

50376
1994
223

N° d'ordre : 1331

Gen. 103 112

50376
1994
223

THESE

de
doctorat
spécialité : génie électrique

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES
de
LILLE

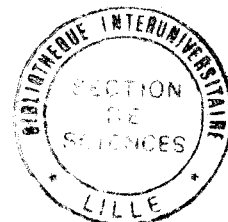
par

Michel OSTOJSKI
Agrégé de Physique Appliquée

**SUR LES INTERACTIONS DES DEUX MLI D'UNE CONVERSION
REVERSIBLE ALTERNATIF FREQUENCE FIXE
ALTERNATIF FREQUENCE VARIABLE**

soutenue le 7 Juillet 1994 devant le Jury composé de :

MM.	B.DAVAT	Président, Rapporteur
	Y.CHERON	Rapporteur
	C.ROMBAUT	
	R.BAUSIERE	
	E.DESTOBBELEER	Directeur du travail
	J.BONAL	



REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au sein du laboratoire d'électrotechnique et d'électronique de puissance de l'Université des Sciences et Technologies de Lille successivement dirigé par Messieurs les Professeurs G.SEGUIER et C.ROMBAUT. Je tiens à leur exprimer ma reconnaissance pour l'excellent accueil qu'ils m'ont réservé. Je remercie particulièrement Monsieur le Professeur C.ROMBAUT pour sa participation au jury devant lequel nous soumettons ce travail.

Je suis très honoré que Monsieur le Professeur B.DAVAT, du GREEN de Nancy ait accepté d'être à la fois Président du jury et Rapporteur.

Je remercie très vivement Monsieur Y.CHERON, Directeur de recherches CNRS au LEEI de Toulouse pour avoir accepté de juger ce travail et d'en être Rapporteur.

Que Monsieur le Professeur E.DESTOBBELEER, directeur de ce travail, trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour l'assistance, les conseils et les encouragements qu'il m'a donnés tout le long de ce travail.

Je suis très heureux que Monsieur le Professeur R.BAUSIERE du LEEP de Lille ait bien voulu examiner mes travaux.

J'accorde toute ma gratitude à Monsieur J.BONAL, Directeur de la promotion industrielle de la société PROMETHEE, pour avoir accepté de participer à ce jury en qualité d'Examineur.

Enfin, je ne saurais oublier mon épouse et mes deux filles qui m'ont permis de mener à bien ce travail qui a représenté pour elles, de nombreux sacrifices, étant donné mes responsabilités au Lycée Scientifique et Technique d'ARMENTIERES. Qu'elles trouvent ici l'expression de ma profonde reconnaissance pour leur compréhension et leur très grande patience.

SOMMAIRE

INTRODUCTION

CHAPITRE I : APPROCHE GLOBALE DU SYSTEME ETUDIE *p 8*

- I** -Hypothèses et définitions des paramètres
- II** -Méthode d'étude du système
- III** -Etude théorique des interactions
- IV** -Premières conclusions théoriques

CHAPITRE II : GENESE DE LA MLI DU REDRESSEUR *p 34*

- I** -Introduction
- II** -Description du redresseur
- III** -Motifs de MLI du redresseur
- IV** -Conclusion

CHAPITRE III : SIMULATION GLOBALE *p 47*

- I** -Introduction
- II** -Les deux commandes ne satisfont pas les critères énoncés au chapitre I
- III** -La MLI de l'onduleur permet d'éliminer les sous-harmoniques
- IV** -Les deux MLI satisfont aux critères énoncés au chapitre I
- V** -Conclusion

CHAPITRE IV : INFLUENCE DE L'INDUCTANCE DE LA MAILLE CONTINUE *p 86*

- I** -Influence de l'inductance L_i sur les sous-harmoniques du courant dans la charge de l'onduleur
- II** -Influence de L_i sur les harmoniques réinjectés dans le courant i_v
- III** -Influence de L_i sur les harmoniques réinjectés dans le courant du réseau de fréquence fixe
- IV** -Influence de L_i sur l'ondulation du couple de la machine asynchrone
- V** -Conclusion

CONCLUSION

INTRODUCTION

La connexion entre un réseau alternatif de fréquence fixe et un réseau alternatif de fréquence variable peut être réalisée par un seul convertisseur (cycloconvertisseur) ou par l'association en cascade de deux convertisseurs de structures fondamentalement identiques. Dans ce dernier cas un troisième réseau intermédiaire relie les deux convertisseurs.

On sait [1] que l'on peut ramener la commande d'un cycloconvertisseur à celle d'un redresseur et d'un onduleur connectés mais, bien sûr, sans filtre intermédiaire. Cependant l'économie de ce filtre se fait au détriment du contenu harmonique des tensions et courants qui inclut, dans de nombreux cas de commande, des composantes de rang bas et d'amplitude importante. Ceci est fondamentalement dû à l'interaction entre les harmoniques de la fonction de commutation de type "redresseur" et les harmoniques de la fonction de commutation de type "onduleur". Cela conduit finalement, dans la plupart des cas, à l'utilisation de filtres importants sur les réseaux alternatifs.*

L'utilisation d'un réseau intermédiaire, même simple, entre deux convertisseurs, permet un découplage efficace entre les harmoniques des deux fonctions de commutation; cette structure permet, par un réglage simultané de l'importance du filtrage d'une part, et des contenus harmoniques générés par les deux convertisseurs d'autre part, de limiter au mieux les harmoniques gênants dans les deux réseaux alternatifs.

L'étude de cette association redresseur onduleur que nous allons exposer est effectuée dans la cas d'un entraînement à vitesse variable incluant une machine asynchrone; celle-ci est alimentée à fréquence variable par un convertisseur fonctionnant la plupart du temps en onduleur. Le réseau de fréquence fixe alimente le convertisseur qui fonctionne généralement en redresseur. L'interaction des harmoniques générés par ces deux convertisseurs dans le réseau monophasé qui les connecte engendre généralement dans les deux réseaux alternatifs la présence non souhaitable de sous-harmoniques [2].

** les chiffres entre crochets renvoient aux références bibliographiques annexées en fin de mémoire*

Le moteur asynchrone est, de nos jours, largement utilisé en vitesse variable, en raison d'une part des possibilités accrues des circuits de commande et, d'autre part, de considérations économiques sur la longévité et la maintenance. L'alimentation en courant confère au moteur asynchrone de meilleures caractéristiques mécaniques. Le réseau intermédiaire nécessite donc une inductance de lissage et il faut connecter des condensateurs en parallèle sur les bobinages statoriques du moteur pour que l'ensemble, se comporte comme un récepteur de tension [3].

Donc en plus des problèmes de sous-harmoniques mentionnés ci-dessus apparaît la nécessité de ne pas exciter le circuit résonnant de sortie.

Notre travail étudie les interactions entre les MLI des deux convertisseurs de manière à éviter les sous-harmoniques, mais aussi les surtensions aux bornes des condensateurs et les pulsations de couple développé par le moteur asynchrone.

Nous avons détaillé dans le chapitre I, les conditions que doivent remplir les contenus harmoniques des deux MLI pour éviter d'une part les sous-harmoniques dans les deux réseaux et, d'autre part, l'excitation du circuit résonnant constitué par la charge et les condensateurs mis en parallèle.

Le chapitre II donne la démarche qui nous a permis d'élaborer pour le redresseur une MLI dont le contenu harmonique satisfasse aux critères énoncés au chapitre I. En outre, cette MLI permet la variation de la tension de sortie du redresseur dans une plage très large avec un facteur de déplacement unitaire sur le réseau de fréquence fixe.

Le chapitre III présente les résultats de la simulation numérique du système étudié. Les tensions des deux réseaux sont supposées sinusoïdales. Nous étudions l'influence des contenus harmoniques des deux MLI sur les sous-harmoniques et la réinjection d'harmoniques dans les réseaux de fréquences fixe et variable. Dans une première simulation, les deux MLI ne satisfont pas les conditions énoncées au chapitre I. Dans une deuxième simulation seule la MLI de l'onduleur a les caractéristiques voulues. Enfin dans une dernière simulation les deux MLI ont des contenus harmoniques qui rendent négligeables les sous-harmoniques dans les deux réseaux et évitent l'excitation du circuit de sortie de l'onduleur. Les spectres présentés dans ces trois simulations valident les conclusions du chapitre I.

Au chapitre IV, la charge de l'onduleur de courant est prise en compte. Nous étudions l'influence de l'inductance de la maille continue. Son effet est quantifié sur les sous-harmoniques et les harmoniques réinjectés dans le courant de la charge de l'onduleur, mais aussi sur ceux générés dans le réseau de fréquence fixe. Enfin, nous étudions l'influence de l'inductance du circuit intermédiaire sur les ondulations du couple développé par la machine asynchrone.

CHAPITRE I

APPROCHE GLOBALE DU SYSTEME ETUDIE

I - HYPOTHESES ET DEFINITIONS DES PARAMETRES

Nous supposons dans un premier temps que le réseau de fréquence fixe F_f et le réseau de fréquence variable F_v ont, respectivement, des systèmes de tensions $[v_f]$ et $[v_v]$ triphasés équilibrés sinusoïdaux.

Le redresseur (*convertisseur n°1*) et l'onduleur (*convertisseur n°2*) sont, fondamentalement, de structures semblables, et nous noterons $[Fc_f]$ et $[Fc_v]$ leurs fonctions de commutation respectives.

Les deux convertisseurs sont connectés par l'intermédiaire d'une inductance L_i , jouant le rôle de générateur de courant constant, parcourue par un courant i_i ; ce courant a des composantes de fréquence F_i .

Les systèmes de tensions $[v_f]$ et $[v_v]$ hachés par les MLI *des convertisseurs 1 et 2* fournissent les tensions v_1 et v_2 aux bornes du circuit continu reliant les deux convertisseurs.

Les systèmes de courants triphasés de fréquences fixe et variable sont respectivement, $[i_f]$ et $[i_v]$.

L'ensemble étudié est représenté *figure 1.1*.

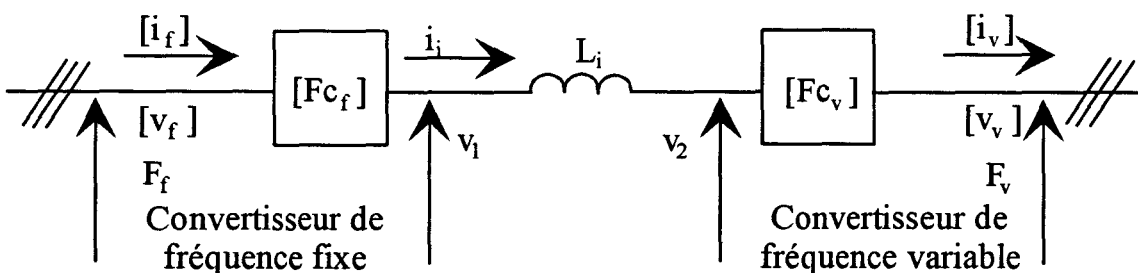


Figure 1.1 - Schéma du système étudié

Les systèmes de tensions et courants du réseau de fréquence fixe peuvent être présentés sous forme matricielle :

$$[v_f] = \begin{bmatrix} v_{f_1} \\ v_{f_2} \\ v_{f_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{V}_f \cdot \sin(\omega_f \cdot t) \\ \hat{V}_f \cdot \sin(\omega_f \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ \hat{V}_f \cdot \sin(\omega_f \cdot t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.1.1)$$

avec $\omega_f = 2\pi F_f$: pulsation du réseau de fréquence fixe.

$$[i_f] = \begin{bmatrix} i_{f_1} \\ i_{f_2} \\ i_{f_3} \end{bmatrix} \quad (1.1.2)$$

La fonction de commutation du convertisseur de fréquence fixe est telle que:

$$[i_f] = [Fc_f] \cdot i_i$$

elle est de la forme:

$$[Fc_f] = \begin{bmatrix} Fc_{f_1} \\ Fc_{f_2} \\ Fc_{f_3} \end{bmatrix} \quad (1.1.3)$$

Les systèmes de tensions et courants du réseau de fréquence variable sont :

$$[v_v] = \begin{bmatrix} v_{v_1} \\ v_{v_2} \\ v_{v_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{V}_v \cdot \sin(\omega_v \cdot t - \Phi_{v_v}) \\ \hat{V}_v \cdot \sin(\omega_v \cdot t - \Phi_{v_v} - \frac{2\pi}{3}) \\ \hat{V}_v \cdot \sin(\omega_v \cdot t - \Phi_{v_v} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.1.4)$$

avec $\omega_v = 2\pi F_v$: pulsation du réseau de fréquence variable.

$$[i_v] = \begin{bmatrix} i_{v_1} \\ i_{v_2} \\ i_{v_3} \end{bmatrix} \quad (1.1.5)$$

La fonction de commutation du convertisseur de fréquence variable est telle que:

$$[i_v] = [Fc_v] \cdot i_i$$

elle est de la forme:

$$[Fc_v] = \begin{bmatrix} Fc_{v_1} \\ Fc_{v_2} \\ Fc_{v_3} \end{bmatrix} \quad (1.1.6)$$

Nous pouvons maintenant décrire un peu plus en détail le système étudié : les convertisseurs de fréquence fixe et variable sont des ponts triphasés composés d'interrupteurs à ouverture et fermeture commandées supposés idéaux. Ces composants de puissance sont notés Int_{cp} ou Int'_{cp} suivant qu'ils appartiennent à la partie supérieure ou inférieure du bras de pont de la phase p . Nous avons représenté, sur la figure 1.2, le pont redresseur. Il est alimenté par un réseau triphasé équilibré de fréquence fixe F_f , sa charge est représentée par l'inductance L_i et le récepteur de tension v_2 qui est la tension en amont de l'onduleur de courant.

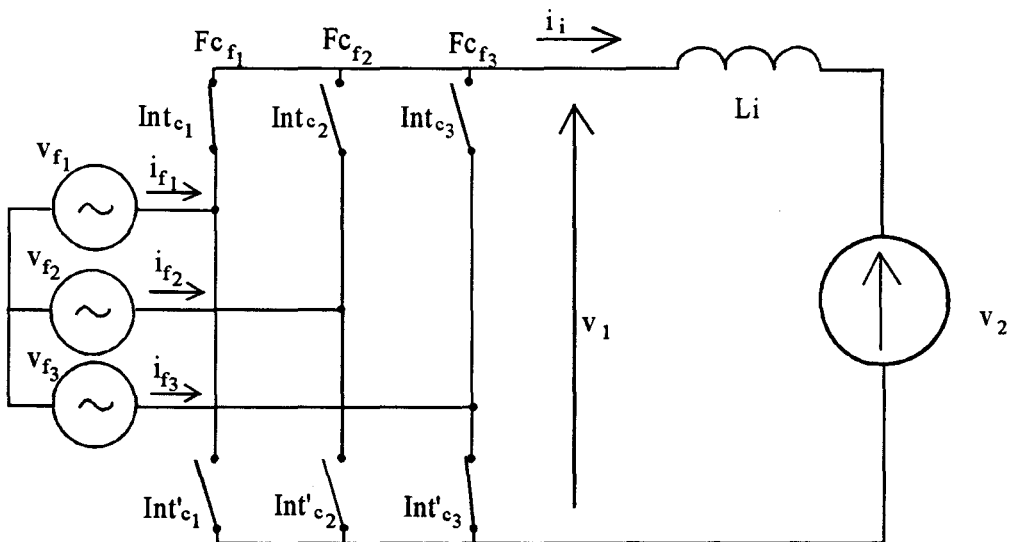


Figure 1.2 - Schéma du redresseur

II - METHODE D'ETUDE DU SYSTEME

II - 1. Composantes du courant intermédiaire

Les fonctions de commutation F_{c_f} et F_{c_v} relient v_1 et v_f d'une part, v_2 et v_f d'autre part avec :

$$v_1 = [F_{c_f}]^t \cdot [v_f] \quad (1.2.1)$$

$$v_2 = [F_{c_v}]^t \cdot [v_v] \quad (1.2.2)$$

où $[F_{c_f}]^t$ et $[F_{c_v}]^t$ sont les matrices transposées des matrices $[F_{c_f}]$ et $[F_{c_v}]$.

Le courant i_i de la maille continue intermédiaire va contenir une composante continue i_{i0} et des composantes alternatives rassemblées dans i_{ih} , celles-ci sont dues aux composantes alternatives v_{1h} et v_{2h} de v_1 et v_2 , elles vérifient *figure 1.1* :

$$\frac{d i_{ih}}{dt} = \frac{v_{1h}}{L_i} - \frac{v_{2h}}{L_i} \quad (1.2.3)$$

on notera :

$$i_{ih1} = \frac{v_{1h}}{L_i}$$

et

$$i_{ih2} = -\frac{v_{2h}}{L_i}$$

La composante continue est définie à partir de la puissance moyenne qui transite entre les deux convertisseurs :

$$P_0 = V_{10} \cdot i_{i0} = V_{20} \cdot i_{i0}$$

avec V_{10} et V_{20} les valeurs moyennes respectives de v_1 et v_2 .

Finalement, nous avons :

$$i_i = i_{i_0} + i_{i_h} = i_{i_0} + i_{i_{h_1}} + i_{i_{h_2}} \quad (1.2.4)$$

Parallèlement à (1.2.1) et (1.2.2), nous avons aussi :

$$[i_f] = [Fc_f] \cdot i_i = [Fc_f] \cdot i_{i_0} + [Fc_f] \cdot i_{i_{h_1}} + [Fc_f] \cdot i_{i_{h_2}} \quad (1.2.5)$$

$$[i_v] = [Fc_v] \cdot i_i = [Fc_v] \cdot i_{i_0} + [Fc_v] \cdot i_{i_{h_1}} + [Fc_v] \cdot i_{i_{h_2}} \quad (1.2.6)$$

II - 2. Premières remarques sur les composantes des courants des réseaux alternatifs

Nous allons étudier les natures essentielles des composantes harmoniques de $[i_f]$ et $[i_v]$ grâce à (1.2.5) et (1.2.6). La décomposition en série de Fourier d'un terme tel que Fc_{f1} est de la forme générale :

$$Fc_{f_1} = \sum_{k_f=1}^{\infty} A_{f(k_f)} \sin(k_f \cdot \omega_f \cdot t - \Phi_k)$$

Les trois termes de $[Fc_f]$ contiennent un terme fondamental de fréquence F_f et des harmoniques de fréquence $k_f F_f$

D'après (1.2.1), à chaque harmonique particulier de fréquence $k_{fn} \cdot F_f$ appartenant à l'ensemble des harmoniques $k_f F_f$ de la fonction de commutation $[Fc_f]$, correspondront dans v_1 deux harmoniques de fréquences $(k_{fn}-1) \cdot F_f$ et $(k_{fn}+1) \cdot F_f$. Ceux-ci se retrouveront dans i_{ih1} .

De façon similaire, les trois termes de $[Fc_v]$ contiennent un fondamental de fréquence F_v et des harmoniques de fréquence $k_v F_v$.

D'après (1.2.2), à chaque harmonique de fréquence $k_{vj} \cdot F_v$ de $[Fc_v]$, correspondront dans v_2 deux harmoniques de fréquences $(k_{vj}-1) \cdot F_v$ et $(k_{vj}+1) \cdot F_v$. Ceux-ci se retrouveront dans i_{ih2} .

Etudions les natures des composantes harmoniques de $[i_f]$ à partir de (1.2.5).

Les composantes harmoniques de $[Fc_f].i_{i0}$ sont celles de $[Fc_f]$ donc de la forme $k_f.F_f$: elles ne présentent pas de sous-harmonique dans le réseau de fréquence fixe F_f . Les composantes harmoniques de $[Fc_f].i_{ih1}$ contiennent des sommes et différences des composantes de $[Fc_f]$ et de $[i_{ih1}]$, soit :

$$\begin{aligned} & \left| k_f + (k_{fn} + 1) \right| . F_f ; & \left| k_f - (k_{fn} + 1) \right| . F_f ; \\ & \left| k_f + (k_{fn} - 1) \right| . F_f ; & \left| k_f - (k_{fn} - 1) \right| . F_f ; \end{aligned}$$

elles ne présentent donc pas de sous-harmonique dans le réseau de fréquence F_f .

Les composantes harmoniques de $[Fc_f].i_{ih2}$ incluent les fréquences :

$$\begin{aligned} & \left| k_f . F_f + (k_{vj} - 1) . F_v \right| ; & \left| k_f . F_f + (k_{vj} + 1) . F_v \right| ; & (1.2.7) \\ & \left| k_f . F_f - (k_{vj} - 1) . F_v \right| ; & \left| k_f . F_f - (k_{vj} + 1) . F_v \right| ; \end{aligned}$$

qui pourront être inférieures à F_f .

Etudions les natures des composantes harmoniques de $[i_v]$ à partir de (1.2.6).

De façon semblable, les composantes harmoniques de $[Fc_v].i_{i0}$ sont celles de $[Fc_v]$ donc de la forme $k_v.F_v$: elles ne présentent pas de sous-harmonique dans le réseau de fréquence variable F_v .

Les composantes harmoniques de $[Fc_v].i_{ih1}$ incluent les fréquences :

$$\begin{aligned} & \left| k_v . F_v + (k_{fn} - 1) . F_f \right| ; & \left| k_v . F_v + (k_{fn} + 1) . F_f \right| ; & (1.2.8) \\ & \left| k_v . F_v - (k_{fn} - 1) . F_f \right| ; & \left| k_v . F_v - (k_{fn} + 1) . F_f \right| ; \end{aligned}$$

qui pourront être inférieures à F_v .

Les composantes harmoniques de $[Fc_v].i_{ih2}$ contiennent les fréquences :

$$\left| k_v + (k_{vj} + 1) \right| \cdot F_v ; \quad \left| k_v - (k_{vj} + 1) \right| \cdot F_v ; \quad (1.2.9)$$

$$\left| k_v + (k_{vj} - 1) \right| \cdot F_v ; \quad \left| k_v - (k_{vj} - 1) \right| \cdot F_v ;$$

elles ne comportent donc pas de sous-harmonique.

II - 2.1 Conclusion sur la présence de sous-harmoniques

On peut donc noter que dans $[i_f]$ et $[i_v]$ décrits par (1.2.5) et (1.2.6), les termes pouvant contenir des sous-harmoniques sont :

$$[Fc_f].i_{ih2} \text{ et } [Fc_v].i_{ih1}.$$

II - 2.2 Excitation de la résonance de la charge du réseau de fréquence variable

Ainsi qu'il a été mentionné dans l'introduction, le réseau de fréquence variable est chargé par un moteur asynchrone connecté en parallèle sur des condensateurs, le tout présentant une fréquence de résonance F_0 .

Nous pouvons déjà étudier les conditions que doivent remplir les trois termes composant $[i_v]$ dans l'expression (1.2.6).

Pour que les harmoniques de $[Fc_v].i_{i0}$ de fréquence $k_v \cdot F_v$ aient une fréquence différente de F_0 , il suffit que la fonction de commutation $[Fc_v]$ n'inclut pas d'harmonique de cette fréquence.

On voit cependant que les composantes de $[Fc_v].i_{ih1}$ de fréquences décrites par (1.2.8) pourront quand même avoir des fréquences proches de F_0 lorsque $k_v \cdot F_v \neq F_0$.

De même, il pourra exister des harmoniques du terme $[Fc_v].i_{ih2}$ de fréquences proches de F_0 dans l'ensemble des fréquences décrites par (1.2.9), même lorsque $k_v \cdot F_v \neq F_0$.

III - ETUDE THEORIQUE DES INTERACTIONS

Les fonctions de commutation $[Fc_f]$ et $[Fc_v]$ des deux convertisseurs sont, à priori, choisies pour présenter deux symétries classiques :

- . symétrie de glissement par rapport à la demi-période assurant l'élimination des harmoniques pairs ;
- . symétrie par rapport au quart de période assurant l'élimination des termes en cosinus.

III - 1. Etude du spectre fréquentiel de v_1

Les termes de $[Fc_f]$ sont, en fonction des symétries appliquées, de la forme :

$$Fc_{f_1} = \sum_{k=0}^{\infty} A_{f(2k+1)} \sin((2k+1) \cdot \omega_f \cdot t) \quad (1.3.1)$$

$$Fc_{f_2} = \sum_{k=0}^{\infty} A_{f(2k+1)} \sin\left((2k+1) \cdot \left(\omega_f \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)\right)$$

$$Fc_{f_3} = \sum_{k=0}^{\infty} A_{f(2k+1)} \sin\left((2k+1) \cdot \left(\omega_f \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right)\right)$$

En prenant la même origine des phases que pour $[v_f]$, on calera en effet le fondamental de $[Fc_f]$ en phase avec $[v_f]$. Ainsi le fondamental de $[i_f]$, dont la partie la plus importante provient de $[Fc_f] \cdot i_{f0}$ dans (1.2.5) sera aussi en phase avec $[v_f]$. La tension de sortie du convertisseur 1 (le redresseur) est donnée par (1.2.1) soit :

$$v_1 = Fc_{f_1} \cdot v_{f_1} + Fc_{f_2} \cdot v_{f_2} + Fc_{f_3} \cdot v_{f_3}$$

et, avec (1.1.1) et (1.3.1), nous obtenons :

$$Fc_{f_1} \cdot v_{f_1} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\hat{V}_f \cdot A_{f(2k+1)}}{2} \cdot \left[\cos(2k \cdot \omega_f \cdot t) - \cos((2k+2) \cdot \omega_f \cdot t) \right] \quad (1.3.2)$$

$$Fc_{f_2} \cdot v_{f_2} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\hat{V}_f \cdot A_{f(2k+1)}}{2} \left[\cos\left(2k \cdot \left(\omega_f \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) - \cos\left((2k+2) \cdot \left(\omega_f \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right]$$

$$Fc_{f_3} \cdot v_{f_3} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\hat{V}_f \cdot A_{f(2k+1)}}{2} \left[\cos\left(2k \cdot \left(\omega_f \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) - \cos\left((2k+2) \cdot \left(\omega_f \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right]$$

Les rangs d'harmoniques non nuls sont tels que:

$$2k \left(\frac{2\pi}{3}\right) = 2m \cdot 2\pi \quad \text{ce qui donne} \quad 2k=6m$$

ou

$$(2k+2) \left(\frac{2\pi}{3}\right) = 2m \cdot 2\pi \quad \text{ce qui donne} \quad (2k+2)=6m$$

Finalement :

$$v_1 = \frac{3}{2} \hat{V}_f \sum_{m=0}^{\infty} \left[-A_{f(6m-1)} + A_{f(6m+1)} \right] \cos(6m \cdot \omega_f \cdot t) \quad (1.3.3)$$

avec $A_{f(0-1)} = 0$ pour $m = 0$ dans le cas de la composante continue.

III - 2. Etude du spectre fréquentiel de v_2

Comme on applique à Fc_v les mêmes symétries qu'à Fc_f , sa décomposition en série de Fourier est similaire :

$$Fc_{v_1} = \sum_{k=0}^{\infty} A_{v(2k+1)} \sin\left((2k+1) \cdot (\omega_v \cdot t - \Phi_{iv})\right) \quad (1.3.4)$$

$$Fc_{v_2} = \sum_{k=0}^{\infty} A_{v(2k+1)} \sin\left((2k+1) \cdot \left(\omega_v \cdot t - \frac{2\pi}{3} - \Phi_{iv}\right)\right)$$

$$Fc_{v_3} = \sum_{k=0}^{\infty} A_{v(2k+1)} \sin\left((2k+1) \cdot \left(\omega_v \cdot t + \frac{2\pi}{3} - \Phi_{iv}\right)\right)$$

Φ_{iv} étant le retard de phase, pour la pulsation ω_v , du système de courants $[i_v]$ sur le système de tensions $[v_f]$.

Si le réseau de fréquence variable est connecté à une impédance Z_v (moteur et condensateurs), celle-ci va imposer au système de tensions $[v_v]$ un retard de phase Φ_{zv} sur le système de courants $[i_v]$.

Finalement, le retard de phase du système de tensions $[v_v]$ sur le système de tensions $[v_f]$ sera :

$$\Phi_{vv} = \Phi_{iv} + \Phi_{zv} \quad (1.3.5)$$

La tension continue v_2 du *convertisseur 2* (l'onduleur) est donnée par (1.2.2) soit :

$$v_2 = Fc_{v1} \cdot v_{v1} + Fc_{v2} \cdot v_{v2} + Fc_{v3} \cdot v_{v3}$$

et, avec (1.1.3) et (1.3.4) nous obtenons :

$$Fc_{v1} \cdot v_{v1} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\hat{V}_v \cdot A_v(2k+1)}{2} \cdot \left[\cos(2k \cdot (\omega_v \cdot t - \Phi_{iv}) + \Phi_{zv}) \dots \right. \quad (1.3.6)$$

$$\left. \dots - \cos((2k+2) \cdot (\omega_v \cdot t - \Phi_{iv}) - \Phi_{zv}) \right]$$

$$Fc_{v2} \cdot v_{v2} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\hat{V}_v \cdot A_v(2k+1)}{2} \cdot \left[\cos\left(2k \cdot \left(\omega_v \cdot t - \frac{2\pi}{3} - \Phi_{iv}\right) + \Phi_{zv}\right) \dots \right.$$

$$\left. \dots - \cos\left((2k+2) \cdot \left(\omega_v \cdot t - \frac{2\pi}{3} - \Phi_{iv}\right) - \Phi_{zv}\right) \right]$$

$$Fc_{v3} \cdot v_{v3} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\hat{V}_v \cdot A_v(2k+1)}{2} \cdot \left[\cos\left(2k \cdot \left(\omega_v \cdot t + \frac{2\pi}{3} - \Phi_{iv}\right) + \Phi_{zv}\right) \dots \right.$$

$$\left. \dots - \cos\left((2k+2) \cdot \left(\omega_v \cdot t + \frac{2\pi}{3} - \Phi_{iv}\right) - \Phi_{zv}\right) \right]$$

Les rangs d'harmoniques de somme non nulle sont encore tels que $k = 3n$ (avec n entier). Les termes d'amplitude $A_v(6n+1)$ sont de la forme :

$$\begin{aligned} & \cos(6n(\omega_v \cdot t - \Phi_{iv}) + \Phi_{zv}) + \cos\left(6n\left(\omega_v \cdot t - \frac{2\pi}{3} - \Phi_{iv}\right) + \Phi_{zv}\right) \dots \\ & \dots + \cos\left(6n\left(\omega_v \cdot t + \frac{2\pi}{3} - \Phi_{iv}\right) + \Phi_{zv}\right) = 3 \cdot \cos(6n(\omega_v \cdot t - \Phi_{iv}) + \Phi_{zv}) \end{aligned}$$

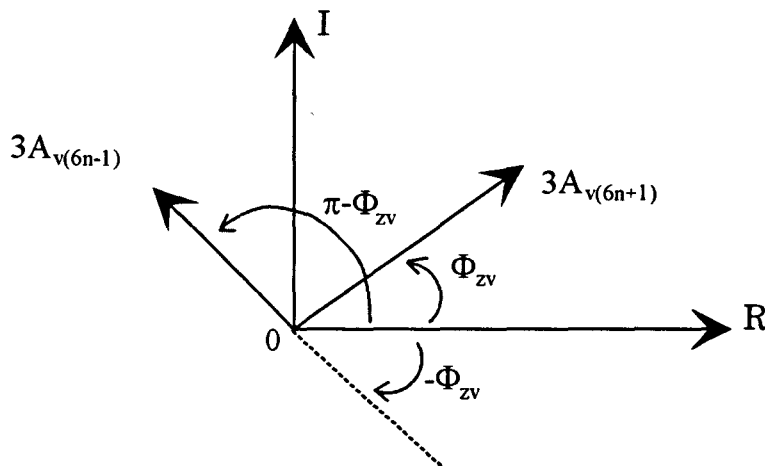
Les termes d'amplitude $A_{v(6n-1)}$ sont de la forme :

$$\begin{aligned} & -\cos(6n(\omega_v \cdot t - \Phi_{iv}) - \Phi_{zv}) - \cos\left(6n\left(\omega_v \cdot t - \frac{2\pi}{3} - \Phi_{iv}\right) - \Phi_{zv}\right) \dots \\ & \dots - \cos\left(6n\left(\omega_v \cdot t + \frac{2\pi}{3} - \Phi_{iv}\right) - \Phi_{zv}\right) = -3 \cdot \cos(6n(\omega_v \cdot t - \Phi_{iv}) - \Phi_{zv}) \end{aligned}$$

La somme des termes d'amplitudes $A_{v(6n-1)}$ et $A_{v(6n+1)}$ est donc :

$$\begin{aligned} & 3 \cdot A_{v(6n+1)} \cdot \cos(6n(\omega_v \cdot t - \Phi_{iv}) + \Phi_{zv}) \dots \\ & \dots + 3 \cdot A_{v(6n-1)} \cdot \cos(6n(\omega_v \cdot t - \Phi_{iv}) + (\pi - \Phi_{zv})) \end{aligned} \quad (1.3.7)$$

La représentation vectorielle de ces fonctions à l'instant $t = (\Phi_{iv}/\omega_v)$ est la suivante :



Dans le plan complexe, les composantes de leur somme valent :

. sur l'axe réel :

$$3A_v\delta nR = 3A_v(\delta n+1)\cos(\Phi_{zv}) - 3A_v(\delta n-1)\cos(\Phi_{zv}) \quad (1.3.8)$$

. sur l'axe imaginaire :

$$3A_v\delta nI = 3A_v(\delta n+1)\sin(\Phi_{zv}) + 3A_v(\delta n-1)\sin(\Phi_{zv}) \quad (1.3.9)$$

La norme de leur somme est ensuite :

$$A_v(\delta n) = 3\sqrt{A_v\delta nR^2 + A_v\delta nI^2} \quad (1.3.10)$$

La phase de leur somme est :

$$\Phi_{av} = \text{Arctan}\left(\frac{A_v\delta nI}{A_v\delta nR}\right) \quad (1.3.11)$$

Finalement, v_2 contiendra une composante continue V_{20} et des composantes alternatives v_{2h} avec :

. V_{20} correspondant à $n = 0$ dans les termes de (1.3.7) soit :

$$V_{20} = \frac{3\hat{V}_v}{2} A_{v(1)} \cdot \cos(\Phi_{zv}) \quad (1.3.12)$$

. v_{2h} :

$$v_{2h} = \frac{\hat{V}_v}{2} \sum_{n=1}^{\infty} A_v(\delta n) \cdot \cos(\delta n(\omega_v \cdot t - \Phi_{iv}) + \Phi_{av}) \quad (1.3.13)$$

Cette expression est en fait du même type que celle de v_1 donnée dans (1.3.3) puisque le terme $A_v(\delta n)$ contient les influences combinées de $A_v(\delta n-1)$ et $A_v(\delta n+1)$. Cependant la phase Φ_{zv} de la charge intervient maintenant dans $A_v(\delta n)$ et dans Φ_{av} .

III - 3. Etude du spectre fréquentiel du courant intermédiaire

Connaissant les décompositions harmoniques de v_1 et v_2 , nous pouvons en déduire celle du courant intermédiaire i_j .

