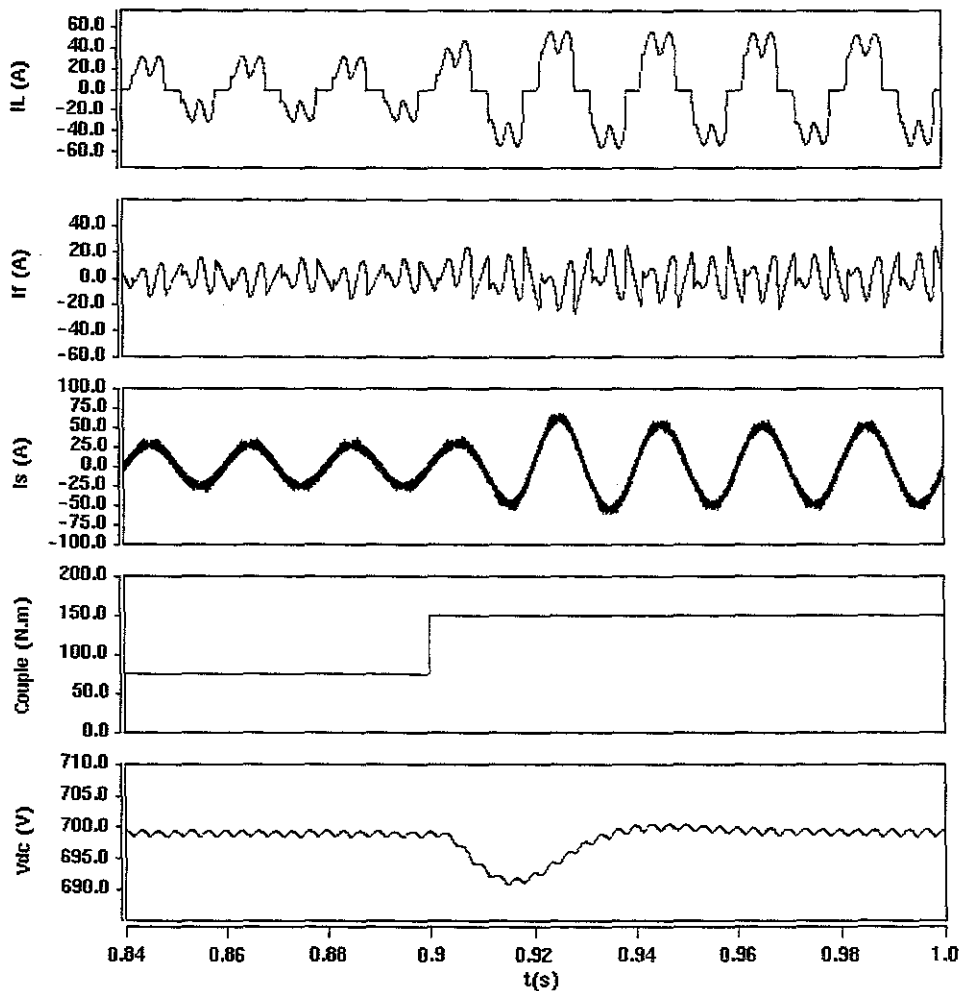


Fig.IV.15 : Identification des courant harmoniques et régulation de la tension continue

Fig.IV.15 montre l'identification des courant harmoniques et la régulation de la tension continue aux bornes de la capacité en cas de changement brutal du couple du moteur.

La performance du filtrage par filtre actif parallèle en terme de THD en courant est donnée sur la Fig.IV.16. On constate une amélioration du THD en courant de la source de 72% par rapport à celui de la charge (de 31% à 8.7%). Dans le cas idéal où le filtre actif parallèle compense la totalité des courants harmoniques et sans aucune demande de puissance active pour contrôler la tension continue, la puissance du filtre actif peut être estimée par :

$$I_{F(eff)} = THD_{I_L} \cdot I_{L(fond)} \tag{IV.25}$$

$$S_{FA} = \sqrt{3} I_{F(eff)} \cdot V_s = THD_{I_L} \cdot S_{ch}$$

D'après les valeurs données pour THD_{I_L} , la puissance du filtre actif dans cette application est de l'ordre de 31% de la puissance apparente du système d'entraînement.

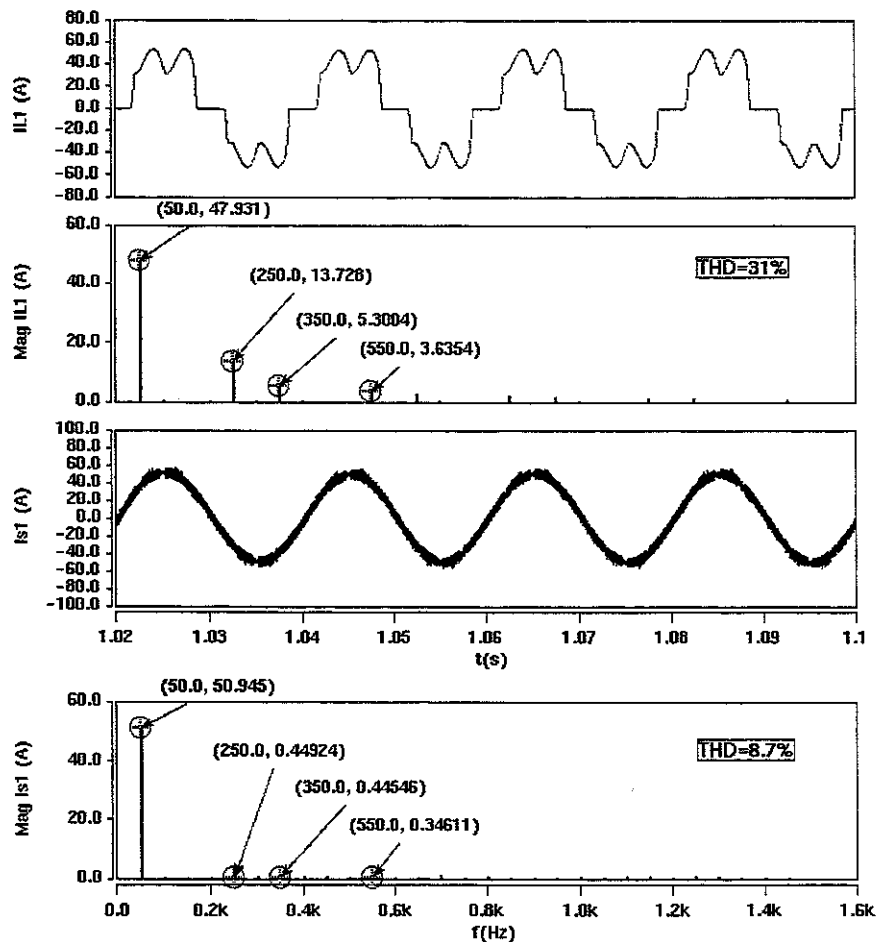


Fig.IV.16 : Performance du filtrage harmonique par filtre actif parallèle

IV.1.3.3 Filtrage hybride , association des filtres actif série et passifs parallèles (FASP)

Il a été mis en évidence, au paragraphe précédent, que le filtrage des harmoniques de courant par un filtre passif ne donne pas toujours entière satisfaction. En effet, pour obtenir une bonne performance l'impédance du filtre passif doit être faible devant celle du réseau aux fréquences harmoniques. Etant inconnue la valeur exacte de l'impédance du réseau, on rajoute en série avec celle-ci, aux fréquences harmoniques, une impédance active importante de sorte que l'impédance du filtre passif devienne davantage négligeable. Cela fait piéger les harmoniques du courant dans le filtre passif et presque aucun harmonique ne circule dans le réseau. Cette impédance active peut être réalisée par un filtre actif série [Pen].

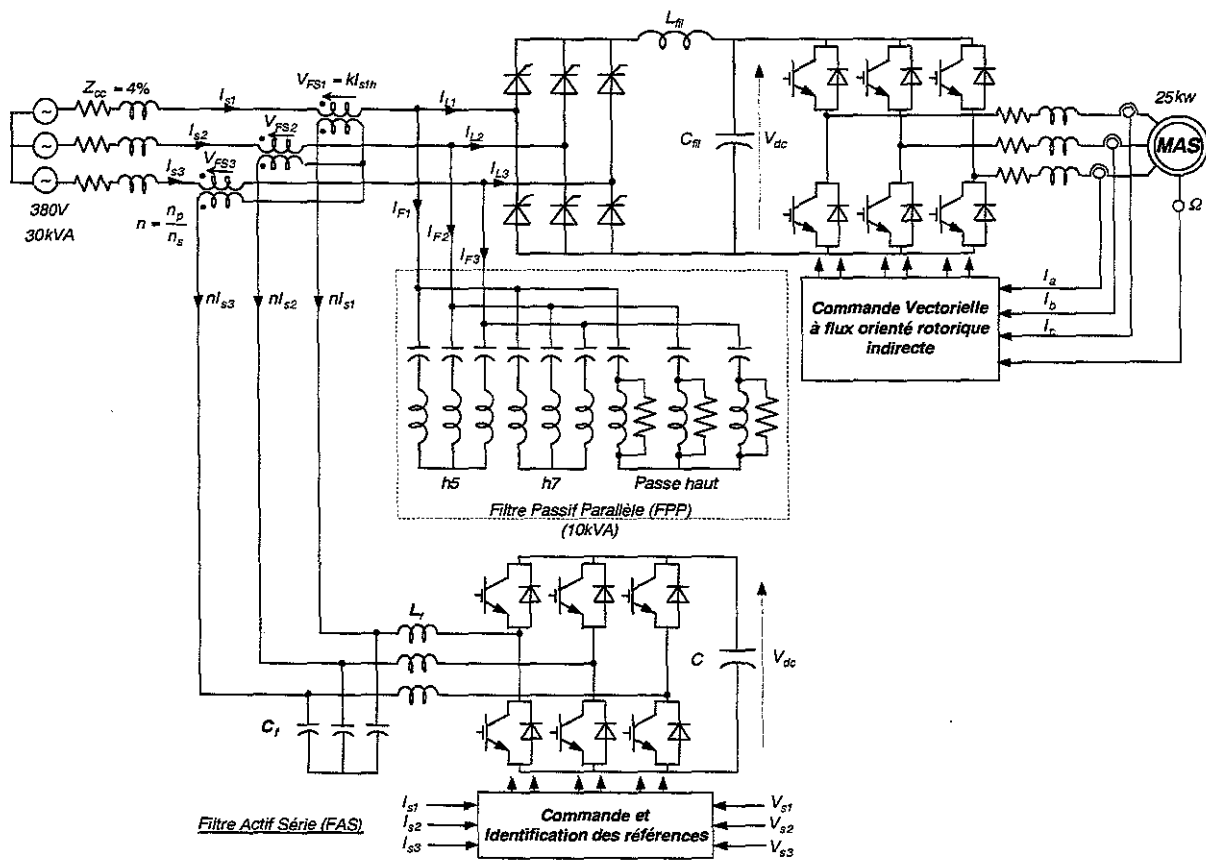


Fig.IV.17 : Schéma global de filtrage des courants harmoniques par le filtre hybride, une association de filtre actif série et filtres passifs parallèles

Le schéma de principe de l'ensemble du système d'entraînement et du système de filtrage hybride, une association du filtre actif série et des filtres passifs parallèles, est donné sur la Fig.IV.17. Le filtre actif série est composé d'un onduleur triphasé de tension commandé en MLI à échantillonnage naturel, trois filtres LC (passe bas) du deuxième ordre placés à la sortie de chaque phase de l'onduleur et trois transformateurs de tension par lesquels le filtre actif est connectés au réseau.

Le schéma global du système de la Fig.IV.17 peut être présenté par le circuit équivalent par phase de la Fig.IV.18 où Z_{FP} est l'impédance équivalente du filtre passif et Z_S celle de la source.

Dans ce schéma le filtre actif série est modélisé par une source de tension dépendante ($V_{FS} = K\bar{I}_{sh}$).

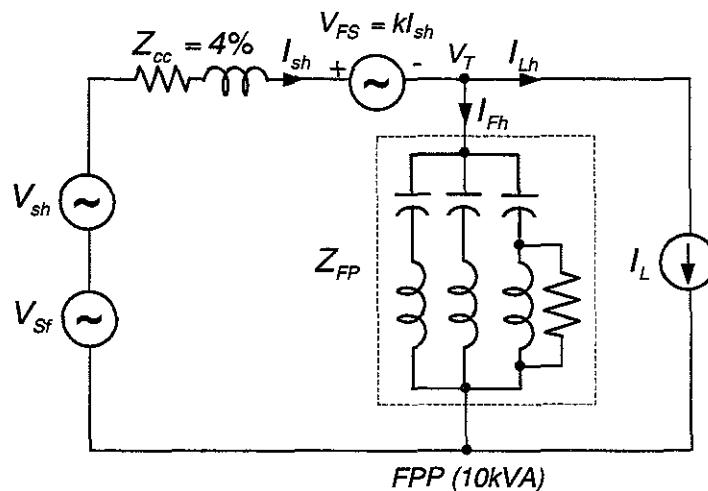


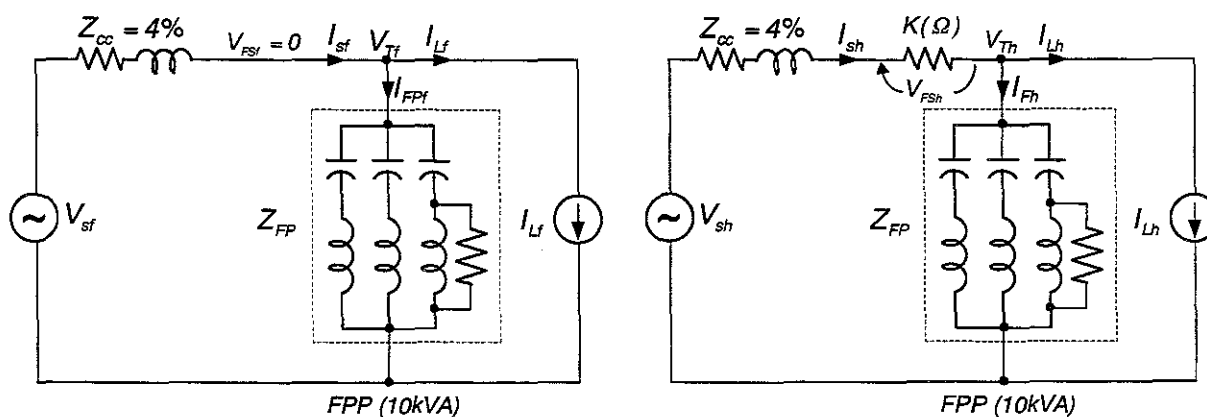
Fig.IV.18 : Circuit équivalent monophasé du système global

Selon la Fig.IV.18 la tension aux bornes du filtre série devient:

$$\bar{V}_{FS} = \bar{V}_S - (\bar{Z}_{CC} + \bar{Z}_{FP})\bar{I}_S + \bar{Z}_{FP}\bar{I}_L \quad (IV.26)$$

Si le filtre actif série présente une impédance infinie ($K \rightarrow \infty$) pour les harmoniques et une impédance nulle ($K = 0$), donc une tension nulle, pour le courant fondamental, la source ne sera traversée que par le courant fondamental.

Pour montrer le principe de filtrage par ce filtre hybride, il faut déterminer les courants harmoniques qui circulent dans la source ainsi que la tension aux bornes du filtre actif. Pour cela on utilise le schéma de la Fig.IV.19 (b) qui donne le circuit équivalent du système pour les harmoniques.



(a) courant fondamental

(b) courants harmoniques

Fig.IV.19: Circuits équivalents pour les courants fondamental et harmoniques

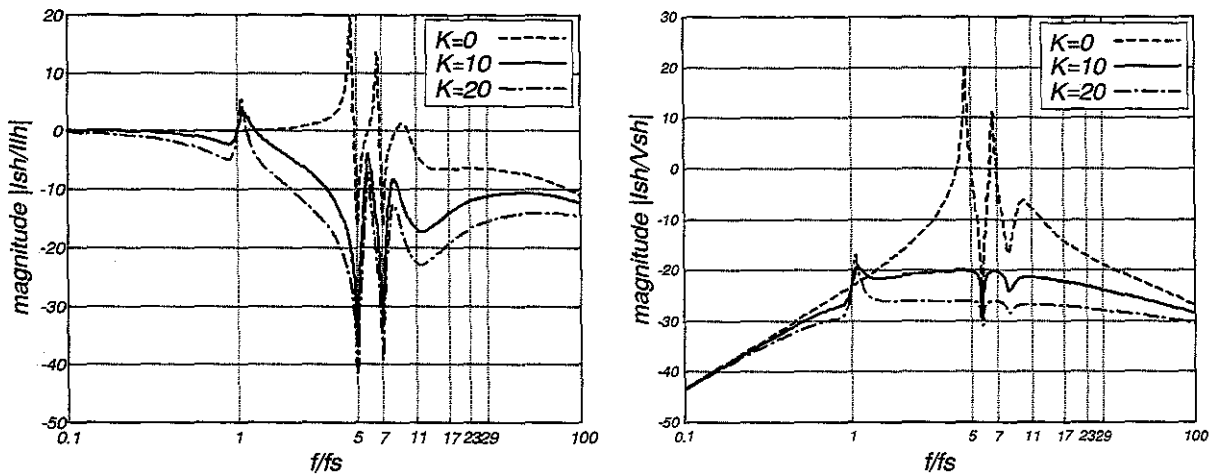
IV.1.3.3.1 Courant harmonique de la source:

Selon le circuit équivalent pour les harmoniques, les courants harmoniques traversant la source peuvent être calculés par l'équation suivante:

$$\bar{I}_{Sh} = \frac{\bar{Z}_{FP}}{\bar{Z}_{CC} + \bar{Z}_{FP} + K} \cdot \bar{I}_{Lh} + \frac{1}{\bar{Z}_{CC} + \bar{Z}_{FP} + K} \cdot \bar{V}_{Sh} \quad (IV.27)$$

Cette équation montre que dans le cas où $K \gg Z_{CC} + Z_{FP}$, l'équation IV.27 se simplifie et donne une valeur négligeable pour le courant harmonique dans la source ($\bar{I}_{Sh} \approx 0$). On conclut du premier terme de cette équation que le filtre actif série agit comme une résistance d'amortissement qui peut éliminer la résonance parallèle entre le filtre passif et le réseau. Ainsi, le filtre actif se manifeste comme une résistance de barrage, entre la source et le filtre passif, pour les harmoniques du courant dus aux tensions harmoniques de la source.

La Fig.IV.20 (a) montre le diagramme de Bode des courants harmoniques dans la source provenant de la charge, premier terme de l'équation IV.27, pour différentes valeurs de K et en négligeant la tension harmonique de la source. Le courant harmonique \bar{I}_{Lh} est divisé entre la source et le filtre passif proportionnellement à leurs admittances. Le rapport du courant harmonique de la source et celui de la charge est appelé facteur de distribution.



FigIV. 20: Diagramme de Bode du courant harmonique de la source en fonction de K

La Fig.IV.20 (b) montre le diagramme de Bode des courants harmoniques dans la source dus aux tensions harmoniques de la source en supposant le courant harmonique de charge nul. Ces courants harmoniques sont exprimés par le second terme de l'équation IV.27. On peut faire les remarques suivantes:

- Pour les valeurs élevées de K , le facteur de distribution est très faible pour les fréquences d'antirésonance, autrement dit le filtre actif série agit comme une résistance d'amortissement. Ainsi, l'allure du facteur de distribution autour des fréquences d'accord des filtres passifs témoigne d'une diminution de celui-ci. Par conséquent, le filtre actif série permet d'améliorer la compensation d'harmonique par les filtres passifs.
- Le risque de résonance série entre la source et le filtre, pour les valeurs importantes de K , est écarté. A cet effet, le filtre actif série se comporte comme une résistance permettant d'isoler les tensions harmoniques de la source du filtre passif.

IV.1.3.3.2 Tension harmonique du filtre passif:

La tension harmonique aux bornes du filtre passif est égale à:

$$\bar{V}_{FP_h} = -\frac{\bar{Z}_{CC} + K}{\bar{Z}_{CC} + \bar{Z}_{FP} + K} \cdot \bar{Z}_{FP} \cdot \bar{I}_{L_h} + \frac{\bar{Z}_{FP}}{\bar{Z}_{CC} + \bar{Z}_{FP} + K} \cdot \bar{V}_{Sh} \quad (IV.28)$$

ce qui devient $\bar{V}_{FP_h} = -\bar{Z}_{FP} \cdot \bar{I}_{L_h}$ pour les grandes valeurs de $K \gg Z_{CC} + Z_{FP}$. Cette équation montre que la tension harmonique aux bornes du filtre passif est quasiment nulle car elle est presque totalement appliquée au filtre actif.

IV.1.3.3.3 Tension du filtre actif série:

La tension du filtre actif série est égale à la tension harmonique aux bornes de la résistance K . Elle a pour expression :

$$\bar{V}_{FS} = K \cdot \bar{I}_{Sh} = K \cdot \frac{\bar{Z}_{FP} \cdot \bar{I}_{L_h} + \bar{V}_{Sh}}{\bar{Z}_S + \bar{Z}_F + K} \quad (IV.29)$$

ce qui peut être simplifiée comme: $\bar{V}_{FS} \approx \bar{Z}_{FP} \cdot \bar{I}_{L_h} + \bar{V}_{Sh}$ pour $K \gg Z_{CC} + Z_{FP}$. L'apparition de l'impédance \bar{Z}_{FP} , qui dépend du facteur de qualité Q , dans cette expression montre que la tension, et donc la puissance, du filtre actif est inversement proportionnelle à Q .

Le courant qui traverse le filtre actif série est égal à la somme du courant fondamental \bar{I}_{L_f} et du courant fondamental du filtre passif :

$$\bar{I}_{FS} = \bar{I}_{L_f} + \bar{I}_{FPf} \quad (IV.30)$$

d'où la puissance du filtre actif qui peut être estimée par:

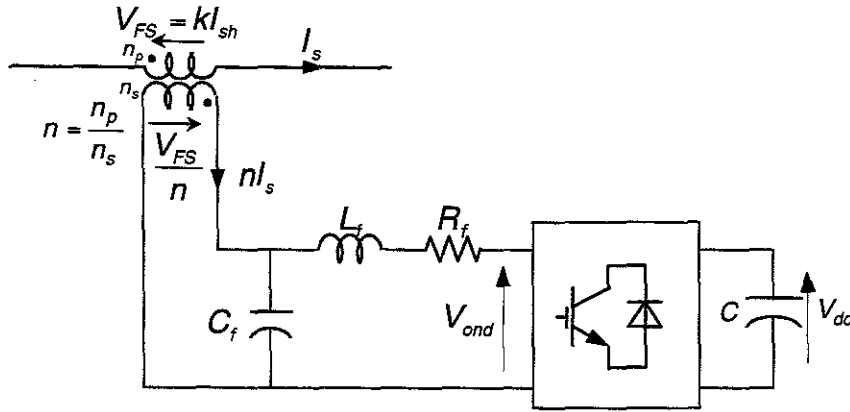
$$S_{FS} = \bar{V}_{FS} \cdot \bar{I}_{FS} = \left| \bar{Z}_{FP} \cdot \bar{I}_{L_h} + \bar{V}_{Sh} \right| \cdot \left| \bar{I}_{L_f} + \bar{I}_{FPf} \right| \quad (IV.31)$$

Afin de réduire la puissance du filtre actif série, le seul moyen est de minimiser la tension harmonique aux bornes du filtre passif $\bar{Z}_{FP} \cdot \bar{I}_{L_h}$. On dimensionne donc les paramètres du filtre série de sorte que la tension $\bar{Z}_{FP} \cdot \bar{I}_{L_h}$ soit minimum.

Le rôle du filtre actif série dans cette combinaison n'est pas la compensation d'harmonique mais l'isolation harmonique de son amont (source) par rapport à son aval (la charge). De ce fait, la puissance nécessaire pour le filtre actif série est beaucoup moins importante que pour un filtre actif parallèle.

IV.1.3.3.4 Régulation de la tension du filtre actif série:

Le découplage de l'onduleur de tension d'un filtre série du réseau se fait par un filtre de sortie du second ordre (Fig.IV.21). Le raccordement du filtre série au réseau est réalisé par un transformateur qui est mis en série avec le réseau. Le courant passé au primaire de ce dernier se transfère au secondaire, au rapport de transformation près, ce qui se présente comme une grandeur perturbatrice.



Filtre Actif Série (FAS)

Fig.IV.21: Schéma monphasé du filtre de raccordement $L_f C_f$ du filtre actif série

La tension injectée V_{FS} , côté primaire, peut être obtenue par l'expression suivante:

$$V_{FS} = \frac{1}{L_f C_f p^2 + R_f C_f p + 1} \cdot V_{FS}^* + \frac{L_f p + R_f}{L_f C_f p^2 + R_f C_f p + 1} \cdot n^2 I_s \quad (IV.32)$$

On peut remarquer que la tension injectée V_{FS} dépend du courant primaire I_s . Afin de réduire et même supprimer l'influence du courant de source sur la tension injectée, on utilise un régulateur *RST* qui est robuste et en même temps capable de rejeter les perturbations. Le schéma en bloc de régulation de tension de sortie du filtre actif série est donné sur la Fig.IV.22.

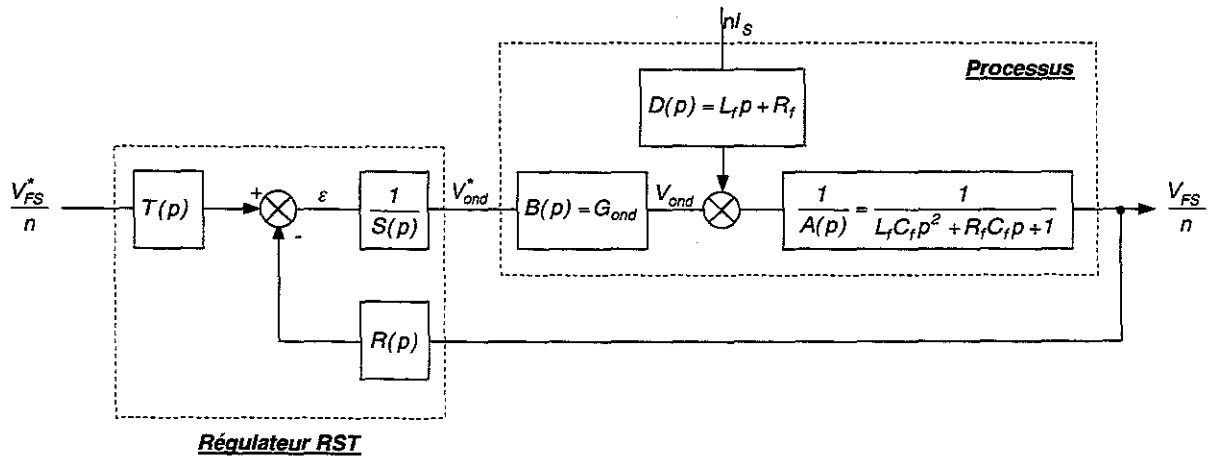


Fig.IV.22: Schéma en bloc de régulation de la tension injectée

La fonction de transfert en boucle fermée de la Fig.IV.22 devient:

$$V_{FS} = \frac{T.B}{S.A + B.R} \cdot V_{FS}^* + \frac{S.D}{S.A + B.R} \cdot n^2 I_s \quad (IV.33)$$

Compte tenu des règles déjà citées au chapitre II, les polynôme $R(p)$, $S(p)$ et $T(p)$ sont choisis de la manière suivante:

$$\begin{aligned}
 R(p) &= r_2 p^2 + r_1 p + r_0 \\
 S(p) &= s_3 p^3 + s_2 p^2 + s_1 p \\
 T(p) &= r_0
 \end{aligned}
 \tag{IV.34}$$

On applique l'Algorithme Génétique pour trouver les coefficients des polynômes RST . La fonction objectif cherche un compromis entre la rapidité et le rejet des perturbations. L'individu ou le vecteur de variable est formé par les coefficients à optimiser:

$$[r_0 \ r_1 \ r_2 \ s_1 \ s_2 \ s_3] \tag{IV.35}$$

L'A.G. cherche le vecteur optimal en minimisant d'une part, l'écart entre la grandeur à asservir et sa consigne V_{FS}^* , qui assure la rapidité du système, et d'autre part le gain de la fonction de transfert en régulation $G(p) = V_{FS}(p) / nI_s(p)$ à la fréquence fondamentale :

$$\text{Fitness} = \frac{1}{\int_0^{\infty} (V_{FS} - V_{FS}^*)^2 dt + b.G(\omega_f)} \tag{IV.36}$$

où a et b sont les coefficients de pondération.

Le vecteur optimal ainsi trouvé est donné en Annexe IV. Figure IV.23 montre le diagramme de Bode de la fonction de transfert du régulateur $G(p)$ ainsi que les réponses indicielles du système pour la poursuite et la consigne. On peut y remarquer que le gain de $G(\omega_f) = V_{FS}(\omega_f) / nI_s(\omega_f) = -92dB$ est fortement diminué et on peut négliger l'influence du signal perturbateur.

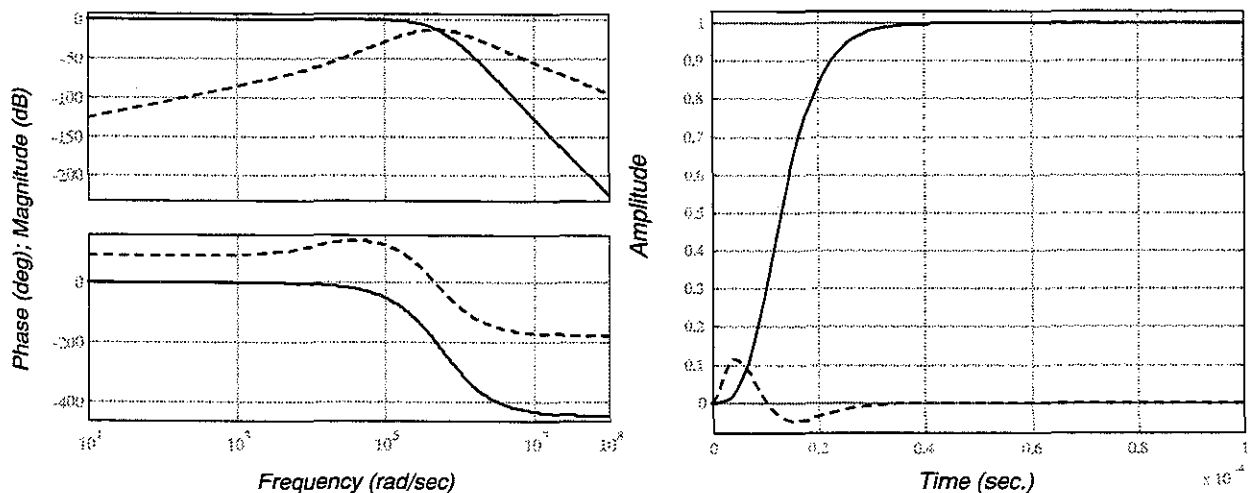


Fig.IV.23: Diagramme de Bode du système de régulation en boucle fermée et réponse indicielle

Sur la Fig.IV.24 sont donnés les résultats de simulation de compensation harmonique du système d'entraînement à vitesse variable par une association des filtres actif série et passifs parallèles. A l'instant $t = 0.825 \text{ sec}$ le filtre actif série entre en fonction et on constate un filtrage des harmoniques quasiment parfait.

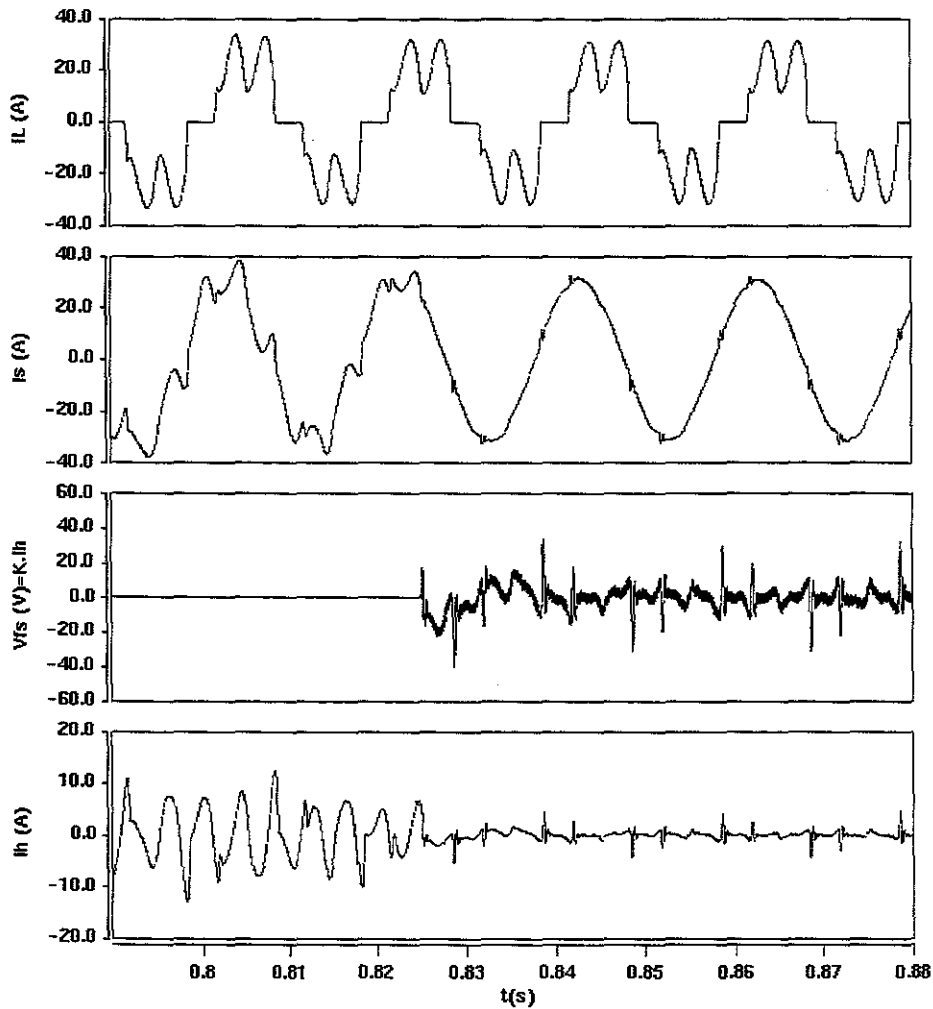


Fig.IV.24: Compensation harmonique par l'association des filtres actif série et passifs parallèles ;
 Du haut en bas : courant de la charge, courant du réseau avant et après l'introduction du FAS,
 tension du FAS, courant harmonique du réseau

Le comportement dynamique du filtrage des harmoniques du courant de la source par filtre hybride est montré sur la Fig.IV.25 . Le couple résistant a été brusquement changé de $75N.m$ à sa valeur nominale $150N.m$ à l'instant $t = 0.9sec$. Le changement du courant de la source est suivi, avec une dynamique rapide par celui des courants harmoniques identifiés et donc de la tension injectée par le filtre actif série et le courant de la source reste quasiment sinusoïdal. La performance du filtrage en terme du THD en courant est donnée par la Fig.IV.26. On voit qu'il y a une diminution très importante, de 92%, au niveau du THD en courant ce qui témoigne de la bonne performance de cette méthode de filtrage.

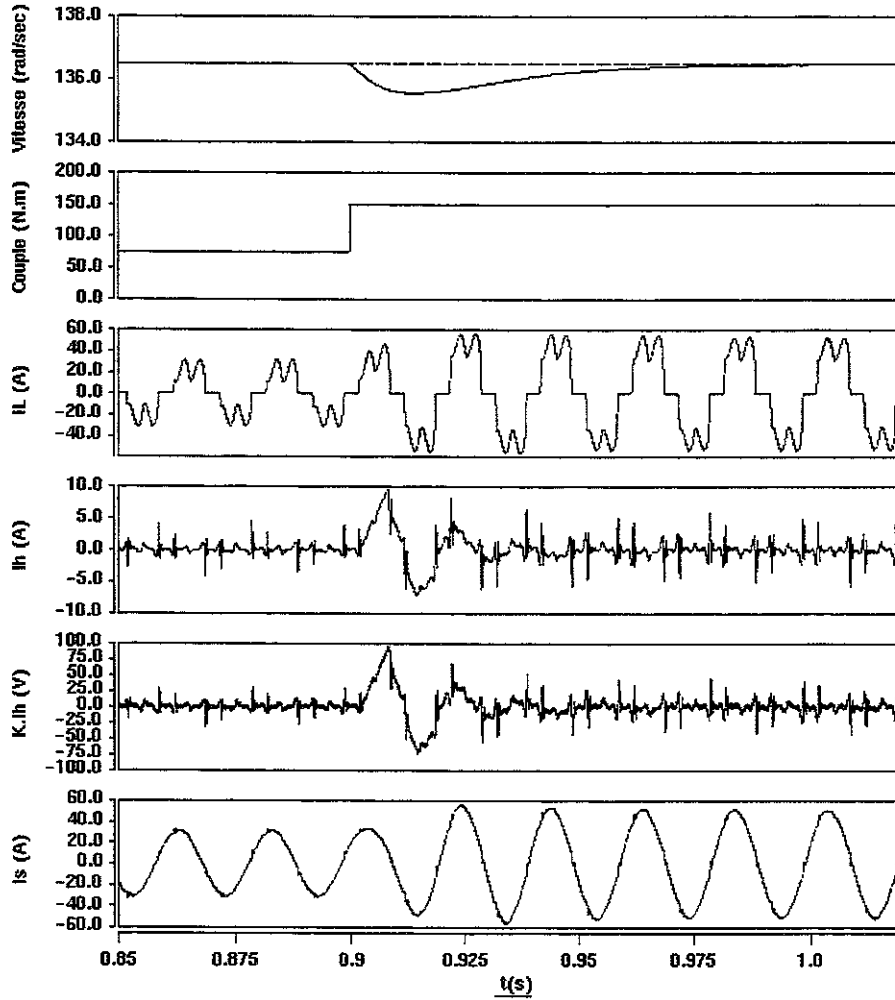


Fig.IV.25 : Performance dynamique du filtre hybride

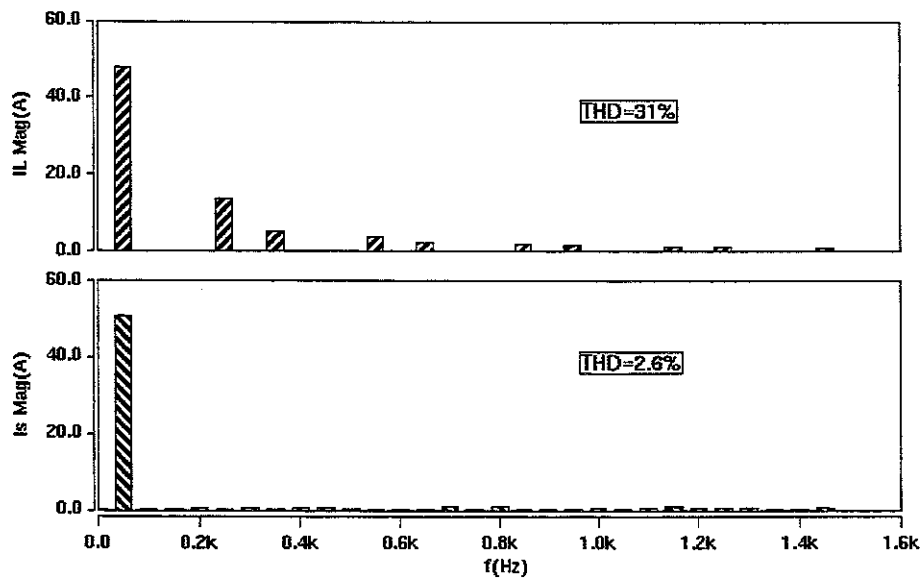


Fig.IV.26 : Spectre harmonique du courant de la source avec et sans compensation par filtre hybride

IV.2 FILTRAGE DES PERTURBATIONS HARMONIQUES PRODUITES PAR L'ENSEMBLE REDRESSEUR-ONDULEUR DE COURANT-MACHINE ASYNCHRONE A VITESSE VARIABLE

Comme on a vu au paragraphe précédent, le filtre LC reliant le redresseur à l'onduleur de tension joue un rôle important en ce qui concerne les courants harmoniques injectés au réseau. Dans un entraînement à vitesse variable utilisant l'onduleur de courant, la source de courant continu est réalisée par un redresseur et une inductance de lissage en série dont la valeur est un paramètre important au niveau des caractéristiques harmoniques du courant du réseau. Souvent on utilise l'onduleur de courant à MLI pour les faibles fréquences du courant de sortie où les premiers harmoniques sont particulièrement gênants. L'onduleur de courant à MLI présente trois propriétés:

- L'annulation ou la réduction des premiers harmoniques des courants fournis au moteur, ce qui est son objectif initial;
- La réduction des interharmoniques des courants injectés au réseau qui dépendent des harmoniques liés à l'ondulation de la tension à l'entrée de l'onduleur;
- La diminution de certains interharmoniques des courants dans l'inductance de lissage liés à l'ondulation de la tension à la sortie du redresseur.

IV.2.1 Optimisation de l'inductance L de l'Etage Continu

Le circuit équivalent redresseur, inductance de lissage et onduleur de courant est présenté sur la Fig.IV.27.

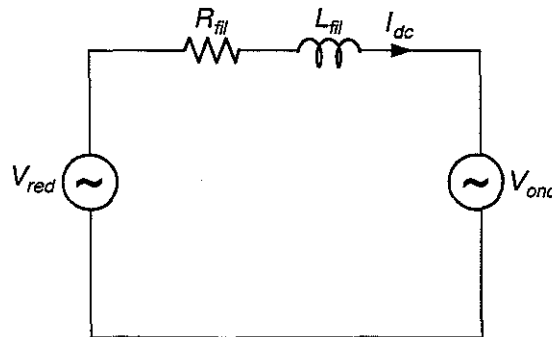


Fig.IV.27: Circuit équivalent de l'inductance de lissage reliant le redresseur à l'onduleur

La tension à l'entrée de l'onduleur de courant V_{ond} peut être définie en supposant sinusoïdales les tensions à sa sortie:

$$V'_a = V'_m \sin \omega' t ; \quad V'_b = V'_m \sin(\omega' t - \frac{2\pi}{3}) ; \quad V'_c = V'_m \sin(\omega' t + \frac{2\pi}{3}) \quad (IV.37)$$

La tension d'entrée de l'onduleur de courant peut se déduire de la conservation de la puissance entre l'entrée et la sortie [Bon.3]:

$$\begin{aligned}
 V_{ond} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V'_m \left\{ \sin \omega' t \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A'_{6k' \pm 1}}{6k' \pm 1} \sin[(6k' \pm 1)\omega' t - \varphi_{6k' \pm 1}] \right. \\
 + \sin\left(\omega' t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A'_{6k' \pm 1}}{6k' \pm 1} \sin\left[(6k' \pm 1)\left(\omega' t - \frac{2\pi}{3}\right) - \varphi_{6k' \pm 1}\right] \\
 \left. + \sin\left(\omega' t + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A'_{6k' \pm 1}}{6k' \pm 1} \sin\left[(6k' \pm 1)\left(\omega' t + \frac{2\pi}{3}\right) - \varphi_{6k' \pm 1}\right] \right\}
 \end{aligned} \quad (IV.38)$$

La composante fondamentale de la tension V_{ond} présente la valeur moyenne:

$$\langle V_{ond} \rangle = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} A'_1 \cdot V'_m \cdot \cos \varphi_1 \quad (IV.39)$$

ce qui est égale à la tension moyenne de $\langle V_{red} \rangle$. Les harmoniques de rang $6k' \pm 1$ donnent dans V_{ond} , des termes de pulsation $6k' \omega'$. Si l'indice de modulation m de l'onduleur est suffisant, les premiers harmoniques de valeur non négligeable sont ceux de rang $m \pm 2$ et $m \pm 4$.

Pour trouver le THD du courant I_{dc} par rapport à sa valeur moyenne $\langle I_{dc} \rangle$, on utilise la définition suivante:

$$I_{dc} = \left[\langle I_{dc}^2 \rangle + \sum_{k=1}^{\infty} (I_{dc,6k\omega}^2 + I_{dc,6k'\omega'}^2) \right]^{1/2} \quad (IV.40)$$

où le courant I_{dc} superpose à la composante continue $\langle I_{dc} \rangle$ des harmoniques de pulsation $6k\omega$ dus à l'ondulation de la tension redressée V_{red} et ceux de pulsation $6k'\omega'$ dus à l'ondulation de la tension V_{ond} .

$$\begin{aligned}
 I_{dc,6k\omega} &= \frac{V_{red,k}}{k \cdot L_{fl} \omega} \\
 I_{dc,6k'\omega'} &= \frac{V_{ond,k'}}{k \cdot L_{fl} \omega'}
 \end{aligned} \quad (IV.41)$$

D'où le THD du courant redressé I_{dc} donné par:

$$THD_i = \frac{100\sqrt{2}}{\langle I_{dc} \rangle} (I_{dc}^2 - \langle I_{dc} \rangle^2)^{1/2} < 10\% \quad (IV.42)$$

En repoussant vers les hautes fréquences les harmoniques dans V_{ond} par l'onduleur de courant à MLI, les premiers harmoniques de I_{dc} et les plus gênants, car limités par une réactance plus faible, seront réduits. Si la somme quadratique des harmoniques de la tension V_{ond} n'est pas réduite par la MLI, cette dernière limite la somme quadratique des harmoniques du courant I_{dc} dus de l'ondulation dans V_{ond} .