La relation (1.2.3) :

$$\frac{di_{ih}}{dt} = \frac{v_{1h}}{L_i} - \frac{v_{2h}}{L_i}$$

nous permet d'obtenir l'expression de i_{ih} :

$$i_{ih} = \frac{1}{L_i} \int v_{1h} \cdot dt - \frac{1}{L_i} \int v_{2h} \cdot dt = i_{ih1} + i_{ih2}$$

avec

$$i_{ih1} = \frac{3\hat{V}_f}{2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{[A_f(6m-1) + A_f(6m+1)]}{6m\omega_f \cdot L_i} \cdot \sin(6m\omega_f \cdot t) \quad (1.3.14)$$

$$i_{ih2} = -\frac{\hat{V}_v}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A_v(6n)}{6n\omega_v \cdot L_i} \cdot \sin(6n(\omega_v \cdot t - \Phi_{iv}) + \Phi_{av})$$

III - 4. Harmoniques du courant dans le réseau de fréquence fixe

A partir des relations (1.1.2), (1.1.5) et (1.2.5), le courant de chaque phase p du réseau de fréquence fixe s'écrit :

$$i_{fp} = Fc_{fp} \cdot i_i \quad \text{avec } p = 1, 2 \text{ ou } 3 \quad (1.3.15)$$

et d'après (1.2.4) :

$$i_{fp} = Fc_{fp} \cdot (i_{i0} + i_{ih1} + i_{ih2}) \quad (1.3.16)$$

soit :

$$i_{fp} = Fc_{fp} \cdot i_{i0} + Fc_{fp} \cdot i_{ih1} + Fc_{fp} \cdot i_{ih2}$$

Etudions les composantes harmoniques de chacun des trois termes :

. composantes de $F_{c_{fp}} \cdot i_{i0}$:

Comme i_{i0} est une constante, les composantes harmoniques de $F_{c_{fp}} \cdot i_{i0}$ sont déduites de celle de $F_{c_{fp}}$ qui sont, d'après (1.3.1), de la forme générale :

$$F_{c_{fp}} = \sum_{k=0}^{\infty} A_{f(2k+1)} \cdot \sin((2k+1) \cdot (\omega_f \cdot t - (p-1) \cdot \frac{2\pi}{3})) \quad (1.3.17)$$

. Composantes de $F_{c_{fp}} \cdot i_{ih1}$

Dans (1.3.14) nous pouvons poser :

$$\hat{I}_{ih1m} = \frac{3\hat{V}_f}{2} \cdot \frac{[A_{f(6m-1)} + A_{f(6m+1)}]}{6m\omega_f \cdot L_i} \quad (1.3.18)$$

alors avec (1.3.17), (1.3.14) et (1.3.18) il vient :

$$\begin{aligned} F_{c_{fp}} \cdot i_{ih1} &= \left[\sum_{k=0}^{\infty} A_{f(2k+1)} \sin((2k+1) \cdot (\omega_f \cdot t - (p-1) \cdot \frac{2\pi}{3})) \right] x \\ &\left[\sum_{m=1}^{\infty} \hat{I}_{ih1m} \sin(6m\omega_f \cdot t) \right] = \\ &\sum_{k=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{A_{f(2k+1)} \cdot \hat{I}_{ih1m}}{2} \left[\cos((2k+1-6m)\omega_f \cdot t - (2k+1)(p-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \dots \right. \\ &\left. \dots - \cos((2k+1+6m)\omega_f \cdot t - (2k+1)(p-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (1.3.19) \end{aligned}$$

. composantes de $F_{c_{fp}} \cdot i_{ih2}$

Dans (1.3.14) nous pouvons poser :

$$\hat{I}_{ih2n} = -\frac{\hat{V}_v}{2} \frac{A_v(6n)}{6n\omega_v \cdot L_i} \quad (1.3.20)$$

alors avec (1.3.17), (1.3.14) et (1.3.20) il vient :

$$\begin{aligned}
 Fc_{f_p} \cdot i_{ih2} &= \left[\sum_{k=0}^{\infty} A_{f(2k+1)} \cdot \sin((2k+1)(\omega_f \cdot t - (p-1)\frac{2\pi}{3})) \right] x \\
 &\left[\sum_{n=1}^{\infty} \hat{I}_{ih2n} \sin(6n(\omega_v \cdot t - \Phi_{iv}) + \Phi_{av}) \right] = \\
 &\sum_{k=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A_{f(2k+1)} \cdot \hat{I}_{ih2n}}{2} \left[\cos((2k+1)(\omega_f \cdot t - (p-1)\frac{2\pi}{3}) \dots \right. \\
 &\dots - 6n(\omega_v \cdot t - \Phi_{iv}) - \Phi_{av}) - \cos(((2k+1)\omega_f + 6n\omega_v)t \dots \\
 &\left. \dots - (2k+1)(p-1)\frac{2\pi}{3} - 6n\Phi_{iv} + \Phi_{av}) \right] \quad (1.3.21)
 \end{aligned}$$

III - 5. Harmoniques du courant dans le réseau de fréquence variable

A partir des relations (1.1.4), (1.1.6) et (1.2.6) le courant dans chaque phase p du réseau de fréquence variable s'écrit :

$$i_{vp} = Fc_{vp} \cdot i_i \quad \text{avec } p = 1, 2 \text{ ou } 3 \quad (1.3.22)$$

et d'après (1.2.4) :

$$i_{vp} = Fc_{vp} \cdot [i_{i0} + i_{ih1} + i_{ih2}] = Fc_{vp} \cdot i_{i0} + Fc_{vp} \cdot i_{ih1} + Fc_{vp} \cdot i_{ih2}$$

Etudions les composantes harmoniques de chacun de ces trois termes :

. composantes de $Fc_{vp} \cdot i_{i0}$

Ce sont les mêmes que celles de Fc_{vp} qui sont, d'après (1.3.4), de la forme générale :

$$Fc_{vp} = \sum_{k=0}^{\infty} A_v(2k+1) \sin((2k+1)(\omega_v \cdot t - (p-1) \cdot \frac{2\pi}{3} - \Phi_{iv})) \quad (1.3.23)$$

. composantes de $Fc_{vp} i_{ih1}$

$$Fc_{vp} \cdot i_{ih1} = \left[\sum_{k=0}^{\infty} A_v(2k+1) \sin((2k+1)(\omega_v \cdot t - (p-1) \cdot \frac{2\pi}{3})) \right] x$$

$$\left[\sum_{m=1}^{\infty} \hat{I}_{ih1m} \sin(6m\omega_f \cdot t) \right] =$$

$$\sum_{k=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{A_v(2k+1) \cdot \hat{I}_{ih1m}}{2} \left[\cos(((2k+1)\omega_v - 6m\omega_f) \cdot t \dots$$

$$- (2k+1)((p-1) \cdot \frac{2\pi}{3} - \Phi_{iv})) - \cos(((2k+1)\omega_v + 6m\omega_f) \cdot t \dots$$

$$\dots - (2k+1)((p-1) \cdot \frac{2\pi}{3} - \Phi_{iv})) \right] \quad (1.3.24)$$

. composantes $Fc_{vp} i_{ih2}$

avec (1.3.20), (1.3.23) et (1.3.14) il vient :

$$Fc_{vp} \cdot i_{ih2} = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A_v(2k+1) \cdot \hat{I}_{ih2n}}{2} \cdot \cos((2k+1-6n)\omega_v \cdot t \dots$$

$$\dots - (2k+1)(p-1) \cdot \frac{2\pi}{3} - (2k+1-6n)\Phi_{iv} - \Phi_{av}) - \cos((2k+1+6n)\omega_v \cdot t \dots$$

$$\dots - (2k+1)(p-1) \cdot \frac{2\pi}{3} - (2k+1+6n)\Phi_{iv} + \Phi_{av}) \right] \quad (1.3.25)$$

IV - PREMIERES CONCLUSIONS THEORIQUES

IV - 1. Problème des sous-harmoniques de courant dans le réseau de fréquence fixe

En examinant les résultats du (§ 1.III - 4.) il apparaît bien précisément, comme déjà prévu en (§ 1.II - 2.), que les composantes de $F_{c_{fp}} i_{io}$ données par (1.3.19) ne comportent pas de terme de fréquence inférieure à F_f .

Par contre, les composantes de $F_{c_{fp}} i_{ih2}$ incluent des termes de fréquences :

$$|(2k+1)F_f - 6nF_v| \quad (1.4.1)$$

qui peuvent être inférieures à F_f .

Il faut alors que l'amplitude de ces composantes soit faible, et elle s'exprime par :

$$\frac{(A_{f(2k+1)} \cdot \hat{I}_{ih2n})}{2} \quad (1.4.2)$$

Comme c'est un produit, il suffit que l'un de ses deux termes soit petit, quand leurs fréquences correspondantes sont proches ou égales.

Regardons d'abord, l'allure spectrale des $A_{f(2k+1)}$.

Nous avons vu en (§ 1.III.1) que les termes de $[F_{c_f}]$ de rang *multiple de 3* n'ont pas d'action sur v_l , seuls ceux des rangs $(6m \pm 1)$ ont de l'influence. Pour les courants du réseau de fréquence fixe, $[F_{c_f}]$ doit assurer à tout instant leur somme nulle. De ce fait $[F_{c_f}]$ ne contiendra pas d'harmonique de rang 3 ou *multiple de 3*. Il en est de même pour $[F_{c_v}]$.

Envisageons, pour fixer les idées, l'allure spectrale des $A_{f(2k+1)}$ dans le cas le plus répandu d'un redresseur triphasé à extinction naturelle et retard à l'amorçage, sans commande par MLI : elle est de la forme représentée sur la *figure 1.3*.

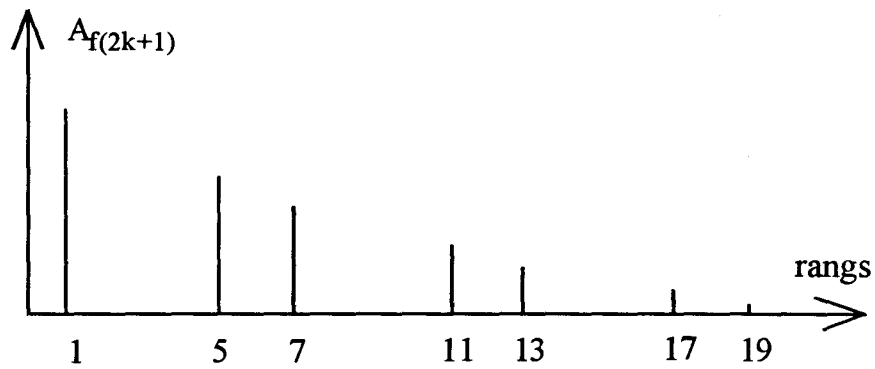


Figure 1.3 - Allure du spectre fréquentiel de $[Fc_f]$

Voyons maintenant l'allure spectrale des \hat{I}_{ih2n} .

Nous avons indiqué en (1.2.3) que les harmoniques de i_{ih2} dépendent directement de ceux de v_{2h} qui eux mêmes sont liés à ceux de $[Fc_v]$ par (1.3.13), (1.3.10), (1.3.9) et (1.3.8).

L'enveloppe des composantes alternatives de v_{2h} a la même forme que celle des harmoniques de $[Fc_v]$ (termes $A_{v(2k+1)}$).

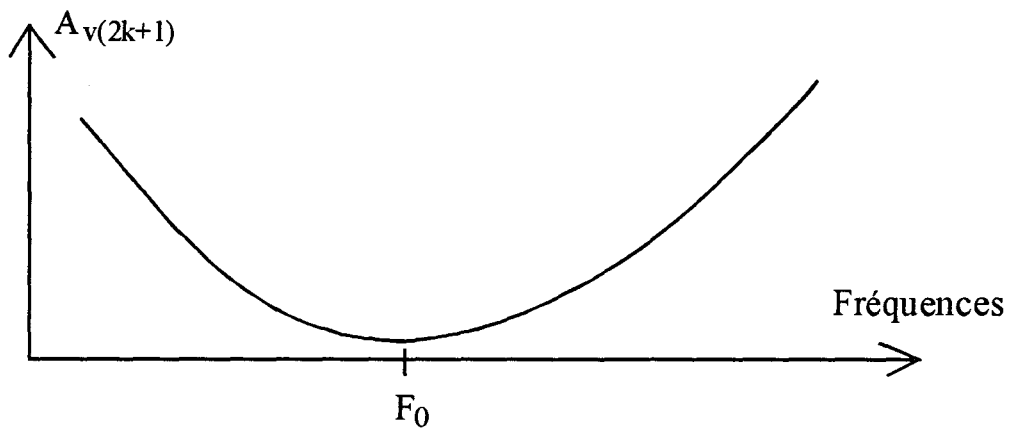


Figure 1.4 - Enveloppe du spectre de $[Fc_v]$

Ainsi qu'il a été mentionné dans l'introduction, le réseau de fréquence variable est connecté à un circuit résonnant, de fréquence propre F_0 , qu'il convient de ne pas exciter en courant.

Si i_i ne contenait que sa composante i_{i0} , l'expression (1.3.22) montre qu'alors, le système de courants $[i_{iv}]$ ne contiendrait que les harmoniques de $[Fc_v]$; ceux-ci doivent donc avoir l'enveloppe représentée sur la *figure 1.4*.

Sachant que les harmoniques de haute fréquence (supérieure à F_0 par exemple) du courant i_{ih2} seront atténués par L_i , nous avons représenté sur la *figure 1.4* les enveloppes du spectre de v_{2h} (proportionnelle à celle de $[Fc_v]$) et du spectre de i_{ih2} .

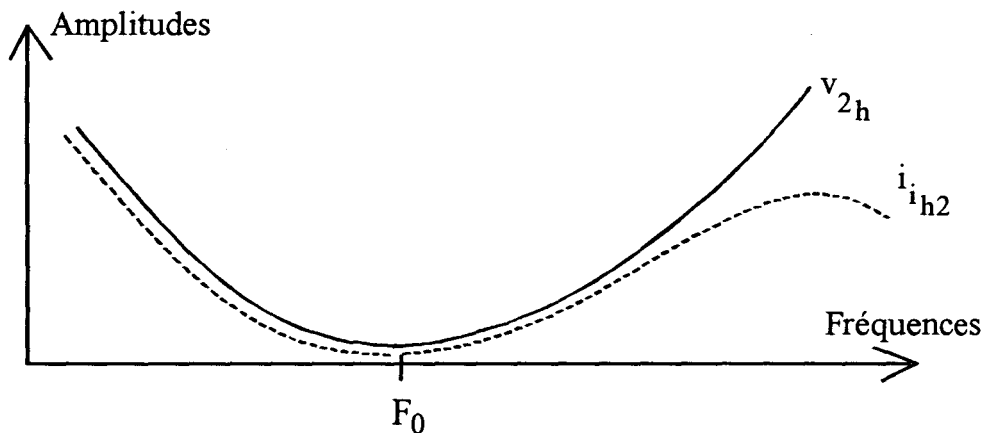


Figure 1.5 - *Allure des spectres de v_{2h} et i_{ih2} .*

Le cas qui nous intéresse plus particulièrement concerne un réseau dont la fréquence fixe vaut 50 Hz et une charge de fréquence de résonance valant 400 Hz .

On peut donc rassembler sur une même *figure 1.6* les *figures 1.3* et *1.5* pour discuter des amplitudes décrites par (1.4.2).

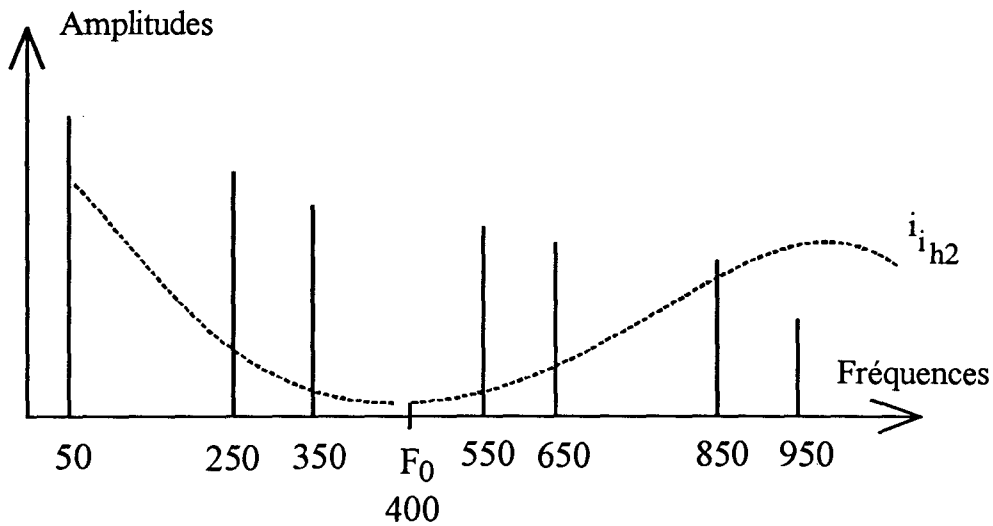


Figure 1.6 - Allure des spectres de $[F_{c_v}]$ et i_{ih2} .

On voit donc que dans les hautes fréquences, on a intérêt à profiter de l'atténuation de i_{ih2} par L_i .

Dans les basses fréquences (inférieures à F_0) on peut envisager de minimiser les raies $A_{f(5)}$ et $A_{f(7)}$, mais ceci n'empêcherait pas des combinaisons de $A_{f(1)}$ avec des composantes de fréquences proches dans i_{ih2} .

Il est donc préférable d'agir sur les harmoniques de $[F_{c_v}]$ dans cette zone de fréquences. Ceci est en principe faisable puisque l'enveloppe du spectre fréquentiel de $[F_{c_v}]$ est une des données d'entrée du calcul, par minimisation pondérée, des angles de commutation du convertisseur $n^{\circ}2$.

IV - 2. Problèmes générés dans le courant du réseau de fréquence variable

IV - 2.1 Problème des sous-harmoniques

Les résultats du (§ 1.III - 5) montrent que les composantes de $F_{c_{vp}} \cdot i_{i0}$ données par (1.3.23) et de $F_{c_{vp}} \cdot i_{ih2}$ données par (1.3.25) ne peuvent pas inclure de terme de fréquence inférieure à F_v .

Par contre, les composantes de $Fc_{vp} i_{ihl}$ incluent des termes de fréquences :

$$|(2k + 1)F_v - 6m.F_f| \quad (1.4.3)$$

qui peuvent être inférieures à F_v .

Leur amplitude s'exprime par :

$$\frac{(A_v(2k+1) \cdot \hat{I}_{ihlm})}{2}$$

De nouveau, il suffit que l'un des termes de ce produit soit faible quand leurs fréquences correspondantes sont proches ou égales.

D'après les conclusions de (§1.IV - 1) l'enveloppe du spectre de Fc_v doit maintenant être celle représentée sur *la figure 1.7*. Dans les basses fréquences inférieures à F_0 , ce seront donc les termes $A_v(2k+1)$ qui seront petits. Dans les hautes fréquences, il faudra compter sur L_i pour que les termes \hat{I}_{ihlm} soient petits.

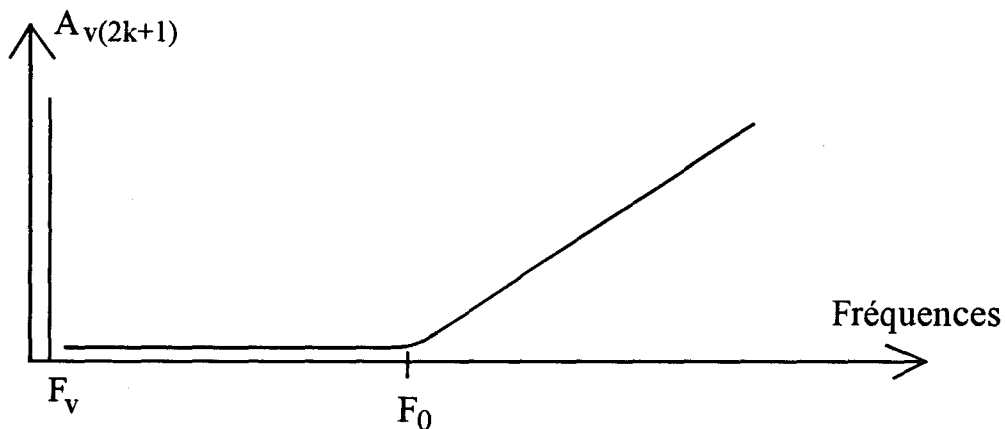


Figure 1.7 - Enveloppe du spectre de $[Fc_v]$

On voit donc que les moyens utilisés pour réduire les sous-harmoniques des courants du réseau de fréquence fixe servent également à réduire ceux des courants du réseau de fréquence variable.

Ces moyens sont au nombre de deux :

- . réduction (par la conception de $[Fc_v]$) des amplitudes $A_{v(2k+1)}$ des composantes de $[Fc_v]$ de fréquence inférieure à F_0 ;
- . action suffisante de L_i sur la réduction des amplitudes \hat{I}_{ih2n} et \hat{I}_{ih1m} des composantes de haute fréquence (supérieure à F_0) du courant intermédiaire.

IV - 2.2 Problème des harmoniques de fréquence proche de F_0

Reprenons les différentes composantes des courants du réseau de fréquence variable exposées en (§ 1.III - 5.).

IV - 2.2.1 composantes de $Fc_{vp}i_{ih0}$

La forme de l'enveloppe du spectre de $[Fc_v]$ est telle que les harmoniques de fréquence proche de F_0 sont d'amplitude faible.

IV - 2.2.2 composantes de $Fc_{vp}i_{ih2}$

En fonction de l'enveloppe du spectre de $[Fc_v]$ (figure 1.7) qui évite les sous-harmoniques dans les réseaux alternatifs, le spectre du courant i_{ih2} aura l'enveloppe du spectre représenté figure 1.8.

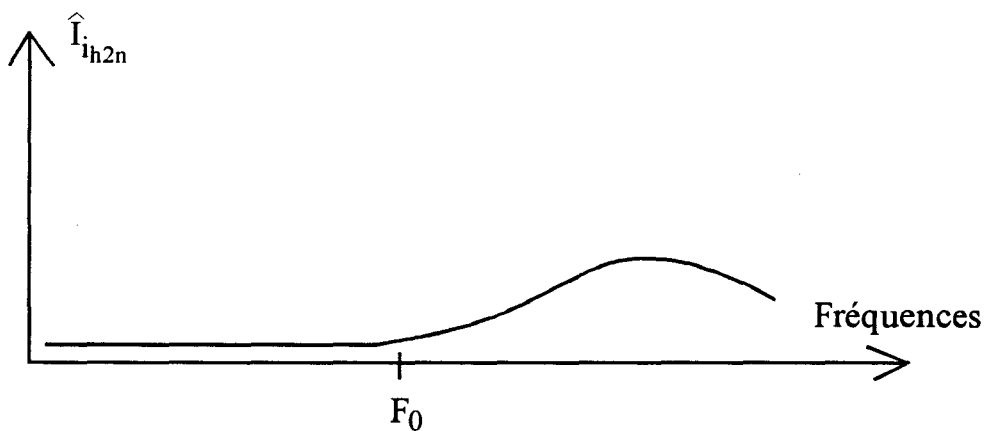


Figure 1.8 - Enveloppe du spectre de i_{ih2}

On voit donc, sur la *figure 1.8*, que si l'inductance L_i atténue suffisamment les composantes \hat{I}_{ih2n} de fréquence supérieure à F_0 (ce qui est déjà nécessaire pour atténuer les sous-harmoniques des réseaux alternatifs), ces composantes auront, à toutes les fréquences, des amplitudes faibles. Alors, dans l'équation (1.3.25), toutes les composantes de $F_{c_{vp}} \cdot i_{ih2}$ seront d'amplitude faible, en particulier celles dont la fréquence est proche de F_0 .

IV - 2.2.3 composantes de $F_{c_{vp}} \cdot i_{ih1}$

Etudions finalement les composantes de $F_{c_{vp}} \cdot i_{ih1}$, leurs fréquences sont, d'après (1.3.24) :

$$\left| (2k+1)F_v - 6mF_f \right| \text{ et } (2k+1)F_v + 6mF_f$$

Il faut que leur amplitude soit faible quand leur fréquence est proche de F_0 . Nous analyserons successivement les termes de fréquence $(2k+1)F_v + 6mF_f$ puis ceux de fréquence $\left| (2k+1)F_v - 6mF_f \right|$.

a) Termes de fréquence $(2k+1)F_v + 6mF_f$

Les termes pour lesquels on aurait :

$$(2k+1)F_v + 6mF_f \cong F_0 \tag{1.4.3}$$

sont donc tels que $(2k+1)F_v < F_0$: la *figure 1.7* nous montre que les amplitudes $A_{v(2k+1)}$ doivent alors être petites ; Les composantes de $F_{c_{vp}} \cdot i_{ih1}$ de fréquence définie par (1.4.3) et d'amplitude $\frac{(A_{v(2k+1)} \cdot \hat{I}_{ih1m})}{2}$ auront donc une amplitude faible.

Cependant, la *figure 1.7* nous montre aussi que l'amplitude $A_{v(1)}$ de la composante fondamentale de $[F_{c_v}]$ n'est pas, elle, négligeable. On pourra donc avoir dans (1.4.3) des termes de fréquence :

$$6mF_f + F_v \cong F_0 \tag{1.4.4}$$

L'expression (1.3.14) et la figure 1.3 nous indiquent qu'à tout couple de raies du spectre de $[Fc_f]$ de fréquences $(6m-1)F_f$ et $(6m+1)F_f$ correspond une raie de i_{ihl} de fréquence $6mF_f$

F_v étant variable entre 0 et une limite F_{vmax} , il faut que les composantes de i_{ihl} de fréquence $6mF_f$ telle que :

$$F_0 - F_{vmax} \leq 6mF_f \leq F_0 - 0 \quad (1.4.5)$$

aient une amplitude réduite. Ceci devra être obtenu par un choix de la MLI du convertisseur de fréquence fixe tel que les amplitudes $A_{f(2k+1)}$ des termes de fréquences $(6m-1)F_f$ et $(6m+1)F_f$ soient négligeables si :

$$F_0 - F_{vmax} \leq (6m-1)F_f \leq F_0$$

et

$$F_0 - F_{vmax} \leq (6m+1)F_f \leq F_0$$

La figure 1.3 est de la forme générale représentée sur la figure 1.9 :

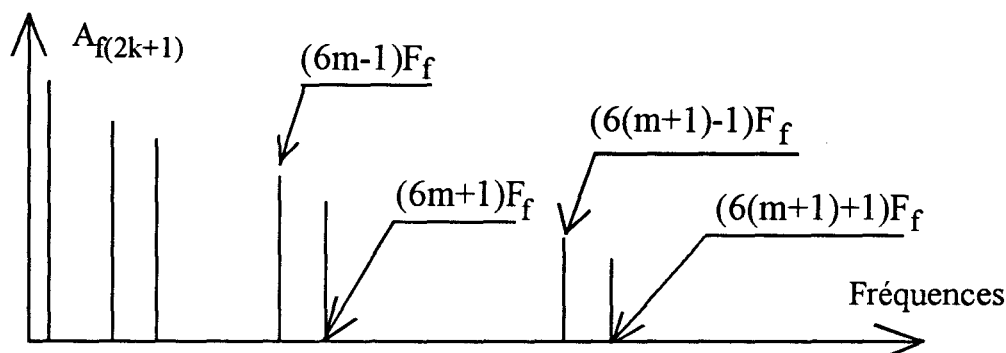


Figure 1.9 - Forme générale du spectre de $[Fc_f]$

La valeur de F_{vmax} déterminera le nombre de couples de raies à éliminer du spectre de $[Fc_f]$ et la valeur de F_0 fixera leurs fréquences. Il faut donc transformer la figure 1.8 comme indiqué sur la figure 1.10 :

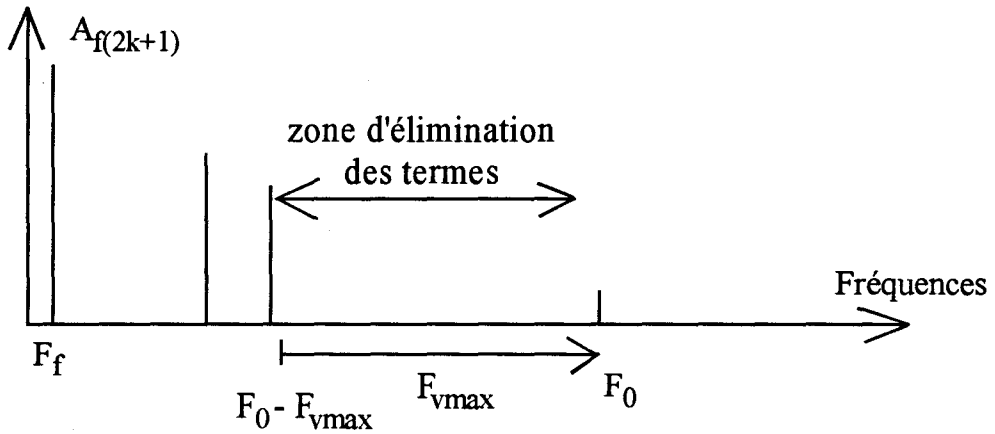


Figure 1.10 - Composantes de $[Fc_v]$ à éliminer

b) termes de fréquence $|2(k+1)F_v - 6mF_f|$

Les termes pour lesquels on aurait :

$$|(2k+1)F_v - 6mF_f| \cong F_0 \quad (1.4.7)$$

sont tels qu'au moins l'une des fréquences $6mF_f$ et $(2k+1)F_v$ soit supérieure à F_0 . Nous envisagerons successivement le cas où $6mF_f > F_0$ puis celui où $(2k+1)F_v > F_0$.

b₁) $6mF_f > F_0$

Les harmoniques de i_{ihl} sont de fréquence supérieure à F_0 : Nous avons déjà indiqué en (§ IV - 2.1.) que pour réduire les sous-harmoniques du réseau de fréquence variable, il faut que l'atténuation de L_i sur ces harmoniques de i_{ihl} soit suffisante. Cette condition permet aussi d'éviter la réinjection d'harmoniques de fréquence proche de F_0 .

b₂) $F_0 < (2k+1)F_v < 2F_0$

La figure 1.6 nous montre que dans cette zone de fréquences les termes $A_{v(2k+1)}$ peuvent avoir une amplitude non négligeable. D'après (1.4.4) et (1.4.7) ils se combinent alors avec des harmoniques de i_{ihl} de fréquence inférieure à F_0 : ce sont ceux-ci qui devront être atténués.

Cependant, ces harmoniques sont liés aux couples de raies de $[Fc_f]$ d'après (1.3.14), et la figure 1.10 nous donne la forme générale du spectre de $[Fc_f]$: il faut donc maintenant que la M.L.I du convertisseur n°1 élimine les couples de raies de fréquences comprises entre F_f et $F_0 - F_{vmax}$. Finalement, le spectre de $[Fc_f]$ ne doit plus contenir de raies entre F_f et F_0 (figure 1.11).

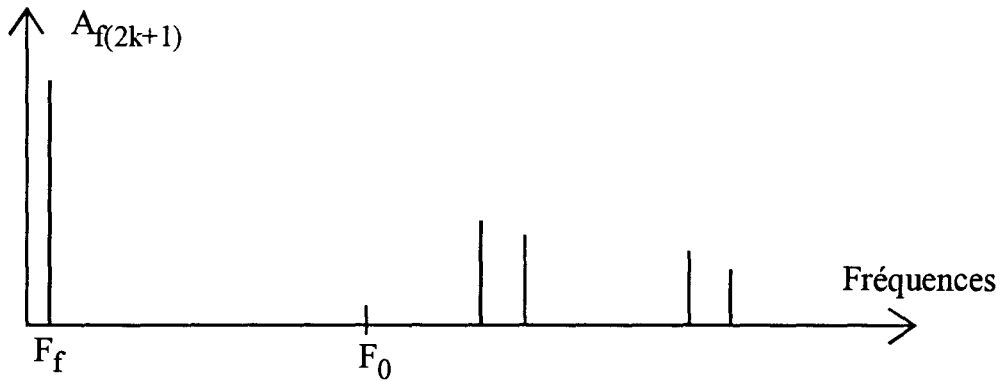


Figure 1.11 - Spectre de $[Fc_f]$

$$b_3) 2F_0 < (2k+1) F_v$$

D'après (1.4.7) $6mF_f \cong (2k+1)F_v - F_0$ donc $6mF_f > F_0$: dans cette zone on a déjà indiqué que les harmoniques de i_{ihl} doivent être suffisamment atténués par L_i donc les amplitudes des composantes de $Fc_{vp} \cdot i_{ihl}$ seront également faibles.

En conclusion on voit que, pour éviter de réintroduire dans le réseau de fréquence variable des harmoniques de courant de fréquence proche de F_0 , il faut ajouter aux conditions décrites en (§ 1.IV - 2.1.) des hypothèses particulières sur le contenu de $[Fc_f]$. Notamment la MLI du redresseur ne doit pas contenir de composante spectrale entre F_f et F_0 . L'élimination des quatre premiers harmoniques de rangs 5, 7, 11 et 13 soit de fréquences 250, 350, 550 et 650 Hz de la MLI du redresseur lui assure les caractéristiques voulues. Nous allons détailler dans le chapitre II la démarche qui nous a permis de déterminer la MLI du redresseur. Cette MLI, en plus des caractéristiques précisées ci-dessus, assure le réglage de la tension de sortie avec des fonctions de commutation de chaque bras de pont calées sur les tensions d'entrée correspondantes. Le facteur de déplacement sur le réseau de fréquence fixe peut donc être unitaire en permanence.

CHAPITRE II

GENESE DE LA MLI DU REDRESSEUR

I - INTRODUCTION

Nous avons vu au *chapitre I* que les fonctions de commutation des deux convertisseurs, de la structure étudiée, ne doivent contenir aucun harmonique de rang trois ou multiple de trois, et aucun harmonique entre le fondamental et des fréquences supérieures à la fréquence de résonance de la charge de l'onduleur de courant.

Les deux convertisseurs sont, fondamentalement, de structures semblables, leurs MLI peuvent donc être identiques [4].

Ces vingt dernières années, de très nombreuses méthodes de MLI, applicables aux onduleurs de tension, ont été décrites dans une littérature surabondante. On peut, en s'appuyant sur une relation de dualité, obtenir un motif de MLI pour un onduleur de courant à partir d'un motif de MLI pour un onduleur de tension. En effet, un récent travail [5] a scientifiquement établi et précisé cette relation de dualité, entre les deux convertisseurs, qui semblait jusqu'alors intuitive. Ce travail a montré qu'il n'existe pas de circuit dual de l'onduleur de tension. Cependant, on peut établir des relations entre les états conducteurs ou non des deux convertisseurs. Elles sont établies en tenant compte des contraintes, imposées à chaque convertisseur, dues à la nature des sources et des charges.

Pour l'onduleur de tension, la seule contrainte est de ne pas court-circuiter la source de tension, celle-ci peut en revanche rester déconnectée du récepteur. Pour l'onduleur de courant, la continuité du courant de la source doit être assurée et il ne faut pas court-circuiter les phases du récepteur. Le transfert d'une méthode de modulation entre les deux convertisseurs est, compte tenu des contraintes propres à chaque convertisseur, basée sur l'équivalence entre les motifs des tensions entre phases de l'onduleur de tension et les motifs des courants en ligne de l'onduleur de courant. Ces motifs duaux ont la même amplitude du fondamental et le même contenu harmonique.

Comme les courants délivrés par l'onduleur de courant doivent former un système triphasé équilibré, il doit en être de même des trois tensions entre phases de l'onduleur de tension. Ceci est obtenu lorsque les trois motifs de commande de l'onduleur de tension sont identiques au tiers de période près et qu'ils présentent

une symétrie par rapport au quart de période et une symétrie de glissement par rapport à la demi-période. Une MLI "duale" d'onduleur de courant obtenue par simple transposition d'une MLI d'onduleur de tension remplissant les nouvelles conditions que l'on vient d'énoncer présente généralement deux inconvénients essentiels en comparaison avec une commande étudiée d'emblée pour l'onduleur de courant ("MLI de courant"). Ces deux inconvénients concernent la fréquence et l'amplitude du fondamental du courant alternatif débité et le nombre de commutations par période.

Pour un nombre de commutations donné par période, donc un nombre fixé d'harmoniques éliminés, la MLI "duale" ne permet jamais d'obtenir une fréquence de fondamental aussi élevée qu'avec une "MLI de courant", du fait qu'il faut toujours assurer un angle de conduction ou de non conduction minimum aux semi-conducteurs.

Egalement, pour un même nombre de commutations par période, l'amplitude maximale du fondamental obtenu avec une MLI "duale" est plus faible que dans le cas d'une "MLI de courant". Ceci conduit, pour un fondamental donné, à devoir recourir à des interrupteurs de puissance de plus fort calibre si une simple MLI "duale" est adoptée.

Des motifs de "MLI de courant" ont été décrits dans les travaux [3,6]. La valeur maximale du fondamental de la fonction de commutation présentée dans le travail [6] (modulation sinusoïdale synchrone) est très inférieure à celle de la MLI décrite dans [3] (MLI calculée). De nouveau, on voit que si l'on choisit, parmi les "MLI de courant", une MLI calculée, on pourra encore réduire le calibre des interrupteurs de puissance.