Fig.IV.28 donne la variation relative du courant continu pour différentes valeurs de l'inductance de lissage. On y aperçoit que la valeur de cette inductance n'a pas un grand effet sur le THD en

courant du réseau. Par contre, plus celle ci augmente plus la variation du courant continu sera faible.

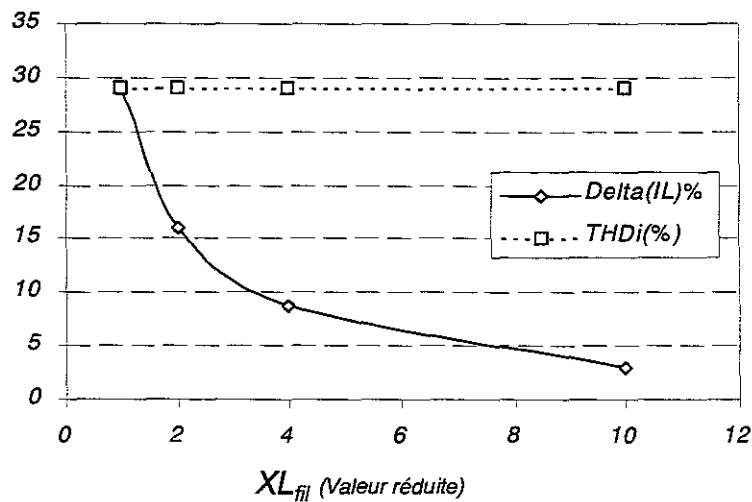


Fig.IV.28: Variation relative du courant continu et du THD en courant du réseau en fonction de l'inductance

On peut remarquer qu'à partir d'une certaine valeur de l'inductance de lissage la variation relative du courant redressé est faible. Pour avoir une variation inférieure à 10%, une inductance égale à 4% a été choisie.

Ayant fixé l'indice de modulation minimum à 39 (Fig.III.22), on peut négliger l'effet des harmoniques correspondants dans I_{dc} et, de ce fait, le dimensionnement de la valeur de l'inductance ne revient qu'à considérer les tensions harmoniques de V_{red} .

IV.2.2 Caractéristique Harmonique du Courant Prélevé au Réseau

Une fois les courants harmoniques du courant redressé sont connus, on peut obtenir les caractéristiques harmoniques du courant du réseau.

- les harmoniques de pulsation $6k\omega$ de I_{dc} modifient les amplitudes des harmoniques caractéristiques du redresseur de pulsation $(6k \pm 1)\omega$.
- Les harmoniques de pulsation $6k'\omega'$ de I_{dc} font apparaître dans les courants du réseau, des interharmoniques de pulsation $(6k \pm 1)\omega \pm 6k'\omega'$. Leur valeur dépend de l'ondulation de la tension V_{ond} qui en est la cause et donc de la commande MLI utilisée.

En réduisant ou annulant les termes en $5\omega'$ et $7\omega'$ des courants harmoniques du moteur par la MLI ($m \geq 15$), la première série d'interharmoniques des courants prélevés au réseau, notamment le pair $6\omega' \pm \omega$ qui est le plus gênant, va être supprimée. Ainsi, en choisissant une grande valeur pour l'indice de modulation, ce qui n'est pas toujours possible compte tenu de la puissance du système d'entraînement, on peut supprimer les interharmoniques gênants dans les courants du réseau.

IV.2.3 Filtrage des Harmoniques du Courant d'Entrée

Comme pour la cascade redresseur –onduleur de tension, il y a plusieurs possibilités du filtrage des harmoniques du courant du réseau par le système d'entraînement constitué par redresseur-onduleur de courant. Vue la performance assez médiocre du filtrage passif, on n'envisage que les filtres actifs parallèle et hybride, l'association des filtres actifs série et passifs parallèles.

IV.2.3.2 Filtrage actif parallèle à structure tension (FAP)

Fig.IV.29 présente les résultats de simulation du filtrage et de l'identification des courants harmoniques du système par un filtre actif parallèle. La performance de filtrage, donnée sur la Fig.IV.30, montre une amélioration de 85% du THD en courant.

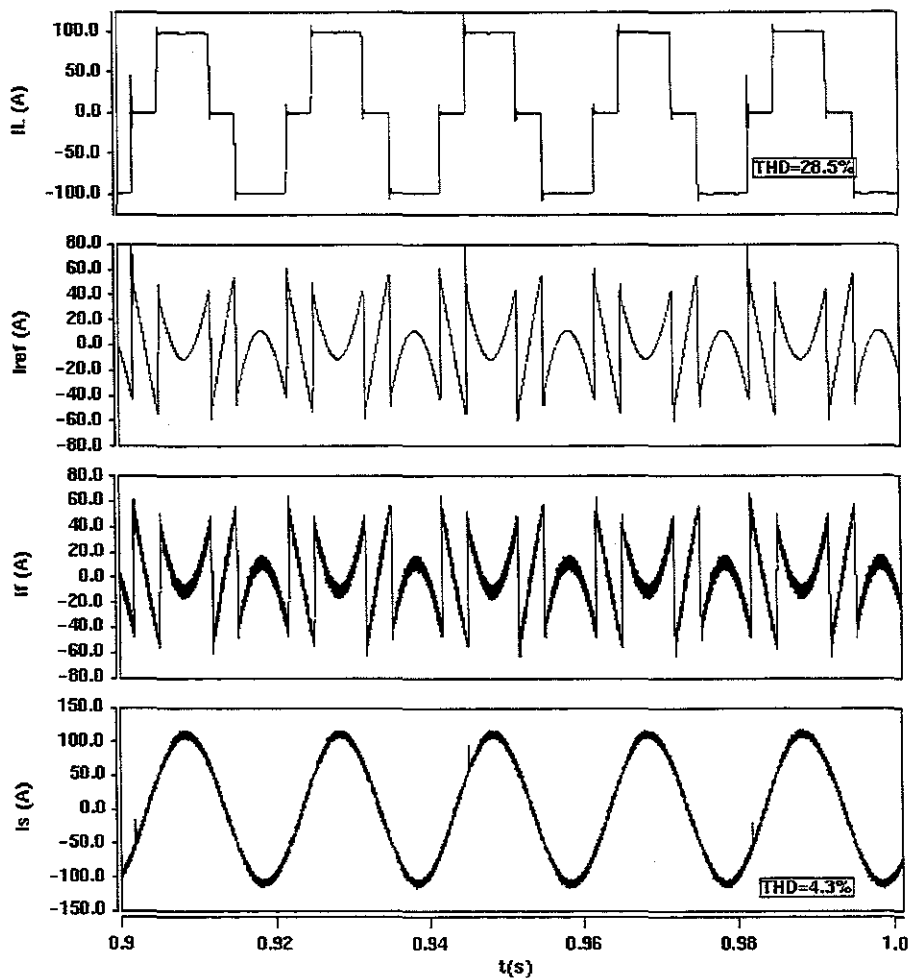


Fig.IV.29 : Résultats de simulation de filtrage actif parallèle

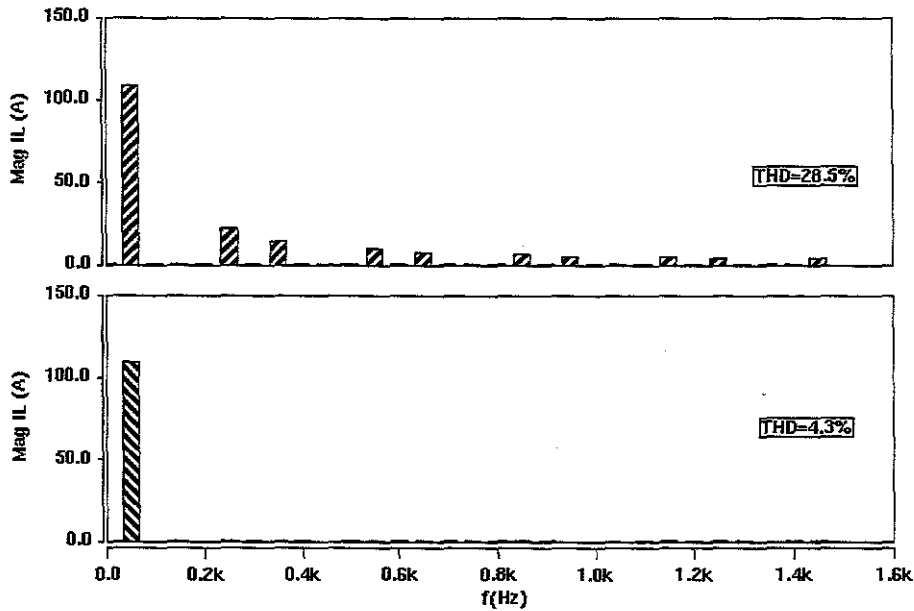


Fig.IV.30 : Performance de filtrage des harmoniques par le filtre actif parallèle

Dans cette application, le filtre Butterworth du second ordre est choisi pour le filtre passe-bas. Les paramètres de celui-ci sont : $\omega_n = 2\pi.35 = 2\pi.250/7$ et $\xi_n = 0.707$. La puissance apparente du filtre actif parallèle, par rapport à celle du système d'entraînement, est assez importante ce qui présente l'inconvénient majeur de cette solution.

Fig.IV.29 montre les instants caractérisés par une grande pente de courant de charge où le filtre actif parallèle ne peut plus suivre son courant de référence. Afin de trouver les conditions nécessaires pour assurer la commandabilité des courants générés par le filtre actif, on considère le schéma monophasé du filtre actif connecté au réseau par l'intermédiaire de son filtre de découplage (Fig.IV.31). La tension du réseau au point de raccordement $v_s(t)$ est considérée sinusoïdale. En négligeant la résistance de l'inductance (R_f), l'équation suivante, dans le repère $\alpha\beta$, caractérise la relation entre le courant et la tension du filtre actif:

$$\vec{v}_f = \vec{v}_s + L_f \frac{d}{dt} \vec{i}_f \quad (IV.43)$$

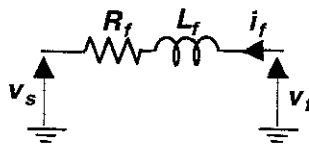


Fig.IV.31: Représentation monophasée du filtre de découplage

La tension de référence du filtre actif peut être définie comme:

$$\vec{v}_f^* = \vec{v}_s + L_f \frac{d}{dt} \vec{i}_f^* \quad (IV.44)$$

En effet, le vecteur \vec{v}_f^* est la tension du filtre actif permettant de fournir un courant égal au courant de référence \vec{i}_f^* . On dit que les courants du filtre actif sont commandables si la tension

de référence \vec{V}_f^* est à l'intérieur de l'hexagone caractéristique de l'onduleur de tension. Il faut noter que la tension \vec{V}_f^* est fonction de l'inductance L_f et de la dérivée du courant à compenser et de la tension réseau.

Afin d'augmenter la commandabilité des courants de filtre actif, une valeur plus élevée de la tension du bus continu (V_{dc}), qui assure une hexagone caractéristique plus grande, et une valeur plus faible de l'inductance de filtre de découplage L_f pourraient être exigées. D'autre part, l'augmentation de V_{dc} et la diminution de L_f affectent considérablement le taux d'ondulation des courants de filtre sans parler des semi-conducteurs de puissance qui imposent la tension maximale du bus continu. Il faut donc faire un compromis entre les différents critères pour trouver les valeurs optimales de V_{dc} et de L_f en tenant compte du cahier des charges [Xu].

IV.2.3.3 Filtrage hybride , association des filtres actif série et passifs parallèles (FPAS)

Une autre variante de filtre hybride, présentée sur la Fig.IV.32, une association de filtre actif série et des filtres passifs parallèles, peut être utilisée pour le filtrage des harmoniques des courants produits par le système d'entraînement à vitesse variable.

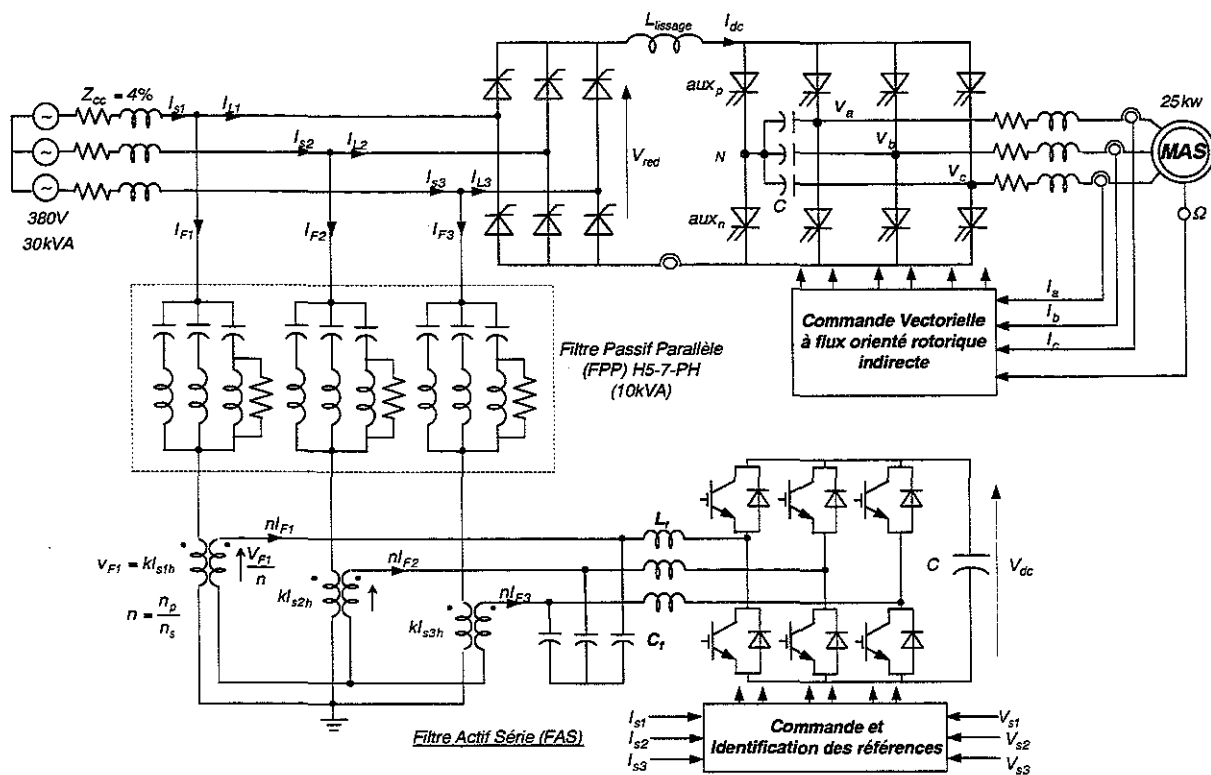


Fig.IV.32 : Schéma global de filtrage des courants harmoniques par le filtre hybride, une association de filtre actif série et des filtres passifs parallèles

Cette configuration présente deux avantages essentiels par rapport à la configuration étudiée au paragraphe IV.1.3.3:

- La puissance du filtre actif est encore plus réduite puisque le courant qui le traverse est plus faible ;
- Le filtre actif série est à l'abri de courant de court-circuit éventuel au niveau de la charge car il est placé en série avec les filtres passifs parallèles et en dérivation par rapport à la charge .

Le circuit équivalent du système de la Fig.IV.32 peut être présenté par le schéma de la Fig.IV.33.

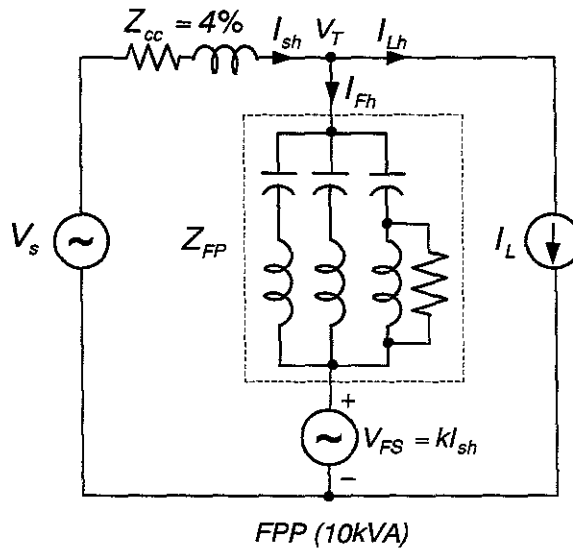


Fig.IV.33 : Schéma équivalent par phase du système global de filtrage

Le filtre actif série fonctionne selon le même principe que celui du paragraphe IV.1.3.3 où le filtre série est placé en série avec la source. Alors, il présente une impédance nulle à la fréquence fondamentale et une résistance importante (K) pour les harmoniques [Fuj]. La Fig.IV.34 donne les circuits équivalents pour le courant fondamental et les harmoniques.

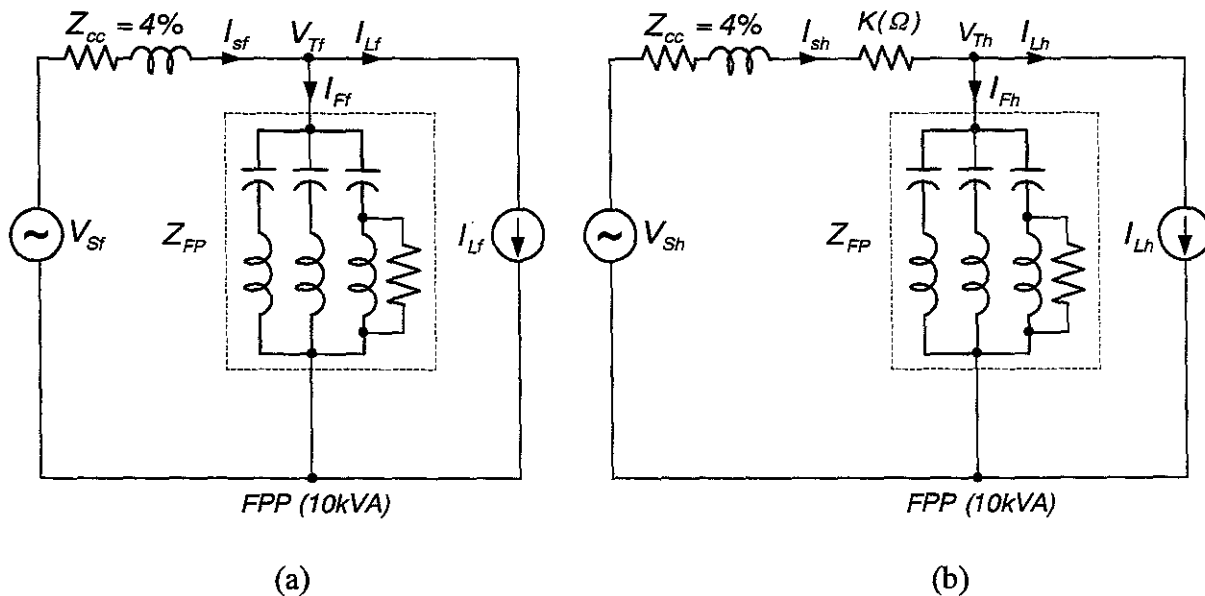


Fig.IV.34 : Circuits équivalents pour (a) le courant fondamental et (b) les harmoniques

De la Fig.IV.34 (b), on peut déduire, utilisant le principe de superposition, les expressions des courants harmoniques traversant la source, la tension harmonique aux bornes du filtre passif et la tension générée par le filtre actif:

$$\bar{I}_{Sh} = \frac{\bar{Z}_{FP}}{\bar{Z}_{CC} + \bar{Z}_{FP} + K} \cdot \bar{I}_{Lh} + \frac{1}{\bar{Z}_{CC} + \bar{Z}_{FP} + K} \cdot \bar{V}_{Sh} \quad (IV.45)$$

$$\bar{V}_{FP} = -\frac{\bar{Z}_{CC} \cdot \bar{Z}_{FP}}{\bar{Z}_{CC} + \bar{Z}_{FP} + K} \cdot \bar{I}_{Lh} + \frac{K + \bar{Z}_{FP}}{\bar{Z}_{CC} + \bar{Z}_{FP} + K} \cdot \bar{V}_{Sh} \quad (IV.46)$$

$$\bar{V}_{FS} = K \cdot \bar{I}_{Sh} = \frac{K \cdot \bar{Z}_{FP}}{\bar{Z}_{CC} + \bar{Z}_{FP} + K} \cdot \bar{I}_{Lh} + \frac{K}{\bar{Z}_{CC} + \bar{Z}_{FP} + K} \cdot \bar{V}_{Sh} \quad (IV.47)$$

Les équations IV.45 et IV.27 présentent les mêmes caractéristiques que celles données à la Fig.IV.20. Le rôle de filtre actif série est d'empêcher les courants harmoniques de traverser la source. Aussi, il agit comme une résistance d'amortissement dans le cas d'une résonance parallèle.

Ayant un gain de 0db pour les sous-harmoniques, de même que la configuration précédente, cette association n'offre pas la possibilité de compenser les souses-harmoniques de courant. De ce fait, on verra au chapitre suivant que cette configuration n'est pas favorable pour les entraînements alimentés par le cycloconvertisseur qui injectent des souses-harmoniques sur le réseau.

On remarque de l'équation IV.46 que la tension harmonique de la source se trouve aux bornes du filtre passif, mais les courants qui en résultent sont sans conséquence grave du fait qu'ils seront limités par la résistance équivalente K du filtre actif série. De ce fait, le phénomène de résonance série, en augmentant la valeur K , peut être bien contrôlé.

Cette configuration, contrairement au filtrage par FASP, offre la possibilité de faire la régulation de tension aux bornes du condensateur sans aucun dispositif étranger. Pour absorber une puissance à valeur moyenne non nulle, le filtre série doit générer une tension en phase et de même fréquence que la composante fondamentale du courant du filtre passif. En effet, le courant fondamental qui circule dans le filtre passif est de nature réactive. De ce fait, la puissance est de nature réactive et devra être ajoutée à la consigne de la composante harmonique de la puissance réactive. Fig.IV.35 montre le schéma global de la commande du filtre actif en introduisant la régulation de tension.