Cependant une MLI calculée telle que décrite dans [3] présente l'inconvénient de ne pas permettre, comme nous le verrons au *chapitre III*, la variation du fondamental de la fonction de commutation correspondante. Ceci est incompatible, à priori, avec le fait que l'on désire que le redresseur puisse fournir une tension continue variable dans de larges proportions. Cet inconvénient pourrait être contourné simplement en déphasant les angles de la fonction de commutation par rapport aux tensions simples d'entrée: c'est une méthode qui a été décrite dans les travaux [2,4,7]; elle présente cependant l'inconvénient de dégrader le facteur de déplacement pour obtenir de faibles tensions continues v_I . Ces considérations nous ont conduit à utiliser des MLI différentes pour l'onduleur et pour le redresseur.

La MLI de l'onduleur a un type de motif comme celui décrit dans le travail [3]. L'utilisation pour le redresseur des MLI proposées ces dernières années, pour les onduleurs de courant, ne permet pas d'obtenir en sortie des tensions

suffisamment faibles avec élimination des quatre premiers harmoniques de la fréquence fixe du réseau. Ceci est dû au fait, que l'élimination des quatre premiers harmoniques, avec les méthodes de MLI proposées, exige un nombre de commutations qui, compte tenu de la durée minimale de conduction des redresseurs de puissance, limite la variation du fondamental de la fonction de commutation de la MLI.

Aussi, nous proposons pour le convertisseur de tête une MLI calculée qui permet de maîtriser le contenu harmonique même pour les faibles valeurs de l'amplitude du fondamental de la fonction de commutation correspondante. Le réglage des courants de sortie de l'onduleur peut donc être obtenu sans décalage des fonctions de commutation du convertisseur de tête par rapport aux tensions simples correspondantes. Le facteur de déplacement sur le réseau de fréquence fixe peut donc être unitaire en permanence.

II - DESCRIPTION DU REDRESSEUR

Le pont redresseur utilisé est représenté sur la *figure 1.2* du *chapitre I*. Nous allons, à présent, préciser les règles de conduction des interrupteurs de puissance. Ces règles sont applicables aussi bien à l'onduleur de courant qu'au redresseur puisque leur structure est la même.

II - 1. Règles de conduction des interrupteurs de puissance

Lorsqu'un interrupteur Int_{cp} est fermé, la fonction de commutation correspondante Fc_{fp} prend la valeur $+1$. Corrélativement, lorsqu'il s'agit d'un composant de puissance noté Int'_{cp} , Fc_{fp} vaut -1 . Si les deux interrupteurs Int_{cp} et Int'_{cp} sont simultanément ouverts ou fermés, la fonction de commutation prend la valeur 0 .

Les liaisons réalisées par les interrupteurs de puissance entre le réseau alternatif de fréquence fixe et la charge ne doivent ni court-circuiter les phases du réseau ni interrompre le courant i_i dans la maille continue. Pour ce faire, il est nécessaire qu'un et un seul interrupteur des trois Int_{c1} ou Int_{c2} ou Int_{c3} soit toujours fermé de même pour l'un des trois interrupteurs Int'_{c1} ou Int'_{c2} ou Int'_{c3} [6]. Lorsque les deux interrupteurs fermés sont connectés à la même borne du réseau, on court-circuite la charge.

II - 2. Conditions générales à remplir par les fonctions de commutation

Compte tenu des règles de conduction des interrupteurs de puissance énoncées au paragraphe précédent, la relation nécessaire entre les trois fonctions de commutation, sur une période, s'écrit:

$$Fc_{f_1}(\alpha) + Fc_{f_2}(\alpha) + Fc_{f_3}(\alpha) = 0 \quad \forall \alpha \in [0, 2\pi] \quad (2.1.1)$$

$Fc_{f_1}(\alpha)$ représente la valeur prise par la fonction de commutation pour l'angle α .

A partir de la relation 1.2.5 (Chap I.§II $[i_f] = ([Fc_f].i_v)$, on vérifie aisément que la relation 2.1.1 entraîne que $[Fc_f]$ assure à tout instant la somme nulle des trois courants soutirés au réseau alternatif par le pont redresseur. De ce fait les trois fonctions de commutation ne contiendront pas d'harmonique de rang trois ou multiple de trois.

Si les motifs de Fc_{f_1} , Fc_{f_2} et Fc_{f_3} sont déphasés successivement de $\frac{2\pi}{3}$, les fondamentaux et les harmoniques des trois fonctions de commutation créent des systèmes de courants à somme nulle. En conséquence, les trois courants soutirés au réseau alternatif sont équilibrés. Le contenu harmonique des ces courants peut être amélioré si le motif présente une symétrie de glissement par rapport à π . En effet, cette symétrie annule tous les harmoniques de rang pair. En outre, si le motif présente une symétrie par rapport au quart de période, tous les termes en cosinus de la décomposition en série de Fourier de la fonction de commutation sont nuls en fonction de l'origine choisie. Les fondamentaux des courants soutirés au réseau alternatif par le pont redresseur peuvent donc être en phase avec les tensions simples correspondantes. Ces considérations nous ont conduit à utiliser les symétries présentées ci-dessus pour le motif de la MLI du redresseur.

Compte tenu de ces caractéristiques l'étude du système de fonctions de commutation sur un sixième de période est suffisant [6]. Le décalage de $\frac{2\pi}{3}$ de chaque fonction de commutation sur les deux autres nous permet d'écrire pour α variant entre 0 et $\frac{\pi}{3}$:

$$Fc_{f_2}(\alpha) = Fc_{f_1}\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right)$$

$$Fc_{f_3}(\alpha) = Fc_{f_1}\left(\frac{4\pi}{3} + \alpha\right)$$

La relation (2.1.1) s'écrit alors :

$$Fc_{f_1}(\alpha) + Fc_{f_1}\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) + Fc_{f_1}\left(\frac{4\pi}{3} + \alpha\right) = 0 \quad \forall \alpha \in \left[0, \frac{\pi}{3}\right] \quad (2.1.2)$$

La symétrie des motifs par rapport au quart de période donne :

$$Fc_{f_1}\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) = Fc_{f_1}\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)$$

La symétrie de glissement se traduit par :

$$Fc_{f_1}\left(\frac{4\pi}{3} + \alpha\right) = -Fc_{f_1}\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right)$$

Ce qui nous donne pour la relation (2.1.2) :

$$Fc_{f_1}(\alpha) + Fc_{f_1}\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) - Fc_{f_1}\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) = 0 \quad \forall \alpha \in \left[0, \frac{\pi}{3}\right] \quad (2.1.3)$$

La connaissance du motif de Fc_{f_1} sur un sixième de période permet d'en déduire l'évolution sur le quart de période d'après la relation (2.1.3).

En conclusion, un motif d'onduleur ou de redresseur de courant doit vérifier la relation (2.1.3) en plus des symétries par rapport à $\frac{\pi}{2}$ et π indiquées dans ce paragraphe.

II - 3. Conditions particulières à remplir par les fonctions de commutation du redresseur étudié.

En plus des conditions générales énoncées au paragraphe précédent, le motif de la MLI du redresseur étudié doit remplir les deux conditions suivantes :

-condition a) ne pas contenir de composantes spectrales entre F_f et F_0 (Chap I § IV - 2.2.3.b₂);

-condition b) permettre la variation de la tension de sortie du redresseur puisque la fonction de commutation correspondante à la MLI utilisée pour l'onduleur a une valeur de fondamental fixe.

La décomposition en série de Fourier de Fc_{f_1} contient tous les harmoniques impairs, d'amplitude notée $A_{f(2k+1)}$, sauf ceux de rang trois ou multiple de trois puisqu'elle satisfait les conditions générales énoncées au paragraphe précédent. En conséquence, la condition supplémentaire que doit remplir la MLI du redresseur est de ne pas contenir les harmoniques de rangs 5, 7, 11, et 13, de fréquences respectives 250, 350, 550, et 650 Hz pour satisfaire à la condition (a).

En outre, la MLI doit permettre le réglage de la tension de sortie du redresseur. La valeur moyenne de la tension en sortie de redresseur lorsque les fonctions de commutation de chaque bras de pont sont calées sur les tensions simples correspondantes s'exprime par :

$$\left(v_{1moy}\right)_{MLI} = \frac{3}{2}\hat{V}_1 A_{f(1)}$$

Pour un convertisseur classique à thyristors avec angle de retard à l'amorçage nul $A_{f(1)}$ a pour valeur 1,1. Pour un redresseur à MLI, nous avons posé $A_{f(1)} = a$. Ce qui donne pour la tension moyenne à la sortie du redresseur :

$$\left(v_{1moy}\right)_{MLI} = \frac{3}{2}\hat{V}_1 a$$

L'expression de la valeur de la tension moyenne d'un convertisseur MLI en fonction de celle d'un convertisseur à thyristors avec angle de retard à l'amorçage nul s'écrit :

$$\left(v_{1moy}\right)_{MLI} = \left(v_{1moy}\right)_{red} \cdot \frac{a}{1,1}$$

posons $r = \frac{a}{1,1}$, nous l'appellerons facteur de réglage.

Le réglage de $(v_{l_{moy}})_{MLI}$ nécessite le réglage de $a = A_{f(1)}$

En conclusion, pour satisfaire aux deux *conditions (a) et (b)*, le motif doit être défini, entre 0 et $\frac{\pi}{3}$, par cinq angles *indépendants* solutions de cinq équations définissant le fondamental et l'annulation de quatre harmoniques. Ce système d'équations s'écrit:

$$\begin{aligned}
 A_{f(1)} &= a \\
 A_{f(5)} &= 0 \\
 A_{f(7)} &= 0 \\
 A_{f(11)} &= 0 \\
 A_{f(13)} &= 0
 \end{aligned}
 \tag{2.1.4}$$

III - MOTIFS DE MLI DU REDRESSEUR

Les fonctions de commutation peuvent prendre les valeurs $+1$, 0 ou -1 . Le motif est à deux niveaux lorsque la fonction de commutation prend les valeurs $+1$ ou 0 . Il est à trois niveaux si les valeurs prises par la fonction de commutation sont $+1$, 0 ou -1 . Si les trois fonctions de commutation prennent simultanément la valeur 0 , cela correspond à un trou dans le motif et la charge est court-circuitée.

A un nombre donné d'angles indépendants, entre 0 et $\frac{\pi}{3}$, la relation 2.1.3 est vérifiée par différentes formes de motif, nous avons donc mené une étude systématique des résultats présentés par tous ces motifs.

Pour une onde à deux niveaux, le seul motif, à cinq angles, pour lequel le système d'équations (2.1.4) admet une solution comporte deux impulsions entre 0 et $\frac{\pi}{6}$ et un trou entre $\frac{\pi}{6}$ et $\frac{\pi}{3}$. La première impulsion est calée sur 0 .

La figure 2.1 rassemble sur un quart de période l'évolution des trois fonctions de commutation Fc_{f1} , Fc_{f2} , et Fc_{f3} correspondantes à ce motif de la MLI du redresseur.

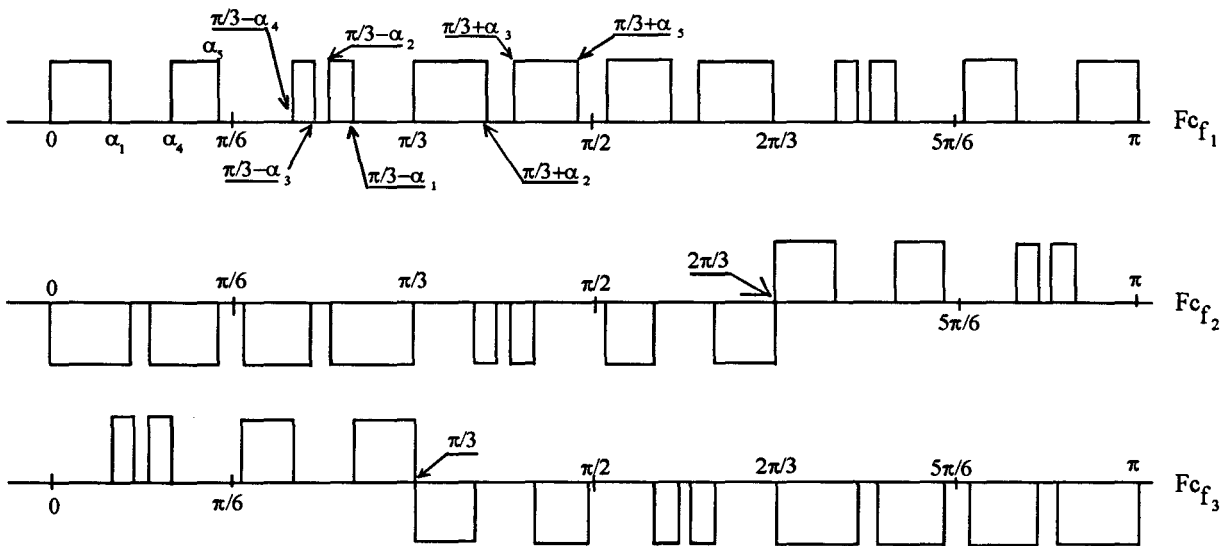


Figure 2.1 - Fonctions de commutation du redresseur, la première impulsion est calée sur 0

Pour déterminer les cinq angles qui éliminent quatre harmoniques pour un fondamental donné, il faut résoudre le système d'équations 2.1.4. La résolution de ce système est faite par la méthode numérique de Newton [8]. Nous avons testé la fiabilité et la précision de cette méthode sur des résultats connus.

Nous avons présenté figure 2.2 les valeurs des cinq angles du motif de la figure 2.1 en fonction du facteur de réglage r .

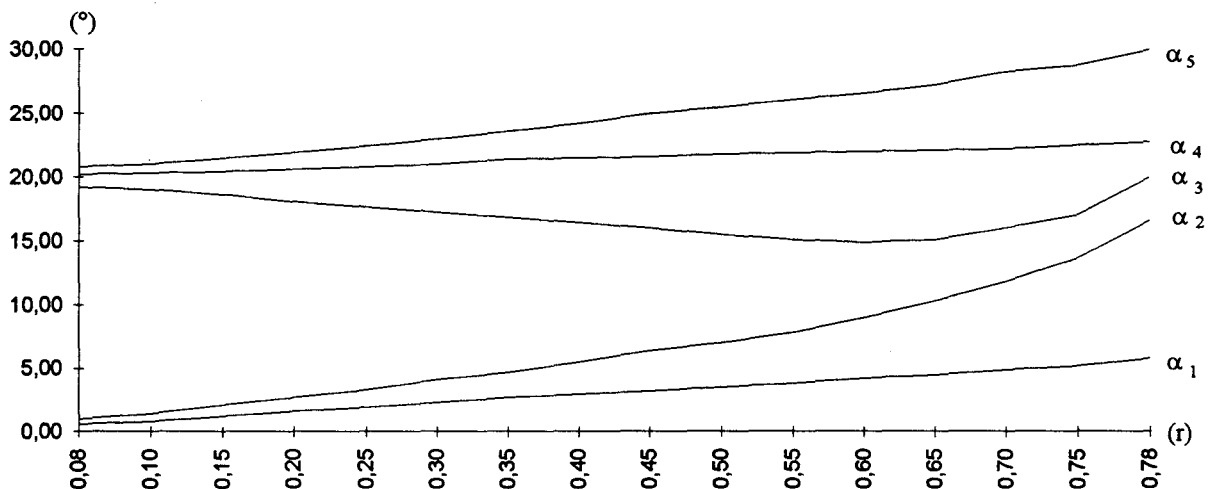


Figure 2.2 - Valeurs des cinq angles du motif de la figure 2.1 en fonction du facteur de réglage r

L'examen de ce réseau de courbes appelle la remarque suivante : nous ne pouvons obtenir en sortie du redresseur des tensions suffisamment faibles. Compte tenu des contraintes imposées par les composants de puissance ($80 \mu\text{s}$ de temps minimum de conduction et de non conduction), le domaine de variation du facteur de réglage est limité à $0,2$. La figure 2.2 met d'autre part en évidence l'autre limite du facteur de réglage qui est $0,78$ du fait que α_5 vaut alors $\frac{\pi}{6}$. La figure 2.3 représente pour $r = 0,5$ la forme d'onde de la tension v_1 en sortie du redresseur.

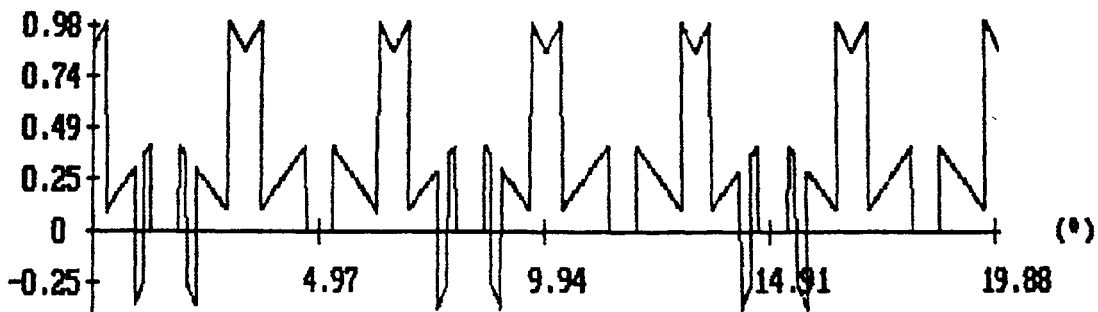


Figure 2.3 - Tension v_1 de sortie du redresseur

Le motif précédent, caractérisé par des créneaux de même polarité pendant une alternance de la tension simple sur laquelle le motif est calé, ne permet pas d'obtenir en sortie du redresseur des tensions suffisamment faibles car il doit toujours rester des petits créneaux positifs correspondant aux temps de conduction minimum des semi-conducteurs. Pour diminuer l'amplitude du fondamental, le motif doit être constitué d'impulsions de polarité opposée pendant une alternance de la tension simple sur laquelle il est calé.

Là encore, diverses formes de motif à cinq angles vérifient la relation 2.1.3. Parmi tous ces motifs, le seul qui permet d'obtenir le réglage du fondamental et l'annulation des quatre premiers harmoniques comporte deux impulsions négatives (l'une entre 0 et $\frac{\pi}{6}$ et l'autre entre $\frac{\pi}{6}$ et $\frac{\pi}{3}$) et un trou entre α_5 et $\frac{\pi}{6}$. Les trois fonctions de commutation correspondantes à ce motif sont représentées sur un quart de période figure 2.4.

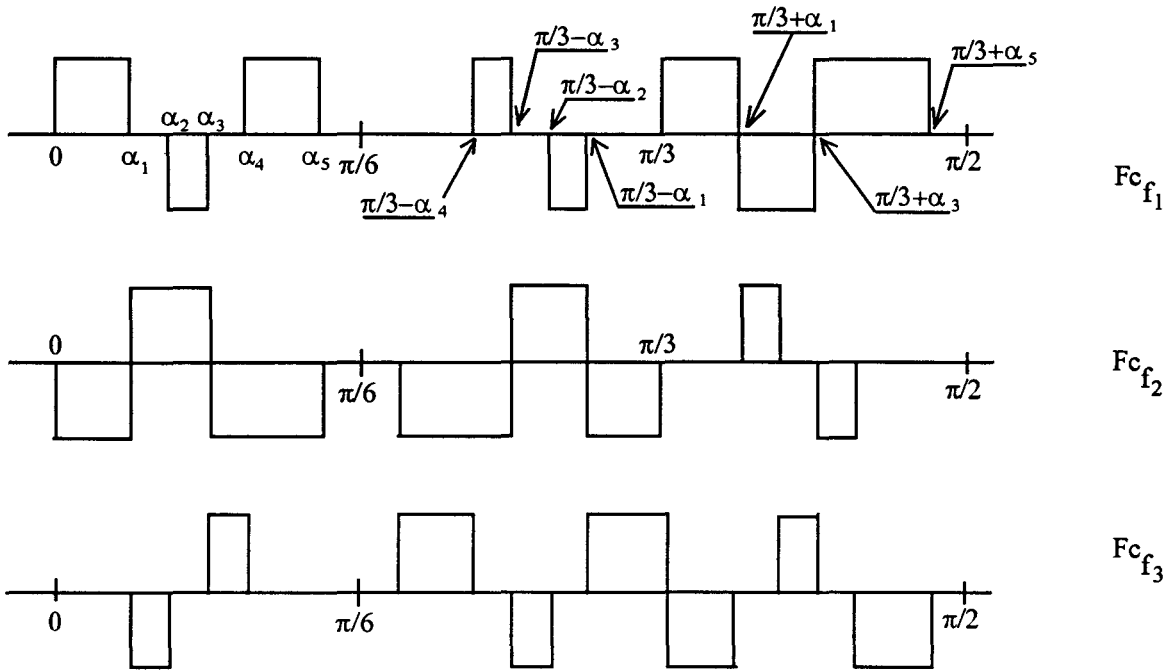


Figure 2.4 - Fonctions de commutation du redresseur, ondes à trois niveaux, à un trou entre α_5 et $\frac{\pi}{6}$

Nous avons présenté *figure 2.5* l'évolution des valeurs des cinq angles en fonction du paramètre de réglage r pour le motif de la *figure 2.4*.

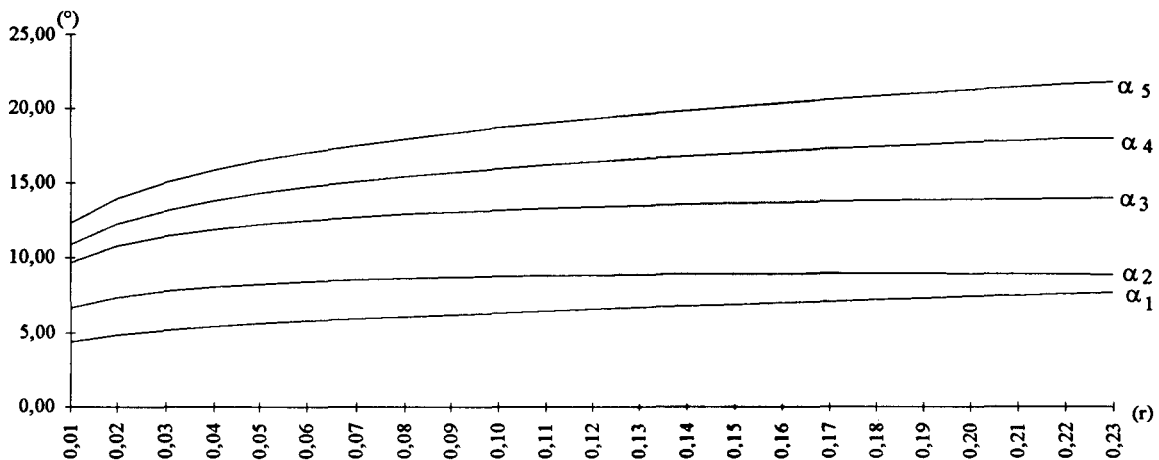


Figure 2.5 - Valeurs des cinq angles du motif de la *figure 2.4* en fonction du facteur de réglage r

Compte tenu du temps de conduction minimum des composants de puissance, la largeur d'une impulsion ne peut descendre en dessous de $1,5^\circ$ (temps de $80 \mu s$). L'examen du réseau de courbes de la *figure 2.5* donne dans ces conditions une variation pour le facteur de réglage de $0,015$ à $0,22$. On peut donc

à l'aide du motif représenté *figure 2.1* et de celui que nous venons d'étudier obtenir une variation continue du paramètre de réglage r de 0,015 à 0,78. On voit sur la forme d'onde de $F_{c_{f1}}$ dans la *figure 2.4* qu'il faut, aux phases $\left(\frac{\pi}{3} + \alpha_1\right)$ et $\left(\frac{\pi}{3} + \alpha_3\right)$, une commutation immédiate des interrupteurs Int_{c1} et Int'_{c1} . Dans la pratique, pour éviter toute coupure de courant du circuit continu et les surtensions qui en découleraient, on préférera prévoir un petit angle de court-circuit δ durant lequel Int_{c1} et Int'_{c1} seront simultanément conducteurs.

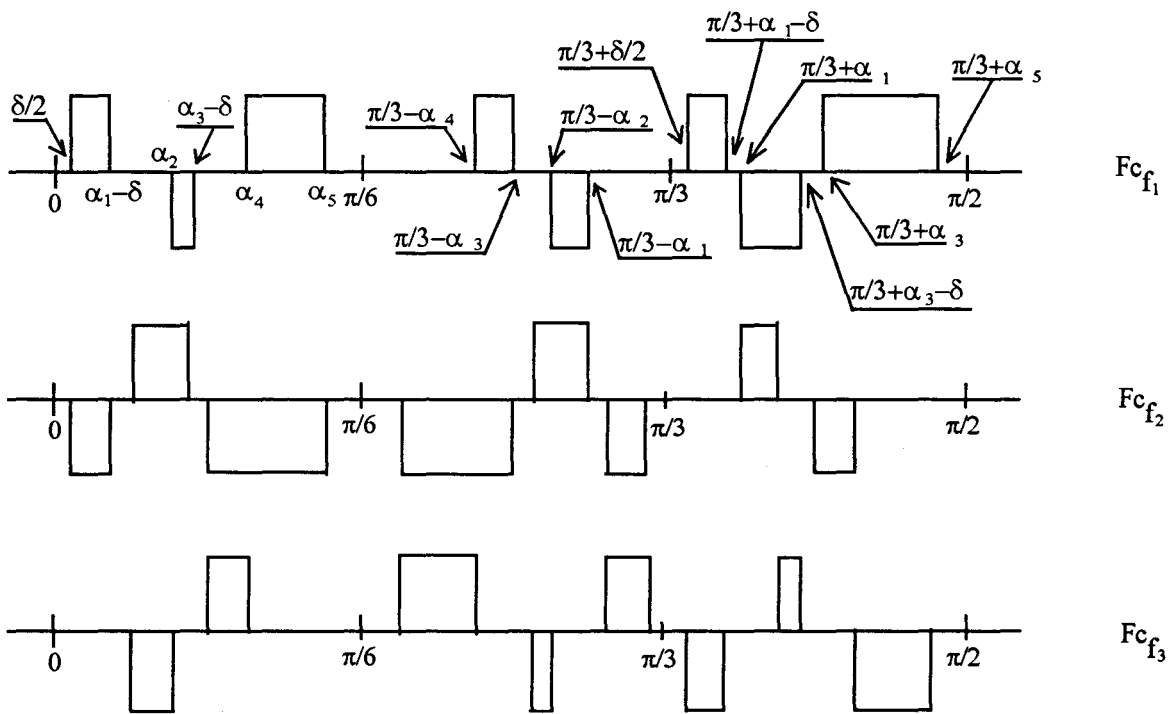


Figure 2.6 - Fonctions de commutation du redresseur, motifs de la *figure 2.4* avec un petit angle de court-circuit δ pour éviter la commutation immédiate des interrupteurs du même bras de pont

La résolution du système d'équations 2.1.4 en fixant, par exemple, δ à $1,5^\circ$, nous donne les cinq angles compris entre 0 et $\frac{\pi}{6}$ pour éliminer quatre harmoniques de la MLI du redresseur à valeur de fondamental donnée. Les résultats sont présentés *figure 2.7*.

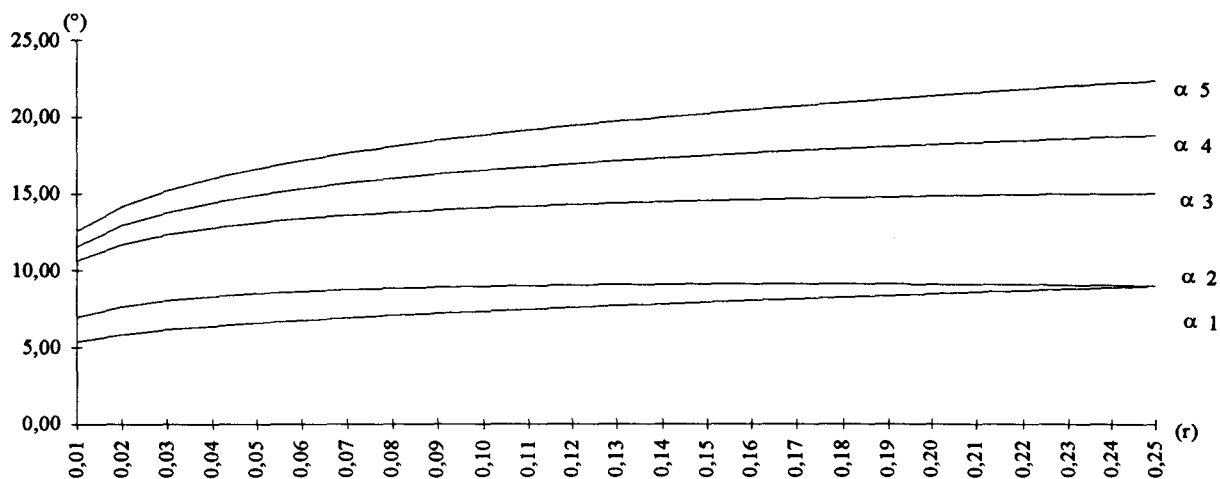


Figure 2.7 - Valeurs des cinq angles du motif de la figure 2.6 en fonction du paramètre de réglage r

La figure 2.7 montre l'évolution des cinq angles recherchés en fonction du paramètre de réglage r . Son examen met en évidence les limites de variation de ce paramètre. Compte tenu de la durée minimale de conduction des redresseurs de puissance ($80 \mu s$), les limites sont $0,03$ pour la valeur basse et $0,24$ pour la valeur haute. Dans ces conditions, le motif de la figure 2.1 et celui que nous venons d'étudier figure 2.6 nous permettent de faire varier le paramètre de réglage r de façon continue de $0,03$ à $0,78$.

IV - CONCLUSION

L'étude approfondie des motifs de la MLI du redresseur que nous venons de mener a montré que pour obtenir simultanément :

- l'élimination des harmoniques de rangs $5, 7, 11$ et 13 de la fonction de commutation;

- une variation du coefficient de réglage entre $0,03$ et $0,78$;

on devait avoir recours à deux types de motifs.

Ces deux motifs sont caractérisés par cinq angles, certains de ces angles définissent des trous dans le motif. Les trous pratiqués dans le motif permettent de réduire en même temps les valeurs du fondamental et de l'ensemble des harmoniques. Cela permet de grandes variations du facteur de réglage, donc de la tension de sortie du redresseur, tout en éliminant les quatre premiers harmoniques de la MLI du redresseur.

Les grandes valeurs de la tension de sortie sont obtenues avec un motif défini par des créneaux de même polarité, mais il est nécessaire d'inverser la polarité de certains créneaux pour atteindre des tensions suffisamment faibles.

Les valeurs maximales et minimales du coefficient de réglage, pour les deux motifs, sont dues au temps de conduction minimum des composants de puissance. La plage de variation de ce facteur de réglage va de $0,03$ à $0,22$ pour le motif défini par une onde à trois niveaux et de $0,2$ à $0,78$ pour celui défini par une onde à deux niveaux.

En outre, les deux motifs proposés présentent l'originalité d'assurer le réglage de la tension en sortie du redresseur sans décalage des fonctions de commutation de chaque bras de pont par rapport aux tensions simples correspondantes. Le facteur de déplacement sur le réseau de fréquence fixe peut donc être unitaire en permanence.

CHAPITRE III

SIMULATION GLOBALE

I - INTRODUCTION

Dans le *chapitre III* nous étudierons à l'aide de trois simulations les conclusions du *chapitre I*. Dans une première simulation qui mettra finalement en évidence l'influence des harmoniques du courant de la maille continue, nous utilisons pour le redresseur une commande classique avec retard à l'amorçage pour un pont de Graëtz de six thyristors, et pour l'onduleur une commande en MLI dont on a éliminé les harmoniques dans une bande de fréquences proches de de la fréquence de résonance du circuit de sortie de l'onduleur.

Dans une deuxième simulation, nous modifierons la commande en MLI de l'onduleur en fonction des conclusions *des paragraphes IV - 1 et IV - 2.1 du chapitre I* : ceci nous permettra de bien mettre en évidence l'influence de cette seule MLI sur l'élimination des sous-harmoniques des réseaux de fréquences fixe et variable.

Nous verrons également que la commande encore simple du redresseur conduit à une réinjection d'harmoniques indésirables de fréquence proche de F_0 dans le réseau de fréquence variable.

Enfin, dans la troisième simulation, nous utiliserons la MLI du redresseur établie au *chapitre II* et qui répond aux impératifs déduits en *paragraphe IV - 2.2 du chapitre I* de façon à mettre en évidence l'influence de cette commande sur la réinjection d'harmoniques de fréquence proche de F_0 dans le réseau de fréquence variable.

Dans les trois simulations, les deux réseaux de fréquences F_f et F_v sont supposés être connectés à des sources de tension parfaites triphasées équilibrées. Les formes d'ondes des tensions v_1 et v_2 sont tout d'abord établies pour chaque paire de fonction de commutation : on en déduit la forme d'onde du courant intermédiaire i_j , puis celle des courants des réseaux de fréquences F_f et F_v .

Dans les trois simulations, les conditions de fonctionnement choisies sont :

- $F_v = 8 \text{ Hz}$, $F_0 = 500 \text{ Hz}$;
- $L_i = 1 \text{ mH}$, résistance de cette inductance $r_i = 20 \text{ m}\Omega$;
- amplitude du courant fondamental nominal dans le réseau de fréquence F_v : $\hat{I}_{v1} = 100 \text{ A}$;
- amplitude nominale de chaque tension simple du réseau de fréquence F_v lorsque $F_v = F_f$: $\hat{V}_v = 220\sqrt{2} \text{ volts}$.

Dans les trois simulations, les tensions et courants ont leur amplitude exprimée en valeur réduite par rapport aux valeurs nominales du réseau de fréquence variable lorsque $F_v = F_f$. Pour les spectres, les composantes ont leur amplitude exprimée en pour cent de la grandeur nominale correspondante du réseau de fréquence variable. Ces composantes spectrales sont déterminées par une transformée de Fourier discrète implantée sur ordinateur selon l'algorithme de transformée de Fourier rapide le plus connu qui est celui de Cooley et Tuckey [9]. Elle nécessite un nombre de points de définition du signal à analyser égale à une puissance entière multiple de deux. Ces échantillons sont pondérés implicitement par une fenêtre rectangulaire. S'il y a synchronisation entre l'échantillonnage et la fréquence des signaux à analyser, la fenêtre rectangulaire de pondération est sans effet sur la représentation spectrale. Les harmoniques apparaissent sous la forme d'une seule raie dans le tracé du spectre. La résolution Δf de cette transformée de Fourier est liée au temps d'observation T_{obs} des signaux à analyser par la relation :

$$\Delta f = \frac{1}{T_{obs}}$$

Ce qui donne $\Delta f = 2 \text{ Hz}$ pour $T_{obs} = 0,5 \text{ s}$.

La fréquence d'échantillonnage F_e est liée au nombre N_e d'échantillons prélevés du signal à analyser par la relation :

$$F_e = \frac{T_{obs}}{N_e}$$

La valeur maximale de N_e dépend de la mémoire du ordinateur. Dans notre cas $N_e = 32768$. Pour un temps d'observation de $0,5 \text{ s}$, cela donne $F_e = 65\,536 \text{ Hz}$. Le choix d'une fréquence F_e nettement supérieure à la fréquence

maximale des harmoniques contenus dans le spectre du signal à analyser évite l'emploi d'un filtre passe-bas anti-repliement

Nous avons vérifié à l'aide d'un filtre passe-bas *d'ordre 8* et de fréquence de coupure égale au dixième de la fréquence d'échantillonnage qu'il n'y a pas de phénomène de repliement du spectre. L'étude du filtre est détaillée au *chapitre IV*.

Ce sont les conditions de l'étude faite dans ce *chapitre III* puisque la fréquence fondamentale des grandeurs électriques dans le réseau de fréquence variable prise égale à 8 Hz ne peut donner lieu dans les réseaux de fréquences fixe et variable qu'à des harmoniques et sous-harmoniques multiples de 2 Hz .