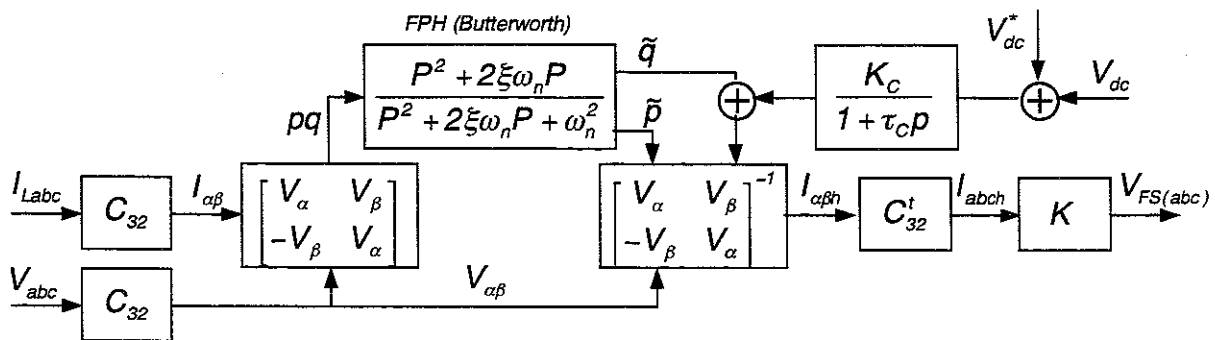


Fig.IV.35 :Schéma global de la commande du filtre actif série (FPAS)

A titre de comparaison entre ce filtre (FPAS) et la version précédente de filtre hybride (FASP), on peut noter les points suivants dans le cas où $K \rightarrow \infty$:

Tableau IV.2: Comparaison entre deux filtre hybride (passif+actif)

	Configuration FASP	Configuration FPAS
Courant détecté	I_s	I_s
Tension injectée	$V_{FS} = K.I_{Sh}$	$V_{FS} = K.I_{Sh}$
Courant harmonique de source I_{Sh}	0	0
Tension harmonique de filtre V_{FP}	$-Z_{FP}.I_{Lh}$	V_{Sh}
Courant traversant le filtre actif	$I_{FPI} + I_{Lf}$	$I_{FPI} + I_{Lh}$
Protection et isolation du filtre actif	Complexe	simple
Régulation de la tension continue	Avec un autre dispositif	intégré
Possibilité de compenser les sous-harmoniques	Non	Non

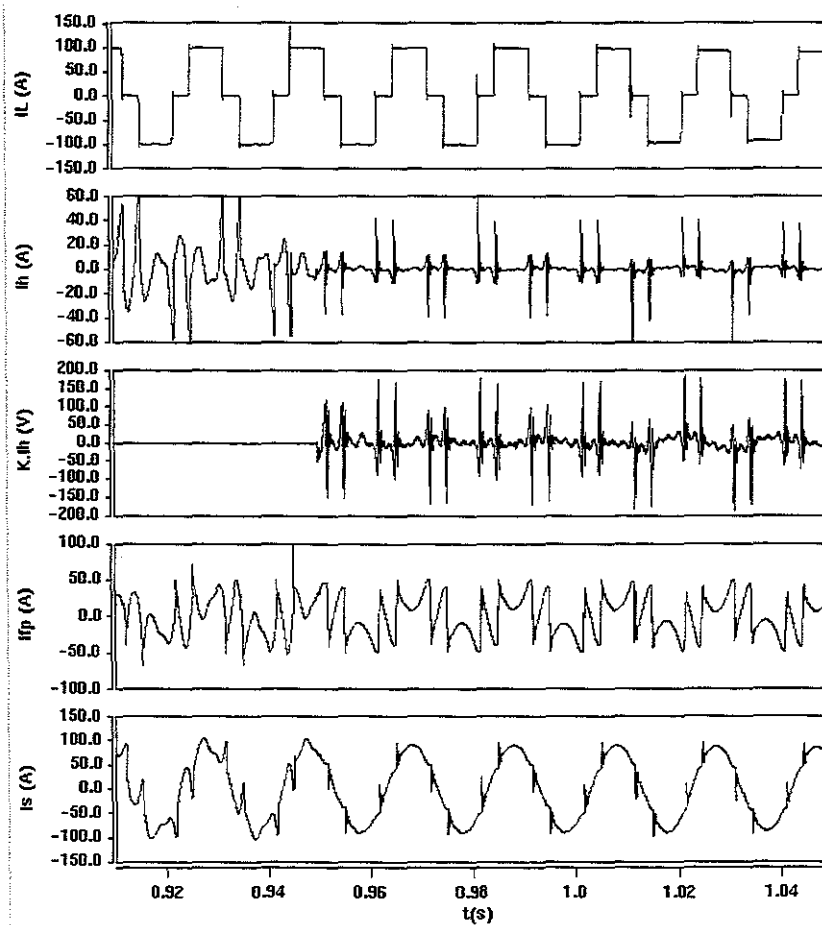


Fig.IV.36 : Compensation harmonique par l'association de filtre actif série et filtre passif ;
 Du haut en bas : courant du système d'entraînement, courant harmonique avant et après l'introduction du FAS, tension injectée par FAS, courant absorbé par filtre passif, courant du réseau

Utilisant le filtre hybride, la Fig.IV.36 présente les résultats de simulation du filtrage des courants harmoniques injectés sur le réseau par le système d’entraînement à vitesse variable (pour $K = 10$), alimenté par la cascade redresseur-onduleur de courant. On peut constater que grâce au filtre actif série, tous les courants harmoniques sont forcés à passer dans le filtre passif et le courant de source devient pratiquement sinusoïdal.

Les pics observés sur le courant de la source sont dus, d’une part, aux différents retards qui existent entre le courant harmonique identifié et le courant réel de la charge aux instants des commutations de redresseur et d’autre part, à la commandabilité de l’onduleur de tension. En fait, pour approcher du cas idéal, le gain K est surévalué. Cela pose le problème de commandabilité de l’onduleur de tension du filtre actif car aux instants de commutation dans le redresseur, $K.I_{sh} > \sqrt{2/3}V_{dc}$, ce qui signifie que la tension à générer serait à l’extérieur de l’hexagone caractéristique de l’onduleur.

Les spectres harmoniques du courant de la source avant et après le filtrage sont donnés sur la Fig.IV.37. On s’aperçoit une amélioration de 67% au niveau du THD en courant.

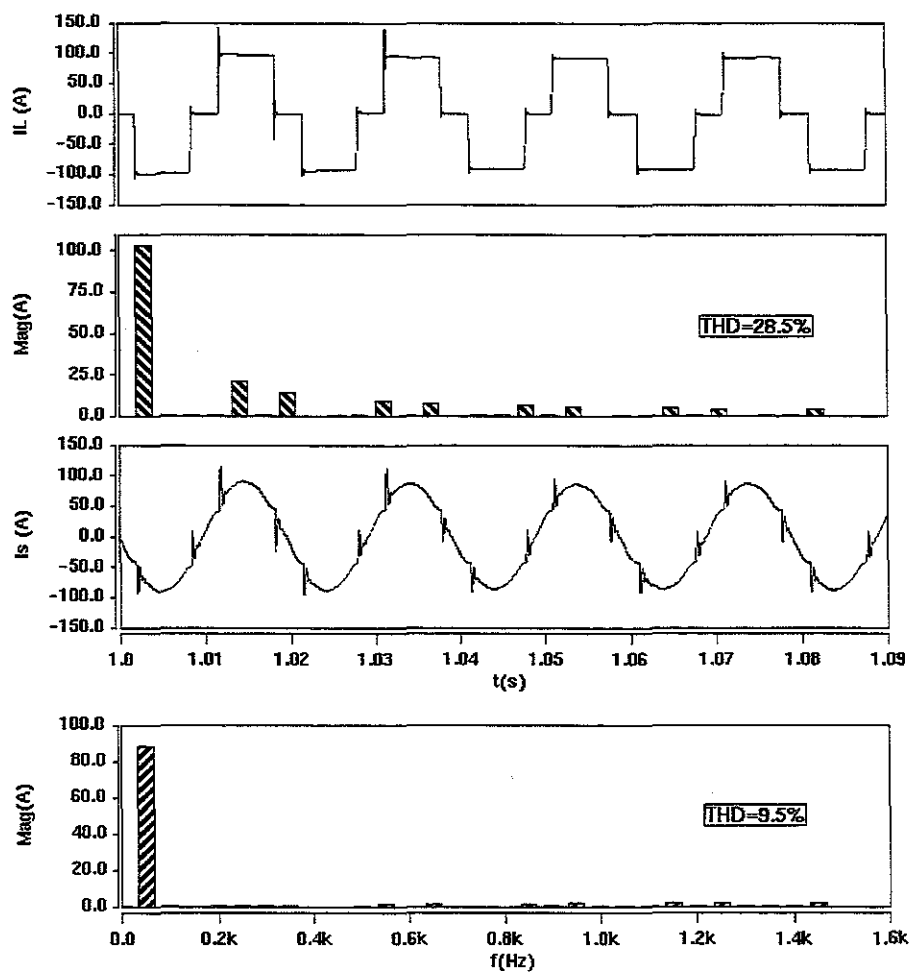


Fig.IV.37 : Spectres harmoniques du courant de source avant et après le filtrage

CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, nous avons développé les différentes méthodes de filtrage des courants harmoniques injectés au réseau par les systèmes d'entraînement à vitesse variable.

Nous avons d'abord commencé à identifier les caractéristiques harmoniques du courant injecté au réseau par la cascade redresseur-onduleur de tension-machine asynchrone. On a montré que l'augmentation de l'indice de modulation de l'onduleur de tension d'une part, et l'optimisation de la fréquence de coupure du filtre de l'étage continu d'autre part, permet de réduire les harmoniques et interharmoniques du courant prélevé au réseau. Filtrage passif parallèle des courants harmoniques n'a pas donné de résultat satisfaisant en ce qui concerne le THD en courant d'autant plus que les fréquences d'antirésonance des filtres passifs avec le réseau risquent d'être excitées par les interharmoniques présents dans le courant injecté. L'association des filtres actif série et passifs parallèle, dit filtre hybride FASP, permet de palier les inconvénients des filtres passifs et d'améliorer les performances de filtrage en terme de THD en courant.

Après avoir défini les caractéristiques harmoniques du courant prélevé par la cascade redresseur-onduleur de courant-machine asynchrone, nous avons montré que le filtrage actif parallèle des harmoniques donne des bons résultats en terme du THD mais la puissance nécessaire au filtre actif limite son utilisation. Ensuite, le principe de filtrage harmonique par l'association en série d'un filtre actif avec des filtres passifs parallèles est étudié. Les avantages de ce type de filtrage hybride (FPAS) sont le dimensionnement plus réduit, la protection contre un éventuel court-circuit, l'élimination de toutes résonances série et parallèle entre les filtres passifs et le réseau et la régulation autonome de la tension continue du filtre actif.

Ayant un gain unitaire en basses fréquences, les deux filtres hybrides présentés ne seront pas efficaces pour le filtrage des sousharmoniques. Pour palier cet inconvénient, il faut penser à utiliser une autre stratégie de filtrage dans le cas où le système d'entraînement injecte un spectre large des harmoniques, interharmoniques et sousharmoniques. Ce sera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE V

**FILTRAGE DES PERTURBATIONS
HARMONIQUES PRODUITES PAR LE
CYCLOCONVERTISSEUR D'INDICE 3 -
MACHINE ASYNCHRONE A VITESSE
VARIABLE**

INTRODUCTION

Ce dernier chapitre est entièrement consacré à l'étude et contrôle de perturbations harmoniques produites par le variateur de vitesse alimenté par un changeur direct de fréquence. Le changeur direct de fréquence le plus utilisé est le cycloconvertisseur à commutation naturelle. La variation de vitesse se réalise en alimentant la machine asynchrone par une tension de valeur et fréquence variables formée directement à partir des portions convenablement choisies des tensions d'entrée de cycloconvertisseur. L'alimentation du moteur asynchrone par ces portions fait apparaître des harmoniques du courant, donc du couple électromagnétique ainsi que des courants harmoniques dans le réseau d'alimentation. Nous nous limiterons dans ce chapitre au cas d'un cycloconvertisseur d'indice de pulsation 3 pour des raisons évoquées au paragraphe III.5.

Afin de compenser, voire supprimer, les courants harmoniques injectés au réseau par cycloconvertisseur, un spectre très riche contenant des sous-harmoniques, inter-harmoniques et harmoniques caractéristiques, l'étude d'un filtre avec une conception spéciale est nécessaire. Cela fait l'objet de la première partie de ce chapitre.

Le caractère non sinusoïdal de la tension de sortie de cycloconvertisseur alimentant le moteur asynchrone est à l'origine d'un couple électromagnétique riche en harmoniques. Pour certains entraînements de forte puissance, il est primordial de minimiser le couple pulsatoire qui produit des vibrations sur l'arbre du moteur, de la nuisance acoustique et etc. Dans la deuxième partie du chapitre, on va utiliser un filtre actif série pour rendre sinusoïdale la tension de sortie du cycloconvertisseur et donc filtrer le couple électromagnétique.

V.1 FILTRAGE DES COURANTS HARMONIQUES PRELEVES AU RESEAU

Etant composé de trois redresseurs triphasés, un par phase, la variation de l'angle de retard à l'amorçage des thyristors à la fréquence des tensions de sortie de cycloconvertisseur fait moduler les harmoniques caractéristiques de redresseur à la fréquence de sortie. Cela donne naissance à un spectre très riche contenant des termes basses fréquences et donc difficiles à supprimer par les filtres déjà étudiés au chapitre précédent.

Afin de concevoir le système du filtrage le plus adapté à ce type de pollution, il faudra identifier les caractéristiques du courant harmonique injecté au réseau.

V.1.1 Caractéristiques Harmoniques du Courant d'Entrée

La fréquence des courants harmoniques d'entrée est liée à celle de la tensions de sortie du cycloconvertisseur. Généralement, deux classes d'harmonique sont identifiées [PEL] :

- Les harmoniques caractéristiques qui ne dépendent pas de la configuration du circuit ou d'indice de pulsation :

$$f_{ch} = f_i \pm 6nf_o \quad (V.1)$$

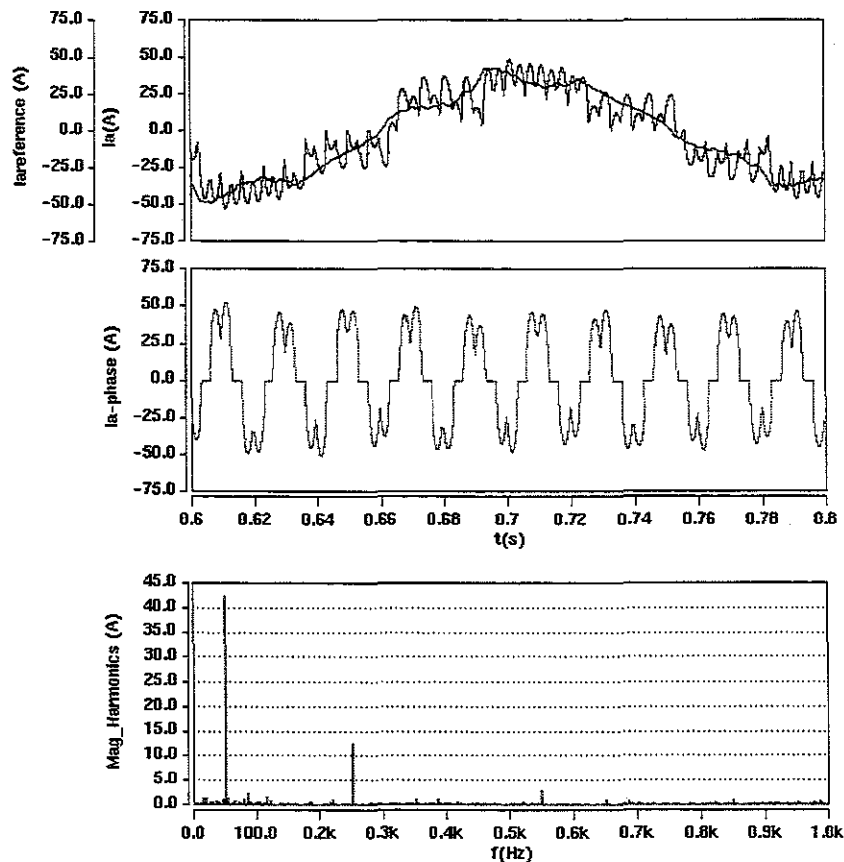
où $1 \leq n < \infty$ est un nombre entier et f_i, f_o sont respectivement les fréquences des tensions d'entrée et de sortie de cycloconvertisseur.

- Les harmoniques du courant qui dépendent de l'indice de pulsation (ici $p=3$) et de la configuration du circuit :

$$\begin{aligned} f_h &= |[3(2n-1) \pm 1]f_i \pm 3(2k+1)f_o| \\ f_h &= |[6n \pm 1]f_i \pm 6kf_o| \end{aligned} \quad (V.2)$$

où $0 \leq k < \infty$ est un nombre entier.

Parmi les familles d'harmonique dépendant de l'indice de pulsation, les inter-harmoniques $f_h = 2f_i \pm 3f_o$ ont des amplitudes importantes qui, pour certaines fréquences de sortie ($f_o \approx 10\text{Hz}$), peuvent générer le phénomène de flicker.



THD = 45%

Fig.V.1 : Courant de sortie et courant d'entrée et son spectre harmonique pour $f_o = 5\text{Hz}$

Fig.V.1 et 2 présentent les courants d'entrée et de sortie d'un cycloconvertisseur d'indice 3 pour la fréquence de sortie $f_o = 5\text{Hz}$ puis $f_o = 10\text{Hz}$. Le spectre harmonique de courant d'entrée montre la présence des sous-harmonique et des inter-harmoniques, parmi lesquels les inter-harmoniques $f_h = 2f_i \pm 3f_o$, 85 - 115Hz pour $f_o = 5\text{Hz}$ et 70 - 130Hz pour $f_o = 10\text{Hz}$, ont des amplitudes importantes.

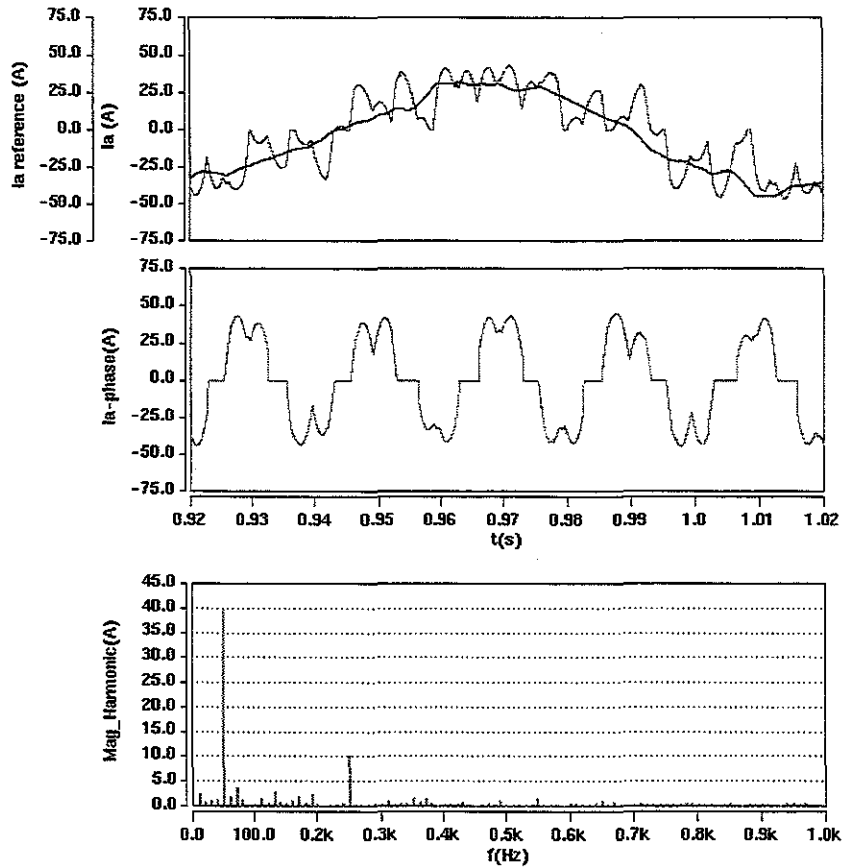


Fig.V.2 : Courant de sortie et courant d'entrée et son spectre harmonique pour $f_o = 10\text{Hz}$

V.1.2 Filtrage des Harmoniques du Courant d'Entrée

La présence des sous harmoniques issus de la famille des harmoniques caractéristiques $f_{ch} = f_i - 6nf_o$ d'une part, et la proximité d'inter-harmonique $f_h = 2f_i - 3f_o$ et la fréquence fondamentale d'autre part, rend difficile leur filtrage par des filtres hybrides présentés au chapitre précédent. La variation de la fréquence de sortie dans un entraînement à vitesse variable qui fait modifier le spectre harmonique rend fort probable l'excitation des anti-résonances en cas d'utilisation des filtres passifs accordés sur les harmoniques $f_h = |(6n \pm 1)f_i|$. Pour palier ce problème, on va étudier dans les paragraphes suivants deux filtres hybrides aussi susceptibles de compenser des sous-harmoniques que des inter-harmoniques.

V.1.2.1 Filtrage hybride Parallèle (FAPP)

Une solution plus ou moins efficace est de mettre en parallèle, avec le filtre passif, un filtre actif à structure tension [SHA 99]. La Fig.V.3 montre la configuration générale du filtre hybride FAPP. Le filtre passif fournit la puissance réactive demandée par le système d'entraînement tout en participant au filtrage des harmoniques accordés.

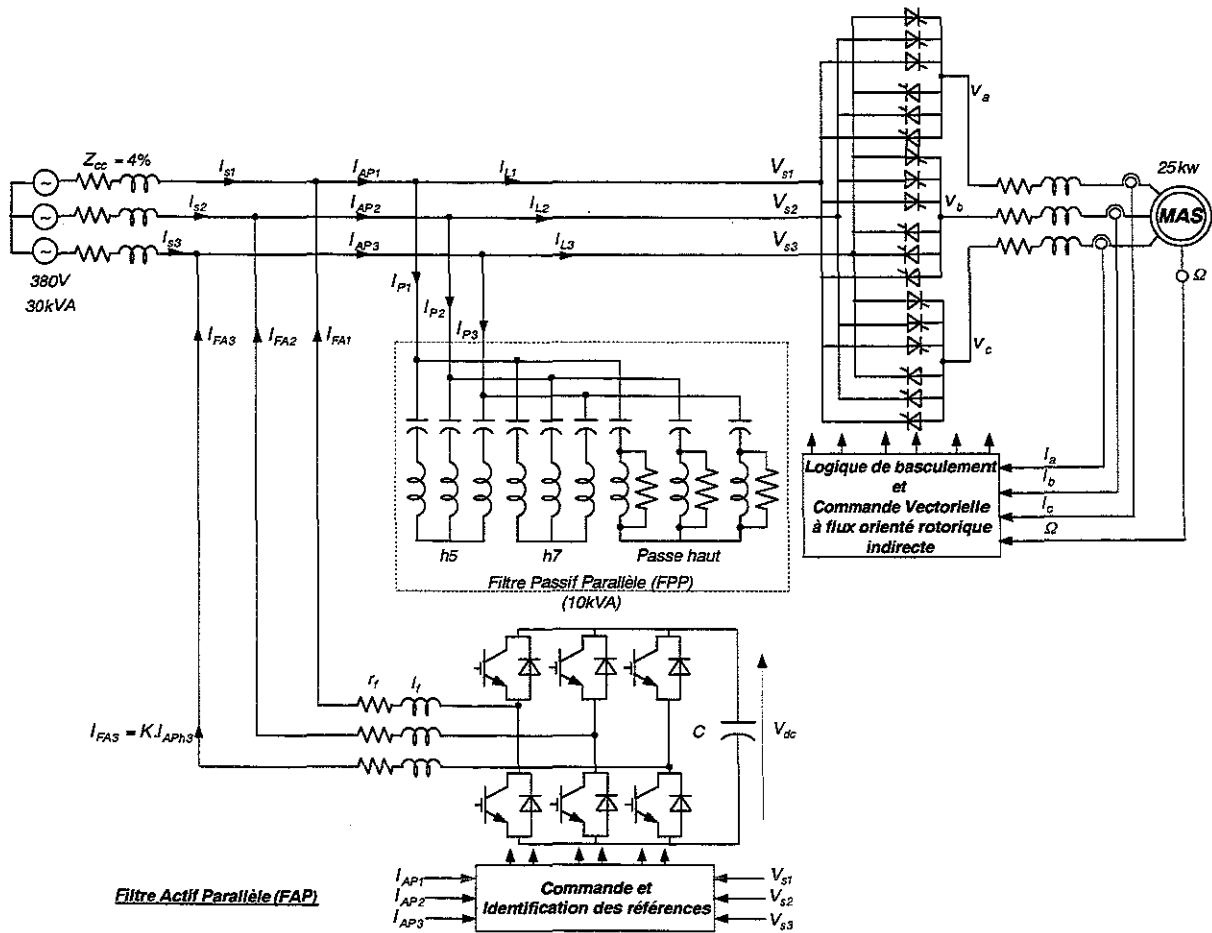


Fig.V.3 : Compensation des harmoniques du courant du réseau par le filtre hybride FAPP

Le circuit équivalent monophasé du schéma global du filtrage est présenté sur la Fig.V.4. Dans ce circuit le filtre actif parallèle est modélisé par une source de courant dépendante (b). Le filtre actif parallèle est absent dans le circuit du courant fondamental, le circuit (a), à moins qu'il participe à la compensation du courant réactif. Le rôle du filtre actif est d'atténuer tous les sous-harmoniques et de partager la compensation des rangs accordés avec le filtre passif.