II - LES DEUX COMMANDES NE SATISFONT PAS LES CRITERES ENONCES AU CHAPITRE I

II - 1. Description des deux commandes

II - 1.1 Commande du redresseur

La fonction de commutation du redresseur représentée *figure 3.1* est celle d'un pont redresseur à thyristors classique, la variation de la tension de sortie est obtenue en décalant les fonctions de commutation de chaque bras de pont par rapport aux tensions simples correspondantes du réseau. L'amplitude des créneaux est 1 .

La figure 3.2 représente le spectre de raies de cette fonction de commutation qui ne contient que des harmoniques de rang impair et non multiple de trois, c'est une propriété classique des créneaux à 120° . L'amplitude des harmoniques n'est pas rapportée au fondamental, mais à l'unité pour permettre une étude comparative entre les différents spectres de MLI du redresseur et de l'onduleur.

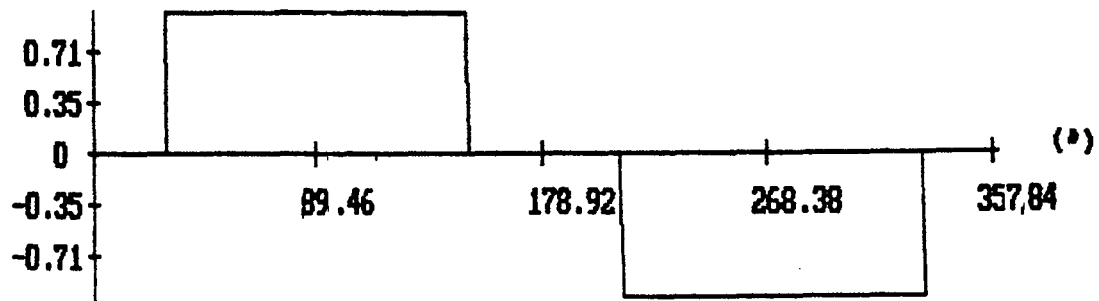


Figure 3.1 - Fonction de commutation du redresseur

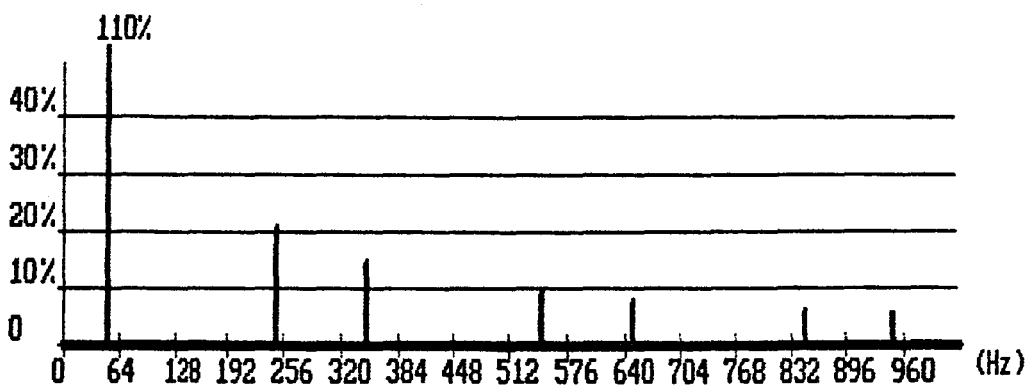


Figure 3.2 - Composantes spectrales de la fonction de commutation du redresseur

II - 1.2 MLI de l'onduleur

La fonction de commutation de l'onduleur de courant doit respecter certaines symétries pour obtenir un système de courant triphasé parfaitement équilibré. La forme d'onde de cette fonction de découpage, représentée sur la figure 3.3, est caractérisée par : [10]

- absence de modulation entre 60° et 120° ;
- symétrie par rapport au quart de période et symétrie de glissement des demi-périodes ;
- antisymétrie par rapport à 30° .

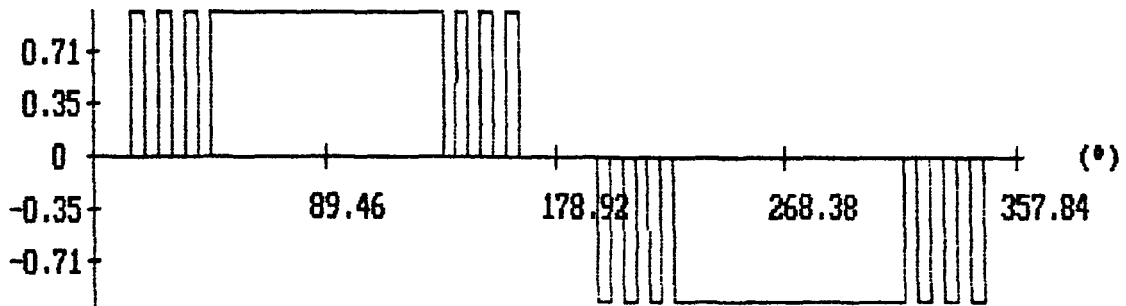


Figure 3.3 - Fonction de commutation de l'onduleur

En appelant m le nombre d'impulsions sur une demi période, m est toujours impair, vu les symétries énoncées ci-dessus, le nombre d'angles situés entre 0 et 30° est $r_a = \left(\frac{m-1}{2}\right)$. Ces r_a angles nous permettent d'agir sur (r_a-1) harmoniques générés par le découpage et de fixer la valeur du fondamental.

La décomposition en série de Fourier des fonctions de commutation $F_{c_{vp}}(p=1,2,ou3)$ est donnée par la relation 1.3.4. Dans cette expression, l'amplitude de l'harmonique de rang $(2k+1)$ est noté $A_{v(2k+1)}$. En fonction des angles α_i utilisés pour le découpage, cette amplitude s'écrit :

$$A_{v(2k+1)} = \frac{1}{(2k+1)} \frac{4}{\pi} \cos(2k+1) \frac{\pi}{6} \left[(-1)^{r_a} + 2 \sum_{i=1}^{r_a/2} (-1)^{i+1} \cos((2k+1)(\alpha_i - \frac{\pi}{6})) \right] \quad (3.1.1)$$

Cette décomposition ne contient pas d'harmonique de rang multiple de trois puisque $\cos(2k+1) \frac{\pi}{6}$ s'annule pour :

$$(2k+1) \frac{\pi}{6} = (2a+1) \frac{\pi}{2} \text{ avec } a = 0, 1, 2, 3...$$

Ce qui donne pour $k = 3a+1$ soit $k = 1, 4, 7...$

Il s'en suit que les harmoniques non nuls correspondent à $2k+1 = 5, 7, 11, 13...$

Le mode découpage utilisé donne, pour l'onde de la fonction de commutation, la même valeur efficace quelque soit le choix des angles α_i compris entre 0 et 30° . On peut remarquer que les valeurs efficaces des ondes des

fonctions de commutation du redresseur et de l'onduleur, sont égales et valent $\sqrt{\frac{2}{3}}$.

Ceci revient également à dire que la valeur efficace $F_{c_{ve}}$ de l'onde de la fonction de commutation de l'onduleur est indépendante du nombre d'angles et de leur valeur.

Enfin en se rappelant que :

$$F_{c_{ve}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{A^2_{v(1)} + \sum_{k=1}^{\infty} A^2_{v(2k+1)}}$$

Comme il a été précisé précédemment, la charge de l'onduleur de courant est un moteur asynchrone connecté en parallèle sur des condensateurs, le tout présentant une fréquence de résonance F_0 .

Le nombre r_α d'angles qu'il est possible d'utiliser pour une fréquence F_v des courants dans le réseau de fréquence variable est limité par la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance utilisés. Aussi à chaque fréquence, F_v correspond à une valeur optimale de r_α , qui est choisie telle que le produit $r_\alpha \cdot F_v$ soit quasiment constant [3]. Pour des valeurs de F_v comprises entre 1 et 50 Hz, il a été montré dans un travail antérieur [3] qu'une valeur de F_0 valant 500 Hz est un bon compromis.

Dans cette première simulation la commande en MLI de l'onduleur doit être telle que le circuit résonnant de sortie ne soit pas excité autour de F_0 . A l'aide de 15 angles nous avons éliminé les harmoniques générés par le découpage entre les fréquences 344 et 712 Hz. La recherche de ces 15 angles se fait par résolution d'un système de 15 équations non linéaires à 15 inconnues qui correspondent à l'annulation de 14 harmoniques et à l'établissement du fondamental voulu.

Il existe plusieurs méthodes numériques de résolution de ce système d'équations [8]. Nous avons choisi celle de Levenberg-Marquardt dont nous avons testé sur des exemples connus la précision et la fiabilité. Nous avons représenté la forme d'onde de cette fonction de commutation sur la figure 3.4. Les composantes spectrales de cette MLI d'onduleur apparaissent sur la figure 3.5

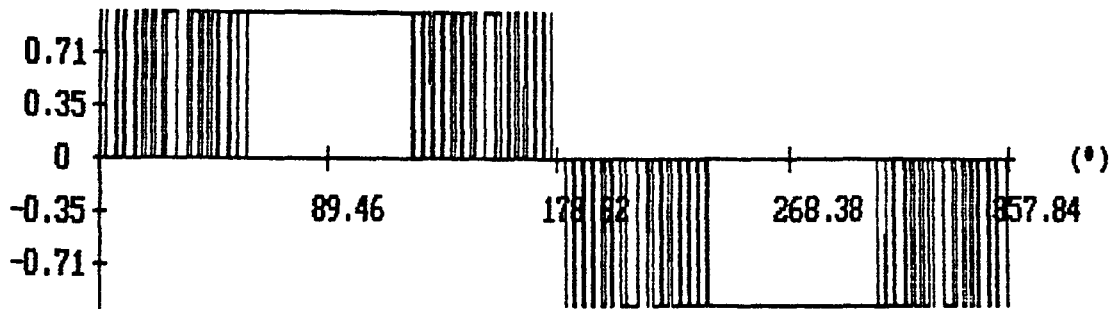


Figure 3.4 - Fonction de commutation de l'onduleur

La résolution du système de 15 équations non linéaires à 15 inconnues donne une solution pour une valeur de fondamental comprise entre 0,95 et 1,05.

La valeur du fondamental $A_{v(1)} = 1,04$ est celle qu'il est possible d'obtenir pour la MLI de l'onduleur utilisée pour les deux autres simulations.

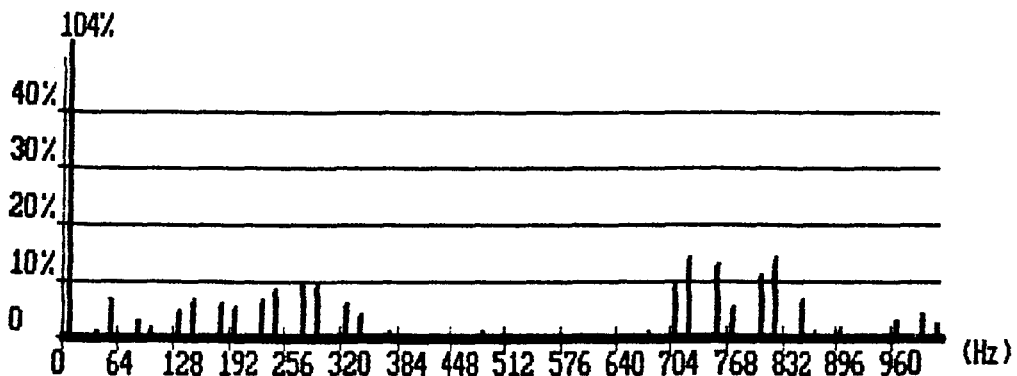


Figure 3.5 - Composantes spectrales de la fonction de commutation de l'onduleur

Les figures 3.5(1) à 3.5(4) représentent des parties dilatées du spectre de la fonction de commutation F_{c_v1} de l'onduleur de courant.

On note la présence de l'harmonique de rang 37 (fréquence 296 Hz) d'amplitude relative de l'ordre de 10%.

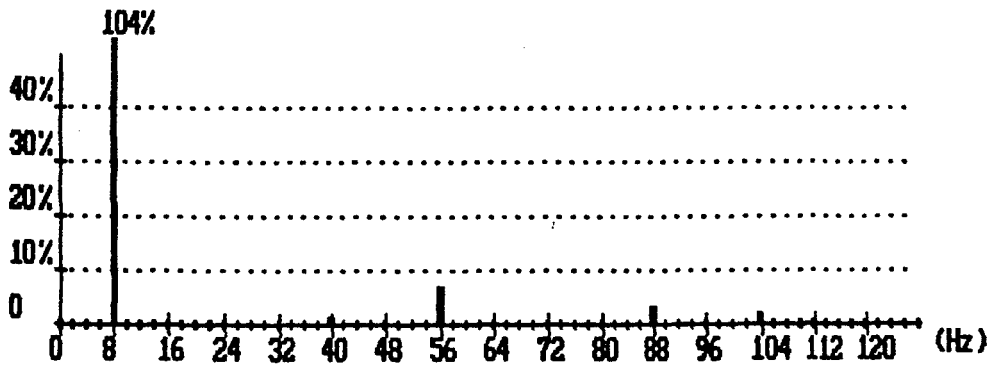


Figure 3.5(1) - Composantes spectrales de la fonction de commutation de l'onduleur entre 0 et 128 Hz

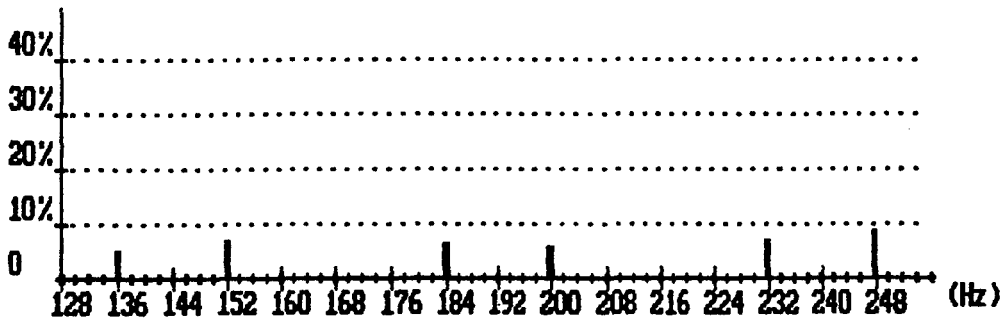


Figure 3.5(2) - Composantes spectrales de la fonction de commutation de l'onduleur entre 128 et 256 Hz

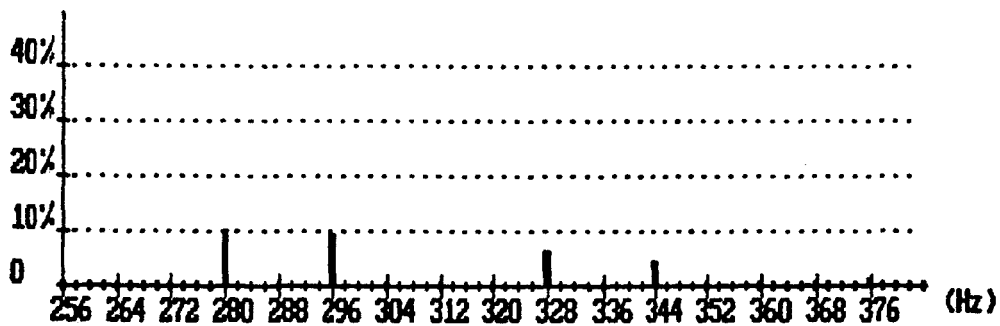


Figure 3.5(3) - Composantes spectrales de la fonction de commutation de l'onduleur entre 256 et 384 Hz



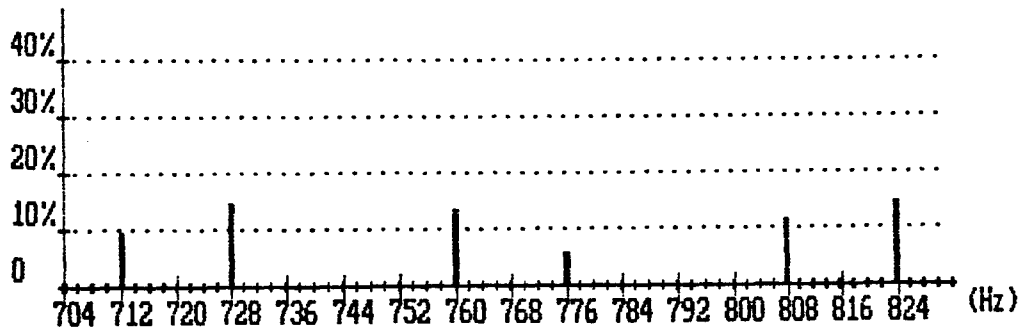


Figure 3.5(4) - Composantes spectrales de la fonction de commutation de l'onduleur entre 704 et 832 Hz

La variation du courant dans la charge est obtenue par action sur le courant moyen i_{i0} de la maille continue [11].

En effet la valeur maximale du courant fondamental dans la charge s'exprime par :

$$\hat{I}_{v1} = A_{v(1)} \cdot i_{i0}$$

avec $A_{v(1)}$ amplitude du fondamental de la MLI onduleur. L'intensité du courant moyen i_{i0} dans l'inductance L_i est modifiée par l'action sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors du pont redresseur. Du point de vue du système global, la régulation du fondamental du courant dans la charge I_{v1} de l'onduleur se fait donc en agissant sur i_{i0} et la valeur de $A_{v(1)}$ peut être indépendante de la valeur I_{v1} .

II - 2. Résultats de simulation

Les tracés des fonctions de commutation du redresseur et de l'onduleur sont représentés sur les figures 3.1 et 3.4. Les figures 3.2 et 3.5 montrent leur spectre de raies respectif. La MLI de l'onduleur, ne satisfait pas aux critères énoncés au chapitre 1 puisqu'elle contient entre la fréquence fondamentale F_v valant 8 Hz et F_0 valant 500 Hz des harmoniques d'amplitude relative de quelques pour cent à 15% pour celui de fréquence 40 Hz. Ces harmoniques génèrent dans le spectre de la tension v_2 à l'entrée de l'onduleur des raies de fréquence multiple de $6F_v$.

Leur amplitude est exprimée en pour cent de l'amplitude nominale de chaque tension simple du réseau de fréquence F_v lorsque $F_v = F_f$.

La tension v_2 en amont de l'onduleur de courant est représentée *figure 3.6*, son spectre de raies *figure 3.7*.

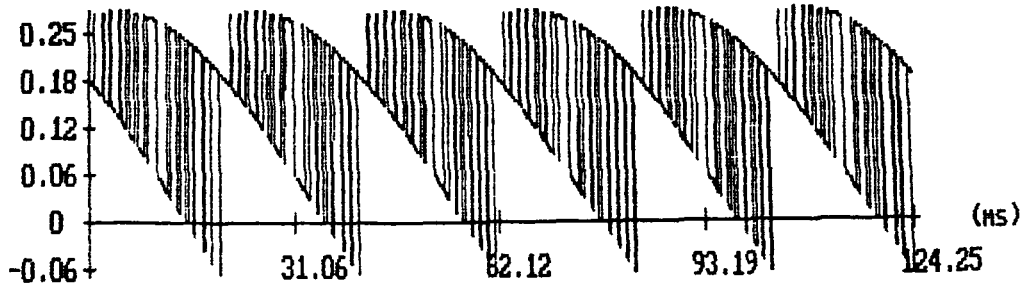


Figure 3.6 - Tension v_2 en amont de l'onduleur de courant

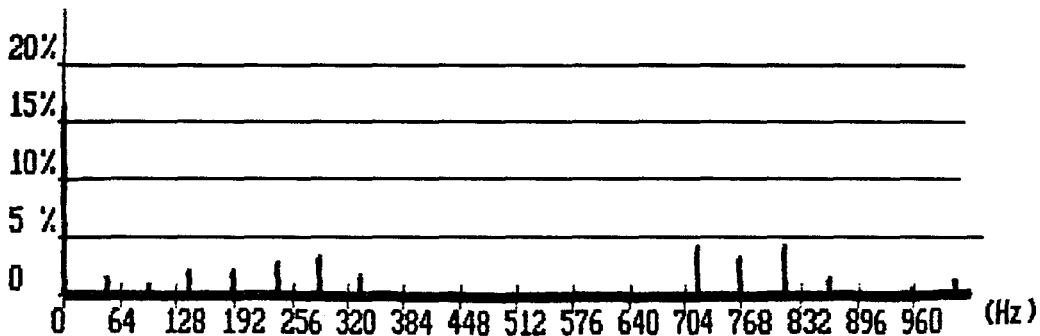


Figure 3.7 - Composantes spectrales de la tension v_2 entre 0 et 1024 Hz

La MLI du redresseur ne répond pas elle non plus aux conditions énoncées au *chapitre 1*. En effet, elle contient des termes de rangs 5, 7, 11 et 13 de fréquences respectives 250, 350, 550 et 650 Hz. Ces harmoniques de la fonction de découpage du redresseur créent dans sa tension de sortie v_1 représentée *figure 3.8* des harmoniques de fréquences 300 et 600 Hz. Le spectre de raies de la tension v_1 est représenté *figure 3.9*. L'amplitude des raies est exprimée avec la même échelle que celle utilisée pour la tension v_2 en amont de l'onduleur de courant.

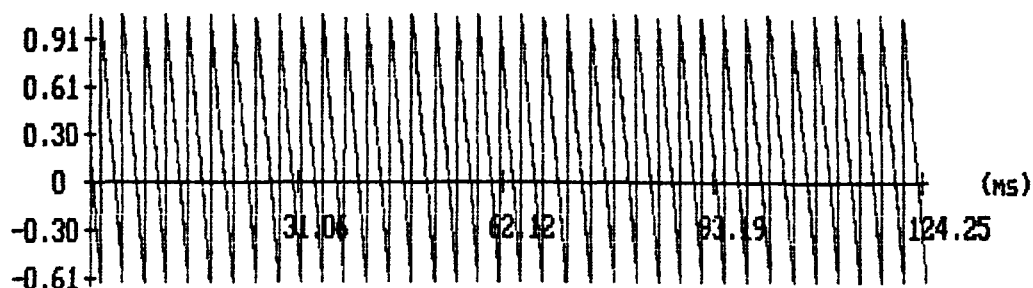


Figure 3.8 - Tension v_1 à la sortie du redresseur

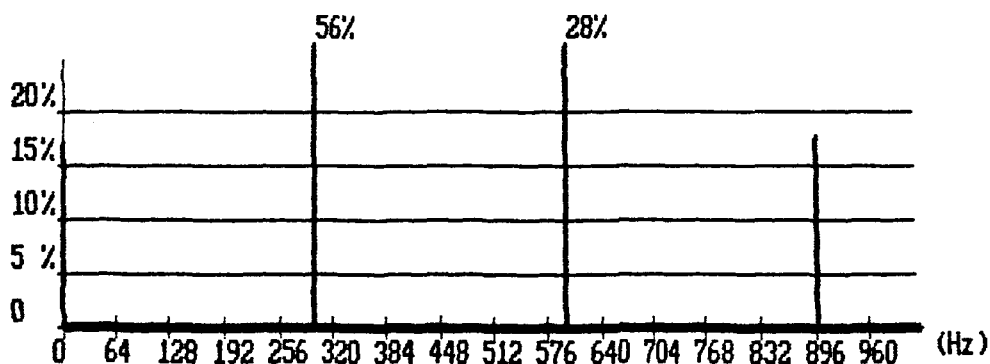


Figure 3.9 - Composantes spectrales de la tension v_1 entre 0 et 1024 Hz

Examinons à présent, les composantes spectrales du courant intermédiaire i_i circulant dans l'inductance L_i qui relie les deux convertisseurs.

II - 2.1 Spectre du courant intermédiaire

La forme d'onde du courant i_i circulant entre les deux convertisseurs est représentée sur la figure 3.10. La faible valeur choisie pour l'inductance de liaison L_i permet de fortes ondulations pour le courant i_i .

En effet l'amplitude du courant dans le réseau de fréquence variable a pour valeur $\hat{I}_{v1} = A_{v(1)} \cdot i_{i0} = 100 \text{ A}$. Compte tenu de l'amplitude du fondamental de la MLI de l'onduleur, on peut en déduire $i_{i0} : i_{i0} = \frac{100}{1,04} = 96,15 \text{ A}$.

L'amplitude des ondulations de i_i est environ le double de sa valeur moyenne i_{i0} . L'inversion du sens de i_i met en outre en évidence la réversibilité des deux convertisseurs, par hypothèse de structure semblable et réversible.

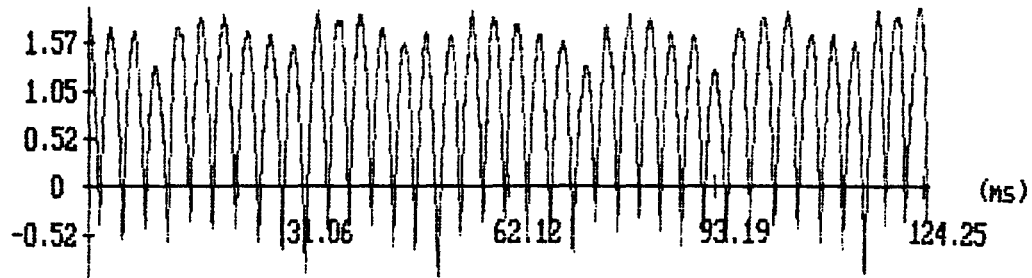


Figure 3.10 - Courant intermédiaire

Le spectre de raies de ce courant i_i , représenté sur la *figure 3.11*, nous montre l'existence de raies de fréquence multiple de $6 F_v$ soit 48 et 96 Hz pour celles de plus basse fréquence.

Ces raies présentes dans le spectre de la tension v_2 , vue à l'entrée de l'onduleur, se retrouvent dans celui du courant intermédiaire i_i . On note d'autre part la présence de raies de fréquence multiple de $6 F_f$, notamment 300, 600, 900 Hz. Ces harmoniques créés dans la tension v_1 de sortie du redresseur, par la fonction de découpage choisie, réapparaissent dans le courant i_i circulant entre les deux convertisseurs. Nous avons exprimé l'amplitude des raies des spectres de courant en fonction de l'amplitude du courant nominal dans la charge fixée à 100 A.

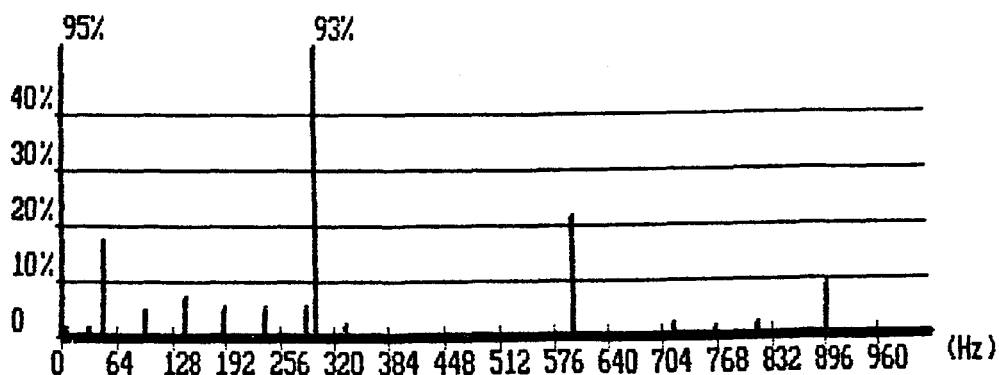


Figure 3.11 - Composantes spectrales du courant intermédiaire

Le détail des composantes spectrales du courant i_i circulant dans la maille continue nous permet d'aborder l'examen du contenu spectral du courant appelé au réseau par le convertisseur de fréquence fixe.

II - 2.2 Sous-harmoniques du courant dans le réseau de fréquence fixe

La figure 3.12 nous montre sur une période la forme d'onde du courant i_{f1} dans le réseau de fréquence fixe F_f .

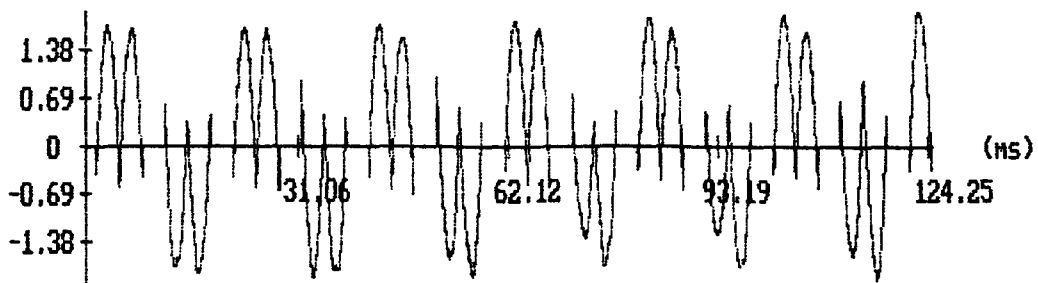


Figure 3.12 - Courant dans le réseau de fréquence fixe

Les composantes spectrales de ce courant apparaissent sur la figure 3.13(1). Leur amplitude relative est exprimée avec la même échelle que celle utilisée pour le courant intermédiaire. Une partie dilatée de ce spectre est fournie sur la figure 3.13(2).

L'examen de la figure 3.13(2), nous montre l'existence de deux sous-harmoniques de fréquences 2 Hz et 46 Hz, et d'un harmonique à 98 Hz. Nous allons analyser le mode de création de ces harmoniques.

Les composantes qui sont susceptibles de générer des sous-harmoniques dans le réseau de fréquence fixe sont celles de F_{cf} et i_{ih2} . L'amplitude des harmoniques du courant i_f de la phase p de ce réseau est donnée par la relation (1.4.2) soit $(A_f(2k+1) \cdot \hat{I}_{ih2n}) / 2$ avec $A_f(2k+1)$ amplitude des raies de la fonction de commutation du redresseur.

Les deux sous-harmoniques 2 Hz et 46 Hz résultent de la combinaison avec le fondamental 50 Hz de la fonction de découpage du redresseur des harmoniques 48 Hz et 96 Hz présents dans la tension v_2 .

Sur la figure 3.11 on lit $\hat{I}_{ih(48)} = 18\%$ et $A_{f(1)} = 110\%$ lue sur la figure 3.12. Comme l'indique la relation (1.4.2) le sous-harmonique de fréquence 2 Hz doit avoir une amplitude relative de 9,9 % et sur la figure 3.13(2) on lit $\hat{I}_{f(2)}$ légèrement inférieur à 10 %.

Nous avons clairement mis en évidence la présence de sous-harmoniques dans le courant appelé au réseau de fréquence fixe lorsque la fonction de commutation de l'onduleur ne correspond pas aux conditions énoncées au chapitre I.

Nous pouvons faire une remarque supplémentaire sur la raie à 98 Hz présente dans i_f . Le fondamental de F_{c_f} à 50 Hz se combine avec la raie à 48 Hz ($6 F_v$) de i_{ih2} pour donner deux raies de fréquences $(F_f - 6F_v)$ soit 2 Hz et $(F_f + 6F_v)$ soit 98 Hz dans i_f . On vérifie bien dans l'application numérique l'égalité des amplitudes de ces deux raies.

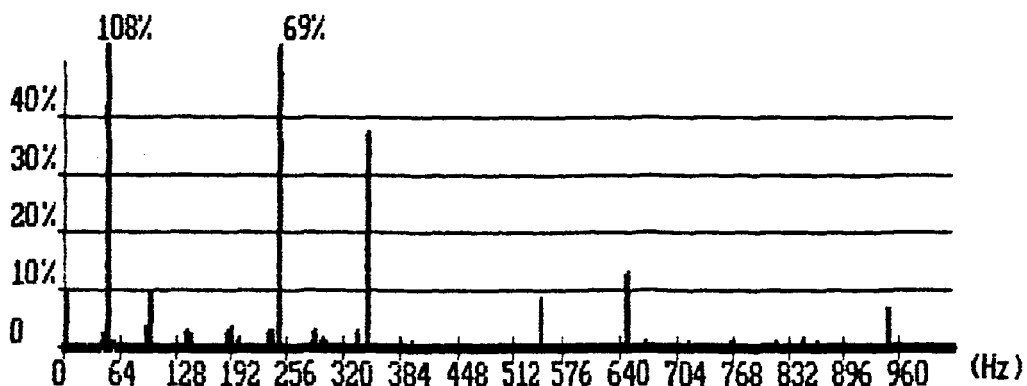


Figure 3.13(1) - Composantes spectrales du courant dans le réseau de fréquence fixe entre 0 et 1024 Hz

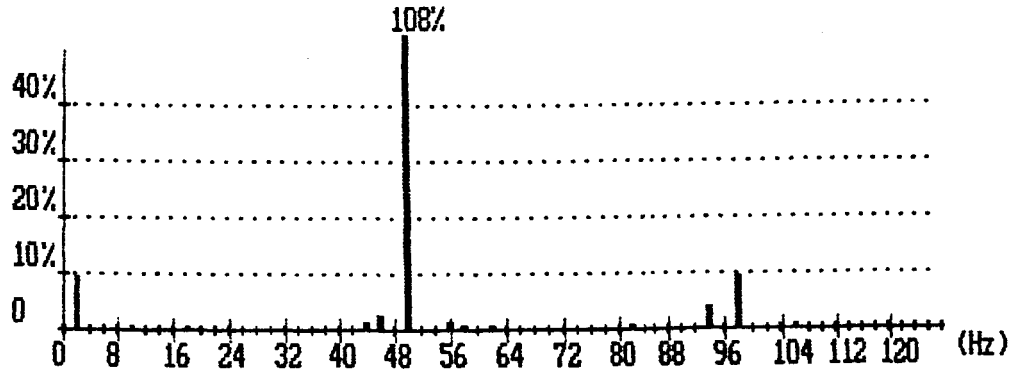


Figure 3.13(2) - Composantes spectrales du courant dans le réseau de fréquence fixe entre 0 et 128 Hz

Examinons à présent les caractéristiques du courant i_v dans le réseau de fréquence variable.

II - 2.3 Composantes spectrales du courant dans le réseau de fréquence variable

1. Création de sous-harmoniques

L'évolution de plusieurs périodes du courant i_v dans le réseau de fréquence variable est représenté sur la *figure 3.14*. Nous avons choisi celui de la *phase 1*. L'examen de la forme d'onde de ce courant fait apparaître des valeurs maximales de l'ordre de deux fois l'intensité du courant moyen i_{i0} dans la maille continue : c'est le courant i_i qui est aiguillé par le redresseur.

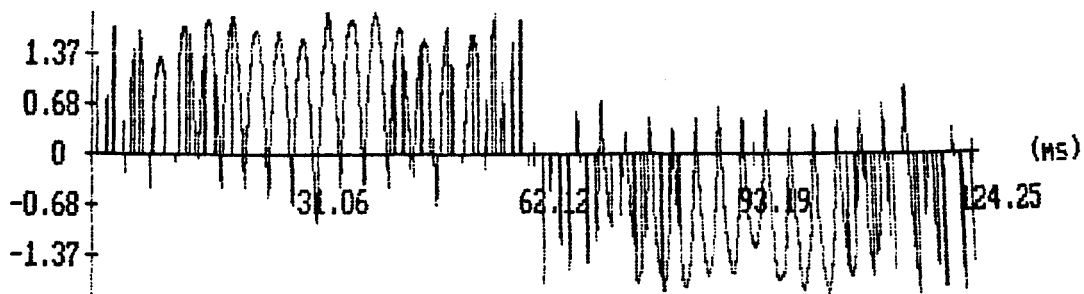


Figure 3.14 - Courant dans le réseau de fréquence variable

Le spectre du courant dans le réseau de fréquence variable est représenté sur la *figure 3.15*. Nous avons détaillé sur les *figures 3.15(1)* à *3.15(3)* des parties de ce spectre.

L'examen de la figure 3.15(1) fait apparaître l'existence d'un sous-harmonique de fréquence 4 Hz. Il résulte du produit de la composante de fréquence 300 Hz présente dans le spectre de la tension de sortie du redresseur par celle de fréquence 296 Hz ($37 F_v$) de la fonction de découpage de l'onduleur. L'autre composante provenant de la même combinaison mais de fréquence 596 Hz ($300 + 37 F_v$) a d'ailleurs la même amplitude relative 5%.

Le sous-harmonique de fréquence 4 Hz dans le courant i_v doit avoir pour amplitude théorique d'après la relation (1.4.4) : $\left(\frac{A_v(296)}{2} \cdot \hat{I}_{ih11} \right)$. Sur la figure 3.5, on lit $A_v(296) = 10 \%$, et sur la figure 3.11 \hat{I}_{ih11} vaut 93%, donc le sous-harmonique a pour amplitude relative 4,65 %, c'est ce que l'on constate sur la figure 3.15(1).

2. Réinjection d'harmoniques de fréquence proche de F_0

Nous avons vu sur la figure 3.5 que la fonction de commutation de l'onduleur ne contenait effectivement pas d'harmonique compris entre 344 et 760 Hz (évitant donc la résonance sur $F_0 = 500$ Hz). Nous venons de voir une raie réinjectée de la forme :

$$(6 F_f + 37 F_v) = 596 \text{ Hz}$$

Nous avons également vu que F_{c_v} ne contenait pas d'harmonique multiple de trois : la figure 3.15(2) montre qu'elle ne contient pas d'harmonique $39 F_v = 312$ Hz. En conséquence, il n'y a pas, dans i_v , d'harmonique de la forme :

$$(6 F_f + 39 F_v)$$

mais on retrouve bien ensuite un harmonique de fréquence :

$$(6 F_f + 41 F_v) = 628 \text{ Hz.}$$

Outre les composantes résultant de combinaisons avec le terme de fréquence $6 F_f$ de i_i on observe aussi des composantes résultant de combinaisons avec le terme de fréquence $12 F_f$ de i_i .

Les plus intéressantes observables sur *la figure 3.15(3)* sont celles des fréquences :

$$(12 F_f - F_v) = 592 \text{ Hz et } (12 F_f + F_v) = 608 \text{ Hz}$$

elles résultent de la combinaison des deux mêmes harmoniques de F_{c_v} et de i_i et l'on voit bien qu'elles ont même amplitude.

Les amplitudes des composantes harmoniques de i_{v1} , obtenues par simulation numérique, et représentées sur *les figures 3.15(1) à 3.15(3)* ont été comparées à la valeur que l'on peut déduire par (1.4.4) et pour laquelle les valeurs des $A_{v(2k+1)}$ sont données par l'analyse menant au spectre de *la figure 3.5* et les valeurs de \hat{I}_{ihlm} sont données par *la relation (1.3.18)* dans laquelle les $A_{f(6m-1)}$ et $A_{f(6m+1)}$ sont issus de l'analyse de Fourier qui mène à *la figure 3.2*.

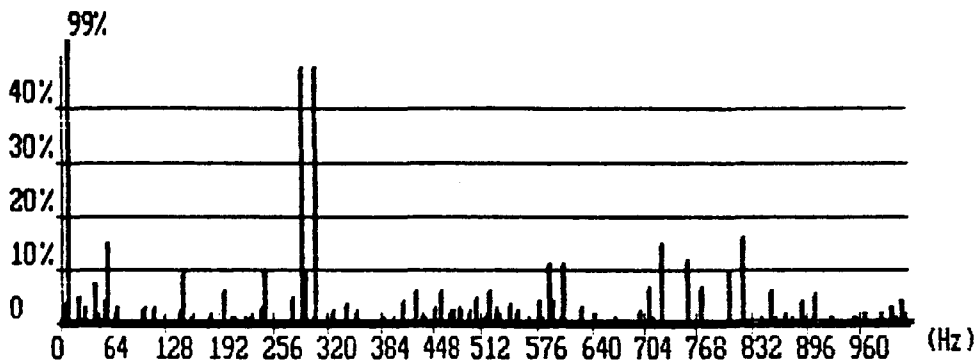


Figure 3.15 - Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 0 et 1024 Hz

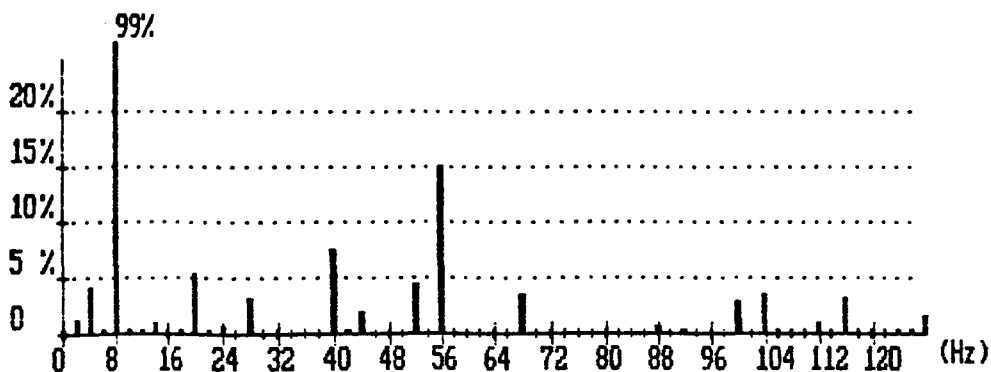


Figure 3.15(1) - Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 0 et 128 Hz

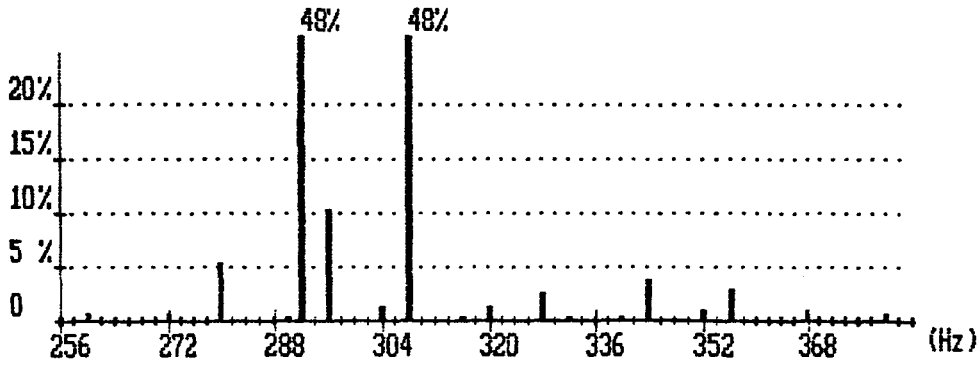


Figure 3.15(2) - Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 256 et 384 Hz

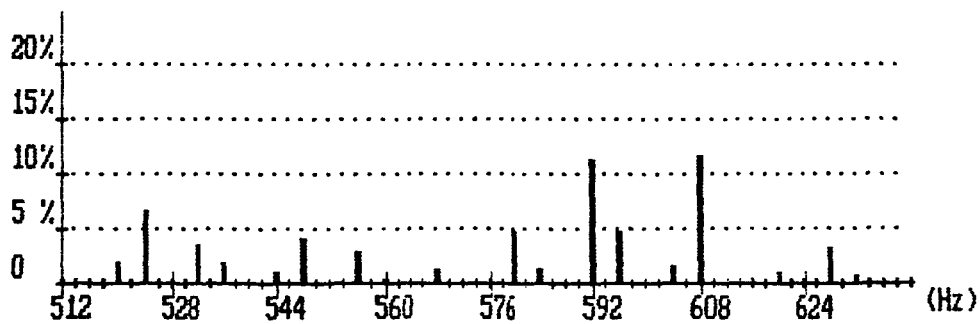


Figure 3.15(3) - Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 512 et 684 Hz

II - 2.4 Conclusion

Les résultats de simulation obtenus avec des commandes du redresseur et de l'onduleur qui ne répondent pas aux critères établis au *chapitre I* mettent nettement en évidence :

- la présence de sous-harmonique (s) dans les courants des réseaux de fréquences fixe et variable;
- la réinjection d'harmoniques indésirables dans le courant délivré par l'onduleur, à des fréquences proches de F_0 .

Pour réduire les sous-harmoniques dans les courants des deux réseaux, nous devons agir sur deux paramètres, précisés dans la conclusion du *paragraphe IV - 2.1 chapitre I*, il faut :

- utiliser une fonction de commutation [F_{C_v}] de l'onduleur, qui ne présente pas de composante harmonique de fréquence inférieure à F_0 ;

- employer une inductance L_i de liaison entre les deux convertisseurs de valeur suffisante.

III - LA MLI DE L'ONDULEUR PERMET D'ELIMINER LES SOUS-HARMONIQUES

La fonction de commutation du redresseur est la même que celle décrite précédemment. *Les figures 3.1 et 3.2* représentent respectivement la forme d'onde et les composantes spectrales de cette commande.

III - 1. Description de la MLI de l'onduleur

La fonction de commutation $[F_{c_v}]$ utilisée lors de l'étude précédente présentait entre le fondamental F_v de fréquence 8 Hz et la fréquence F_0 des harmoniques d'amplitude non négligeable.

La recherche des 29 angles nécessaires pour obtenir l'absence de raie jusqu'au rang 89 soit 712 Hz et fixer la valeur du fondamental utilise la même méthode numérique de résolution que pour la MLI de l'onduleur précédente.

La résolution du système de 29 équations non linéaires se fait sans imposer de contrainte sur la largeur minimale des impulsions. La quasi élimination de 28 harmoniques n'est possible que pour une valeur de fondamental comprise entre $1,02$ et $1,05$. La forme d'onde de la fonction de commutation F_{c_v} est représentée figures 3.16(1) et 3.16(2). La figure 3.16(2) met en évidence la largeur des impulsions qui sont toutes de durée supérieure à $80\text{ }\mu\text{s}$ hormis les deux premières de durée de l'ordre de $50\text{ }\mu\text{s}$.

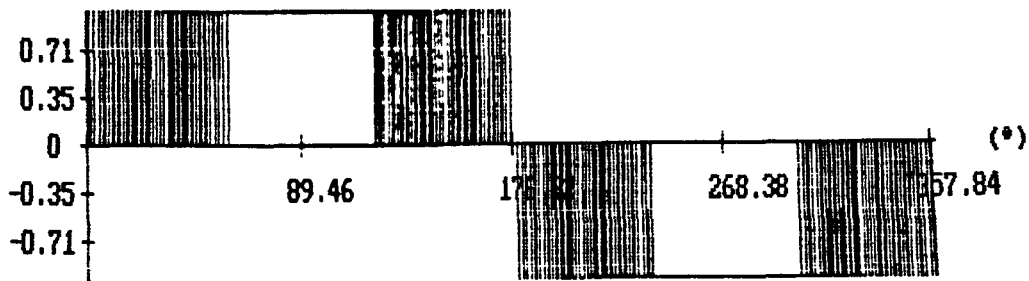


Figure 3.16(1) - Fonction de commutation de l'onduleur définie par 29 angles

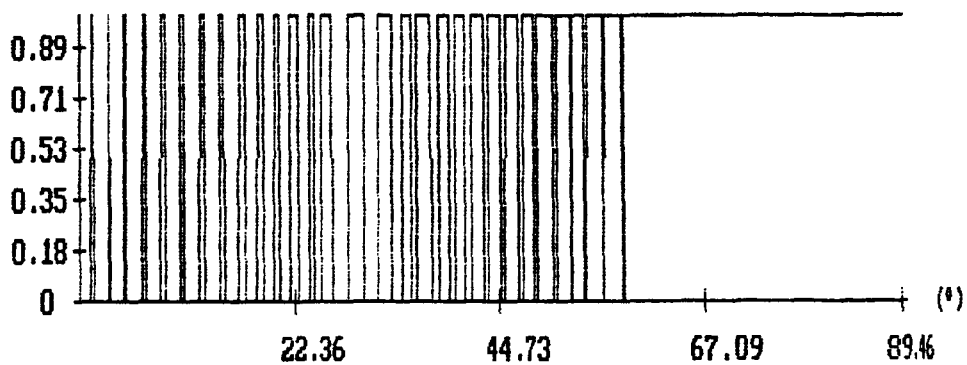


Figure 3.16(2) - Fonction de commutation de l'onduleur dilatée sur un quart de période

Le contenu spectral de la MLI de l'onduleur pour une valeur de fondamental $A_{v(1)} = 1,05$ est précisé sur les figures 3.17 et 3.17(1). Sur la figure 3.17(1), on constate la présence des harmoniques de rangs 5 et 7 d'amplitudes respectives 2,4 % et 2,9 %. Nous avons éliminé de la MLI de l'onduleur les deux premières impulsions qui ont une durée trop faible compte tenu des contraintes imposées par les composants de puissance. Le contenu spectral de cette MLI de l'onduleur modifiée apparaît sur la figure 3.17(2). Sur la figure 3.17(2) on constate uniquement une légère augmentation des harmoniques de rangs 5 et 7. Les deux harmoniques de rangs 5 et 7 ont maintenant 3 % pour amplitude relative.

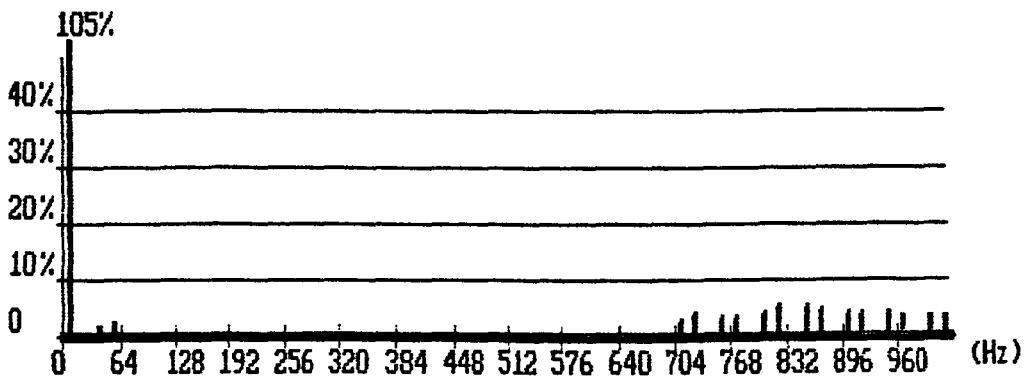


Figure 3.17 - Spectre de la MLI de l'onduleur entre 0 et 1024 Hz

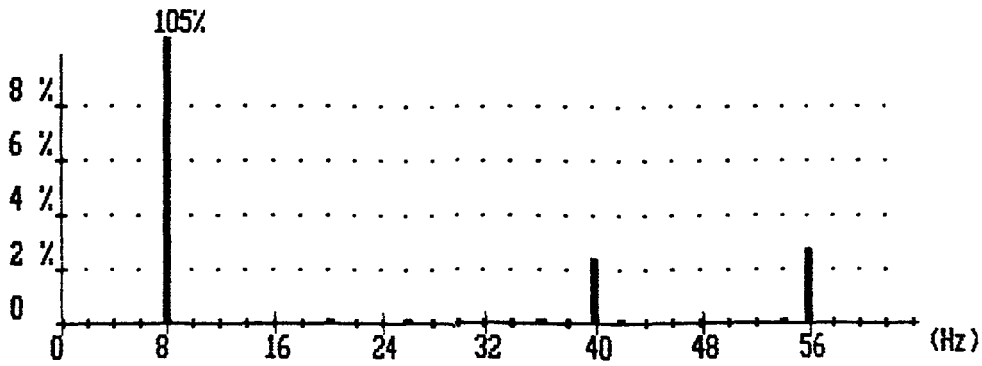


Figure 3.17(1) - Spectre de la MLI de l'onduleur à 29 angles représenté entre 0 et 64 Hz

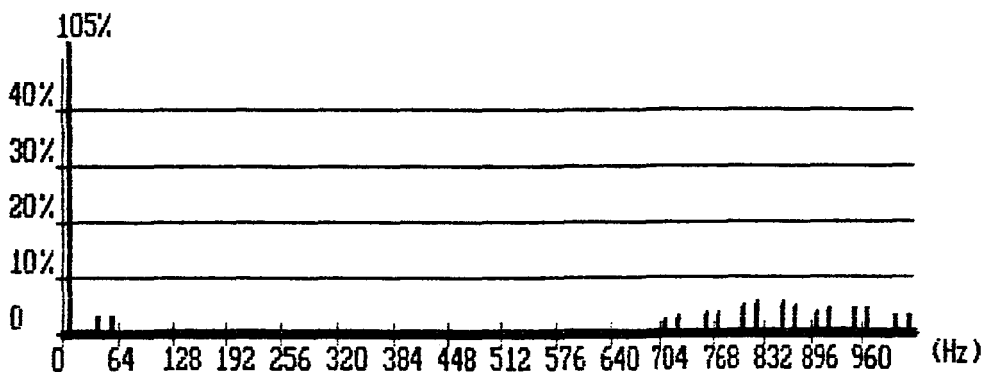


Figure 3.17(2) - Spectre de la MLI de l'onduleur à 25 angles représenté entre 0 et 1024 Hz

Nous avons vu (§II - 2 de ce chapitre) que la non élimination des harmoniques de rangs 5, 7, 11 et 13 de la fonction de découpage de l'onduleur, crée dans le courant du réseau de fréquence fixe des sous-harmoniques. Il faut donc éliminer ces harmoniques de bas rang de la fonction de commutation de l'onduleur. Pour ce faire, le système de 29 équations non linéaires à 29 inconnues est modifié en pondérant avec un coefficient multiplicateur les quatre équations qui correspondent à l'annulation des harmoniques de rangs 5, 7, 11 et 13. De très nombreux essais ont été effectués pour de nombreuses valeurs de ces coefficients multiplicateurs en utilisant soit le même pour les quatre équations, soit en pondérant davantage le 5 et le 7. Le meilleur résultat en tenant compte de la largeur minimale des impulsions a été obtenu pour un fondamental $A_v(1) = 1,03$ et un coefficient multiplicateur égal à 100 pour les quatre harmoniques.

Les composantes spectrales de cette MLI de l'onduleur apparaissent sur les figures 3.18(1) et 3.18(2). Les harmoniques de rangs 5, 7 et 11 ont une amplitude relative de l'ordre du pour cent, celui de rang 13 est annulé, les autres harmoniques jusqu'au rang 89 ne sont pas totalement éliminés. Il est impossible d'éliminer de façon stricte les harmoniques de bas rang (5, 7, 11, 13) même avec un système d'équations modifié et un nombre d'itérations qui nécessite de nombreuses heures de calcul sur un ordinateur performant. Cela vient de l'accumulation des erreurs sur chacun des 29 termes de chaque équation du système à résoudre.

C'est cette MLI de l'onduleur que nous avons utilisé pour examiner l'influence sur les sous-harmoniques des courants dans les deux réseaux.

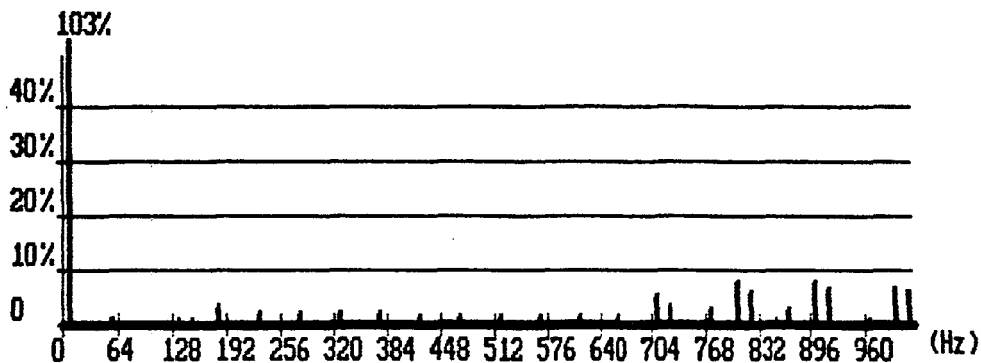


Figure 3.18(1) - Spectre de la MLI de l'onduleur à 29 angles représenté entre 0 et 1024 Hz

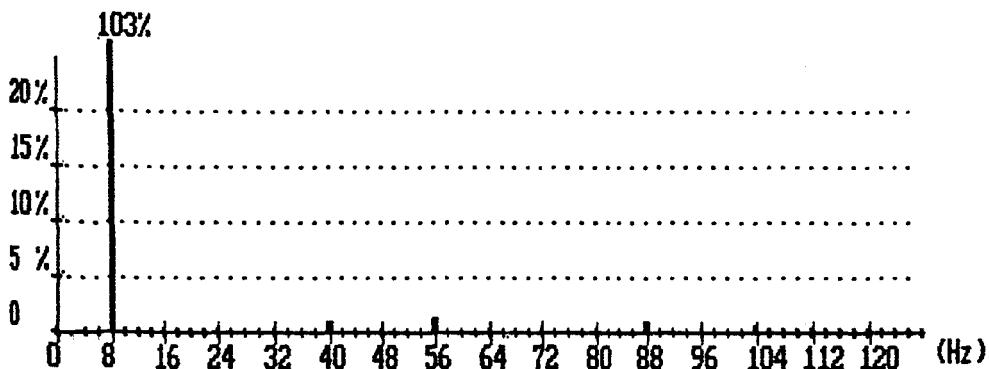


Figure 3.18(2) - Spectre de la MLI de l'onduleur à 29 angles représenté entre 0 et 128 Hz

III - 2. Résultats de simulation

Le point de fonctionnement du système est le même que celui de l'essai précédent. L'inductance L_i conserve la même valeur soit 1 mH . Nous avons représenté la forme d'onde de la tension v_2 vue à l'entrée de l'onduleur *figure 3.19(1)*. Une partie dilatée de cette tension *figure 3.19(2)* nous montre en détail sa forme d'onde. Le contenu spectral de la tension v_2 est représenté *figures 3.20(1) et 3.20(2)*. L'amplitude des raies est mesurée avec la même échelle que dans l'essai précédent.

La *figure 3.20(1)* nous montre l'absence d'harmonique jusqu'à 712 Hz .

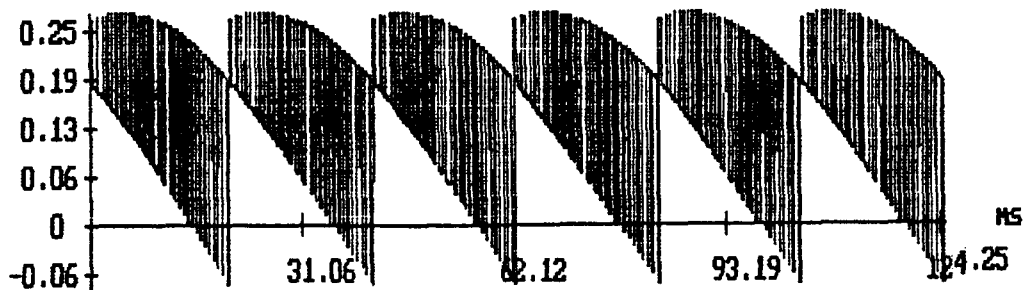


Figure 3.19(1) - Tension v_2 en amont de l'onduleur

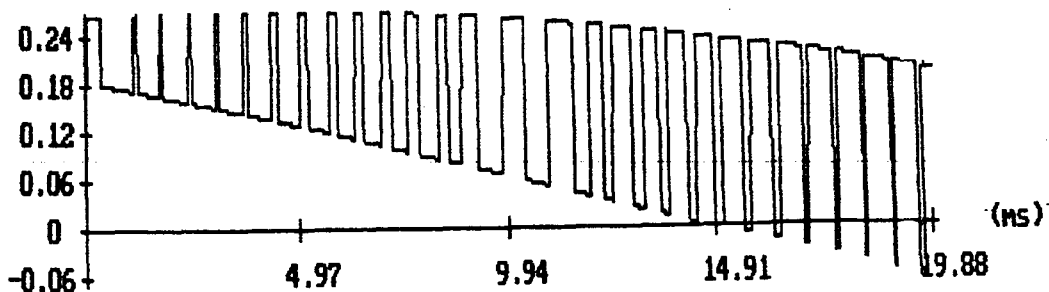


Figure 3.19(2) - Tension v_2 en amont de l'onduleur dilatée

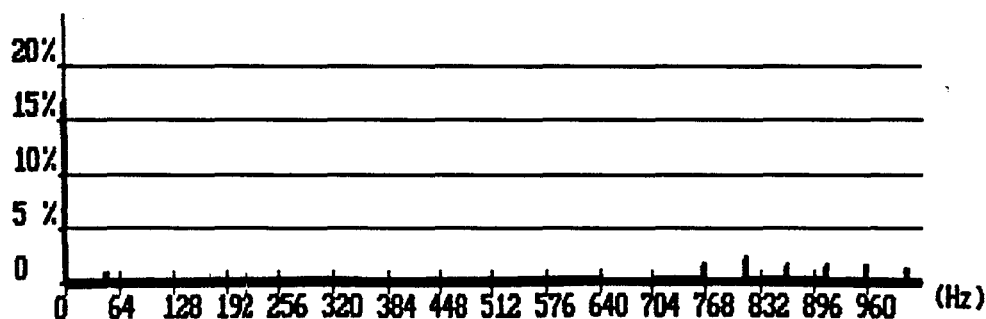


Figure 3.20(1) - Spectre de la tension v_2 entre 0 et 1024 Hz

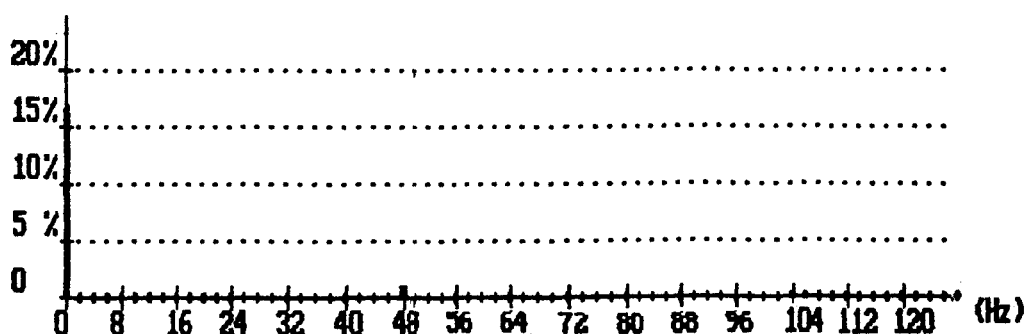


Figure 3.20(2) - Spectre de la tension v_2 entre 0 et 128 Hz

La fonction de commutation du redresseur n'ayant pas été changée par rapport au cas précédemment étudié, la forme d'onde de sa tension de sortie est la même que sur *la figure 3.8*.

Examinons à présent le contenu spectral du courant i_i qui circule entre les deux convertisseurs.

III - 2.1 Contenu spectral du courant intermédiaire

L'évolution du courant qui traverse l'inductance L_i est représentée *figure 3.21*. L'examen de cette figure, met en évidence des ondulations plus faibles que dans l'essai précédent, la valeur maximale est de l'ordre de *1,7 fois* le courant moyen i_{i0} . Les composantes spectrales du courant i_i sont représentées *figure 3.22*.

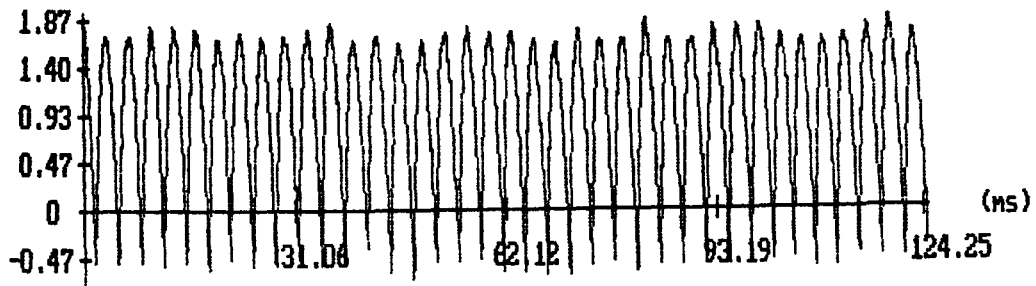


Figure 3.21 - Courant intermédiaire

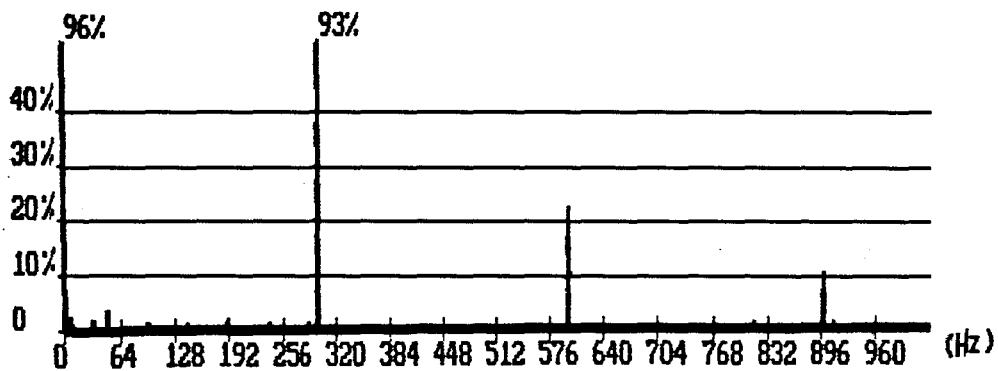


Figure 3.22 - Spectre du courant intermédiaire entre 0 et 1024 Hz

On note la présence de l'harmonique de fréquence $6 F_v$ soit 48 Hz. Son amplitude de l'ordre de 4% est nettement plus faible qu'au cours de l'essai précédent. Les harmoniques de la tension v_l de sortie du redresseur réapparaissent dans le courant i_i circulant entre les deux convertisseurs. Celle d'amplitude la plus significative a pour fréquence $6 F_f$ soit 300 Hz.

Nous allons à présent examiner l'incidence de la MLI choisie sur les courants des réseaux de fréquences fixe et variable.

III - 2.2 Composantes spectrales du courant dans le réseau de fréquence fixe

Nous avons représenté sur une période du réseau de fréquence fixe la forme d'onde du courant i_{f1} figure 3.23. Le contenu spectral est donné figure 3.24(1). La figure 3.24(2) détaille le domaine de fréquences comprises entre 0 et 128 Hz.

L'examen de cette figure montre la présence de deux harmoniques de fréquence 2 Hz et 98 Hz . Ils résultent de la combinaison de la composante spectrale de fréquence 48 Hz soit $6 F_v$ véhiculée par le courant intermédiaire avec le fondamental de la MLI du redresseur.

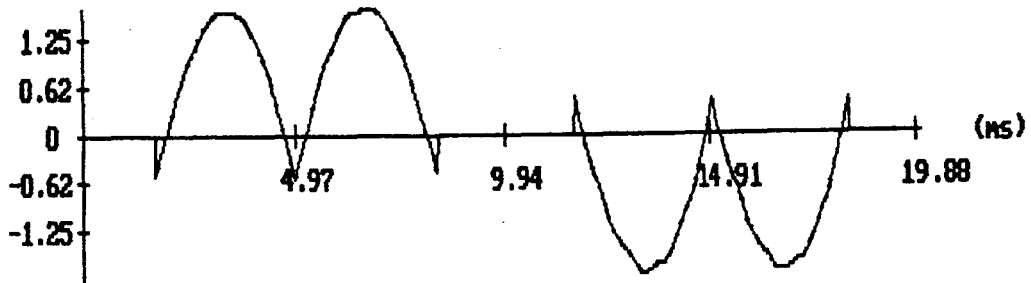


Figure 3.23 - Courant dans le réseau de fréquence fixe

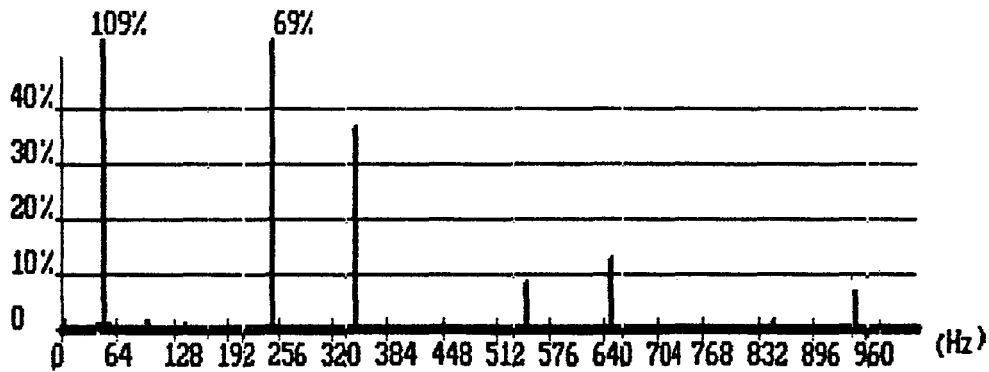


Figure 3.24(1) - Spectre du courant dans le réseau de fréquence fixe entre 0 et 1024 Hz

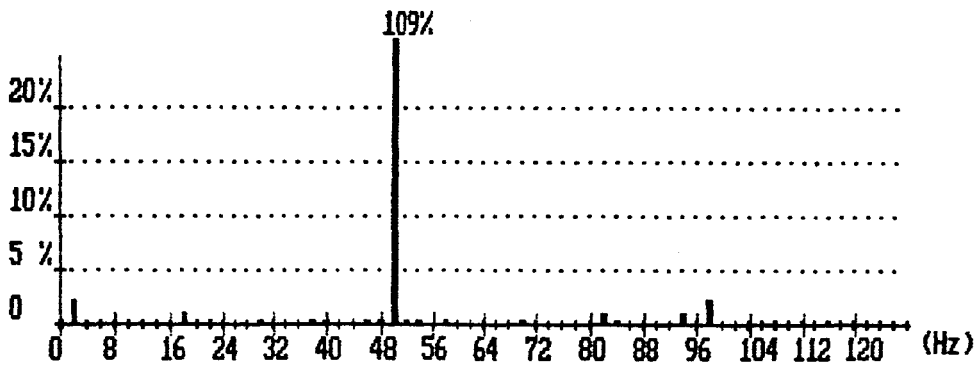


Figure 3.24(2) - Spectre du courant dans le réseau de fréquence fixe entre 0 et 128 Hz

Ces deux raies de fréquences ($50 - 6 F_v$) et ($50 + 6 F_v$) ont une amplitude relative, mesurée avec la même échelle que pour l'essai précédent, de l'ordre de 2 %.

Si l'on compare pour les deux essais (*figures 3.13(2)* et *3.24(2)*) l'amplitude relative du sous-harmonique de fréquence 2 Hz, on note une diminution très nette lorsqu'on utilise la MLI appropriée.

D'autre part, le sous-harmonique de fréquence 46 Hz présent dans le courant i_{f1} dans le premier essai a maintenant une amplitude négligeable : ceci est dû à la disparition dans le spectre de v_2 , de la raie de 96 Hz. L'amplitude relative des quatre harmoniques de fréquences 250, 350, 550 et 600 Hz est quasiment la même au cours des deux essais : ceci est dû au fait qu'ayant gardé la même fonction de commutation pour le redresseur, il existe toujours dans celle-ci les harmoniques de rangs 5, 7, 11, et 13. On ne note cependant aucune injection d'harmonique de fréquence supérieure à 98 Hz contrairement au premier cas étudié. Le résultat de simulation obtenu met clairement en évidence l'influence du contenu spectral de la MLI de l'onduleur sur les sous-harmoniques du courant dans le réseau de fréquence fixe.

Examinons de même le contenu spectral du courant dans le réseau de fréquence variable.

III - 2.3 Composantes spectrales du courant dans le réseau de fréquence variable

La forme d'onde du courant i_{v1} dans le réseau de fréquence variable est représenté *figure 3.25*. On note que l'ondulation de ce courant est moins importante que dans l'essai précédent. Les valeurs maximales sont de l'ordre de 1,7 fois le courant moyen i_{i0} dans l'inductance L_i .