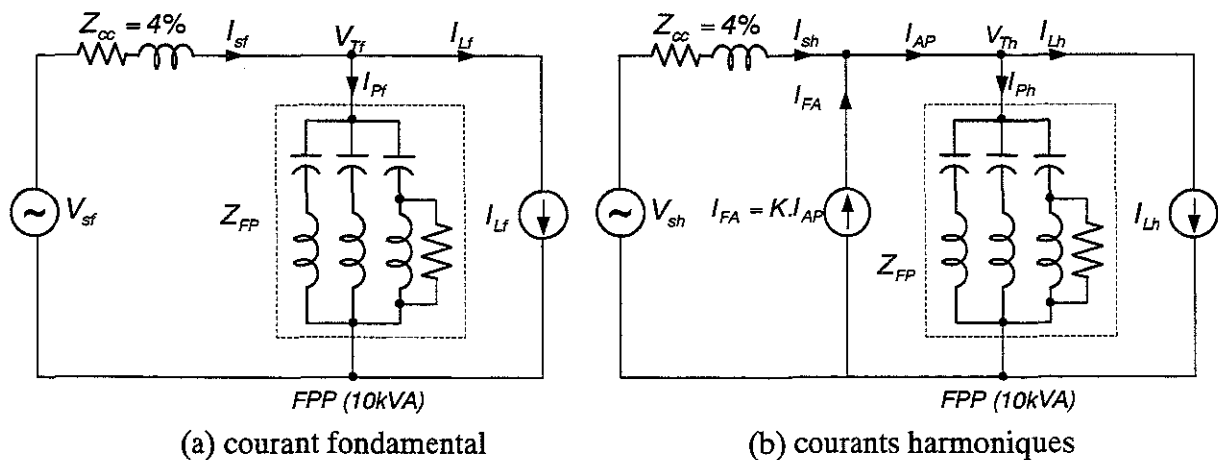


Fig.V.4 : Circuit équivalent monophasé du filtre hybride FAPP

Afin de montrer le principe de compensation harmonique par FAPP, quelques relations importantes peuvent être déduites à partir de circuit de la Fig.V.4(b) :

$$I_{FA} = K.G_i(p).I_{AP} \quad (V.3)$$

où K et $G_i(p)$ sont respectivement le coefficient de compensation de filtre actif parallèle et la fonction de transfert du courant harmonique qui peut être déduite de celle de puissance. En effet, la fonction de transfert de puissance harmonique est celle d'un filtre passe haut de deuxième ordre (le filtre Butterworth) :

$$G_P(p) = \frac{\tilde{P}(p)}{P(p)} = \frac{p^2 + 2\xi\omega_c p}{p^2 + 2\xi\omega_c p + \omega_c^2} \quad (V.4)$$

La fonction de transfert de filtre du courant est obtenue en remplaçant $p = j\omega - j\omega_s$ [Sri 00]:

$$G_i(j\omega) = \frac{I_h(j\omega)}{I_s(j\omega)} = \frac{(j\omega - j\omega_s)^2 + 2\xi\omega_c(j\omega - j\omega_s)}{(j\omega - j\omega_s)^2 + 2\xi\omega_c(j\omega - j\omega_s) + \omega_c^2} \quad (V.5)$$

Ainsi, le courant harmonique du réseau en fonction du courant harmonique de la charge, et de la tension harmonique de la source d'alimentation, V_{sh} , peut être obtenu:

$$I_{sh} = \frac{(1 - K.G_i(j\omega)).Z_{FP}}{(1 - K.G_i(j\omega)).Z_{cc} + Z_{FP}} I_{Lh} + \frac{(1 - K.G_i(j\omega))}{(1 - K.G_i(j\omega)).Z_{cc} + Z_{FP}} V_{sh} \quad (V.6)$$

Le diagramme de Bode de la Fig.V.5 présente le rapport du courant harmonique du réseau sur le courant et la tension harmonique de la charge et du réseau en fonction de coefficient de compensation du filtre actif $[0 \leq k \leq 1]$.

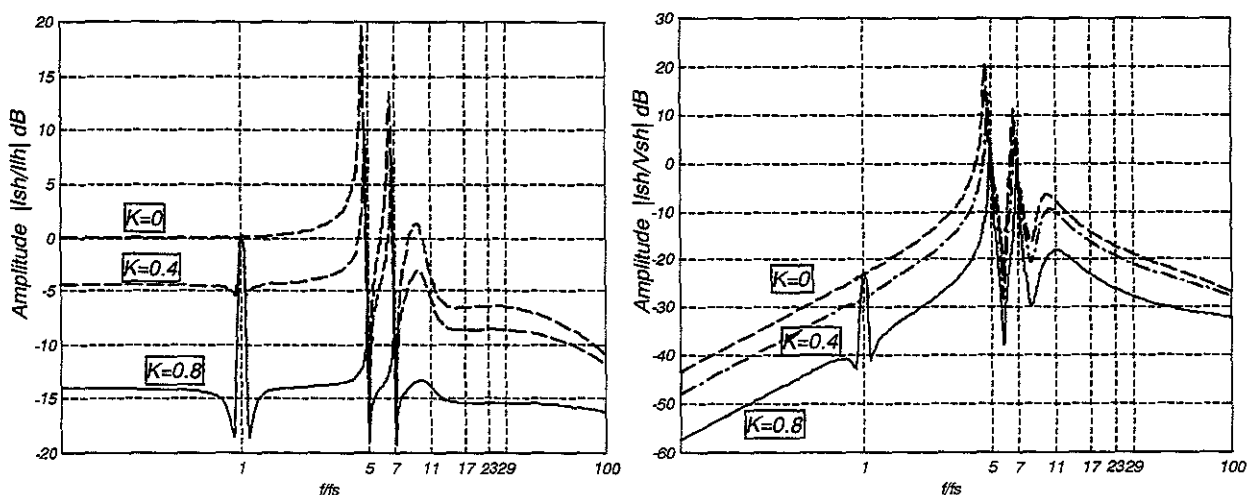


Fig.V.5: Diagramme de Bode du courant harmonique du réseau en fonction de K

On constate, de la Fig.V.5, que plus le coefficient de compensation du filtre actif parallèle est élevé plus la compensation des harmoniques est efficace et plus les courants de résonance série et

parallèle sont atténués. La partage de compensation harmonique entre les filtres actif et passif dépend de K et de l'impédance du réseau. Pour des valeurs de K proches de l'unité, le filtre actif absorbe presque la totalité des courants harmoniques et le filtre passif joue le rôle d'un compensateur du courant réactif. Il faut donc ajuster le coefficient de compensation de filtre actif K pour avoir un compromis entre le THD en courant du réseau et le taux de compensation des harmoniques accordés assuré par le filtre passif. Une valeur de K située dans la fourchette $0.8 \leq K \leq 0.85$ semble être un bon choix [SHA 99, SHI 89].

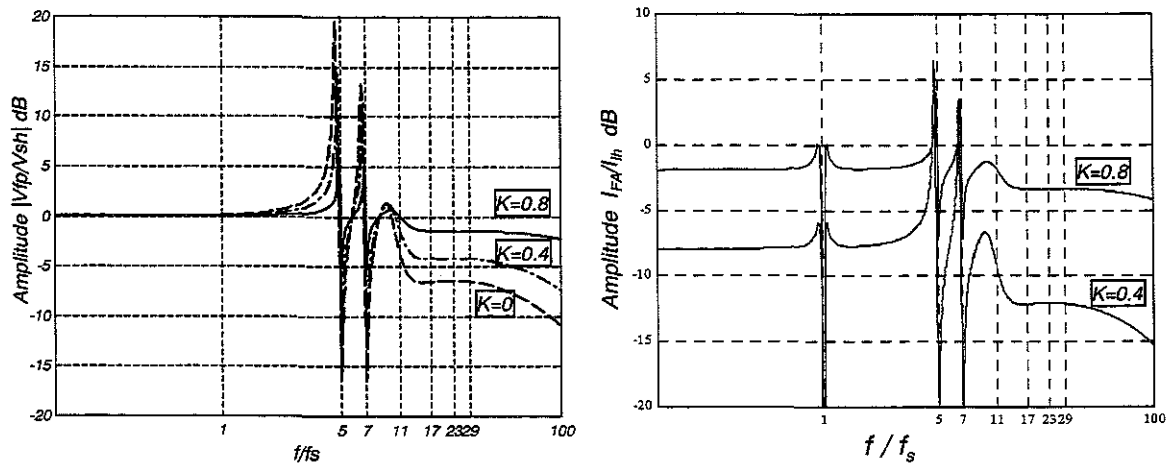


Fig.V.6 : Atténuation de la résonance série moyennant un courant de circulation entre les deux filtres

Le filtre hybride FAPP peut atténuer la résonance série, Fig.V.5b, mais un courant, circulant entre les filtres passif et actif peut être généré par les tensions harmoniques du réseau. Ce courant entre les deux filtres peut atteindre un niveau dangereusement élevé, aux fréquences d'accord, ce qui peut endommager les composantes du filtre hybride (Fig.V.6).

La Fig.V.7 montre les résultats de simulation de filtrage des courants harmoniques de variateur de vitesse, cycloconvertisseur-machine asynchrone, par le filtre hybride FAPP. Ces résultats sont obtenus en choisissant un coefficient de compensation de filtre actif parallèle $K = 1$. Une amélioration de 78% (45% à 10%) montre la bonne performance du filtre hybride FAPP. L'avantage de ce filtre hybride est de pouvoir supprimer proportionnellement au coefficient K , les sous harmoniques tandis que la puissance élevée de filtre actif et l'existence d'un courant de circulation important entre les deux filtres, en cas de présence des tensions harmoniques dans le réseau, sont ses inconvénients.

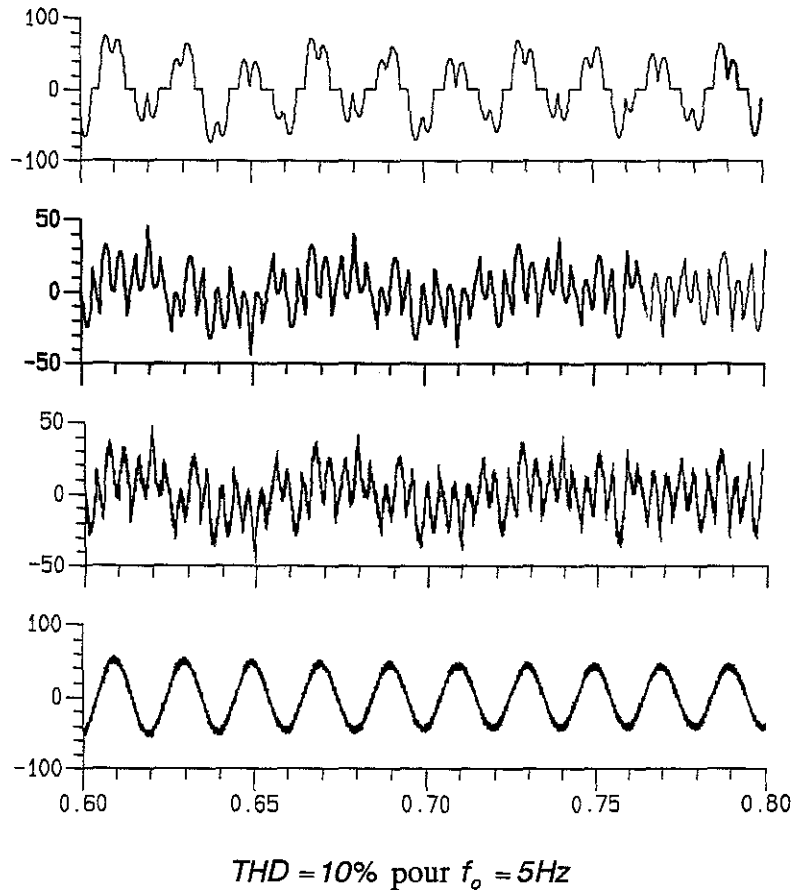


Fig.V.7 : Filtrage des courants harmoniques du réseau par le filtre hybride FAPP
Du haut en bas : le courant du système d'entraînement à cycloconvertisseur, le courant de référence du filtre actif, le courant injecté par filtre actif, le courant du réseau

V.1.2.2 Filtrage hybride, association des filtres actif série, actif parallèle et passifs parallèles (FASPP)

Le système complet de filtrage hybride FASPP, l'association des filtres actifs série et parallèle et passif parallèle, et le système de variateur de vitesse est présenté sur la Fig.V.8. Comme expliqué au chapitre précédent, le filtre série joue le rôle d'une impédance active, tandis que le filtre actif shunt fonctionne comme une source dépendante de courant harmonique tout en assurant le contrôle de la tension du bus continu commun aux filtres actifs.

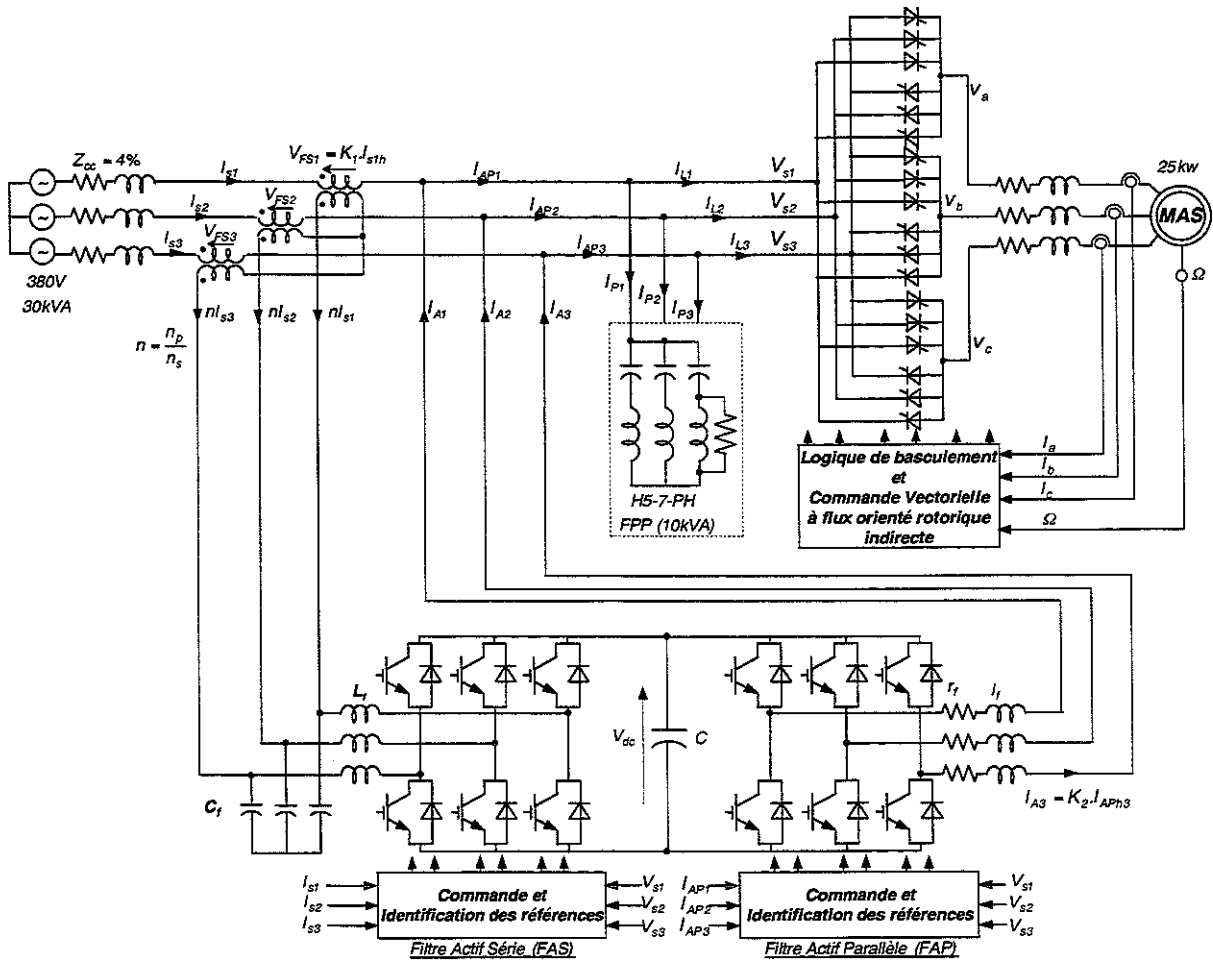


Fig.V.8: Association des filtres actifs série-parallèle et passif parallèle (FASPP)

Le circuit monophasé du système complet est donné à la Fig.V.9. Les courants harmoniques injectés au réseau par le cycloconvertisseur alimentant un variateur asynchrone sont remplacés par une source de courant harmonique. Les filtres actifs sont modélisés par des sources dépendantes de fonctions de transfert $G_{FAS}(j\omega)$ et $G_{FAP}(j\omega)$.

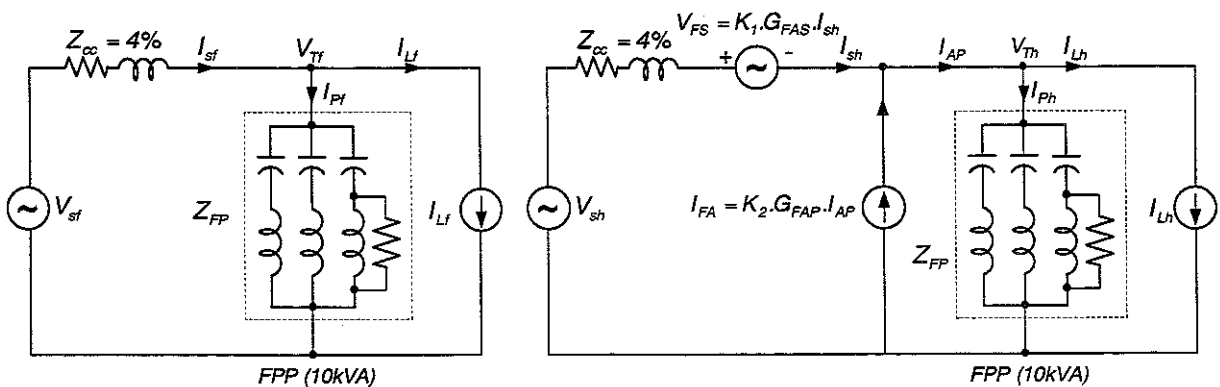


Fig.V.9 : Circuit équivalent monophasé du système global

Considérons le schéma en bloc du système global de la Fig.V.10 :

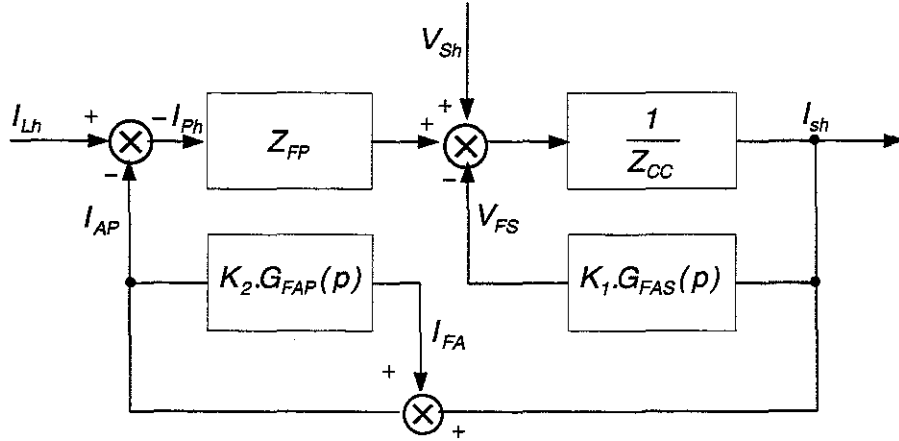


Fig.V.10: Schéma en bloc du système global

Les caractéristiques de compensation du système peuvent ainsi être obtenues par les relations suivantes: Le courant harmonique de la source exprimé en fonction de courant harmonique I_{Lh} et de tension harmonique V_{sh} :

$$I_{sh} = \frac{(1 - K_2 \cdot G_{FAP}(j\omega)) \cdot Z_{FP}}{(1 - K_2 \cdot G_{FAP}(j\omega)) \cdot (Z_{cc} + K_1 \cdot G_{FAS}(j\omega)) + Z_{FP}} I_{Lh} + \frac{(1 - K_2 \cdot G_{FAP}(j\omega))}{(1 - K_2 \cdot G_{FAP}(j\omega)) \cdot (Z_{cc} + K_1 \cdot G_{FAS}(j\omega)) + Z_{FP}} V_{sh} \quad (V.7)$$

Les courants de filtre actif parallèle et de filtre passif :

$$I_{FA} = \frac{K_2 \cdot G_{FAP}(j\omega) \cdot Z_{FP}}{(1 - K_2 \cdot G_{FAP}(j\omega)) \cdot (Z_{cc} + K_1 \cdot G_{FAS}(j\omega)) + Z_{FP}} I_{Lh} + \frac{K_2 \cdot G_{FAP}(j\omega)}{(1 - K_2 \cdot G_{FAP}(j\omega)) \cdot (Z_{cc} + K_1 \cdot G_{FAS}(j\omega)) + Z_{FP}} V_{sh} \quad (V.8)$$

$$I_{FP} = \frac{(Z_{cc} + K_1 \cdot G_{FAS}(j\omega))}{(1 - K_2 \cdot G_{FAP}(j\omega)) \cdot (Z_{cc} + K_1 \cdot G_{FAS}(j\omega)) + Z_{FP}} I_{Lh} + \frac{1}{(1 - K_2 \cdot G_{FAP}(j\omega)) \cdot (Z_{cc} + K_1 \cdot G_{FAS}(j\omega)) + Z_{FP}} V_{sh} \quad (V.9)$$

où k_1 et k_2 sont respectivement les coefficients de compensation des filtres actifs série et parallèle.