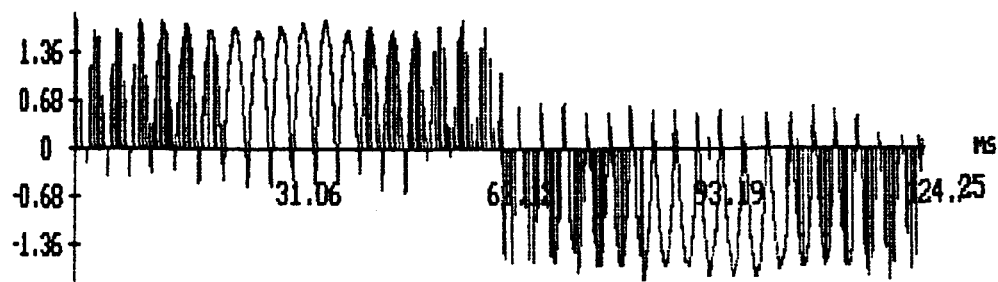


Figure 3.25 - Courant dans le réseau de fréquence variable

Les composantes spectrales du courant i_{v1} apparaissent sur les figures 3.26 et 3.26(1) à 3.26(3) qui sont à comparer aux figures 3.15(1) à 3.15(3).

La comparaison des figures 3.26(1) et 3.15(1) montre en particulier l'annulation du sous-harmonique de fréquence 4 Hz, obtenue grâce à l'élimination, dans F_{c_v} , de la composante de fréquence $37 F_v$. Le phénomène de réinjection de composantes de fréquence supérieure à F_v est très atténué sauf pour les combinaisons $(300 \mp F_v)$ et $(600 \mp F_v)$. L'amplitude relative de ces raies de fréquences 292 et 308 Hz pour la combinaison $(300 \mp F_v)$ et 592 et 608 Hz pour la combinaison $(600 \mp F_v)$ est quasiment la même dans les deux essais ; on peut de nouveau remarquer que ces deux derniers harmoniques réapparaissent dans une bande de fréquences proches de F_0 et que la MLI de l'onduleur était censée l'éliminer.

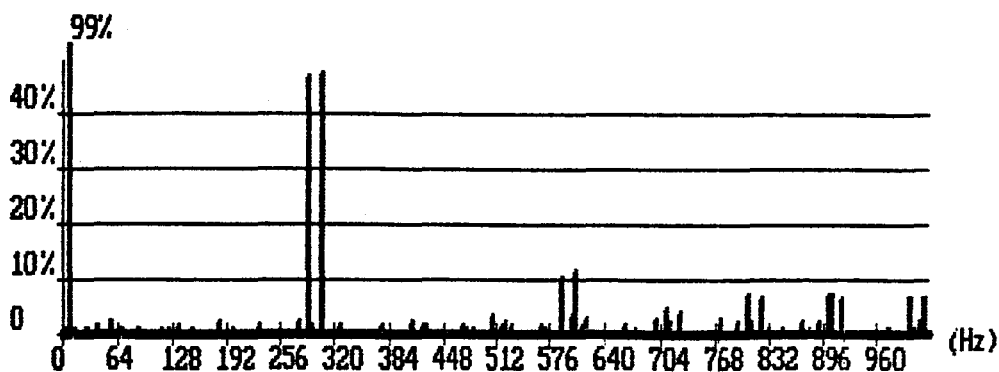


Figure 3.26 Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 0 et 1024 Hz

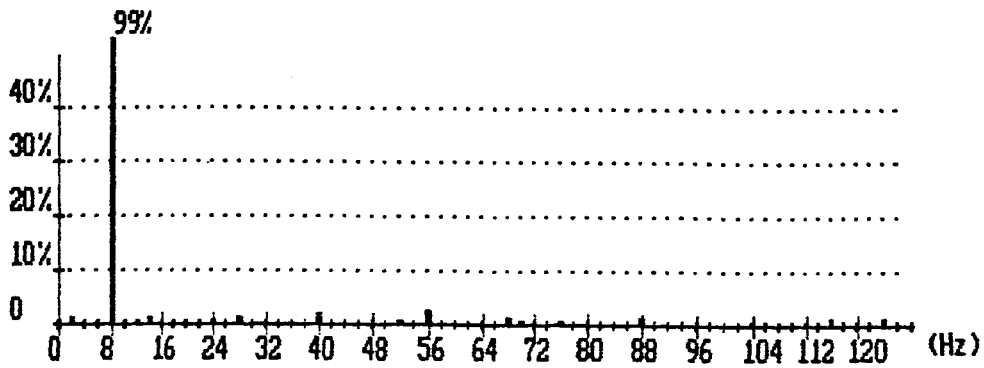


Figure 3.26(1) - Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 0 et 128 Hz

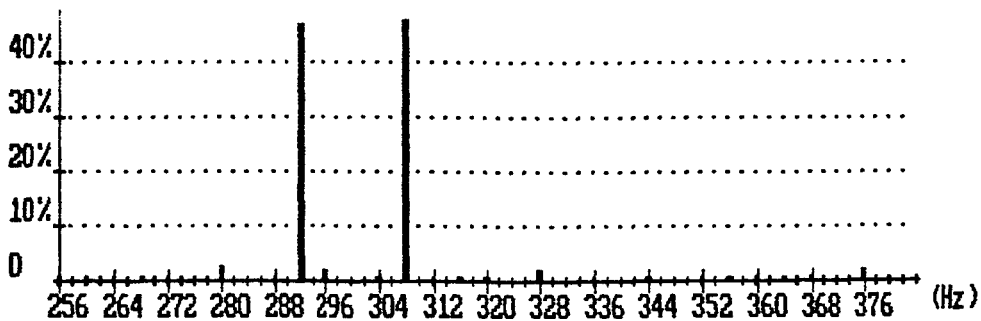


Figure 3.26(2) - Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 256 et 384 Hz

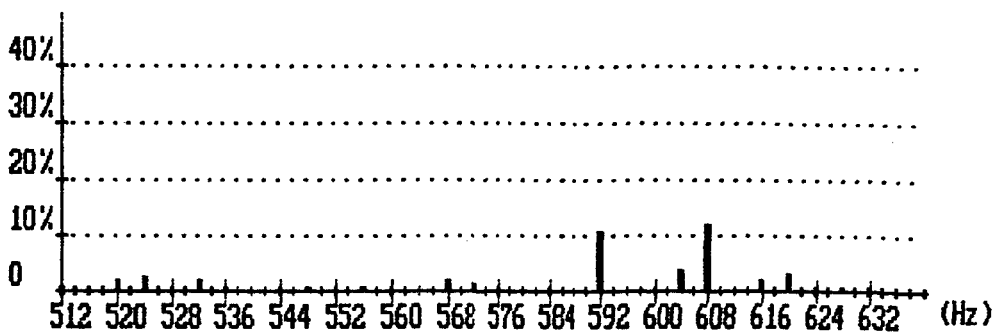


Figure 3.26(3) - Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 512 et 640 Hz

III - 2.4 Conclusion

Les résultats de simulation que nous venons d'étudier ont clairement mis en évidence le rôle du contenu spectral de la MLI de l'onduleur sur la présence de

sous-harmonique (s) dans les courants des deux réseaux. Ce phénomène est, comme nous l'avons vu, totalement découplé de celui de la réinjection d'harmoniques proches de F_0 dans le courant du réseau de fréquence variable. Nous avons vu en conclusion du *paragraphe IV du chapitre I* les critères à remplir par la MLI du redresseur pour éviter cette réinjection.

Nous allons étudier à présent l'influence du contenu spectral de la fonction de commutation du convertisseur de fréquence fixe sur la réinjection de composantes proches de F_0 dans le spectre du courant dans le réseau de fréquence variable. L'inductance L_i et le point de fonctionnement restent les mêmes qu'au cours des deux simulations précédentes.

IV - LES DEUX MLI SATISFONT AUX CRITERES ENONCES AU CHAPITRE I

La MLI de l'onduleur reste la même que celle utilisée au cours de l'essai précédent. Elle se caractérise par l'absence de composante spectrale de fréquence inférieure à F_0 . La forme d'onde et le spectre de raies de cette MLI sont respectivement représentés *figures 3.16(1) et 3.18(1)*. La MLI du redresseur ne doit pas contenir de composante spectrale entre F_f et F_0 pour ne pas injecter dans le réseau de fréquence variable des raies de fréquence proche de F_0 . L'élimination des quatre premiers harmoniques de rangs 5, 7, 11 et 13 soit de fréquences 250, 350, 550, et 650 Hz de la MLI du redresseur lui assure les caractéristiques voulues. Celle que nous proposons a été détaillée au *chapitre II*.

IV - 1. Résultats de simulation

Le point de fonctionnement du système et la MLI de l'onduleur restent inchangés par rapport à l'essai précédent. En conséquence la tension v_2 en amont de l'onduleur de courant et son spectre respectivement représentés *figures 3.19(1) et 3.20 (1)* sont pour cet essai reportés sur *les figures 3.27 et 3.28*.

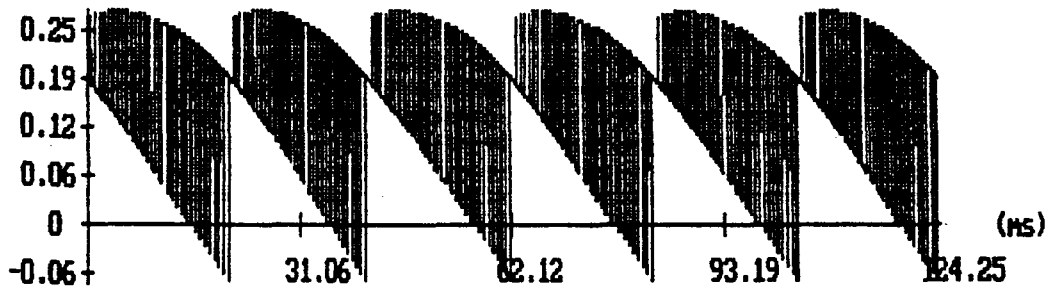


Figure 3.27 - Tension v_2 à l'entrée de l'onduleur

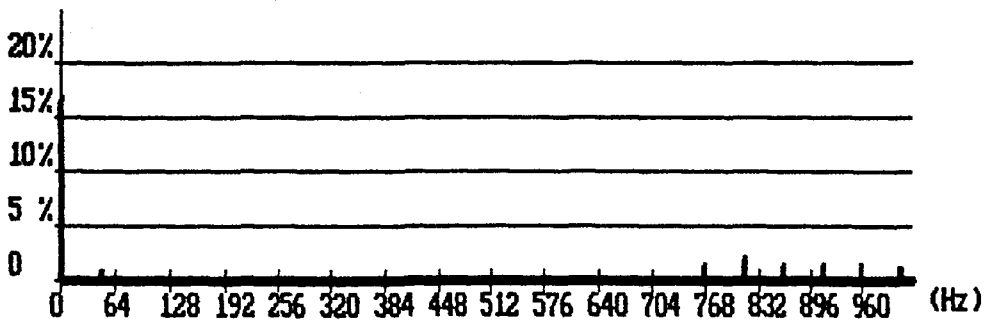


Figure 3.28 - Spectre de la tension v_2

Pour ce point de fonctionnement, nous avons représenté sur les figures 3.29 et 3.30 respectivement la forme d'onde de la fonction de commutation du redresseur et son spectre.

En examinant la figure 3.30, nous constatons l'élimination des quatre harmoniques de fréquences 250, 350, 550, et 650 Hz de la MLI du redresseur pour un fondamental théorique de 0,107. La raie de fréquence 950 Hz a une amplitude de l'ordre de 3,5 fois celle du fondamental.

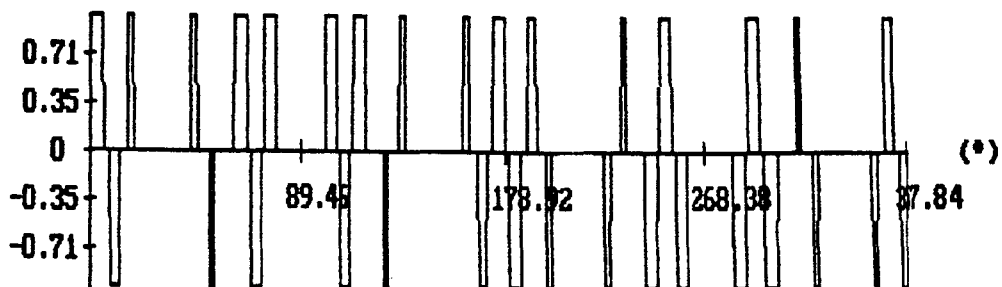


Figure 3.29 - Fonction de commutation du redresseur, onde à trois niveaux définie par cinq angles

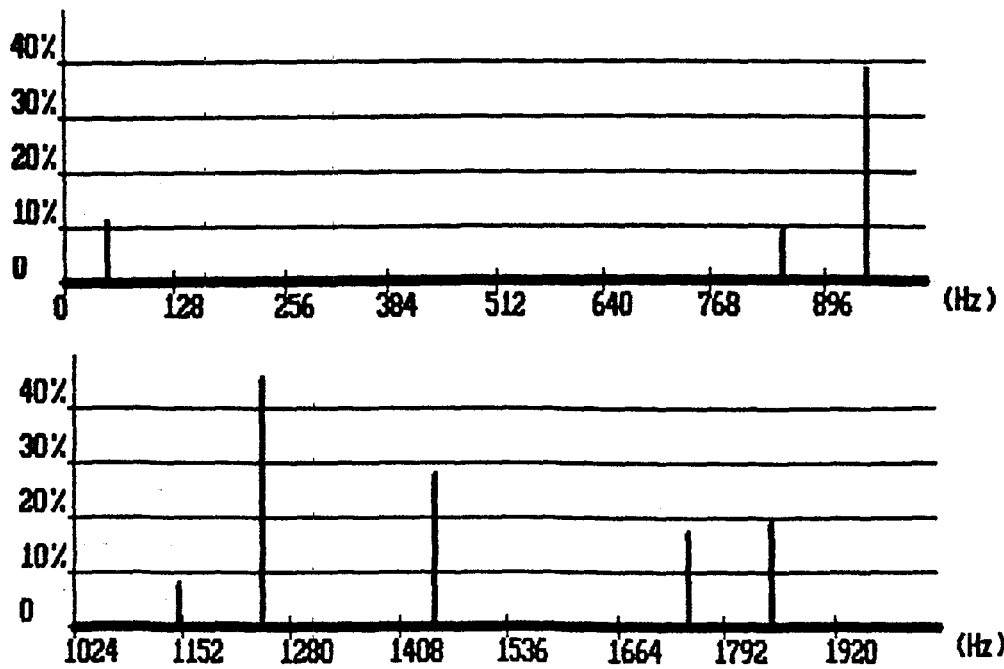


Figure 3.30 - Spectre de la fonction de commutation du redresseur entre 0 et 2048 Hz

La tension de sortie du redresseur correspondant au point de fonctionnement souhaité est représentée *figure 3.31*. Le contenu spectral de cette tension de 0 à 1024 Hz apparaît sur *la figure 3.32*.

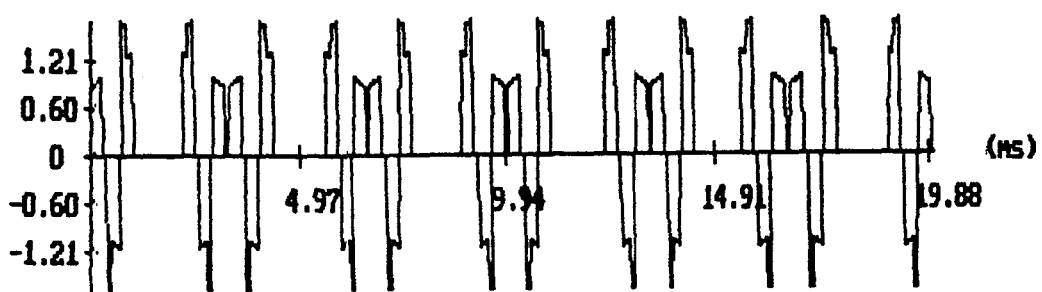


Figure 3.31 - Tension v_1 à la sortie du redresseur

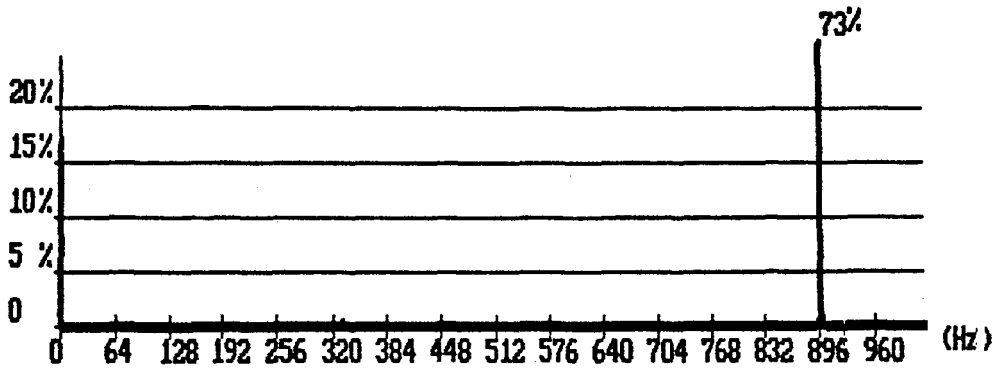


Figure 3.32 - Spectre de la tension v_1 entre 0 et 1024 Hz

Le spectre de la tension présente une raie de fréquence 900 Hz d'amplitude relative mesurée avec la même échelle que dans les deux essais précédents de l'ordre de 4,17 fois celle de l'essai 2 figure 3.9.

Examinons à présent le contenu spectral du courant i_i qui circule entre les deux convertisseurs.

IV - 1.1 Contenu spectral du courant intermédiaire

L'évolution du courant qui traverse l'inductance L_i est représenté sur la figure 3.33 L'examen de cette figure montre qu'il n'y a plus inversion de ce courant. L'ondulation maximale atteinte par le courant i_i est de l'ordre de 1,8 fois le courant moyen i_{i0} .

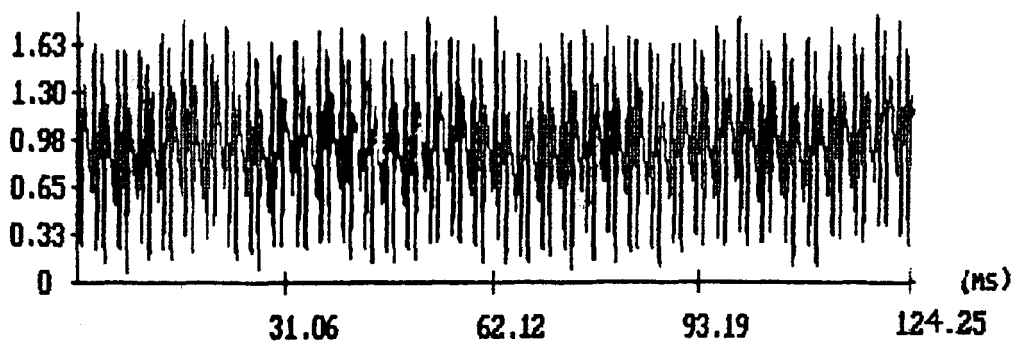


Figure 3.33 - Courant intermédiaire i_i

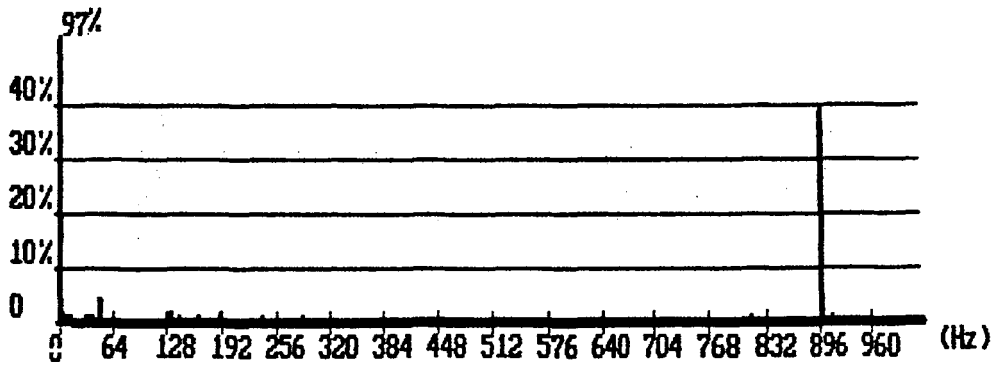


Figure 3.34 - Spectre du courant intermédiaire i_i

L'harmonique de fréquence $6 F_v$, soit 48 Hz a la même amplitude qu'au cours de l'essai précédent. L'harmonique de fréquence $18 F_f$ soit 900 Hz de la tension v_l de sortie du redresseur réapparaît dans le spectre du courant i_i avec une amplitude relative de 40% . On note d'autre part l'absence de raie entre $6 F_v$ et $18 F_f$ dans le spectre du courant i_i .

Nous allons à présent examiner l'incidence de la MLI du redresseur sur les courants dans les réseaux de fréquences fixe et variable.

IV - 1.2 Composantes spectrales du courant dans le réseau de fréquence fixe.

Nous avons représenté sur la figure 3.35 l'évolution du courant dans le réseau de fréquence fixe sur plusieurs périodes.

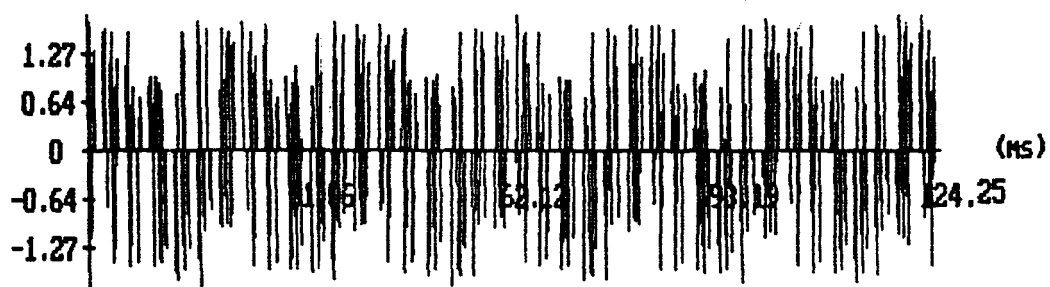


Figure 3.35 - Courant dans le réseau de fréquence fixe

Le contenu spectral de ce courant est donné par la figure 3.36 (1). La figure 3.36 (2) détaille le domaine de fréquences comprises entre 0 et 128 Hz.

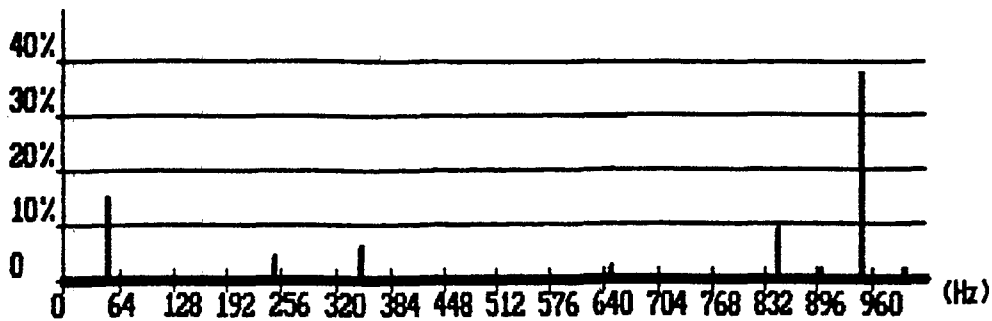


Figure 3.36(1) - Spectre du courant dans le réseau de fréquence fixe entre 0 et 1024 Hz

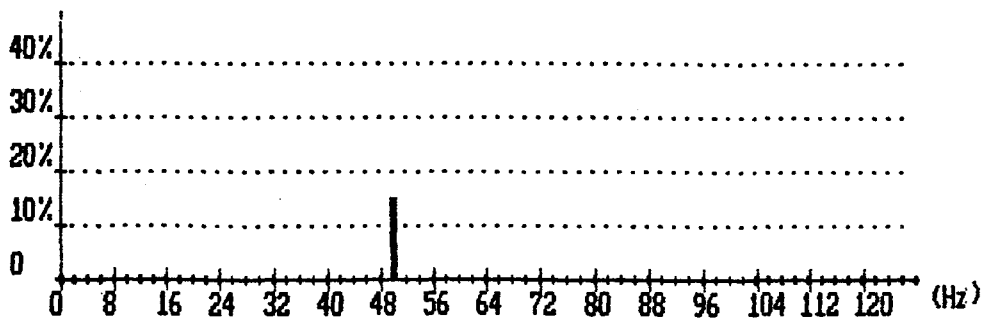


Figure 3.36(2) - Spectre du courant dans le réseau de fréquence fixe entre 0 et 128 Hz

La figure 3.36 (2) montre l'absence de sous-harmonique dans le courant du réseau de fréquence fixe ; ceci est normal car la fonction de commutation de l'onduleur n'a pas été changée. L'examen de la figure 3.36 (1) met en évidence la présence d'harmoniques de fréquences 250 et 350 Hz, alors que la MLI du redresseur les élimine comme l'indique son spectre figure 3.30. Cette réinjection d'harmoniques est due à la combinaison de la raie de fréquence 900 Hz soit $18 F_f$ présente dans le courant i_i avec les deux harmoniques de fréquences 1150 Hz et 1250 Hz de la MLI du redresseur. Pour réduire cet effet gênant, on peut :

- utiliser une MLI redresseur qui élimine outre les harmoniques 5, 7, 11, et 13 ceux de rangs 17 et 19 ;
- employer une inductance de liaison L_i de valeur plus élevée que celle utilisée (1 mH), un chapitre ultérieur étudiera son influence.

Examinons de même le contenu spectral du courant dans le réseau de fréquence variable.

IV - 1.3 Composantes spectrales du courant dans le réseau de fréquence variable

La forme d'onde du courant i_v dans le réseau de fréquence variable est représenté sur la figure 3.37.

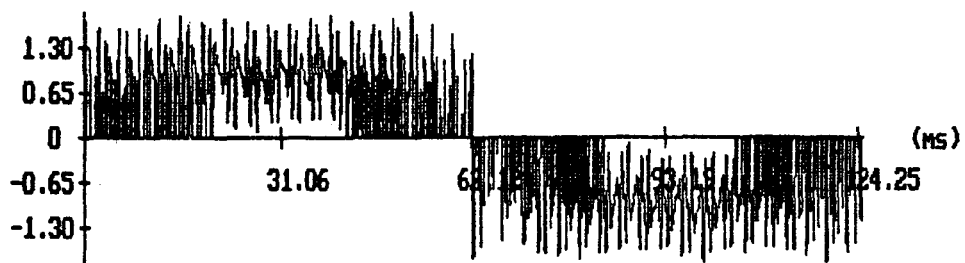


Figure 3.37 - Courant dans le réseau de fréquence variable

Le contenu spectral du courant dans le réseau de fréquence variable apparaît sur les figures 3.38 et 3.38 (1) à 3.38 (2).

La comparaison des figures 3.26 et 3.38 montre l'apport de la nouvelle commande du redresseur : les réinjections des fréquences $(300 \pm F_v)$ et surtout $(600 \pm F_v)$ proches de F_0 ont disparu.

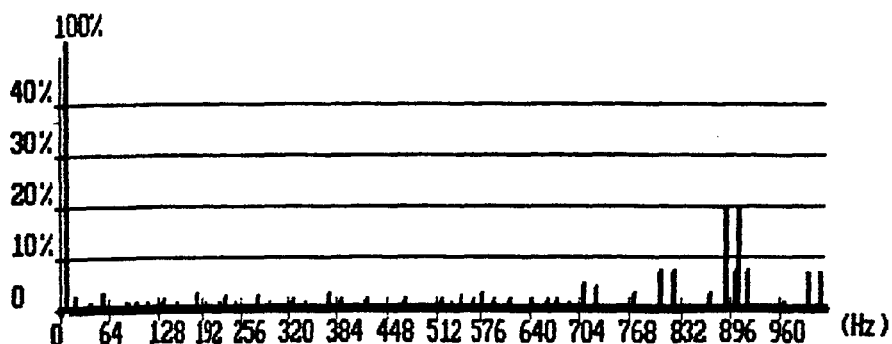


Figure 3.38 - Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 0 et 1024 Hz

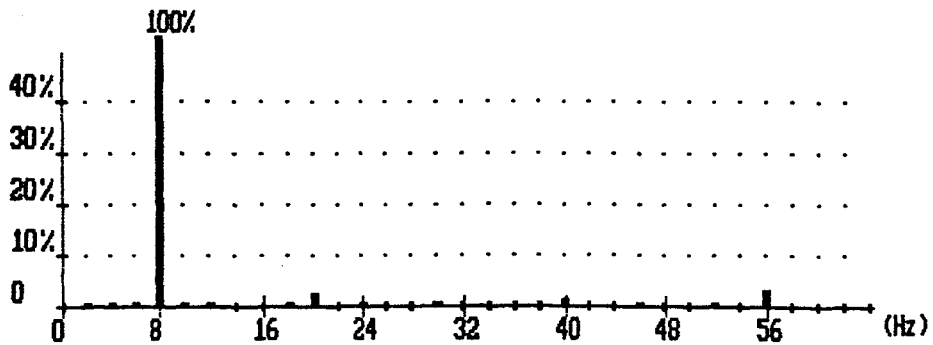


Figure 3.38(1) - Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 0 et 64 Hz

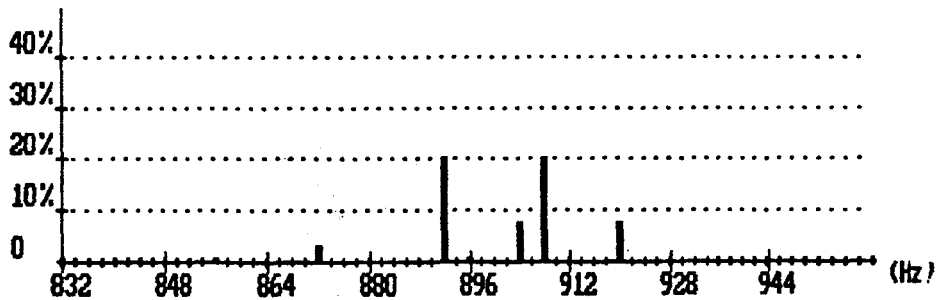


Figure 3.38(2) - Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 832 et 960 Hz

V - CONCLUSION

Nous avons étudié dans ce chapitre trois simulations numériques du système étudié décrit par le schéma de la *figure 1.1*. Les conditions de fonctionnement sont identiques dans les trois simulations.

Dans une première simulation, les commandes des deux convertisseurs sont :

- pour le redresseur : une commande classique avec angle de retard à l'amorçage pour un pont de Graëtz à six thyristors;

- pour l'onduleur : une commande en MLI, dont le seul impératif est de ne pas exciter le circuit résonnant connecté sur le réseau de fréquence variable et ceci en négligeant tous les harmoniques du courant intermédiaire.

Les résultats obtenus, avec ces commandes pour le redresseur et l'onduleur qui ne répondent pas aux critères établis au *chapitre I*, ont mis clairement en évidence :

- la présence de sous-harmoniques dans les courants des deux réseaux de fréquences fixe et variable;
- la réinjection d'harmoniques indésirables, dans le courant délivré par l'onduleur, de fréquence proche de F_0 ;

Dans une deuxième simulation, le motif de la MLI de l'onduleur est à 29 angles. L'amplitude des harmoniques de bas rang est négligeable. Les harmoniques jusqu'à des fréquences supérieures à F_0 ne sont pas totalement éliminés, mais leur amplitude est très faible. La commande du redresseur est la même que lors de la première simulation. Les résultats de simulation mettent nettement en évidence le contenu spectral de la MLI de l'onduleur sur la présence de sous-harmonique(s) dans les courants des deux réseaux. Ceci confirme bien, comme prévu au *chapitre I*, que la commande de l'onduleur détermine à elle seule la présence des sous-harmoniques dans les réseaux alternatifs. Par contre, la présence d'harmoniques proches de la fréquence de résonance dans le réseau de fréquence variable, dépend des caractéristiques combinées des MLI du redresseur et de l'onduleur.

Enfin, dans une dernière simulation, le motif de commande du redresseur est la MLI décrite au *chapitre II*. Cette MLI qui ne contient pas les quatre premiers harmoniques de rangs 5, 7, 11 et 13 répond aux critères énoncés au *chapitre I*. La MLI de l'onduleur est la même qu'au cours de l'essai précédent. Les résultats obtenus, dans cette simulation, montrent qu'une MLI du redresseur qui a les caractéristiques décrites au *chapitre I*, permet d'éviter la réinjection d'harmoniques de fréquence proche de F_0 dans le courant du réseau de fréquence variable. Nous avons, en outre, mis en évidence la réinjection dans le courant du réseau de fréquence fixe de raies censées être éliminées par la MLI du redresseur. Ce phénomène est dû à l'amplitude importante des premiers harmoniques non éliminés de la MLI du redresseur. Une solution pour atténuer ce phénomène est l'emploi d'une inductance de liaison de valeur suffisante entre les deux convertisseurs.

Les résultats obtenus au cours de ces trois simulations numériques valident les hypothèses émises au *chapitre I*.

Nous allons à présent étudier l'influence de l'inductance de la maille continue sur les sous-harmoniques et les harmoniques réinjectés dans les courants des deux réseaux alternatifs. Dans cette étude, les caractéristiques de la charge de l'onduleur sont prises en compte.

CHAPITRE IV

INFLUENCE DE L'INDUCTANCE DE LA MAILLE CONTINUE

Nous avons vu au *chapitre I (§ IV)* que le choix d'une valeur suffisante de l'inductance de la maille continue permet, de réduire les sous-harmoniques dans les courants des deux réseaux alternatifs et évite de réintroduire, dans le réseau de fréquence variable, des harmoniques de courant de fréquence proche de F_0 .

Dans ce chapitre, la charge de l'onduleur de courant, qui est un moteur asynchrone, est prise en compte. Les MLI des deux convertisseurs ont les critères définis au *chapitre I*.

Nous allons d'abord examiner l'influence de l'inductance L_i , sur les sous-harmoniques dans le courant de la charge de l'onduleur de courant, puis sur les harmoniques de fréquence proche de F_0 réinjectés dans ce même courant. Nous avons vu que ces deux phénomènes sont totalement découplés. De même nous examinerons l'effet de L_i sur les sous-harmoniques et les harmoniques réinjectés dans le courant du réseau de fréquence fixe.

Enfin, l'influence de L_i sera quantifiée sur les pulsations du couple délivré par la machine asynchrone.

I - INFLUENCE DE L'INDUCTANCE L_i SUR LES SOUS-HARMONIQUES DU COURANT DANS LA CHARGE DE L'ONDULEUR

I - 1. Modélisation de la charge de l'onduleur de courant

Nous avons supposé dans les chapitres précédents que le réseau de fréquence variable se comportait comme une source de tension $[v_v]$ triphasée, équilibrée sinusoïdale. Nous allons à présent prendre en compte les caractéristiques de la charge de l'onduleur de courant. Cette charge est constituée d'un moteur asynchrone connecté en parallèle sur des condensateurs, le tout présentant une fréquence de résonance F_0 . La modélisation de la machine asynchrone par son schéma monophasé équivalent permet de faire une étude analytique du circuit de sortie de l'onduleur. Les résultats obtenus par cette méthode sont facilement transposables à d'autres machines si on utilise pour les

paramètres les valeurs réduites. De récents travaux [12, 13] ont montré que le schéma monophasé équivalent introduit historiquement pour l'étude en régime sinusoïdal est un modèle approché valable pour les régimes non sinusoïdaux, les résultats ont été vérifiés expérimentalement. Pour notre étude, nous allons utiliser comme dans les travaux [12, 13] le schéma monophasé équivalent de la machine asynchrone. Celle que nous avons considérée est tétrapolaire, de construction symétrique, tant au stator qu'au rotor. Les enroulements statoriques et les condensateurs sont couplés en étoile. Nous supposons le circuit magnétique linéaire quelles que soient les conditions de fonctionnement et on néglige les phénomènes de denture.

L'étude est faite en régime permanent de fonctionnement en supposant la vitesse du rotor constante. Le schéma monophasé équivalent de l'ensemble moteur asynchrone et condensateurs est représenté *figure 4.1*. Les notations utilisées sont :

- r_s : résistance statorique
- r_r : résistance rotorique ramenée au stator
- l_s : inductance cyclique de fuites statoriques
- l_r : inductance cyclique de fuites rotoriques ramenée au stator
- l_m : inductance cyclique magnétisante
- g : glissement

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$$

Ω_s : vitesse angulaire du champ tournant statorique

Ω_r : vitesse angulaire du rotor

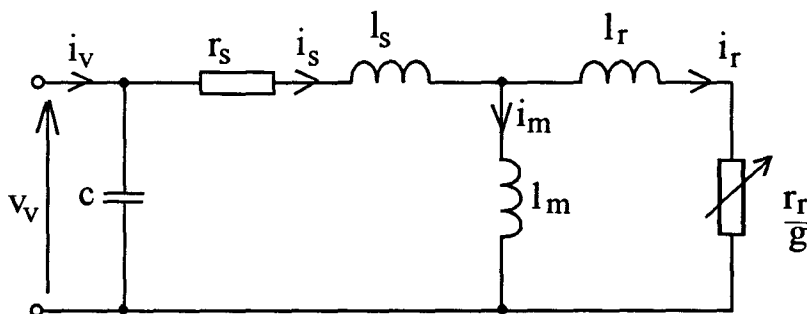


Figure 4.1 - Schéma monophasé équivalent de la charge de l'onduleur de courant

A $F_v = 50 \text{ Hz}$, les amplitudes des tensions et des courants de la machine utilisée sont :

$$\hat{V}_n = 220\sqrt{2} \text{ volts et } \hat{I}_{sIn} = 100 \text{ A ce qui donne } Z(1) = \frac{\hat{V}_n}{\hat{I}_{sIn}} = 3,11 \Omega$$

Les éléments du schéma équivalent nous ont été fournis par Leroy-Sommer. Les valeurs de ces éléments exprimés à $F_v = 50 \text{ Hz}$ et par unité ($p.u$) d'impédance $Z(1)$ sont :

$$\begin{aligned} r_s(p.u) &= 0,013 \\ Xl_s(p.u) &= 0,0494 \\ Xl_r(p.u) &= 0,105 \\ Xl_m(p.u) &= 1,795 \\ r_r(p.u) &= 0,0125 \end{aligned}$$

Où Xl_s , Xl_r et Xl_m sont les réactances à 50 Hz des inductances correspondantes.

Il a été montré dans un travail antérieur [3] que la charge de l'onduleur de courant présente en plus de la fréquence de résonance F_0 , une fréquence de résonance F_m plus faible. En effet, pour le fondamental du courant i_v , aux fréquences de fonctionnement de l'onduleur, F_v est inférieure ou égale à F_f , la réactance Xl_r est donc négligeable vis à vis de r_r/g dans le schéma de la figure 4.1. De plus Xl_m est grande par rapport à Xl_s . La fréquence de résonance F_m est donc due à l'association condensateur inductance magnétisante. Son expression est:

$$F_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{l_m C}}$$

La fréquence F_0 de résonance est due à l'association condensateur inductance totale de fuites de la machine.

En effet, pour les harmoniques du courant i_v , le glissement est d'autant plus voisin de l'unité que leur fréquence est élevée. La résistance r_r/g est donc négligeable vis à vis de la réactance Xl_r . La réactance Xl_m très grande par rapport

à Xl_r se comporte comme un circuit ouvert pour les harmoniques du courant i_v . La fréquence F_0 a donc pour expression:[3,14]

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{l_{ft} C}} \quad (4.1.1)$$

avec $l_{ft} = l_s + l_r$

L'auto-amorçage de la machine est évité si la fréquence de fonctionnement F_v de l'onduleur est inférieure à F_m [3,12]. La valeur maximale de F_v est F_f , il faut donc:

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{l_m C}} > F_f$$

La plus grande valeur de C qui assure cette condition entraîne F_0 égale à 200 Hz. C'est la valeur minimale que peut prendre F_0 .

On vérifie aisément que l'impédance présentée par les condensateurs pour la valeur minimale de F_0 est très petite par rapport à celle de la machine $Z(1)$ à $F_v = F_f$.

Nous allons vérifier qu'il en est de même pour $F_v < F_f$.

I - 2. Conditions de fonctionnement de la machine

On peut à partir du schéma monophasé représenté sur *la figure 4.1*, déterminer les valeurs efficaces du courant magnétisant i_m et du courant rotorique i_r en fonction du courant statorique[15]. Il vient pour le courant magnétisant :

$$I_m = \sqrt{\frac{r_r^2 + l_r^2 \omega_{sl}^2}{r_r^2 + L_r^2 \omega_{sl}^2}} \cdot I_s \quad (4.1.2)$$

avec $L_r = l_r + l_m$

et ω_{sl} est la pulsation de glissement définie par :

$\omega_{sl} = g\omega_s$ avec $\omega_s = \omega_v$: pulsation électrique du champ tournant statorique.

Le courant rotorique a pour valeur efficace :

$$I_r = \frac{\omega_{sl} \cdot l_m}{\sqrt{r_r^2 + \omega_{sl}^2 L_r^2}} \cdot I_s \quad (4.1.3)$$

L'expression du couple électromagnétique T_e est :

$$T_e = 3p \frac{l_r}{\omega_s g} I_r^2,$$

où p est le nombre de paires de pôles de la machine.

En remplaçant I_r par son expression, il vient :

$$T_e = 3p \frac{l_r}{\omega_s g} \frac{\omega_{sl}^2 l_m^2}{(r_r^2 + \omega_{sl}^2 L_r^2)} I_s^2$$

En introduisant l'expression de I_s en fonction du courant magnétisant I_m , le couple électromagnétique s'écrit après traitement mathématique :

$$T_e = 3p \Phi^2 \frac{\omega_{sl} r_r}{r_r^2 + \omega_{sl}^2 l_r^2} \quad (4.1.4)$$

où Φ est le flux dans l'entrefer de la machine, donné par :

$$\Phi = l_m \cdot I_m$$

Si on assure un flux constant, le couple électromagnétique est proportionnel à ω_{sl} pour les faibles valeurs du glissement, c'est à dire lorsque $r_r^2 \gg \omega_{sl}^2 l_r^2$.

Pour obtenir un couple électromagnétique constant lorsque la fréquence des courants injectés par l'onduleur varie, il faut à flux constant, la même pulsation de glissement. Nous avons supposé pour notre étude un couple électromagnétique constant en fonction de la fréquence, ω_{sl} est donc constant et le glissement augmente lorsque la fréquence des courants statoriques diminue.

En négligeant la résistance statorique, l'expression du couple électromagnétique en fonction de la tension v_v et du courant i_s est :

$$T_e = 3 \frac{V_v I_s}{\Omega_s} \text{ ou encore } T_e = 3p \left(\frac{V_v}{\omega_v} \right) I_s$$

Le fait de travailler à T_e constant donc à flux Φ et ω_{sl} constants entraîne d'après la relation 4.1.2, I_s constant. Il s'ensuit que la tension V_v à l'entrée de la machine est proportionnelle à la pulsation ω_v qui est égale à la pulsation du courant i_v .

Il en est de même pour la valeur moyenne V_{20} de la tension V_2 en amont de l'onduleur de courant comme l'indique la relation 1.3.12.

$$V_{20} = \frac{3}{2} \hat{V}_v A_v(1) \cos(\phi_{zv})$$

L'obtention d'un courant I_s constant quelque soit F_v nécessite une action sur la tension moyenne V_{10} de sortie du redresseur (Chap.III. § II.-1.2).

En effet :

$$\hat{I}_s = A_v(1) i_{i0}$$

avec $A_v(1)$ constant quelque soit F_v et i_{i0} le courant moyen dans la maille continue.

On rappelle l'expression de i_{i0} :

$$i_{i0} = (V_{10} - V_{20}) / r_i$$

avec r_i résistance interne de l'inductance L_i entre les deux convertisseurs.

Les valeurs du facteur de réglage r permettent, compte tenu des caractéristiques de la machine utilisée au régime nominal, une variation de F_v entre 2 et 50 Hz. On rappelle l'expression du facteur de réglage r défini au chapitre II § II-3 :

$$r = A_f(1) / 1,1$$

avec $A_f(1)$ amplitude du fondamental de la MLI du redresseur. Pour couvrir cette gamme de fréquences de F_v , il faut pour la MLI de l'onduleur au moins deux motifs. En effet, celui à 25 angles décrit au chapitre III a une fréquence maximale d'utilisation de 10 Hz. Cette limite d'utilisation du motif correspond au temps minimum de conduction des interrupteurs de puissance.

Un motif à 9 angles, avec une valeur de fondamental identique à celle du motif précédent, permet d'atteindre $F_v=50$ Hz.

A couple T_e constant, l'impédance présentée par la machine pour le fondamental à fréquence F_v soit $Z(F_v) = V_v/I_s$ diminue avec F_v , et l'impédance des condensateurs est de plus en plus grande par rapport à $Z(F_v)$. Donc les sous-harmoniques du courant i_v se retrouvent intégralement dans le courant i_s .

Ces sous-harmoniques résultent des interactions entre la MLI de l'onduleur et du redresseur. Suivant la fréquence F_v , des harmoniques non éliminés de la MLI de l'onduleur peuvent être proches des harmoniques présents dans le courant intermédiaire, créés par la MLI du redresseur.

Nous allons déterminer pour F_v inférieure ou égale à 50 Hz, l'influence de L_j sur le ou les sous-harmoniques dans le courant i_v .

I - 3. Méthode d'étude

Le but de l'étude est d'établir les rapports existants entre la valeur de l'inductance, les deux MLI, et les caractéristiques de la charge de l'onduleur. Ces rapports sont déduits d'études portant sur des cas numériques particuliers.

Un problème vient du fait que l'on a étudié des harmoniques de fréquences basses et dont les écarts peuvent être inférieurs au hertz: ceci impose une attention préalable aux propriétés de résolution de la méthode utilisée pour mettre en évidence et calculer l'amplitude des harmoniques présents.

Nous allons tout d'abord rappeler quelques propriétés de la transformée de Fourier rapide, puis proposer une autre méthode de quantification d'harmoniques permettant d'améliorer la résolution pour la même durée d'observation du signal à analyser. Nous verrons cependant que cette amélioration de la résolution est obtenue grâce à une perte d'information sur le comportement de chaque composante harmonique particulière.

I - 3.1. Description de la méthode

Dans les chapitres précédents, les composantes spectrales des signaux à analyser sont déterminées par une transformée de Fourier rapide appliquée à la

suite des échantillons qui sont pondérés implicitement par une fenêtre temporelle rectangulaire. Les harmoniques ou sous-harmoniques apparaissent sous la forme d'une seule raie dans le tracé du spectre puisque la fréquence d'échantillonnage est un multiple entier de la fréquence des signaux à analyser. La résolution en fréquence Δ_f de cette transformée de Fourier rapide est liée au temps d'observation T_{obs} des signaux à analyser par la relation [16] :

$$\Delta_f = \frac{1}{T_{obs}}$$

Un choix de $T_{obs} = 0,5 \text{ s}$ donne $\Delta_f = 2 \text{ Hz}$, ce qui permet de détecter toute composante multiple de 2 Hz .

Si l'on veut pouvoir utiliser une application numérique conduisant à l'existence d'harmoniques dont les différences de fréquences soient inférieures à 2 hertz , il faut augmenter la durée d'observation T_{obs} .

En outre, s'il y a présence de plusieurs sous-harmoniques, un moyen de quantifier l'effet de l'inductance de la maille continue sur ces sous-harmoniques lorsque la fréquence varie est d'évaluer le taux de sous-harmoniques du courant i_v . Ce taux de sous-harmoniques est donné par le rapport :

$$\tau_{sh} = \frac{\sqrt{\sum I_{vsh}^2}}{I_{v1}}$$

où $\sqrt{\sum I_{vsh}^2}$ désigne la somme des valeurs efficaces des sous-harmoniques présents dans i_v , et I_{v1} la valeur efficace du fondamental du courant i_v .

La détermination de ce taux peut se faire à partir du spectre de i_v ou en utilisant la méthode que nous allons maintenant décrire: celle-ci permettra d'évaluer la somme des valeurs efficaces des sous-harmoniques présents dans le courant i_v .

La relation 1.3.22 donne l'expression de l'un des trois courants dans le réseau de fréquence variable soit :

$$i_{vp} = Fc_{vp} \cdot i_i \text{ avec } p = 1, 2 \text{ ou } 3$$

où Fc_{vp} est l'une des trois fonctions de commutation de l'onduleur et i_i le courant dans la maille continue.

Pour notre étude le choix de l'un des trois courants est sans importance aussi nous omettrons l'indice p pour simplifier la notation. Les sous-harmoniques dans i_v sont dus à l'interaction des harmoniques non-éliminés de F_{c_v} et des harmoniques présents dans le courant i_j .

Les harmoniques non-éliminés de F_{c_v} s'obtiennent en retranchant le fondamental à la fréquence de fonctionnement. Le courant i_v correspondant, a pour expression :

$$i_v = [F_{c_v} - A_{v(1)} \sin(2\pi F_v t)] \cdot i_i$$

Les sous-harmoniques s'obtiennent par un filtrage passe-bas d'ordre 8 avec une fréquence de coupure égale à $2,5 F_v$.

La fréquence de ces sous-harmoniques est donnée par *la relation 1.4.3* :

$$|(2k + 1)F_v - 6mF_f|$$

Ces fréquences sont inférieures à F_v si :

$$6mF_f - F_v < (2k + 1)F_v < 6mF_f + F_v \quad (4.1.5)$$

Si l'on prend pour F_v des fréquences entières, les harmoniques de fréquences $(2k + 1)F_v$ qui remplissent la condition (4.1.5) ont aussi des fréquences entières et les sous-harmoniques résultants dans i_v et décrits par *la relation 1.4.3* sont aussi des entiers car $6mF_f$ est une fréquence entière pour $F_f = 50 \text{ Hz}$. Si l'on veut étendre les exemples numériques à des valeurs de multiples de $0,5 \text{ Hz}$, les sous-harmoniques décrits par (1.4.3) pourront aussi avoir des fréquences multiples de $0,5 \text{ Hz}$.

Nous montrerons que l'évaluation de la valeur efficace du signal à la sortie du filtre passe bas pendant un temps d'observation de $1s$ permet de déceler les sous-harmoniques de fréquence multiple de $0,5 \text{ Hz}$.

I - 3.2 Etude du filtre

Nous avons cherché à nous rapprocher du passe-bas idéal en choisissant un filtre de type Butterworth. La réponse de ce filtre est la plus plate possible et elle

est caractérisée par un coefficient d'amortissement égale à $1/\sqrt{2}$. Pour un ordre multiple de deux, le filtre est réalisé à l'aide de cellules élémentaires du deuxième ordre. L'atténuation au-delà de la fréquence de coupure est d'autant plus intense que l'ordre est élevé. Nous avons rencontré des problèmes d'oscillations pour l'ordre dix, aussi nous nous sommes limités à l'ordre 8. La fonction de transfert d'un filtre de Butterworth à l'aide du formalisme de Laplace peut se mettre sous la forme : [9]

$$H(p) = \frac{1}{A(p)}$$

En utilisant le formalisme des nombres complexes $p = j\omega$, le module de $A(j\omega)$ représente l'atténuation du filtre. Il peut se mettre sous la forme :

$$|A(j\omega)|^2 = 1 + K(\omega^2)$$

où $K(\omega^2)$ est la fonction caractéristique du filtre.

Pour un filtre Butterworth la fonction caractéristique $K(\omega^2)$ et toutes ses dérivées jusqu'à l'ordre $n-1$ sont nulles pour $\omega = 0$.

Ce qui s'écrit :

$$K(\omega^2) = K_1\omega^2 + K_2\omega^4 + \dots + K_n\omega^{2n}$$

$$\left. \frac{\partial^i K(\omega^2)}{\partial (\omega^2)^i} \right|_{\omega=0} = 0 \quad (i = 0, \dots, n-1)$$

Ce qui implique $K_i = 0$ pour $i = 1, \dots, n-1$ et :

$$|A(j\omega)|^2 = 1 + K_n \omega^{2n}$$

La règle pratique consiste à utiliser des fonctions de transfert normalisées, c'est à dire pour lesquelles la pulsation de coupure est de 1 rad/s . Pour obtenir la pulsation de coupure ω_c désirée, il suffit de remplacer, ω par ω/ω_c dans $H(j\omega)$.

Pour la pulsation de coupure normalisée l'atténuation doit-être de 3 dB c'est à dire $K_n = 1$.

On en déduit, en utilisant le formalisme de Laplace :

$$\text{Soit } p = j\omega, A(1 + \omega^{2n}) = 1 + (-1)^n \cdot p^{2n} = \prod_{k=1}^{2n} (p - p_k)$$

Les p_k sont les racines de l'unité dont on ne conserve que celles qui possèdent une partie réelle négative pour former $H(p)$, cela nous donne pour n pair :

$$H(p) = \prod_{k=1}^{n/2} \frac{1}{p^2 + 2p \cos \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right] + 1} = \prod_{k=1}^{n/2} \frac{1}{p^2 + \alpha_k p + 1}$$

pour $n = 8$ les α_k ont pour valeur :

$$\alpha_1 = 0,39018 \quad \alpha_2 = 1,11114 \quad \alpha_3 = 1,66294 \quad \alpha_4 = 1,96157$$

Les quatre cellules réalisant le filtre représenté sur *la figure 4.2* sont indépendantes.

La réponse globale est obtenue par résolution successive de chaque équation du second ordre de chaque cellule. Pour la première cellule représentée schématiquement sur *la figure 4.2* la relation entre grandeurs instantanées de sortie et d'entrée s'écrit :

$$\tau_n^2 \frac{d^2 i f_1(t)}{dt^2} + 2m_k \tau_n \frac{d i f_1(t)}{dt} + i f_1(t) = i(t)$$

$$\text{où } \tau_n = \frac{1}{\omega_n}$$

ω_n : pulsation de coupure du filtre

$$\text{et } m_k = \frac{\alpha_k}{2}$$

amortissement de la cellule k .

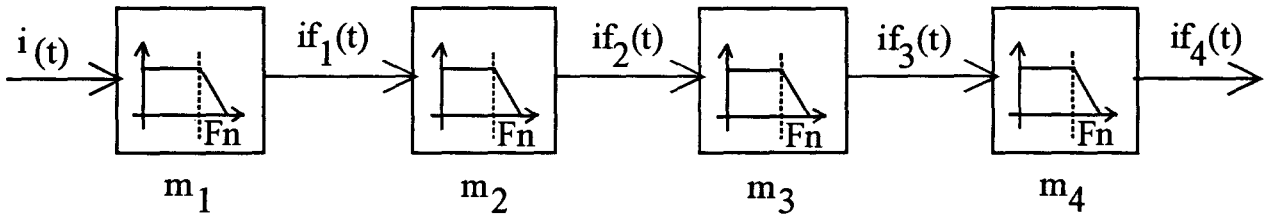


Figure 4.2 - *filtre passe bas du 8ème ordre de fréquence de coupure F_n*

Pour résoudre cette équation différentielle du deuxième ordre, on la transforme en un système de deux équations du premier ordre en introduisant la variable supplémentaire $i_{aux}(t) = \frac{dif_1(t)}{dt}$.

Ce système s'écrit :

$$\begin{cases} \tau_n^2 \frac{d}{dt}(i_{aux}(t)) + 2m_k \tau_n i_{aux}(t) + if_1(t) = i(t) \\ i_{aux}(t) = \frac{dif_1(t)}{dt} \end{cases}$$

La solution de ce système est obtenue par la méthode de Runge Kutta d'ordre 4 [17]. Le pas de calcul est fixe, mais suffisamment faible pour s'affranchir d'éventuelles oscillations inhérentes à cette méthode. [18]

Nous allons à présent déterminer la résolution en fréquence de la méthode proposée.

I - 3.3 Résolution en fréquence

Soient deux sous-harmoniques de fréquences f_1 et f_2 et d'amplitude a_1 et a_2 présents dans i_v . La méthode consiste à détecter la somme des carrés des valeurs efficaces de chacun de ces sous-harmoniques. L'expression du courant i_{vf} filtré est :

$$i_{vf}(t) = a_1 \sin(2\pi f_1 t) + a_2 \sin(2\pi f_2 t)$$

On détermine la valeur efficace du courant i_{vf} :

$$I^2_{vf} = \frac{1}{T_{obs}} \int_0^{T_{obs}} i^2_{vf}(t) dt \quad \text{où } T_{obs} \text{ est la durée d'observation du signal } i_v.$$

ou

$$I^2_{vf} = \frac{1}{T_{obs}} \int_0^{T_{obs}} [a^2_1 \sin^2(2\pi f_1 t) + a^2_2 \sin^2(2\pi f_2 t) + 2a_1 a_2 \sin(2\pi f_1 t) \sin(2\pi f_2 t)] dt$$

En utilisant la relation des carrés des sinus et des produits de sinus, nous obtenons :

$$I^2_{vf} = \frac{1}{T_{obs}} \int_0^{T_{obs}} \left[\frac{a^2_1}{2} (1 - \cos(2(2\pi f_1 t))) + \frac{a^2_2}{2} (1 - \cos(2(2\pi f_2 t))) + a_1 a_2 (\cos 2\pi(f_1 - f_2)t - \cos 2\pi(f_1 + f_2)t) \right] dt$$

Soit en intégrant :

$$I^2_{vf} = \frac{a^2_1}{2} + \frac{a^2_2}{2} - \frac{a^2_1}{T_{obs}(4(2\pi f_1))} \sin(2(2\pi f_1 T_{obs})) - \frac{a^2_2}{T_{obs}(4(2\pi f_2))} \sin(2(2\pi f_2 T_{obs})) + a_1 a_2 \left(\frac{1}{2\pi(f_1 - f_2)T_{obs}} \sin 2\pi(f_1 - f_2)T_{obs} - \frac{1}{2\pi(f_1 + f_2)T_{obs}} \sin 2\pi(f_1 + f_2)T_{obs} \right)$$

Si l'on veut faire une étude sur différentes commandes aboutissant à des valeurs croissantes ou décroissantes de a_1 et a_2 on ne peut se fier à l'évolution de I^2_{vf} pour déduire que a_1 ou a_2 croissent ou décroissent. L'expression ci-dessus montre en effet que, suivant la valeur de T_{obs} , et les évolutions respectives de a_1 et a_2 l'évolution de I^2_{vf} ne permet pas de déduire le sens de variation de a_1 et a_2 . On peut, cependant, aboutir quand même à ce résultat si l'on règle T_{obs} à une valeur particulière remplissant la condition :

$$2 \times 2\pi f_1 T_{obs} = 2 \times 2\pi f_2 T_{obs} = 2\pi(f_1 - f_2)T_{obs} = 2\pi(f_1 + f_2)T_{obs} = k\pi \quad (4.1.6)$$

avec k entier

Ce qui permet d'obtenir :

$$I^2_{vf} = \frac{a^2_1}{2} + \frac{a^2_2}{2}$$

Avec un temps d'observation $T_{obs} = 1$ s la résolution en fréquence est de 0,5 Hz.

Nous avons testé cette méthode d'étude sur un courant i_v connu à un ou plusieurs harmoniques d'amplitude et de fréquences différentes multiples de 0,5 Hz, les résultats sont obtenus avec une précision de 1,5 %.

A l'aide de cette méthode, nous allons examiner l'influence de L_i sur les sous-harmoniques pour des fréquences variant de 2 à 50 Hz par incrément de 0,5 Hz.

I - 4. Résultats

Nous avons pris pour L_i/l_{ft} une valeur de 0,33 de façon à mettre en évidence les fréquences F_v pour lesquelles il y a création de sous-harmoniques.

Le tableau représenté sur la figure 4.3 regroupe les valeurs du taux de sous-harmoniques τ_{sh} du courant i_v pour des fréquences F_v comprises entre 5,5 et 26 Hz. Nous n'avons reporté sur ce tableau que les fréquences pour lesquelles τ_{sh} a une valeur significative. Pour toutes les autres fréquences τ_{sh} est négligeable. On rappelle l'expression du taux de sous-harmoniques τ_{sh} :

$$\tau_{sh} = \frac{\sqrt{\sum I_{vsh}^2}}{I_{v1}}$$

où $\sum I_{vsh}^2$ désigne la somme des valeurs efficaces des sous-harmoniques présents dans i_v , et I_{v1} la valeur efficace du fondamental du courant i_v .

Les valeurs de τ_{sh} sont données pour un fonctionnement au régime nominal avec $I_{v1} = (100/\sqrt{2})A$.

Sur la figure 4.4, nous avons tracé l'évolution du taux de sous-harmoniques τ_{sh} en fonction de L_i/l_{ft} pour les valeurs suivantes de F_v : 8, 14 et 17 Hz. L'examen de cette figure montre que pour des valeurs de L_i/l_{ft} supérieures à 2,5, le taux de sous-harmoniques est inférieur à un pour cent. Ce taux devient négligeable pour L_i/l_{ft} supérieur à 5.

F_v	5,5	6,5	8	9	9,5
τ_{sh} (%)	1,25	4,35	3	1,42	1,4

F_v	13,5	14	15	15,5	16,5
τ_{sh} (%)	2,8	4,06	3,97	1,77	4,98

F_v	17	18,5	19	20,5	21
τ_{sh} (%)	7,06	5,45	3,19	0,99	1,37

F_v	22	24	24,5	25,5	26
τ_{sh} (%)	1,37	1,77	1,78	1,12	1,12

Figure 4.3 - Valeurs de τ_{sh} à $L_i/l_{ft} = 0,33$ lorsqu'il y a présence de sous-harmoniques dans le courant i_v

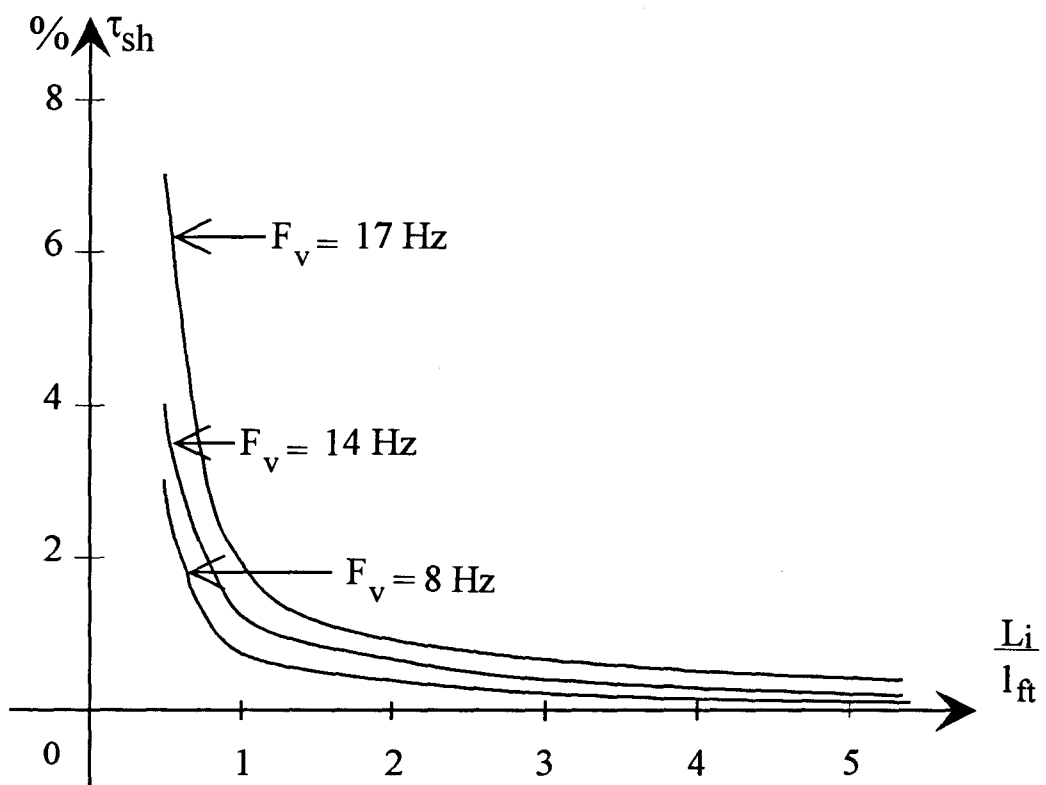


Figure 4.4 - Valeurs de τ_{sh} en fonction de L_i/l_{ft} . Les valeurs de F_v sont 8, 14 et 17 Hz

La méthode proposée pour l'évaluation du taux de sous-harmoniques du courant i_v , nous a permis de montrer l'influence de l'inductance L_j sur les sous-harmoniques du courant dans le réseau de fréquence variable.

Nous allons à présent examiner l'influence de L_j sur les harmoniques réinjectés dans le courant du réseau de fréquence variable.

II - INFLUENCE DE L_I SUR LES HARMONIQUES REINJECTES DANS LE COURANT I_V

Les harmoniques du courant dans la maille continue interagissent avec les harmoniques de la MLI de l'onduleur. Il s'en suit un phénomène de réinjection d'harmoniques dans le courant i_v , du réseau de fréquence variable. L'inductance de la maille continue peut, si sa valeur est suffisante, atténuer les harmoniques du courant intermédiaire et rendre négligeable ce phénomène de réinjection dans le courant i_v . Nous allons donc quantifier l'effet de l'inductance L_j sur ces harmoniques.

II - 1. Impédance du circuit de sortie de l'onduleur

Le courant i_v et la tension v_v sont décomposables en série de Fourier. A l'harmonique de courant de rang h correspond l'harmonique de rang h de la tension qui sont liés par la relation :

$$\hat{V}_{vh} = Z(h) \cdot \hat{I}_{vh}$$

où $Z(h)$ représente l'impédance présentée par la charge pour la fréquence $h.F_v$.

Nous allons déterminer l'évolution de l'impédance de la charge en fonction de la fréquence en régime sinusoïdal. Pour ce faire, nous utilisons le formalisme des nombres complexes. Pour une fréquence de fonctionnement F_v , l'admittance de la charge de l'onduleur de courant s'écrit :

$$\underline{Y}(\omega_v) = \frac{j}{X_c} + \frac{1}{R_s + jXl_s + \frac{1}{\frac{1}{jXm} + \frac{1}{\frac{r_r}{g} + jXl_r}}} \quad (4.2.1)$$

où $\omega_v = 2\pi F_v$ représente la pulsation des grandeurs électriques. Les diverses réactances associées au condensateur et aux inductances s'écrivent :

$$X_c = 1/C \omega_v$$

$$X_{l_s} = l_s \omega_v$$

$$X_{l_r} = l_r \omega_v$$

$$X_m = l_m \omega_v$$

après un premier traitement mathématique $\underline{Y}(\omega_v)$ s'écrit :

$$\underline{Y}(\omega_v) = \frac{j}{X_c} + \frac{1}{R_s + jXl_s + \frac{jX_m(r_r + jgXl_r)}{r_r + jg(Xl_r + X_m)}}$$

On souhaite mettre $\underline{Y}(\omega_v)$ sous la forme $\underline{Y}(\omega_v) = G(\omega_v) + jB(\omega_v)$. Pour cela, on va prendre le deuxième terme de $\underline{Y}(\omega_v)$ sous la forme $G(\omega_v) + jB'(\omega_v)$.

Cela nous donne pour ce terme :

$$\frac{1}{r_s + \frac{(Xl_s + X_m) \left[-g \left(1 - \frac{X_m^2}{(Xl_s + X_m)(X_m + Xl_r)} \right) + j \frac{r_r}{Xl_r + X_m} \right]}{\frac{r_r}{Xl_r + X_m} + jg}} = G(\omega_v) + jB'(\omega_v)$$

posons :

$$Xs_s = Xl_s + X_m$$

$$X\pi = Xl_r + X_m$$

et $T_2 = (Xl_r + X_m)/r_r$

il vient pour $G(\omega_v)$ et $B'(\omega_v)$ après traitement mathématique :

$$G(\omega_v) = \frac{[(r_s / T_2) - gXs_s(1 - (X_m^2 / Xs_s X_\pi))] / T_2 + g[gr_s + (Xs_s / T_2)]}{[(r_s / T_2) - gXs_s(1 - (X_m^2 / Xs_s X_\pi))]^2 + [gr_s + (Xs_s / T_2)]^2} \quad (4.2.2)$$

$$B'(\omega_v) = \frac{g[(r_s / T_2) - gXs_s(1 - (X_m^2 / Xs_s X_\pi))] - (1 / T_2)[gr_s + (Xs_s / T_2)]}{[(r_s / T_2) - gXs_s(1 - (X_m^2 / Xs_s X_\pi))]^2 + [gr_s + (Xs_s / T_2)]^2} \quad (4.2.3)$$

La partie imaginaire de $\underline{Y}(\omega_v)$ s'écrit donc :

$$B(\omega_v) = \frac{1}{X_c} + B'(\omega_v) \quad (4.2.4)$$

Le module de l'impédance de la charge pour la fréquence F_v s'établit à partir de $G(\omega_v)$ et $B(\omega_v)$ comme suit :

$$Z(\omega_v) = \frac{1}{\sqrt{G^2(\omega_v) + B^2(\omega_v)}} \quad (4.2.5)$$

Pour les courants harmoniques de fréquence $h.F_v$ correspondant à un fonctionnement à fréquence fondamentale F_v , le glissement g qui entre dans le calcul de l'impédance présentée par la charge est voisin de l'unité et ce d'autant plus que le rang h de l'harmonique est élevé. Ce glissement que nous appellerons g_h s'écrit :

$$g_h = 1 - \frac{1 - g}{h}$$

g étant le glissement pour un point de fonctionnement donné de la machine et à la fréquence F_v . L'impédance de la charge de l'onduleur de courant pour les courants harmoniques de fréquence hF_v s'obtient à partir de celle à fréquence F_v en remplaçant g par g_h , T_2 par hT_2 et Xs_s par hXs_s .

En effet :

$$T_2(\omega_v) = \frac{Xl_r + X_m}{r_r} = \frac{(l_r + l_m)(\omega_v)}{r_r} \quad \text{donc } T_2(h\omega_v) = h. T_2(\omega_v)$$

et

$$X_{s_s}(\omega_v) = (l_s + l_m)\omega_v$$

$$\text{donc } X_{s_s}(h\omega_v) = h.X_{s_s}(\omega_v)$$

Pour étudier l'évolution du module de l'impédance de la charge en fonction de la fréquence des courants harmoniques, nous allons exprimer l'impédance réduite $z(h)$ définie comme suit :

$$z(h) = \frac{Z(h)}{Z(1)} \quad (4.2.6)$$

où $Z(1)$ représente le module de l'impédance définie pour le régime nominal à fréquence $F_v = F_f$ et $Z(h)$ est l'impédance présentée par la charge pour la fréquence hF_v .

Le module de cette impédance $Z(1)$ dépend des conditions de fonctionnement de la machine qui sont celles définies aux paragraphes 1 - 1 et 1 - 2 de ce chapitre.

II - 2. Impédance réduite de la charge

Nous avons tracé *figure 4.5* l'évolution de l'impédance réduite de la charge en fonction de la fréquence des courants harmoniques. *Les figures 4.5(1) et 4.5(2)* dilatent la *figure 4.5* pour des fréquences respectivement inférieures et supérieures à F_0 .