Considérons la relation V.7, on peut distinguer plusieurs combinaisons de K_1 et K_2 :

- $K_1 = 0$ et $K_2 = 0$:

La réponse fréquentielle est montrée sur la Fig.V.11-a. Dans ce cas, le filtrage des harmoniques accordés est accompli par le filtre passif avec le risque de résonance série et parallèle sans pouvoir filtrer les sous et inter-harmoniques. Cette solution n'est pas du tout favorable à ce type de variateur de vitesse avec un spectre très riche en harmonique.

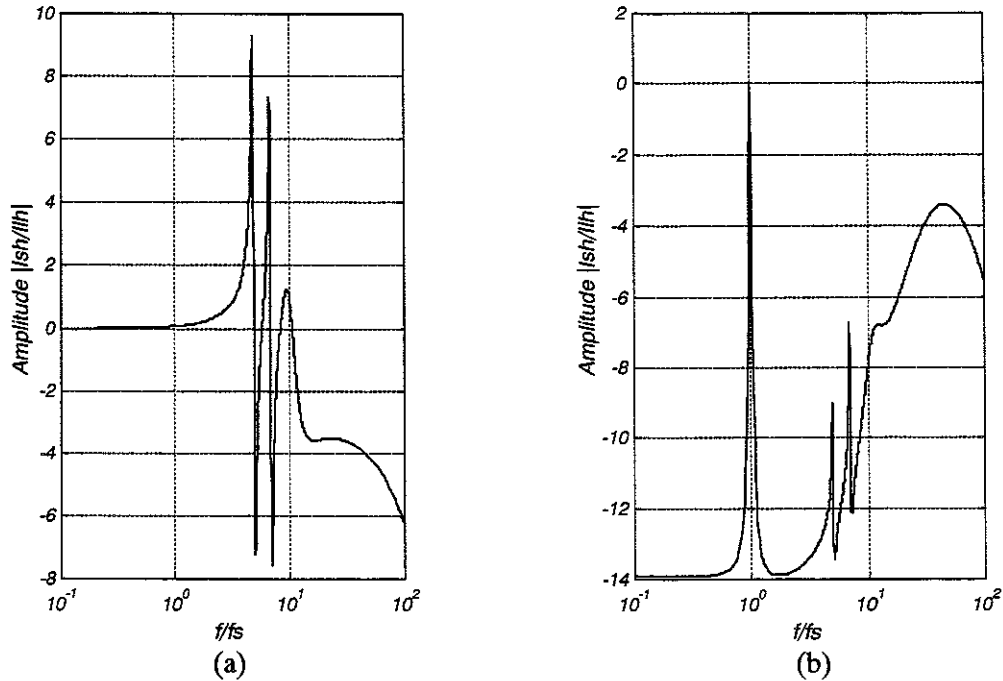


Fig.V.11 : Diagramme de Bode du filtre passif (a) et du filtre hybride FAPP

- $K_1 = 0$ et $0 < K_2 \leq 1$:

C'est le filtre hybride FAPP que l'on a présenté au paragraphe V.1.2.1. La Fig.V.11-b donne le diagramme de Bode de courant harmonique de la source pour $K_2 = 1$. Dans ce cas, on a opté pour un filtre passe bande de sorte que le filtre actif parallèle compense les sous-harmoniques et les inter-harmoniques inférieurs à la fréquence d'accord minimum des filtres passifs. Ces derniers compensent les harmoniques d'accord et les harmoniques d'ordres élevés. Le système d'identification des sous harmoniques est donné sur la Fig.12, d'où l'expression de la fonction de transfert du filtre actif parallèle :

$$G_{FAP}(j\omega) = \frac{I_{FA}}{I_{AP}} = \frac{\tilde{p}(j\omega - j\omega_s)}{p(j\omega - j\omega_s)} = \frac{\omega_{C3}}{(j\omega - j\omega_s) + \omega_{C3}} - \frac{\omega_{C2}}{(j\omega - j\omega_s) + \omega_{C2}} \quad (V.10)$$

où ω_{C2} et ω_{C3} sont les fréquences de coupure de filtre de premier ordre, avec $\omega_{C3} = 2\pi \times 500 > \omega_{C2} = 2\pi \times 5$.

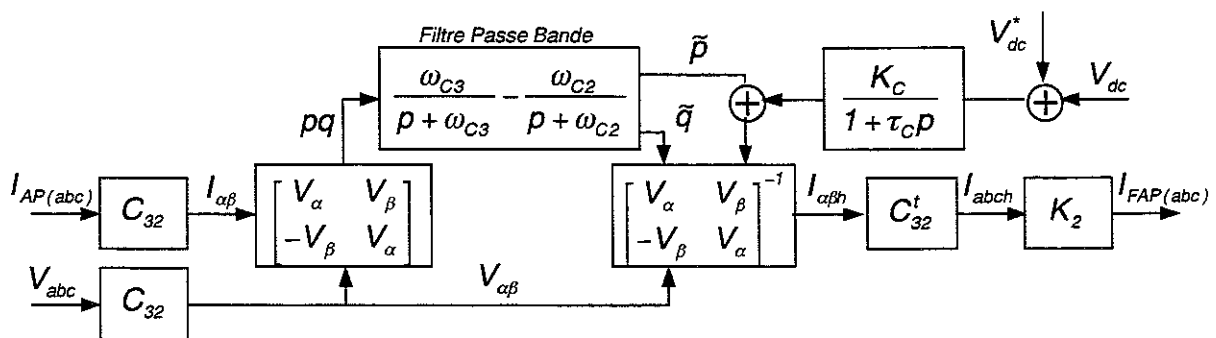


Fig.V.12 : Identification des courants sous-harmoniques par la méthode des puissances instantanées

- $K_1 > 0$ et $K_2 = 0$:

C'est un filtre hybride FASP qui est une association d'un filtre actif série, à faible puissance et fréquence de commutation élevée, et d'un filtre passif comme celui du chapitre précédent. Le filtre actif série synthétise, aux fréquences harmoniques, une résistance en série avec celle du réseau. Le coefficient d'amplification K_1 , fixe la valeur de cette résistance. La réponse fréquentielle de système global est donnée à la Fig.V.13.

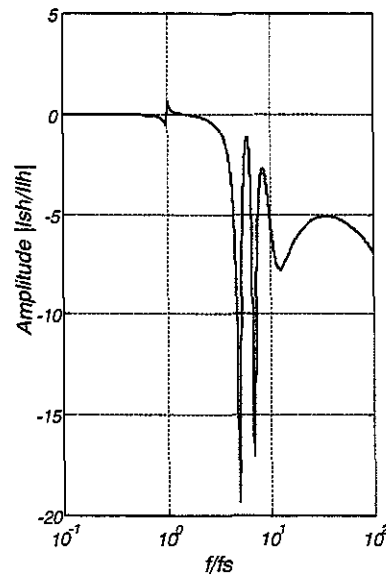


Fig.V.13 : Diagramme de Bode des filtres hybrides FASP

Bien évidemment, les courants harmoniques d'ordre élevé de la source sont très bien diminués tandis que les sous-harmoniques et les inter-harmoniques proches de la fréquence du réseau sont toujours présents comme montré sur la Fig.V.13. Cela vient du fait que l'impédance de filtre passif pour les fréquence faibles est très élevée par rapport à celle du réseau et pour augmenter l'impédance du réseau, un coefficient d'amplification K_1 , très important est nécessaire ce qui nécessite un sur-dimensionnement du filtre actif. Afin d'éviter de surcharger le filtre actif en présence des courants susharmoniques, ces composantes doivent être absents des courants de référence, ce qui impose une méthode d'identification plus sophistiquée. Les résultats de simulation d'un tel filtre hybride sont présentés sur la Fig.V.14.

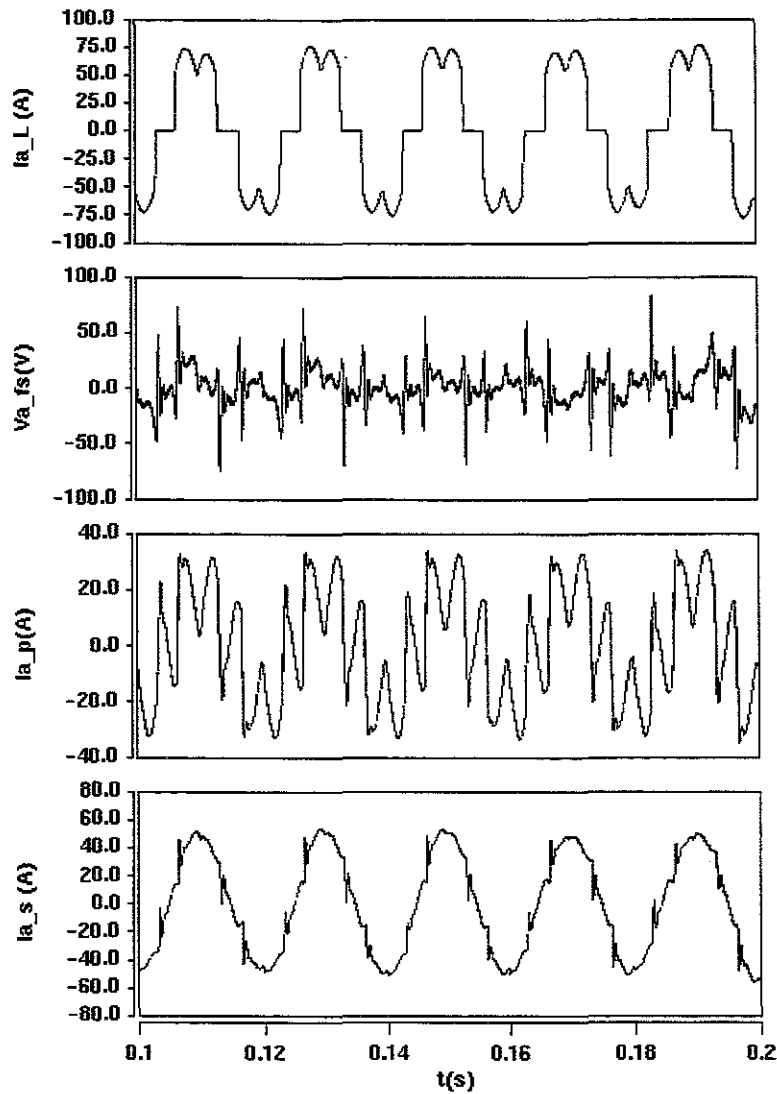


Fig.V.14 : Filtrage des harmoniques de courant du réseau par FASP, De haut en bas :
 le courant injecté par le variateur de vitesse, tension aux bornes du filtre série,
 le courant du filtre passif, le courant du réseau

La performance de filtre hybride FASP en terme de THD en courant est présentée sur la Fig.15. Le spectre harmonique de courant du réseau avant et après filtrage montre une nette suppression des harmoniques d'ordre élevé tandis qu'il n'y a presque aucune diminution des inter et sous harmoniques. Ce filtre ne convient donc pas au filtrage des sous-harmoniques injectés par le cycloconvertisseur.

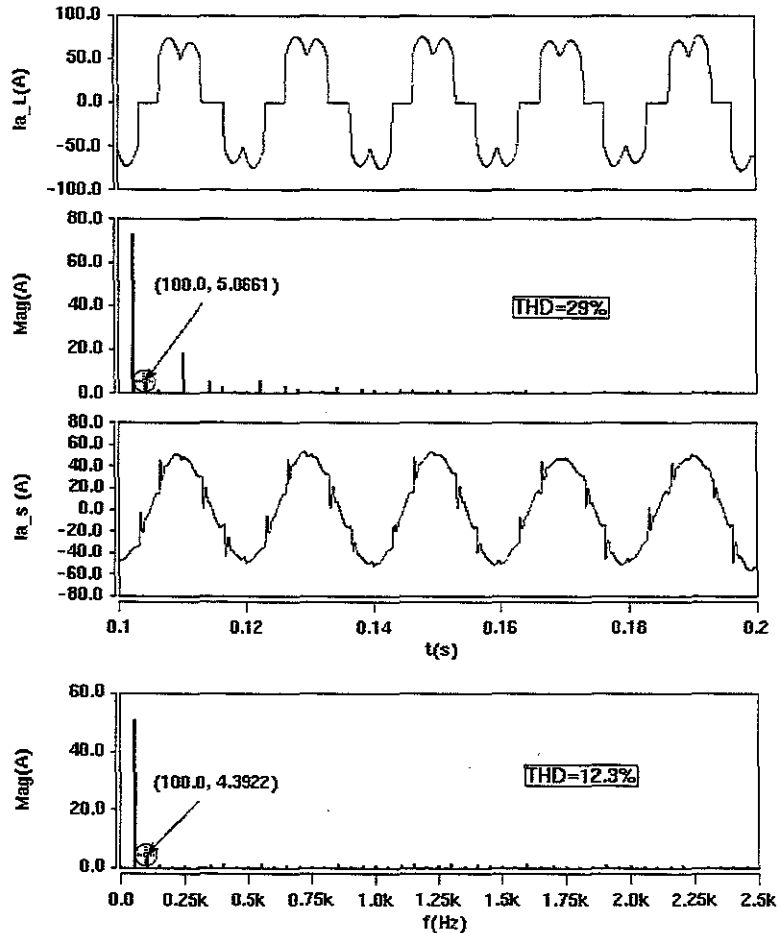


Fig.V.15 :La performance de filtrage en terme de THD et le spectre harmonique de courant du réseau par filtre hybride FASP

- $K_1 > 0$ et $0 < K_2 \leq 1$:

Cette combinaison des filtres actifs et passif sera la proposition la plus adaptée pour filtrage des harmoniques prélevés au réseau par cycloconvertisseur-machine asynchrone à vitesse variable. Le filtre actif série à faible puissance avec fréquence de commutation très élevée, 20kHz, joue le rôle d'un tampon pour les harmoniques et les inter-harmoniques d'ordre élevé, ce qui fait forcer ceux-ci de passer dans le filtre passif. En ce qui concerne les sous-harmoniques et les inter-harmoniques d'ordre faible le filtre actif parallèle avec fréquence de commutation faible, 2kHz, et une puissance réduite, par rapport au cas de filtrage actif parallèle seul, est utilisé. Ce filtre hybride, FASPP, présente une bonne coordination entre les filtres actifs et passif.

La caractéristique de compensation harmonique de filtre hybride FASPP est présentée par la Fig.V.16. On peut constater une bonne suppression des sous, inter-harmoniques et des harmoniques d'ordre élevé ainsi que une forte atténuation des résonances série et parallèle.

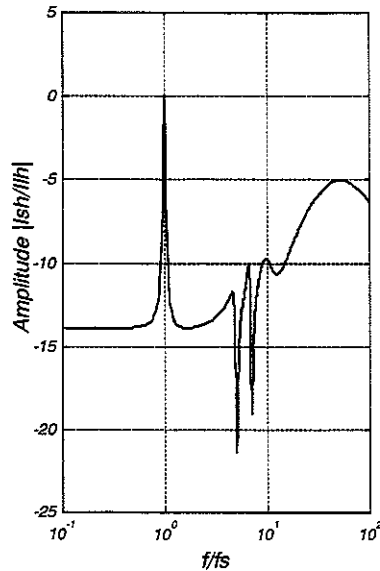


Fig.V.16 :Caractéristiques de compensation harmoniques de courant du réseau par filtre hybride FASPP

Le schéma en bloc de l'identification des courants de référence des filtres actif parallèle et série est exposé sur la Fig.V.17. Le filtre actif parallèle est chargé non seulement de compenser les sous harmoniques mais aussi de contrôler la tension de condensateur de l'étage continu des filtres actifs.

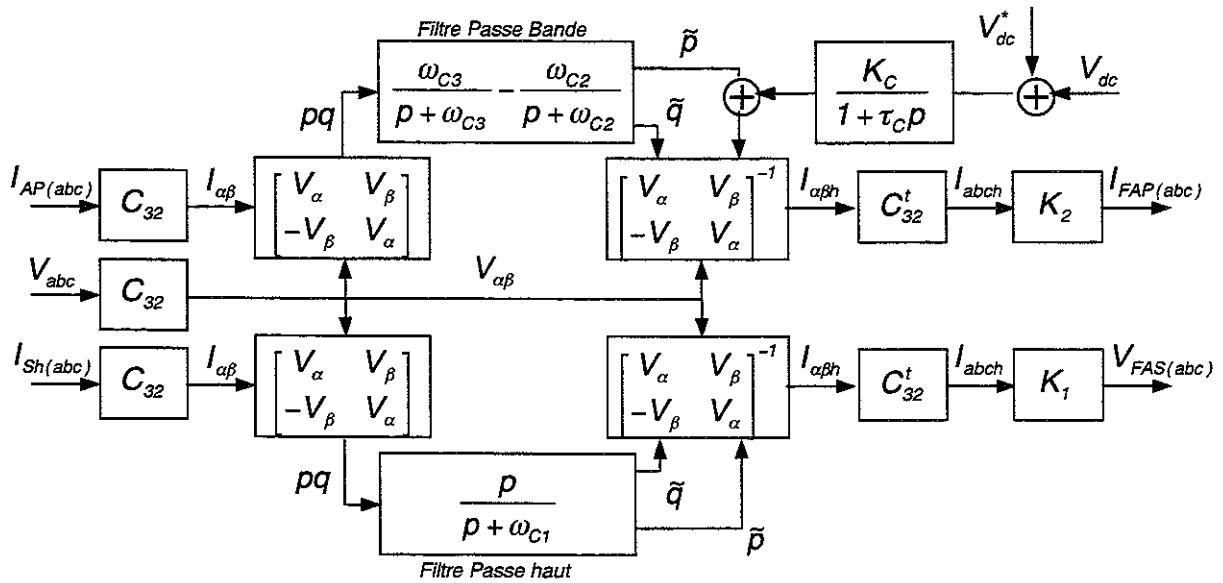


Fig.17 : Identification des courants harmoniques des filtres actifs série et parallèle

Les résultats de simulation de système global sont présentés sur les Fig.18 et 19. Les paramètres du filtre hybride retenus dans cette simulation sont donnés ci-après. Une bonne performance, améliorant le THD en courant de 83% (45% à 8.1%), est obtenue pour $f_o = 5Hz$.

Fréquence de commutation		K_1	K_2	ω_{C1} rad / sec	ω_{C2} rad / sec	ω_{C3} rad / sec
Actif série	Actif parallèle					
20 KHz	2 KHz	10	0.9	$2\pi \times 5$	$2\pi \times 5$	$2\pi \times 500$

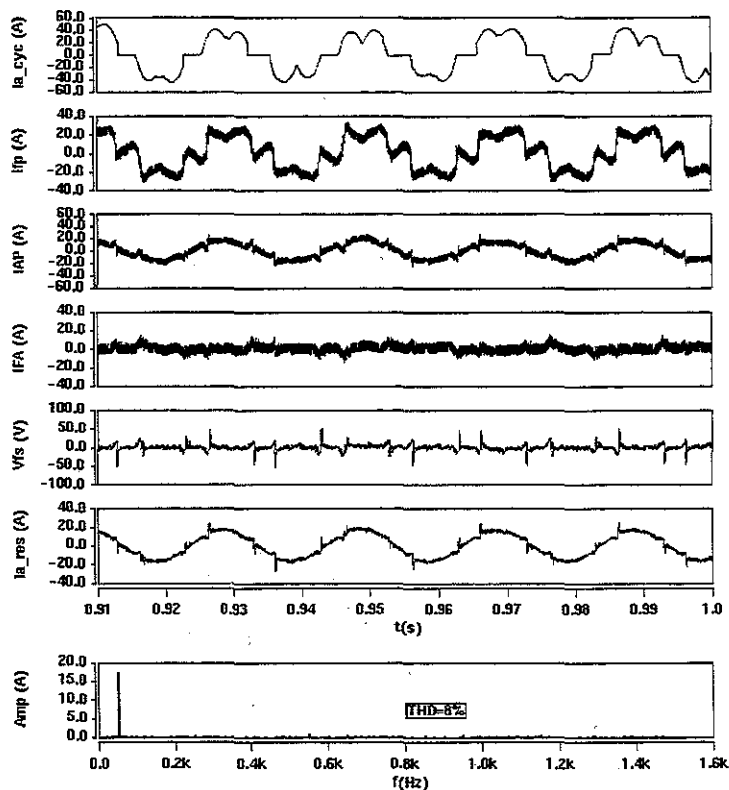


Fig.V.18 : Filtrage des harmoniques de courant du réseau par le filtre hybride FASPP, Du haut en bas : le courant absorbé par système d’entraînement variable à cycloconvertisseur, le courant de filtre passif, le courant du réseau entre les filtres actifs et passif parallèle, Le courant injecté au réseau par filtre actif parallèle, la tension harmonique aux bornes de filtre actif série, le courant du réseau et le spectre harmonique de courant du réseau après le filtrage.

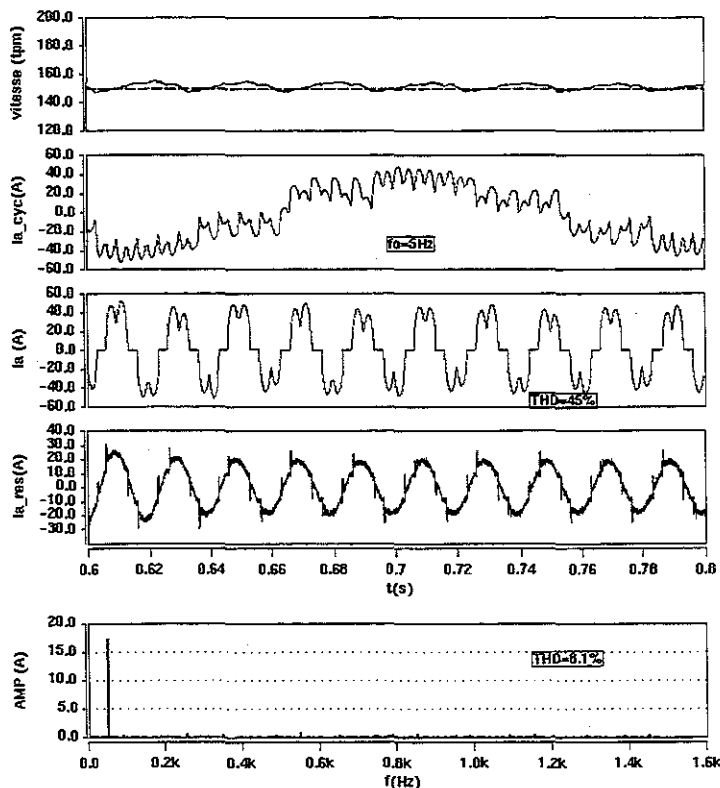


Fig.V.19 : Amélioration du THD en courant du réseau de 83%

V.2 FILTRAGE DES HARMONIQUES DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

V.2.1 Expression du couple harmonique

Compte tenu du circuit monophasé équivalent de la machine asynchrone, Fig.V.20, où l'indice f représente les paramètres à la fréquence fondamentale du courant statorique, la présence des tensions harmoniques aux bornes de la machine produit des courants harmoniques. Ceux-là mènent aux couples électromagnétiques positifs ou négatifs suivant que les courants harmoniques constituent un système direct ou inverse.

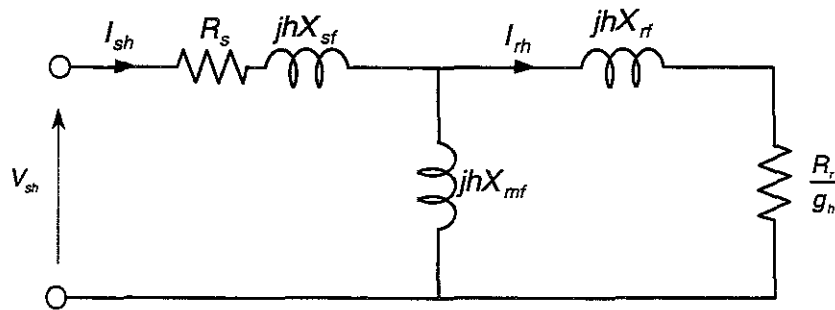


Fig.V.20 : Circuit équivalent du moteur asynchrone pour les courant harmoniques

Le couple électromagnétique créé par le courant harmonique I_h a pour expression :

$$C_{emh} = 3(I_h^2 \frac{R_r}{g_h}) \frac{1}{h\omega_{sf}} \quad (V.11)$$

Le signe de h donne la direction du couple harmonique. Le glissement harmonique g_h , selon la définition, peut être écrite comme :

$$g_h = \frac{h\omega_{sf} \mp \omega}{h\omega_{sf}} = \frac{h\omega_{sf} \mp (1-g_f)\omega_{sf}}{h\omega_{sf}} = \frac{h \mp 1}{h} \pm \frac{g_f}{h} \quad (V.12)$$

Etant donné que pour $h \gg 1$, le glissement harmonique peut être estimé à $g_h \approx 1$, le couple harmonique, alors, peut être simplifié par :

$$C_{emh} \approx 3 \frac{I_h^2}{h\omega_{sf}} R_r \quad (V.13)$$

Utilisant la relation entre le courant et la tension harmonique aux bornes du moteur, $V_h = I_h Z_h$, où $Z_h \approx h(X_{sf} + X_{rf})$ car R_r et $R_s \ll hX_f = h(X_{sf} + X_{rf})$, le couple harmonique peut être exprimé en fonction des tensions harmoniques :

$$C_{emh} = 3 \frac{R_r}{X_f^2} \frac{V_h^2}{h^3} \quad (V.14)$$

où $X_f = (X_{sf} + X_{rf})$ est la réactance de fuite totale ramenée au stator.

Cette équation met en évidence que le couple harmonique décroît inversement proportionnel à h^3 . En plus, les couples harmoniques se présentent en paires opposés (direct et inverse) de sorte qu'une partie des couples directs se compense par celle inverse. Les pulsations de ces couples sont liées à l'interaction des champs tournants correspondant aux différents rangs d'harmoniques.

V.2.2 Caractéristique harmonique de la tension de sortie

Les études effectuées [Pel] montrent qu'au terme sinusoïdal à la fréquence fondamentale s'ajoutent deux familles d'harmoniques :

$$\begin{aligned} f_h &= |3(2k_1 - 1)f_s \pm 2k_2 f_o| \\ f_h &= |6k_1 f_s \pm (2k_2 + 1)f_o| \end{aligned} \tag{V.15}$$

où f_s et f_o sont respectivement les fréquences du réseau d'alimentation et celle de sortie de cycloconvertisseur, avec $K_1 \in [1 \quad \infty[$ et $K_2 \in [0 \quad \infty[$ entiers.

V.2.3 Filtrage actif des pulsations du couple électromagnétique

Après avoir présenté, au paragraphe précédent, les tensions harmoniques à la sortie de cycloconvertisseur qui sont la cause de pulsation du couple électromagnétique, on va essayer de diminuer, voire supprimer, les courants harmoniques correspondants et ainsi la pulsation du couple électromagnétique. Pour ce faire, on utilise un filtre actif en série avec le moteur de sorte qu'il se manifeste comme une résistance nulle pour le courant fondamental et une grande résistance pour le courant harmonique ou bien comme une source de tension harmonique en opposition de phase avec celle de cycloconvertisseur. Fig.V.21 montre le circuit équivalent monophasé de ce montage.

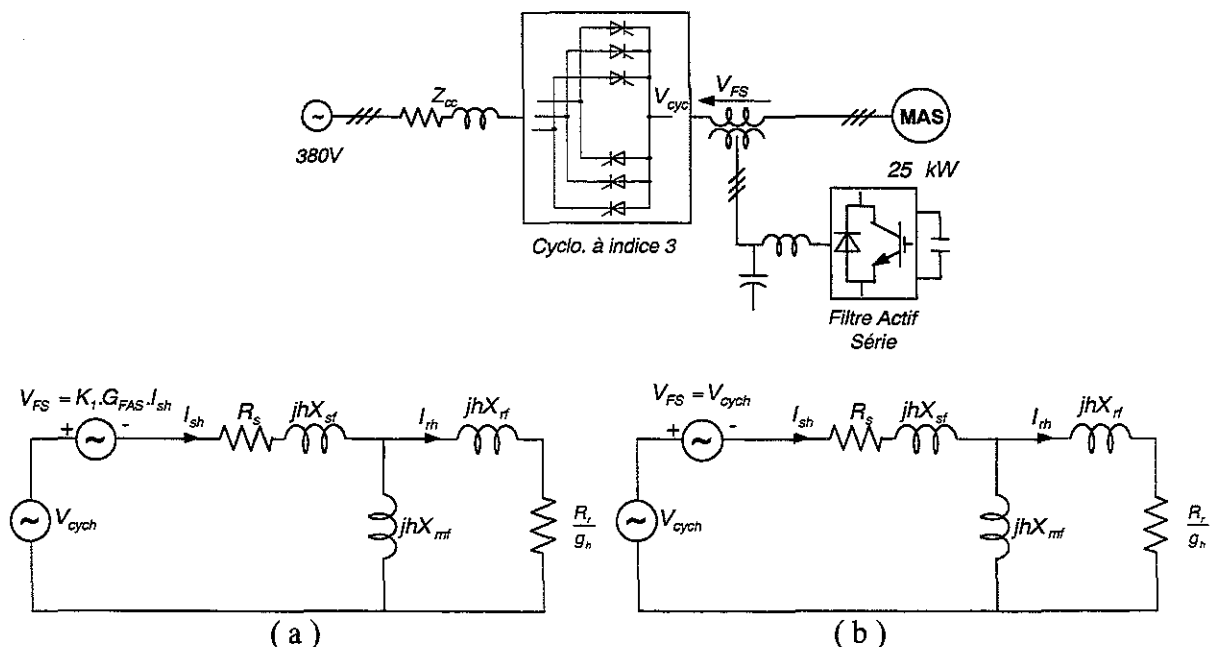


Fig.V.21 : Principe de filtrage actif de couple électromagnétique

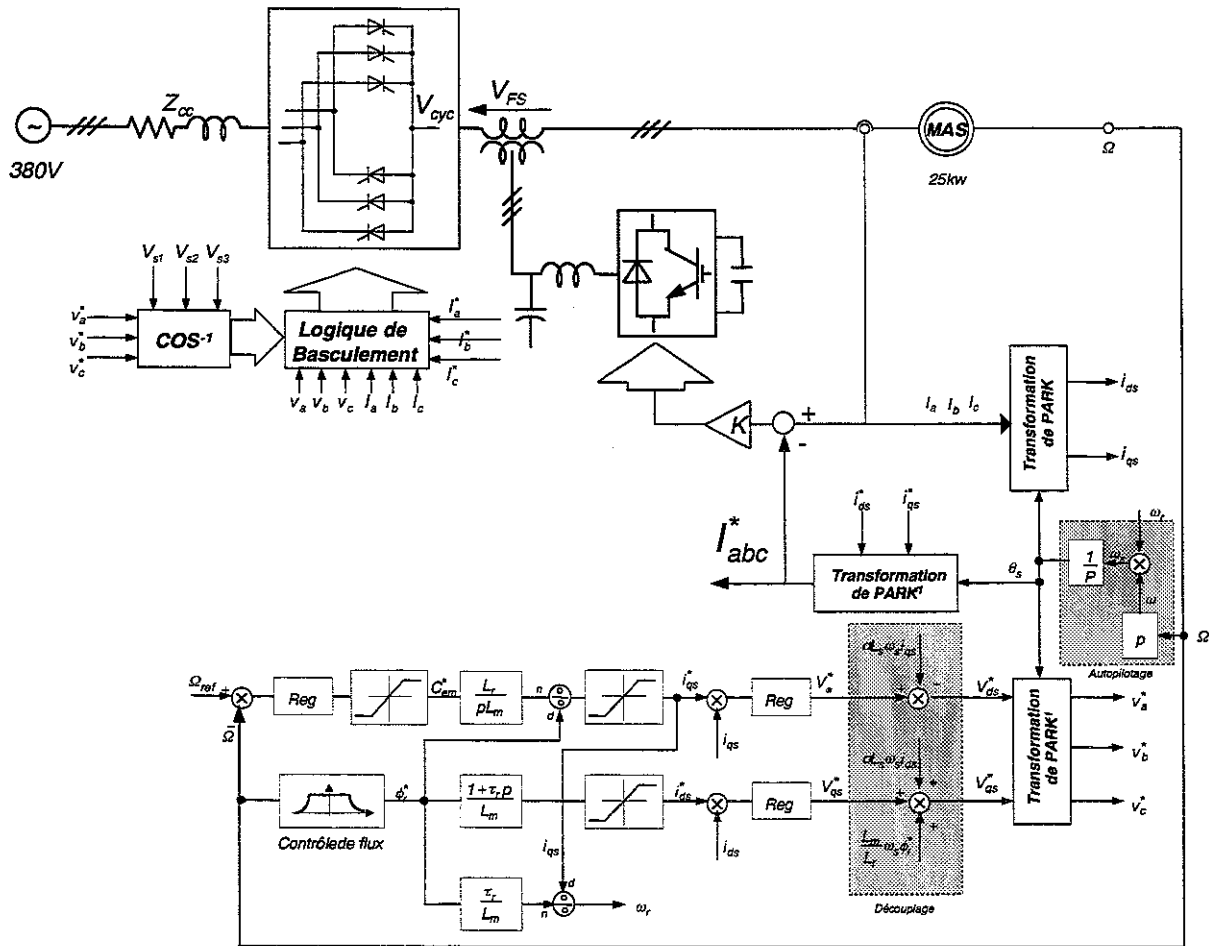


Fig.V.22 : Identification des courants de références du filtre actif série

En ce qui concerne l'identification des courants harmoniques (Fig.21-a), ou des tensions harmoniques (Fig.21-b), au lieu d'appliquer la méthode des puissances instantanées, on utilise les courants et tension fondamentales issus de la commande vectorielle de la machine asynchrone et les courants et les tensions instantanées à la sortie du cycloconvertisseur. Le principe d'identification des courants de référence du filtre actif série est illustré par la Fig.V.22.

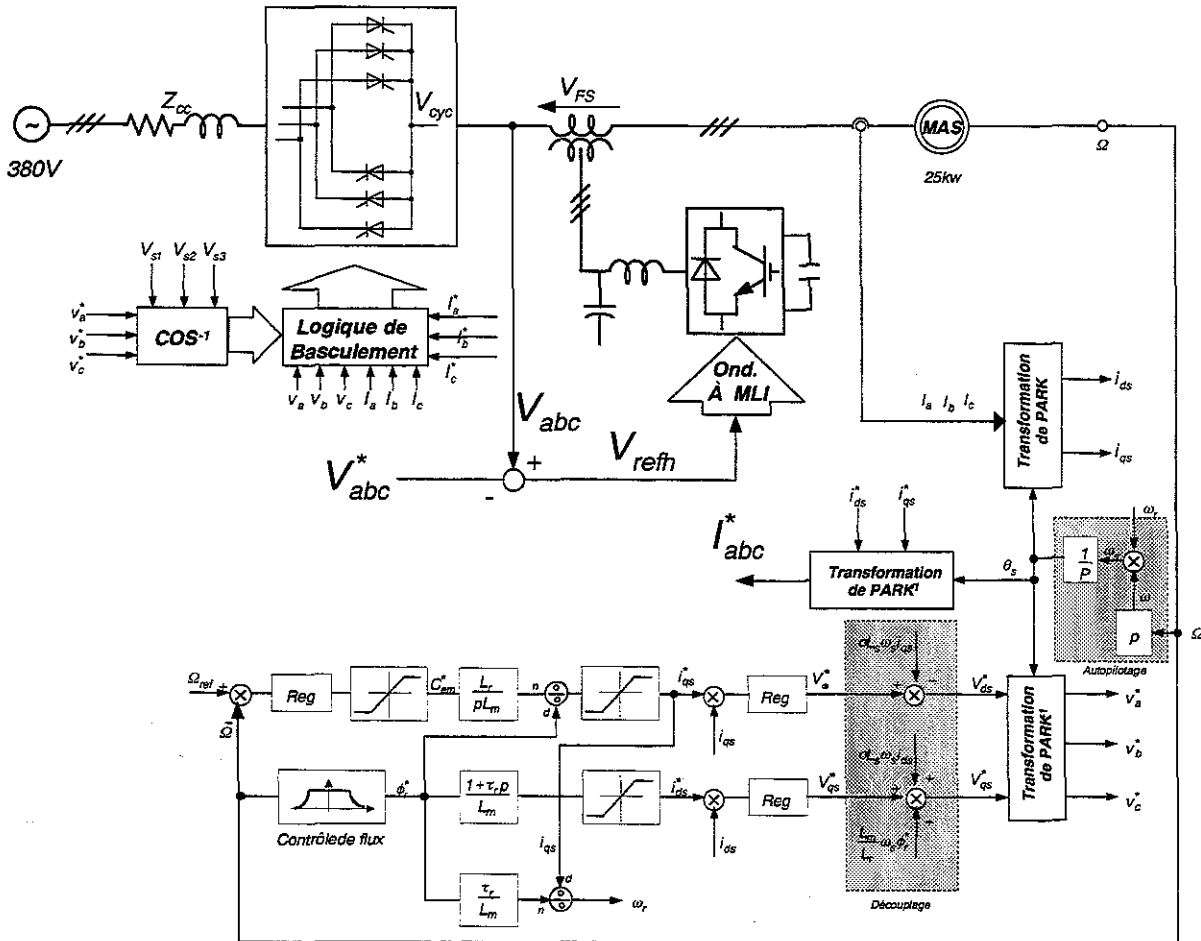


Fig.V.23 : Identification des tensions de références du filtre actif série

De même, l'identification des tensions de référence du filtre actif série est présentée sur la Fig.V.23. On peut déduire que, dans le cas de filtrage du couple électromagnétique des machines électriques, des références de filtre actif peuvent être obtenues par les signaux de commande de la machine électrique.

Bien évidemment, la puissance du filtre actif série en injectant les tensions harmoniques, Fig.V.23, est beaucoup plus élevée et en pratique c'est préférable d'appliquer la méthode d'identification de la Fig.V.22.

Le résultat de l'application du filtre actif série pour le filtrage du couple électromagnétique est montré sur la Fig.V.24-25. A l'instant $t=0.6$ le filtre actif est mis en marche et à partir de ce moment l'ondulation du couple et celle de la vitesse du moteur diminuent considérablement. Bien évidemment, les courants du moteur deviennent pratiquement sinusoïdaux grâce au filtrages des tensions harmoniques par le filtre actif.

Il faut noter que le couple électromagnétique est calculé par la relation III.9.

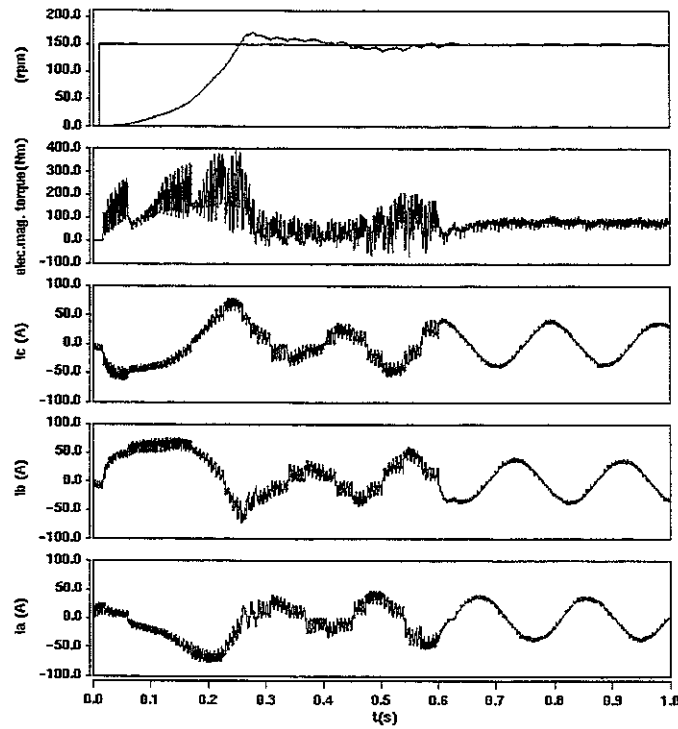


Fig.V.24 : Amélioration de vitesse et de couple électromagnétique

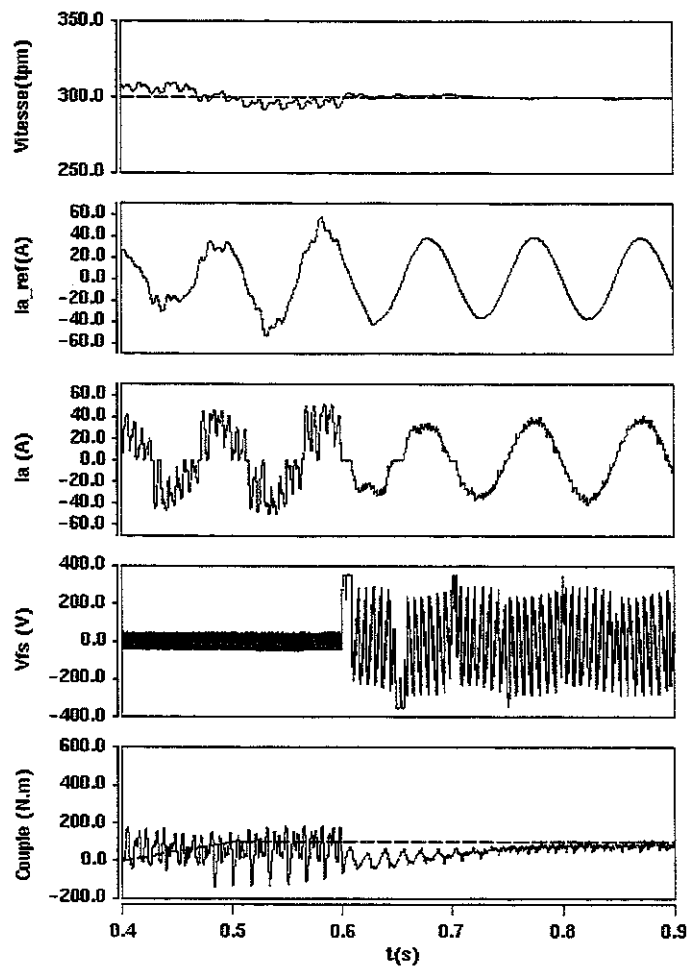


Fig.V.25 : Amélioration et diminution des ondulations du courant du moteur, tensions harmoniques injectées par le filtre actif série

CONCLUSIONS

Nous avons essentiellement consacré ce chapitre au filtrage des courants harmoniques produits par les variateurs de vitesse asynchrone alimentés par le convertisseur direct ou bien spécialement par le cycloconvertisseur à indice 3. La présence des sous-harmoniques dans le courant du réseau pour ce type de variateur de vitesse fait augmenter le risque de phénomène de Flicker. Vu la réponse fréquentielle du filtre hybride (actif série et passif parallèle) et son incapacité de supprimer des sous-harmoniques, nous avons été amenés à proposer un autre filtre hybride bien adapté à la caractéristique harmonique du courant du système d'entraînement à cycloconvertisseur.

Le filtre hybride, rassemblement des filtre actif série, actif parallèle et passif parallèle s'est avéré une bonne solution tant au niveau de la compensation d'harmoniques et d'interharmoniques que des sous harmoniques. En effet, le filtre actif série, à fréquence de commutation élevée et à puissance faible, pousse les harmoniques accordés et d'ordres élevés dans le puits d'harmonique de filtre passif parallèle qui assume en même temps la compensation de la puissance réactive du système d'entraînement. Aussi, le filtre actif série peut compenser le déséquilibre et tensions harmoniques du réseau. Tandis que le filtre actif parallèle, à fréquence de commutation faible, assure l'absorption des sousharmoniques et des interharmoniques d'ordres faibles qui ne peuvent pas être piégés par les filtres actif série et passif parallèle. Etant donné que dans ce cas le filtre actif parallèle ne compense que une bande limitée des harmoniques, sa puissance est beaucoup moins importante que si celui-ci filtre tous les harmoniques. Une bonne performance est obtenue en appliquant ce filtre hybride.

Filtrage du couple électromagnétique est réalisé par un filtre actif mis en série avec le moteur asynchrone. Celui-ci rend les courants statoriques pratiquement sinusoïdaux et supprime aussi les ondulations du couple électromagnétique. On a montré qu'il y a une amélioration importante en ce qui concerne le THD en courant du système d'entraînement à cycloconvertisseur muni du filtre de couple électromagnétique.

CONCLUSION GENERALE

Le travail réalisé dans cette thèse s'inscrit globalement dans le cadre de la recherche des nouvelles structures de compensation des harmoniques de courant produits par des systèmes d'entraînement électrique à vitesse variable.

Vus la prolifération et le pourcentage important de la consommation d'énergie électrique par des systèmes d'entraînement à vitesse variable, près de 6% de l'énergie électrique consommée en France, dans le premier chapitre de ce mémoire, on a justifié la nécessité de mettre au point le système de filtrage le mieux adapté aux caractéristiques harmoniques de ces systèmes afin de satisfaire les limites tolérées par EDF. Etant donnée la variation de fréquence de sortie d'un système de variateur de vitesse alimenté par un convertisseur direct ou indirect, le courant d'entrée du système est riche en interharmoniques ce qui peut exciter la fréquence d'antirésonance des filtres passifs résonnants. Ainsi, plusieurs méthodes de compensation d'harmoniques ont été présentées.

L'efficacité de la commande vectorielle de moteur asynchrone dépend de la connaissance exacte des paramètres de ce dernier. Au cours du deuxième chapitre, la méthode d'optimisation d'Algorithme Génétique a prouvé, de par sa simplicité de mise en œuvre et sa flexibilité exemplaire, qu'elle peut avantageusement remplacer les méthodes traditionnelles qui donnent des résultats quelques fois peu fiables. En effet, l'identification des paramètres d'une machine asynchrone et celle des paramètres d'un régulateur RST par cette méthode, afin d'obtenir le système direct de tensions d'un réseau déséquilibré et perturbé ont bien montré son efficacité. De ce fait, l'A.G. est adopté dans ce travail pour étudier tous les cas d'optimisation.

Dans le troisième chapitre, les différents systèmes d'entraînement à vitesse variable sont modélisés et les caractéristiques harmoniques de leurs courants d'entrée sont discutées. En optimisant les paramètres du filtre de l'étage continu des convertisseurs indirects, on a montré que le THD en courant peut être considérablement réduit. Une variante de l'onduleur de courant à hystérésis a été proposée ce qui offre, par rapport à l'onduleur de courant à MLI, une plus grande simplicité et une meilleur dynamique et robustesse vis à vis des variations des paramètres du système. Son inconvénient, la fréquence de commutation variable qui peut exciter le circuit de résonance formé par les capacités et l'inductance variable du moteur, est

remédié en ajoutant un terme proportionnel au dérivé du courant du moteur dans sa référence. Cela augmente l'amortissement du système en boucle fermée. Le variateur de vitesse asynchrone à cycloconvertisseur d'indice 3 sans courant de circulation est délibérément choisi pour le niveau important de la pollution harmonique qu'il génère au réseau primaire.

Une méthode originale de logique de basculement du cycloconvertisseur, basée sur le passage par zéro des courants de référence de la machine asynchrone, est présentée. Son avantage réside dans le bon asservissement de vitesse même pour les faibles couples de charge.

Après avoir identifié les caractéristiques harmoniques du courant d'entrée des différents variateurs de vitesse asynchrone dans le chapitre précédent, on a développé les différentes méthodes de filtrage de courants harmoniques dans le chapitre quatre. Pour les deux cascades redresseur-onduleur de tension et onduleur de courant- machine asynchrone, le filtre hybride FASP, l'association en série d'un filtre actif avec un filtre passif parallèle, donne le meilleur résultat en terme de THD en courant. Le dimensionnement du filtre actif est plus réduit et le risque de toute résonance série et parallèle entre les filtres passifs et le réseau est écarté.

Dans le dernier chapitre, nous nous sommes intéressés au filtrage des courants harmoniques pris au réseau par le variateur de vitesse à cycloconvertisseur d'indice 3. Un filtre hybride, l'association des filtres actifs série, actif parallèle et passif parallèle avec une coordination spéciale, est proposé. La performance, en terme de THD en courant, s'avère intéressante. Enfin, le filtrage du couple électromagnétique à l'aide d'un filtre actif série est discuté. Le filtrage des tensions harmoniques de la sortie du cycloconvertisseur rend le courant du moteur pratiquement sinusoïdal et diminue les pulsations du couple électromagnétique du moteur. Cela améliore, en outre, le THD du courant d'entrée du système de 33%.

En conclusion, cette étude nous a permis de démontrer l'efficacité des systèmes de filtrage actif à dépolluer le réseau d'alimentation. Leurs performances pourront encore être améliorées avec les composants plus rapides et cela constitue une perspective intéressante pour ces systèmes dans un proche avenir où l'obligation de l'application des normes plus strictes deviendra une réalité.

ANNEXE

AI. Identification des paramètres de machine asynchrone par Algorithme Génétique:

Individu à identifier: $[L_s \ L_m \ \tau_r \ R_s \ \sigma \ j \ f \ c_0]$

Inductance propre du stator	$L_s = 0.607 \ H$
Inductance propre du rotor	$L_r = 0.6058 \ H$
Résistance statorique	$R_s = 5.45 \ \Omega$
Constante de temps rotorique	$\tau_r = 0.135 \ sec$
Facteur de dispersion	$\sigma = 53.54 \ msec$
Moment d'inertie	$J = 7.63e - 3 \ kgm^2$
Frottement	$f = 7.23e - 5$
Couple constant	$C_0 = 0.113 \ N.m$

AII: Identification des coefficients de régulateur RST dans la boucle à verrouillage de phase par A.G.:

Individu: $[\zeta_2 \ \zeta_6 \ r_1 \ r_2 \ s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4 \ s_5 \ s_6]$

ζ_2	$3.85e - 4$
ζ_6	$3.85e - 4$
r_1	$1.3385e2$
r_2	$-8.83418e3$
s_1	$1.547182e16$
s_2	$2.421359e13$
s_3	$5.214424e10$
s_4	$4.368229e7$
s_5	$1.937543e4$
s_6	9.026042

Références bibliographiques

- [Aka 83] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae
"Generalized theory of the instantaneous active and reactive power in three-phase circuits"
Proceeding of International power Electronics Conference , Tokyo, 1983, pp. 1375-1386.
- [AKA 84] Akagi, H., Kanazawa Y, Nabae A,
"Instantaneous Reactive power compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components "
IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.IA-20, No.3, 1984, pp.625-630.
- [Aka 94] H. Akagi
"Trends in Active Power Line Conditioners"
IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 9, no. 3, mai 1994, pp. 263-268.
- [Aka 95] H. Akagi
" New trends in Active Filters"
EPE, Sevilla, septembre 1995, pp. 017-026.
- [Aka 97] H. Akagi
"Control Strategy and Site Selection of a Shunt Active Filter for Damping of Harmonic Propagation in Power Distribution systems"
IEEE Transaction on Power Delivery, janvier,1997, vol. 12, no. 1, pp.354-362.
- [Ali] K. Aliouane
"Contribution à l'étude du filtrage d'harmoniques des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtres actif et passif parallèle"
Thèse INPL, Nancy, janvier 1995.
- [Arr] J.Arrillaga, D.A.Bradley, P.S.Bodger ;
« Power System Harmonics »
John Wiley & Sons, 1985
- [Bag] L.Baghli;
"Contribution à la commande de la machines asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques",
Thèse de Doctorat, UHP, Janvier 1999.
- [Bak] A.Bakirtzis, V.Petrise, S.Kazarlis,
"Genetic Algorithm solution to the economic dispatch problem", IEE Proc. Gener. Trans. Distrib., Vol.141, No.4, July 1994.
- [Bal] N. Balbo, R. Penzo, D. Sella, L. Malesani, P. Mattavelli, A. Zuccato
"Simplified hybrid active filters for harmonic compensation in low voltage industrial applications",
ICHPS'94, 1994, pp. 263-269.
- [Ben 97] L. Benchaita, S. Saadate
"Two structures of shunt active filter voltage source and current source"
ISTC/UEES, Ukraine, septembre 1997, vol. 1, pp. 125-130.

- [Ben 98] L. Benchaita,
"Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle - commande"
Thèse de Doctorat, UHP, Oct. 1998.
- [Bha] S. Bhattacharya, D. Divan
"Design and implimantation of hybrid series active filter system"
IEEE/PELS'95, 1995, pp. 189-195.
- [Bir] B.M. Bird, J.F. Marsh, P.R. Mclellan
"Harmonic reduction in multiple converters by triple frequency injection"
IEE Proceeding, 1969, vol. 116, no. 10, pp. 1730-1734.
- [Bon] Bonal, J
"Entraînements électriques à vitesse variable",
Edition Lavisier.
- [Bon.3] Bonal, J., Séguier, G.,
"Entraînements électriques à vitesse variable",
Editions Tec & Doc, Volume 3.
- [Bos] Bose, B.K.,
"Power Electronics and AC Drives",
Editions Printice Hall 1986.
- [Bru] N.Bruyant;
"Etude et commande généralisées de Filtres Actifs parallèles";
Thèse de Doctorat, Uni. de NANTES, Novembre 1999.
- [Car] Jean-Maarie Caro ;
Entraînements électriques à vitesse variable ; Volume 1
- [Cho] S.Y. Choe, K. Heumann
"Harmonic current compensation using three phase current source converter"
EPE, Firenze 1991, septembre 1991, vol. 3, pp. 6-11.
- [Def] T. Deflandre, Ph. Mauras ;
« Les harmoniques sur les réseaux électriques », Edition Eyrolles, 1998.
- [Del] De Larminat P. ;
"Automatique, commande des systèmes linéaires.",
HERMES 1993.
- [Ens] J.H.R. Enslin, J. Zhao, R. Spée
"Operation of the unified power flow controller as harmonic isolator"
IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 11, no. 6, novembre 1996, pp. 776-784.

- [Fai] A.Faidallah;
"Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrone",
Thèse de Doctorat, INPL, Février 1995.
- [Fug] H. Fugita
"A practical approach to harmonic compensation in power system - Series connection of passive and active filters"
IEEE Transactions on Industry applications, vol. 27, no. 6, Decembre 1991, pp. 1020-1025.
- [Fuj] H. Fujita, H. Akagi
"The Unified Quality Conditioner : The integration of series active filters and shunt active filters",
PESC'96, juin 1996, vol. 1, pp. 494-501.
- [Fuj.91] Fujita, H., Akagi, H.,
"A New Practical Approach to Harmonic Compensation in Power Systems- Series Connection of Passive and Active Filters",
IEEE Trans. Ind. Appl., vol 27, no.6, pp.1020-1025, Nov/Dec. 1991
- [Fuk] S. Fukuda, T. Endoh
"Control Method for a Combined Active Filter System Employing a Current Source Converter and a High Pass Filter"
IEEE Transactions on Industry Applications, Mai/Juin, 1995, vol.31, no.3 pp.590-597.
- [Gol] D.E. Goldberg;
"Genetic Algorithms in search, Optimization and machine learning",
1989, Addison wesley.
- [Gre] Grellet, G., Clerc, G.,
"Actionneurs Electriques", Edition Eyrolles.
- [Ham] Hamblin, T.M.,
"Cycloconverter control circuits",
IEEE Trans. Ind. Appl., vol.I-A8, no.4, pp.443-453, July/August. 1972.
- [Hau] Caron, J.P., Hautier, J.P.,
"Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone",
Editions Technip, 1995.
- [Hay] Hayashi, Y., Sato, N., Takahashi, K.,
"A Novel Control of Current Source Active Filter for AC Power System Harmonic Compensation",
IEEE Trans. Ind. Appl., vol.27, no.2, pp. , Mars/Avril 1991, pp.380-385.
- [Hol] J.H. Holland;
"Adaptation in Natural and Artificial Systems ",1975
- [Jan] C.Z. Janikow & Z. Michalewicz;
"An experimental comparison of binary and floating point representation in Genetic Algorithms",
Proceedings of the Fourth International Conference on Genetic Algorithms, 1991, San Diego, p.31-36.

- [Kes] P.Y.Keskar ;
« Specification of Variable Frequency Drive Systems to Meet the New IEEE 519 Standard
IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol.32, N°2, March /April 1996
- [Lot] C.Lott ;
"Filtrage actif parallèle des harmoniques de courant sur des réseaux industriels: étude théorique et réalisation d'une maquette à GTO"
Thèse de l'INPL, Octobre 95.
- [Mac] M.Machmoum;
"Etude et réalisation d'un filtre actif parallèle, commande, optimisation et performances",
Journées Technologiques Stratégies de Dépollution Harmonique des Réseaux Electriques,
27-28 Avril 2000.
- [Maz] E. Mazada, k. Hayafune, Y. Ogihara
"A harmonic control scheme for the active power filter"
EPE, Bruxelles, septembre 1985, vol. 2, pp. 2.29-2.34.
- [Mcg] M.F. McGranaghan, D.R. Mueller, Designing Harmonic Filters for Adjustable-Speed Drives to
Comply with IEEE-519 Harmonic Limits ; IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.35, n°2, March/April
1999, pp.312-318.
- [Mir] V.Miranda, J.V.Ranito, L.M.Proença;
"Genetic Algorithms in optimal multistage distribution network planning", IEEE Trans. on Power
Systems, Vol. 9, No. 4, November 1994.
- [Mol] Moller L. ; « Problème techniques posés par le raccordement des convertisseurs de grande
puissance », Revue EDF N°2, 1985.
- [Non] Nonaka, S., Nebu, Y.,
"Current Regulated PWM-CSI Induction Motor Drive System Without a Speed Sensor",
IEEE Trans. Ind. Appl., vol.30, no.1, pp. , Jaun/Feb. 1994.
- [Pel] Pelly, B.R.,
"Thyristor phase-controlled converters and cycloconverter operation control and performance",
Wiley Interscience 1971.
- [Pen] Peng, F. Z., Akagi, H.,
"A New Approach to Harmonic Compensation in Power Systems-A Combined System of Shunt
Passive and Series Active Filters",
IEEE Trans. Ind. Appl., vol 26, no.6, pp.983-989, Nov/Dec. 1990
- [Pol] Pollution harmonique des réseaux ;
Technique d'Aujourd'hui, Electronique de puissance-33, pp.38-44
- [Pou] H. Pouliquen E. Bettega, M. Wang
"A new control strategy of combined system of series active and shunt passive filters for minimising
passive filter number", EPE, Sevilla, septembre 1995, vol.1, pp. 1.135-1.139.

- [Ren] J.M. Renders;
"Algorithmes Génétiques et réseaux de neurones", Hermès, Paris, 1995.
- [Ric] D.E.Rice,
A Detailed Analysis of Six-Puls Converter Harmonic currents
- [Sal] A. Salem nia
"Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre actif parallèle à commande analogique et numérique temps réel"
Thèse INPL, Nancy, Septembre 1996.
- [Sha] S.H.Shahalami, M.Meunier,
"Utilisation d'Algorithmes Génétique en planification du réseau à moyenne tension", Stage de DEA, SUPELEC, Service EEI, Sept.95.
- [Sha 98] S.H. Shahalami, S.Saadate;
"Genetic Algorithm approach in the identification of squirrel cage induction motor's parameters", ICEM Sept.1998, Vol. 1/3, pp. 905-913.
- [Sha 98] Shahalami, S.H, Benchaita, L., Meibody-Tabar F., Saadate, S.,
"New control approach of a 18thyristors cycloconverter-field oriented asynchronous drive", ICEM 98, Istanbul, vol.3,pp.1924-1929.
- [Sha 99] Shahalami S.H., Saadate S,
"A comparative study between two structures of hybride actif filter for harmonic compensation of a 18-thyristors cycloconverter fed induction motor drive", EPE '99, Lausanne.
- [Sha 00] Shahalami, S.H., Saadate, S.,
"Comparative study of three control approaches of three pulse cycloconverter-field oriented asynchronous drive ", ICEM 2000, Helsinki, vol.3,pp.1924-1929.
- [Sha 01] Shahalami, S.H., Saadate, S.,
"Une nouvelle approche de contrôle de l'ensemble cycloconvertisseur-motor asynchrone à vitesse variable: Comparaison avec des méthode classiques", acceptée à la Revue Internationale de Génie Electrique (RIGE).
- [Shi] D.D.Shipp, W.S.Vilcheck :
« Power Quality and Line Considerations for Variable speed AC Drives », IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 32,n°.2, March/April 1996.
- [Shi 89] Shimamura T, Kurosawa R, Hirano M, Uchino H,
"Parallel operation of actif and passif filters for variable speed cycloconverter drive system", 15th Annual conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON'89). Philadelphia, USA 1989, pp.186-191.

- [Sri] Srianthumrong S., Fujita H., Akagi H.,
"Stability Analysis of a Series Active Filter Integrated with a Double-Series Diode Rectifier",
PESC00 , juin 2000, Conference Proceedings, Galway, Irland.
- [Sta 92] Recommended Practices and requirements for Harmonic Control in Power Systems,IEEE
Standard 519-1992.
- [Sun] S.Sundhararajan, A.pahawa
"Optimal selection of capacitors for radial distribution systems using a Genetic Algorithm", IEEE
Trans. on Power Systems, Vol. 9, No. 3, August 1994.
- [Tak] M. Takeda, K. Ikeda, Y. Tominaga
"Harmonic current compensation with active filter"
IEEE-IAS Annual Meeting, 1987, pp. 808-815.
- [Ven] F.P. Venter, J.D. van Wyk, L. Malesani
"A comparative evaluation of control strategies for current fed converters as filters for non-active
power in networks", 0-7803-0634-1/92\$03.00 IEEE, pp. 829-836.
- [Xhu] A.P.Xhuvani;
"Modélisation et identification des paramètre d'une machine synchrone destinée à être alimentée par
un convertisseur",
Thèse de Doctorat, INPT, Toulouse, Sep. 1989.
- [Xu] J. Xu
"Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité"
Thèse INPL, Nancy, janvier 1994.
- [Xu 93] J.H. Xu, C. Lott, S. Saadate, B. Davat
"Compensation of AC-DC converter input current harmonic using a voltage-source active power
filter", EPE, Brighton, septembre 1993, vol. 8, pp. 233-238.
- [Zio] Ziogas, P.D., Stefanovic, V.R.,
"Optimum System Design of a Three-Phase Rectifier-Inverter Type of Frequency Changer",
IEEE Trans. Ind. Appl., vol.IA-21, no.5, pp.1215-1225 , Sep/Oct. 1985.

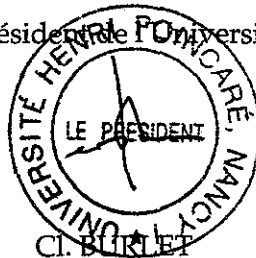
Monsieur **SHAH ALAMI Seyed Hamid**

DOCTORAT de l'UNIVERSITE HENRI POINCARÉ, NANCY-I
en GENIE ELECTRIQUE

VU, APPROUVÉ ET PERMIS D'IMPRIMER

Nancy, le 10 DEC. 2001 n° 606

Le Président de l'Université



Résumé :

Ce travail s'inscrit globalement dans le cadre de la recherche des nouvelles structures de compensation des harmoniques de courant produits par des systèmes d'entraînement électrique à vitesse variable. Il s'agit de trouver les meilleures architectures de filtrage hybride, des associations des filtres passifs et des filtres actifs, pour contrôler les perturbations harmoniques produites par des variateurs de vitesse asynchrone afin de satisfaire les limites tolérées par EDF. Etant donnée la variation de fréquence d'alimentation de moteur asynchrone, le courant pris au réseau par le variateur de vitesse est riche en harmoniques et interharmoniques. Parmi eux, le courant d'entrée de la chaîne cycloconvertisseur-moteur asynchrone contient en plus des sous-harmoniques qui peuvent exciter le phénomène du Flicker. Un regard est également porté sur l'outil d'optimisation d'Algorithme Génétique en code réel retenu dans ce travail. Son efficacité est approuvée par deux applications : L'identification des paramètres d'une machine asynchrone et celle des paramètres d'un régulateur RST. Dans le sens d'identifier les caractéristiques harmoniques de courant injecté au réseau, une nouvelle commande rapprochée de l'onduleur de courant à hystérésis est présentée. Ainsi, une méthode originale de logique de basculement du cycloconvertisseur à commutation naturelle basée sur le passage par zéro des courants de référence est proposée. Après avoir identifié les caractéristiques harmoniques des variateurs de vitesse à alimentation indirecte, le filtre hybride FASP, l'association en série d'un filtre actif avec un filtre passif parallèle, donne le meilleur résultat en terme de THD en courant. Le dimensionnement du filtre actif est plus réduit et le risque de toute résonance série et parallèle entre les filtres passifs et le réseau est écarté. Un filtre hybride, l'association des filtres actifs série et passif parallèle, qui suppriment les harmoniques accordés et d'ordres élevés, avec un filtre actif parallèle, qui lui, a la charge d'assurer l'absorption des sousharmoniques et des interharmoniques d'ordres faibles est proposé pour le variateur de vitesse à cycloconvertisseur d'indice 3. Enfin, le filtrage du couple électromagnétique à l'aide d'un filtre actif série est discuté. Cela améliore, en outre, le THD du courant d'entrée du système de 33%.

Mots clés : Filtres hybrides, Filtres actifs, Filtre Passifs, Variateurs de vitesse, Algorithme Génétique, Régulateur RST, Onduleur de courant, Onduleur de tension, Cycloconvertisseur, Logique de basculement.

Abstract :

The main purpose of the present research work is to propose the best Hybrid Filter architectures, the combination of active and passive filters, for harmonics compensation produced by the variable frequency asynchronous drive systems in order to meet the EDF harmonic tolerated Limits. Since the frequency of motor supply voltage is changed continually, the input currents of indirect drive systems contain the characteristic harmonics and inter-harmonics. Furthermore, the spectrum of input currents of the Cycloconverter fed asynchronous drives is rich of sub-harmonics which can produce the Flicker phenomenon. A real coded Genetic Algorithm is used for all of optimization problems. Its efficiency is illustrated by two applications : the identification of squirrel cage induction motor's parameters and the coefficients of polynomials of RST regulator. A great effort is made to find the nouvelle control methods of inverter part of drive. A new control approach of the current inverter fed asynchronous drive is presented. Also, a new approach for the positive and negative converter selection in a three-pulse cycloconverter in circulating current-free operation mode is presented. It consists of using the d-q components of stator reference current, when the cycloconverter load is a three-phase AC machine, to select the positive and negative converter of each leg of cycloconverter. In order to compensate the current harmonics produced by drives with indirect converter, the hybrid filter FASP is used. That is a combined system of a passive filter and a small-rated active filter, both connected in series with each other. The passive filter removes the characteristics harmonics and , on the other hand, the active filter plays a role in removing the higher order inter-harmonics. The elaboration of a hybrid filter for the harmonic compensation of high power three-pulse cycloconverter-asynchronous motor drives is explained in detail. The presence of sub-harmonics and inter harmonics in the input currents is the most important problem for these drives. Isolation of higher harmonic and inter-harmonic frequencies is achieved by the combination of a series active filter and parallel passive filter. Compensation for the sub-harmonics and low frequency inter-harmonics is assured by a shunt active filter. Finally, the compensation of electromagnetic harmonics torque is performed by insertion of the series active filter between the induction motor and converter parts of drives.

Keywords : Hybrid Filters, Active Filters, Passive Filters, Asynchronous Drives, Genetic Algorithm, RST Regulator, Courant Source Inverter, CSI, Voltage Source Inverter, VSI, Cycloconverter.