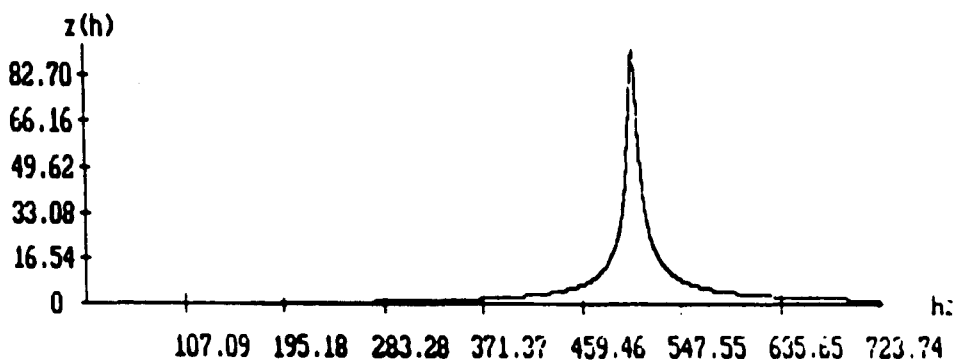


Figure 4.5 - Impédance réduite de la charge en fonction de la fréquence

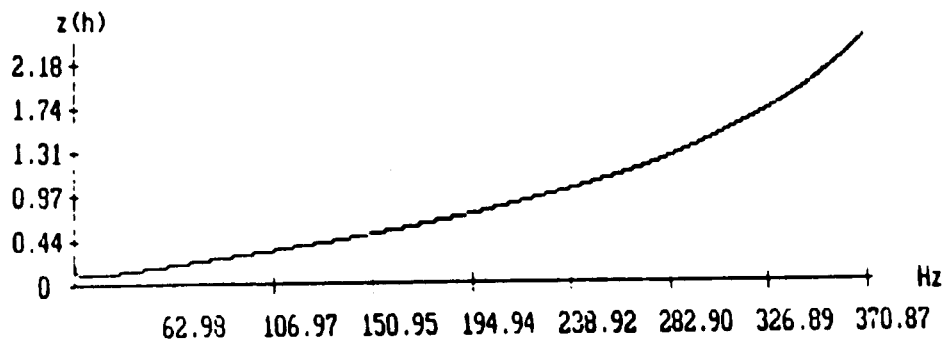


Figure 4.5(1) - Impédance réduite de la charge pour $f < 390$ Hz

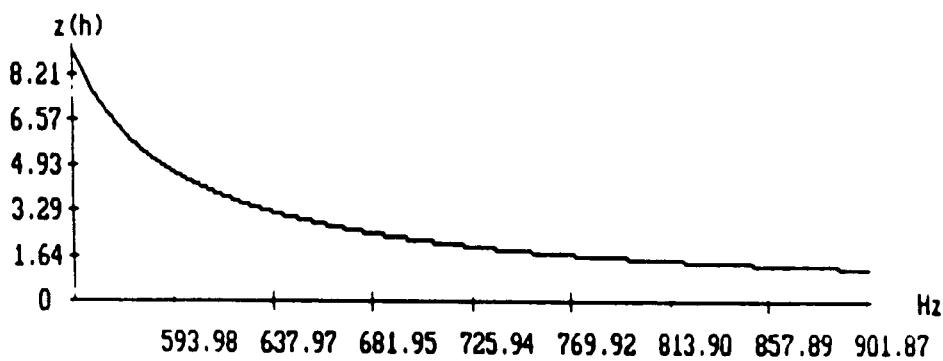


Figure 4.5(2) - Impédance réduite de la charge pour $f > 550$ Hz

Le tracé de la figure 4.5(2) nous montre une impédance réduite supérieure à 1 pour des fréquences proches de F_0 . En conséquence, les harmoniques du courant i_v dans une bande de fréquences voisines de la fréquence de résonance F_0 vont induire des surtensions aux bornes des condensateurs. Ces harmoniques du courant i_v sont ceux dus au phénomène de réinjection, mais aussi ceux non éliminés de la MLI de l'onduleur.

Les surtensions devant être évitées, nous allons déterminer l'enveloppe des courants harmoniques i_{vh} telle que la tension aux bornes de la charge soit inférieure à la tension nominale de la machine lorsque $F_v = F_f$.

Nous allons d'abord étudier le phénomène de réinjection pour les fréquences supérieures à F_0

II - 3. Influence de l'inductance L_i sur la tension aux bornes des condensateurs

II - 3. 1 Influence de L_i sur la tension créée par les harmoniques de i_v de fréquence supérieure à F_0

L'amplitude de la tension créée par l'harmonique de rang h du courant i_v a pour expression :

$$\hat{V}_{vh} = Z(h) \hat{I}_{vh}$$

Il faut, pour éviter les surtensions aux bornes de la machine, que \hat{V}_{vh} soit inférieure à l'amplitude de la tension nominale \hat{V}_{vIn} pour $F_v = F_f$ soit :

$$\hat{V}_{vh} < \hat{V}_{vIn} \text{ et } \hat{V}_{vh} < Z(1) \hat{I}_{vIn}$$

ou encore

$Z(h) \cdot \hat{I}_{vh} < Z(1) \cdot \hat{I}_{vIn}$ avec \hat{I}_{vIn} amplitude du courant fondamental nominal.

La dernière égalité nous permet d'écrire :

$$\hat{I}_{vh} < \frac{Z(1)}{Z(h)} \cdot \hat{I}_{vIn} \quad (4.2.8)$$

$Z(1) / Z(h)$ représente l'inverse de l'impédance réduite $z(h)$ de la charge définie par la relation 4.2.6. Cela nous donne pour la relation 4.2.8 :

$$\hat{I}_{vh} < \frac{\hat{I}_{vIn}}{z(h)} \quad (4.2.9)$$

$$\text{il faut donc } \frac{\hat{I}_{vh}}{\hat{I}_{vIn}} < \frac{1}{z(h)} \quad (4.2.10)$$

Nous avons tracé sur la figure 4.6 l'évolution de l'inverse de l'impédance réduite en fonction de la fréquence pour $f > F_0$

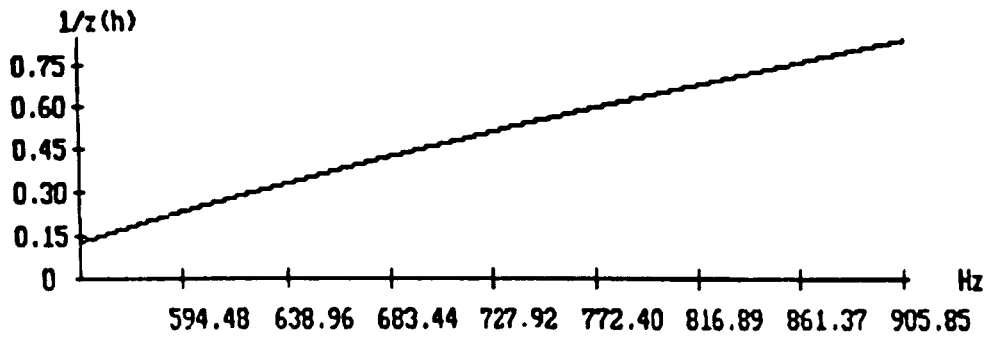


Figure 4.6 - Variation de $(1/z(h))$ en fonction de la fréquence $f > F_0$

Le tracé représenté sur la figure 4.6 dépend de la fréquence de résonance F_0 du circuit de sortie de l'onduleur de courant. La figure 4.7 regroupe les tracés de l'inverse de l'impédance réduite en fonction de la fréquence ($f > F_0$) pour 3 valeurs de F_0 .

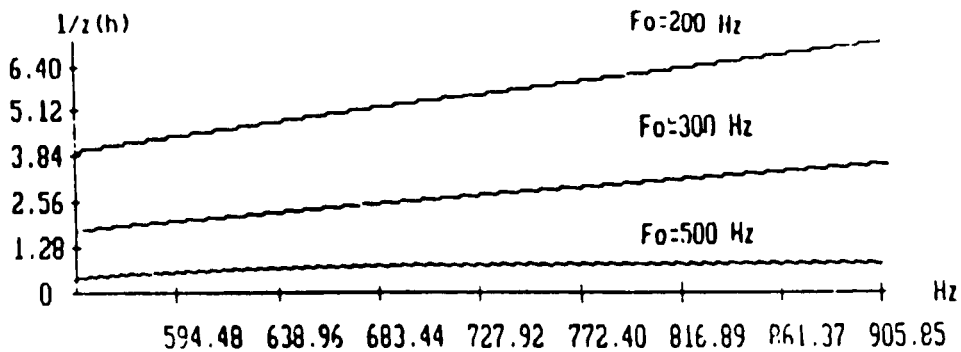


Figure 4.7 - Variation de $(1/z(h))$ en fonction de la fréquence $f > F_0$ - ($F_0 = 200, 300$ et 500 Hz)

Nous avons vu au chapitre I (§ IV.2.2.3.b1) que la valeur de l'inductance L_i de liaison entre les deux convertisseurs agit sur l'amplitude des courants harmoniques réinjectés dans le courant i_v . Avec la MLI proposée pour le redresseur (Chap II), les harmoniques réinjectés ont pour fréquences $(6mF_f \pm F_v)$. Pour un fonctionnement de fréquence F_v et différentes valeurs de F_0 , nous allons déterminer la valeur de l'inductance L_i qui évite les surtensions aux bornes des condensateurs.

L'amplitude des courants harmoniques de fréquences $(6mF_f \pm F_v)$ supérieures à F_0 réinjectés dans le courant i_v s'exprime par la relation 1.3.18 établie au chapitre I soit :

$$\hat{I}_{vh} = \frac{A_v(2k+1) \cdot \hat{I}_{hlm}}{2} \quad \text{avec} \quad \hat{I}_{hlm} = (3/2) \hat{V}_f \frac{[A_f(6m-1) + A_f(6m+1)]}{6m\omega_f \cdot L_i}$$

Pour éviter les surtensions, il faut, d'après la relation 4.2.9 :

$$\hat{I}_{vh} < \frac{\hat{I}_{vln}}{z(h)}$$

En remplaçant \hat{I}_{vh} par son expression cela nous donne :

$$\frac{A_v(2k+1)}{2} \cdot \frac{3}{2} \hat{V}_f \frac{[A_f(6m-1) + A_f(6m+1)]}{6m\omega_f \cdot L_i} < \frac{\hat{I}_{vln}}{z(h)}$$

Il faut donc :

$$L_i > z(h) \cdot \frac{A_v(2k+1)}{\hat{I}_{vln}} \cdot \frac{3}{4} \hat{V}_f \frac{[A_f(6m-1) + A_f(6m+1)]}{6m\omega_f} \quad (4.2.11)$$

Dans cette expression 4.2.11, $A_v(2k+1)$ est non négligeable pour $k = 0$ et $k \geq 44$. En effet la MLI de l'onduleur utilisée ne comporte pas d'harmoniques entre le fondamental et des fréquences situées bien au-delà de la fréquence de résonance F_0 . En outre, la première valeur de m qui donne $A_f(6m-1)$ et $A_f(6m+1)$ non négligeables est 3 puisque nous avons éliminé de la MLI du redresseur les harmoniques de rangs 5, 7, 11 et 13. Dans ces conditions, la relation (4.2.11) s'écrit :

$$L_i > z(h) \cdot \frac{A_v(1)}{\hat{I}_{vln}} \cdot \frac{3}{4} \hat{V}_f \frac{[A_f(17) + A_f(19)]}{18\omega_f} \quad (4.2.12)$$

Les harmoniques réinjectés sont de fréquences $(18 F_f \pm F_v)$ assez proches de $18 F_f$ puisqu'au maximum, $F_v = F_f$. Il s'en suit que les valeurs de l'impédance $Z(18F_f - F_v)$ et $Z(18F_f + F_0)$ sont sensiblement équivalentes, nous l'appellerons Z . La relation 4.2.12 s'écrit alors :

$$L_i > \frac{Z}{Z(1)} \cdot \frac{A_v(1)}{\hat{I}_{vln}} \cdot \frac{3}{4} \hat{V}_f \frac{[A_f(17) + A_f(19)]}{18\omega_f} \quad (4.2.13)$$

Or le produit $Z(1)\hat{I}_{v/n}$ représente la tension nominale aux bornes de la machine. Dans ces conditions de fonctionnement, la relation 4.2.13 devient :

$$L_i > Z \cdot A_{v(1)} \cdot \frac{3 \hat{V}_f [A_f(17) + A_f(19)]}{4 \hat{V}_{v_n} 18 \omega_f} \quad (4.2.14)$$

Dans la relation 4.2.14, l'expression approchée de l'impédance Z peut-être déduite du schéma monophasé représenté sur la figure 4.1.

La réactance magnétisante est très grande par rapport aux réactances de fuites et le glissement est voisin de l'unité. Le schéma équivalent de la charge de l'onduleur de courant est donc un circuit oscillant légèrement amorti par les résistances statorique et rotorique. Ce schéma équivalent valable pour des fréquences nettement supérieures à F_v est représenté sur la figure 4.8. Nous avons utilisé la transformation bien connue d'un circuit inductif série en son équivalent parallèle.

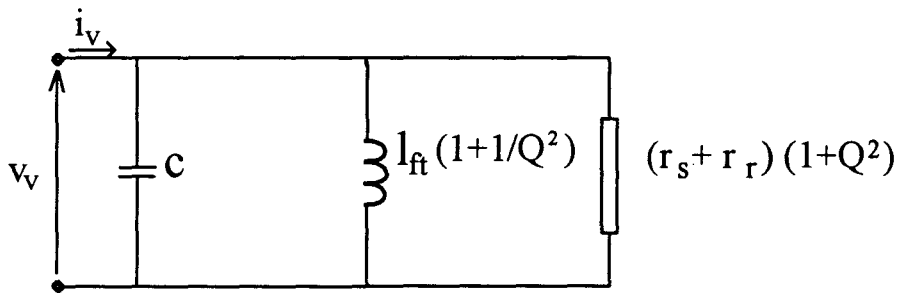


Figure 4.8 - Schéma monophasé du circuit de sortie de l'onduleur pour $f \gg F_v$

Comme nous l'avons déjà précisé en (4.1.1), l_{ft} représente la somme des inductances de fuites statoriques et rotoriques [14].

Q est le facteur de qualité du circuit, son expression est : [19]

$$Q \cong \frac{1}{(r_s + r_r)} \sqrt{\frac{l_{ft}}{C}}$$

En combinant l'expression de F_o donnée par la relation 4.1.1 et Q , on obtient :

$$\frac{F_o}{Q} \cong \frac{(r_s + r_r)}{2\pi l_{ft}}$$

Nous menons l'étude pour une valeur de F_0/Q égale à 8,6 Hz. La valeur minimale de F_0 est 200 Hz (Chap.IV § I-1), la valeur minimale de Q est donc grande devant l'unité. En conséquence, on peut pour les fréquences supérieures à F_0 considérer le circuit de sortie de l'onduleur équivalent à la mise en parallèle de l_{ft} sur C .

Nous pouvons en déduire l'expression de l'impédance Z présentée par la charge à la fréquence $18 F_f$. Cela nous donne :

$$Z = \frac{1}{18c\omega_f - \frac{1}{18l_{ft}\omega_f}} \text{ avec } \omega = 2\pi \times 18 F_f$$

Après traitement mathématique, Z s'écrit :

$$Z = \frac{\omega_0 l_{ft}}{\left(\frac{18\omega_f}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{18\omega_f} \right)} \quad (4.2.15)$$

En conséquence, pour un circuit de sortie caractérisé par une fréquence de résonance F_0 , l'impédance Z dépend de l'inductance totale de fuites de la machine utilisée. Ce paramètre de la machine est d'autant plus faible que la puissance de la machine est élevée, il en est de même de l'inductance L_i qui répond à la condition énoncée par la relation 4.2.14. En remplaçant Z par son expression dans la relation 4.2.14, cela nous donne :

$$L_i > \frac{\omega_0 l_{ft}}{\left(\frac{18\omega_f}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{18\omega_f} \right)} \cdot A_{v(1)} \frac{3 \hat{V}_f [A_f(17) + A_f(19)]}{4 \hat{V}_{vn} 18\omega_f}$$

Ou encore :

$$\frac{L_i}{l_{ft}} > \frac{\omega_0}{\left(\frac{18\omega_f}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{18\omega_f} \right)} \cdot A_{v(1)} \frac{3 \hat{V}_f [A_f(17) + A_f(19)]}{4 \hat{V}_{vn} 18\omega_f} \quad (4.2.16)$$

La figure 4.9 représente l'évolution de la somme des amplitudes des deux premiers harmoniques non éliminés de la MLI du redresseur en fonction du

facteur de réglage r défini au *chapitre II* (§ II-3). Les deux parties distinctes de cette courbe correspondent aux deux motifs successifs nécessaires pour la MLI du redresseur : le premier permet d'obtenir les valeurs de r comprises entre 0,03 et 0,2 ; le deuxième donne des valeurs de r s'étendant de 0,2 à 0,78. On rappelle l'expression de ce facteur r :

$$r = \frac{A_{f(1)}}{1,1} \quad \text{avec } A_{f(1)} \text{ amplitude du fondamental de la MLI du redresseur}$$

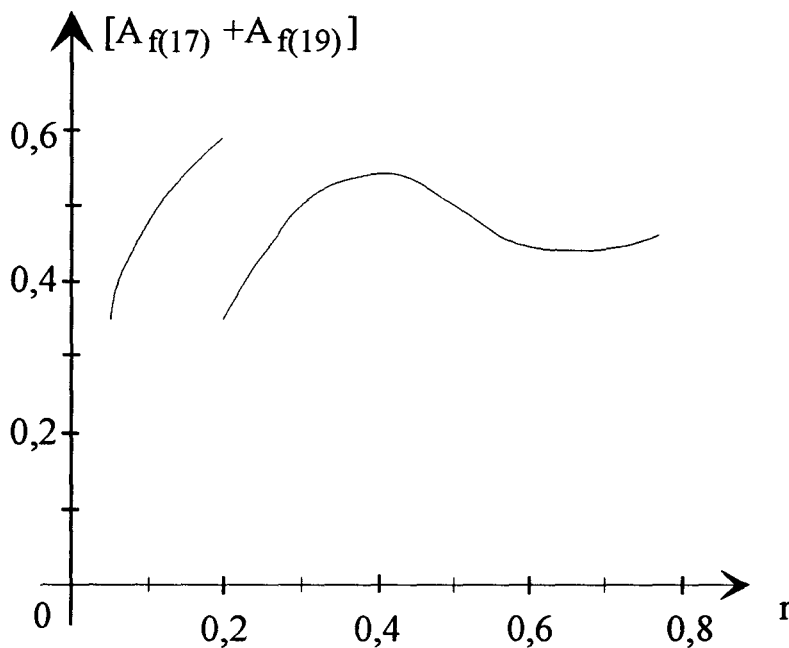


Figure 4.9 - Variation de $[A_{f(17)} + A_{f(19)}]$ en fonction du facteur de réglage r du redresseur

Un fonctionnement de la machine asynchrone à fréquence F_v variable avec les hypothèses du *paragraphe I-3* de ce chapitre entraîne comme nous l'avons vu une amplitude de la tension proportionnelle à cette fréquence. Pour F_v variant de 2 à 50 Hz, le facteur de réglage r évolue entre 0,03 et 0,78 au fonctionnement nominal.

L'examen de la *figure 4.9* montre une valeur maximale de $[A_{f(17)} + A_{f(19)}]$ pour $r=0,2$.

La courbe sur la *figure 4.10* représente l'évolution du membre de droite de l'inégalité (4.2.16) en fonction de la fréquence F_0 en utilisant la valeur maximale

de $\left[A_{f(17)} + A_{f(19)} \right]$. Cette courbe permet de déduire la valeur minimale de L_i nécessaire en fonction des caractéristiques de la machine utilisée.

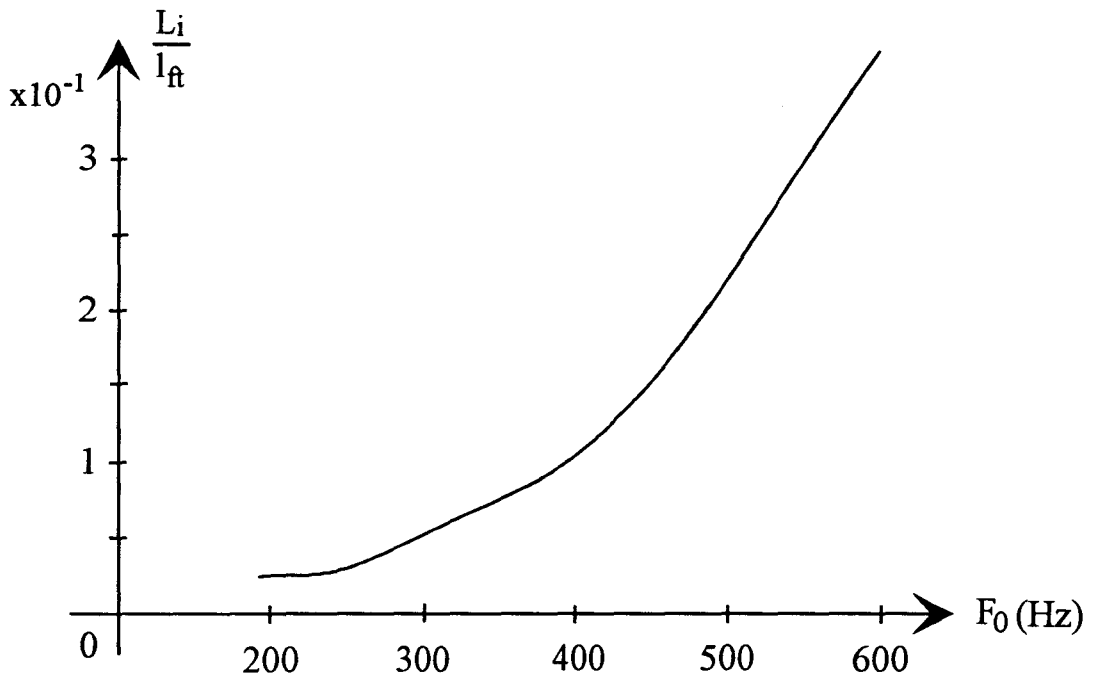


Figure 4.10 - (L_i / l_{ft}) en fonction de F_0 ($200 \text{ Hz} < F_0 < 600 \text{ Hz}$)

On peut remarquer qu'il semble paradoxal que la valeur minimale de L_i nécessaire augmente avec F_0 donc avec la fréquence des harmoniques à éliminer : ceci est dû au fait que leur amplitude augmente lorsque F_0 se rapproche de leurs fréquences qui sont $(18F_f \pm F_v)$.

Les fréquences des harmoniques de i_v de rangs les plus bas, provenant de la combinaison des MLI du redresseur et de l'onduleur, sont de la forme $(18F_f \pm F_v)$. Ces fréquences sont supérieures à F_0 . Les amplitudes de ces harmoniques sont identiques et créeront aux bornes de la charge des harmoniques de tension $v_v(18F_f - F_v)$ et $v_v(18F_f + F_v)$. L'amplitude résultante de ces deux tensions sera à certains instants la somme des amplitudes de chacune des tensions. En effet :

$$v_v(18F_f - F_v) = \hat{V}_v(18F_f - F_v) \sin[2\pi(18F_f - F_v)t + \Phi(18F_f - F_v)]$$

et

$$v_v(18F_f + F_v) = \hat{V}_v(18F_f + F_v) \sin[2\pi(18F_f + F_v)t + \Phi(18F_f + F_v)]$$

Puisque les amplitudes sont les mêmes, il vient pour l'expression de la tension résultante v_{v_r} :

$$v_{v_r} = 2\hat{V}_v(18F_f - F_v) \sin \left[2\pi 18F_f t + \frac{\Phi(18F_f - F_v) + \Phi(18F_f + F_v)}{2} \right] \\ \cos \left[2\pi F_v t + \frac{\Phi(18F_f - F_v) - \Phi(18F_f + F_v)}{2} \right]$$

A certains instants, il arrivera que l'amplitude de v_{v_r} sera $2\hat{V}_v(18F_f - F_v)$. Donc, pour avoir $\hat{V}_{v_r} < \hat{V}_n$, il faut doubler la valeur de l'inductance déduite du tracé représenté sur la figure 4.10.

L'étude que nous venons de mener a montré l'action exercée par l'inductance L_i sur les harmoniques de courant réinjectés de fréquence supérieure à F_0 .

Nous allons à présent étudier l'influence de L_i sur les harmoniques du courant i_v de fréquence pouvant être égale à la fréquence de résonance F_0 du circuit de sortie de l'onduleur de courant.

II - 3. 2 Influence de L_i sur la tension créée par les harmoniques de i_v de fréquence égale à F_0

La relation (4.2.11) établie au paragraphe précédent donne la condition à remplir par L_i pour éviter les surtensions aux bornes des condensateurs :

$$L_{i>z(h)} \cdot \frac{A_v(2k+1)}{\hat{I}_{sl_n}} \cdot \frac{3}{4} \hat{V}_f \frac{[A_f(6m-1) + A_f(6m+1)]}{6m\omega_f}$$

Dans notre cas d'étude l'impédance réduite $z(h)$ est celle à la fréquence F_0 . La fréquence des courants harmoniques réinjectés dans le courant i_v est donnée par la relation (1.4.7) :

$$|(2k+1)F_v - 6mF_f|$$

Cette fréquence peut être égale à F_0 si $(2k+1)F_v = |6mF_f \pm F_0|$.

La première valeur de m est 3 puisque nous avons éliminé de la MLI du redresseur les harmoniques de rangs 5, 7, 11 et 13. La valeur minimale de F_o est 200 Hz (Chap IV § I-1), ce qui donne :

$$(2k + 1)F_v \gg F_f$$

quelque soit F_v , donc $k \neq 0$. Nous allons déterminer la valeur minimale de Li en prenant $(2k+1)$ tel que $A_v(2k+1)$ soit maximum.

A la fréquence de résonance F_o , l'impédance présentée par le circuit oscillant est :

$$Z(h) \cong Q^2 (r_s + r_r)$$

En effet, l'admittance du circuit oscillant représenté sur la figure 4.8, en considérant Q grand devant l'unité, est :

$$\underline{Y}(\omega_v) = j(C\omega_v - \frac{1}{l_{ft}\omega_v}) + \frac{1}{Q^2(r_s + r_r)}$$

Pour $\omega_v = \omega_o$

$$\underline{Y}(\omega_v) = \frac{1}{Q^2(r_s + r_r)}$$

puisque $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{l_{ft}C}}$

L'expression de ω_o se déduit de celle de F_o donnée par la relation (4.1.1).

L'impédance réduite $z(h)$ s'écrit à la fréquence F_o :

$$z(h) = \frac{Q^2(r_s + r_r)}{Z(1)}$$

En combinant les expressions de F_o et Q , $z(h)$ peut s'écrire :

$$z(h) = \frac{Q\omega_o l_{ft}}{Z(1)}$$

En remplaçant $z(h)$ dans la relation (4.2.11), cela nous donne :

$$L_i > \frac{Q\omega_o l_{ft}}{Z(1)\hat{I}_{v1n}} \cdot \frac{3}{4} \hat{V}_f \frac{[A_f(17) + A_f(19)]}{18\omega_f} \cdot A_{v(2k+1)}$$

ou encore

$$\frac{L_i}{l_{ft}} > \frac{Q\omega_o}{Z(1)\hat{I}_{v1n}} \cdot \frac{3}{4} \hat{V}_f \frac{[A_f(17) + A_f(19)]}{18\omega_f} \cdot A_{v(2k+1)} \quad (4.2.17)$$

avec $Z(1) \cdot \hat{I}_{v1n} = \hat{V}_{vn}$

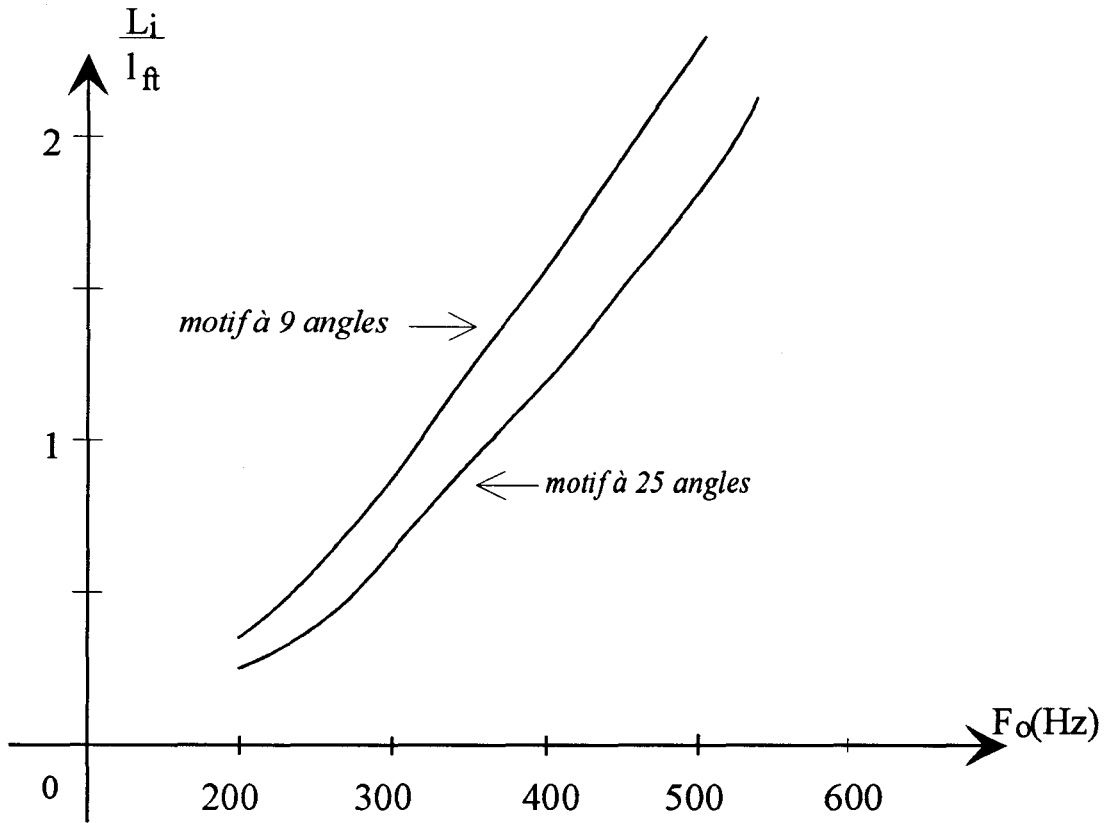


Figure 4.11- $\frac{L_i}{l_{ft}}$ en fonction de F_0 pour les deux motifs de la MLI de l'onduleur

Les courbes représentées sur la figure 4.11 donnent l'évolution du membre de droite de l'inégalité (4.2.17) en fonction de la fréquence F_0 pour les deux motifs de la MLI de l'onduleur à 25 et 9 angles. La valeur de $(2k+1)$ est telle que $A_{v(2k+1)}$ soit maximum. Pour cette étude F_0/Q est égale à 8,6 Hz.

Nous venons de déterminer les valeurs de L_i nécessaires pour éviter les surtensions aux bornes des condensateurs dues aux harmoniques, réinjectés dans le courant de sortie de l'onduleur, de fréquence supérieure à F_0 . Les harmoniques

non éliminés de la MLI de l'onduleur de fréquence supérieure à F_0 vont eux aussi créer une tension résultante aux bornes des condensateurs. L'inductance de la maille continue est sans effet sur ces harmoniques présents dans la MLI de l'onduleur. Si l'inductance est de valeur suffisante elle rend négligeables les phénomènes de réinjection et la fréquence minimale F_{vmin} de fonctionnement des motifs peut être plus faible.

Les motifs de l'onduleur peuvent être utilisés jusqu'à une fréquence maximale F_{vmax} qui correspond à une limite de fonctionnement des semi-conducteurs de puissance liée à la technologie. Pour les motifs à 9 et 25 angles, F_{vmax} prend respectivement les valeurs 50 et 10 Hz.

Nous allons montrer que ces motifs peuvent fonctionner jusqu'à une fréquence minimale F_{vmin} telle que l'amplitude de la tension résultante induite par ces harmoniques non éliminés soit inférieure à la tension nominale supportée par la machine. Il est évident que si la condition de non surtension est remplie pour F_{vmin} , elle l'est pour F_{vmax} , puisque à F_0 donnée, l'impédance réduite de la charge diminue pour des fréquences croissantes supérieures à F_0 . Nous allons à présent déterminer la fréquence de fonctionnement minimale des deux motifs de la MLI de l'onduleur.

II - 4. Fréquence minimale de fonctionnement des motifs de la MLI de l'onduleur

Les harmoniques non éliminés de la MLI de l'onduleur créent aux bornes des condensateurs une tension résultante. Nous allons déterminer l'amplitude de cette tension en utilisant la méthode des variables d'état [20] appliquée au circuit de sortie de l'onduleur de courant représenté sur *la figure 4.1*. En effet, si on voulait utiliser une décomposition en série de Fourier de i_v et l'appliquer au circuit de *la figure 4.1*, il faudrait faire la somme de tous les régimes ainsi précisés. La méthode utilisée ci-dessous a l'avantage de prendre en compte simultanément les effets de tous les harmoniques.

II - 4.1 Mise en équation de la charge de l'onduleur de courant

Les équations fondamentales du circuit schématisé sur *la figure 4.1* avec v_v , i_s et i_m pour variables d'état établies à l'aide des lois de Kirchhoff sont :

$$\begin{aligned}
i_v &= C \frac{dv_v}{dt} + i_s \\
v_v &= r_s i_s + l_s \frac{di_s}{dt} + l_m \frac{di_m}{dt} \\
l_m \frac{di_m}{dt} &= \frac{r_r}{g} i_l r + l_r \frac{dil_r}{dt}
\end{aligned} \tag{4.3.1}$$

La méthode des variables d'état consiste à mettre les trois équations précédentes sous la forme d'un système d'équations différentielles du premier ordre. Ces équations sont uniquement fonction des variables d'état, des paramètres du circuit et du courant i_v imposé au circuit.

Après traitement mathématique, cela nous donne :

$$\begin{aligned}
\frac{dv_v}{dt} &= -\frac{i_s}{c} + \frac{i_v}{c} \\
\frac{di_s}{dt} &= v_v \frac{1}{l_s} \left[1 - \frac{l_r l_m}{l_s(l_m + l_r) + l_r l_m} \right] - \frac{i_s}{l_s} \left[r_s + l_m \frac{\frac{r_r}{g} - \frac{l_r}{l_s} r_s}{(l_m + l_r) + \frac{l_r l_m}{l_s}} \right] \\
&\quad + i_m \frac{l_m}{l_s} \left[\frac{\frac{r_r}{g}}{(l_m + l_r) + \frac{l_r l_m}{l_s}} \right] \\
\frac{dil_m}{dt} &= v_v \left[\frac{l_r}{l_s} \frac{1}{(l_m + l_r) + \frac{l_r l_m}{l_s}} \right] + i_s \left[\frac{\left(\frac{r_v}{g} - \frac{l_r}{l_s} r_s \right)}{(l_m + l_r) + \frac{l_r l_m}{l_s}} \right] - i_m \left[\frac{\frac{r_r}{g}}{(l_m + l_r) + \frac{l_r l_m}{l_s}} \right]
\end{aligned} \tag{4.3.2}$$

En posant $del = \frac{l_r l_m}{(l_m + l_r) + \frac{l_r l_m}{l_s}}$, le système 4.3.2 devient :

$$\begin{aligned}
\frac{dv_v}{dt} &= -\frac{i_s}{c} + \frac{i_v}{c} \\
\frac{di_m}{dt} &= v_v \frac{1}{l_s} \left[1 - \frac{del}{l_s} \right] - i_s \frac{1}{l_s} \left[r_s + \frac{del}{l_r} \left(\frac{r_r}{g} - \frac{l_r}{l_s} r_s \right) \right] + i_m \left[\frac{del}{l_s l_r g} \right] \\
\frac{dil_m}{dt} &= v_v \left[\frac{del}{l_s l_m} \right] - i_s \left[\frac{del}{l_r l_m} \left(\frac{r_r}{g} - \frac{l_r}{l_s} r_s \right) \right] - i_m \left[\frac{del}{l_m l_r g} \right]
\end{aligned} \tag{4.3.3}$$

Pour obtenir la tension résultante créée par les harmoniques non éliminés de la MLI de l'onduleur, nous allons résoudre le système d'équations 4.3.3 avec un courant imposé i_v , ne contenant que ces harmoniques. La relation 1.3.22 donne l'expression de l'un des trois courants dans le réseau de fréquence variable soit :

$$i_{vp} = Fc_{vp} i_i \text{ avec } p = 1, 2 \text{ ou } 3$$

où Fc_{vp} est l'une des trois fonctions de commutation de l'onduleur et i_i le courant dans la maille continue. Pour notre étude, le choix de l'un des trois courants est sans importance aussi nous omettons l'indice p pour simplifier la notation et nous allons considérer le courant i_i parfaitement lissé et égal à chaque instant à i_{i0} .

Tous les harmoniques non éliminés de la MLI de l'onduleur s'obtiennent en retranchant de Fc_v le fondamental à la fréquence de fonctionnement. Le courant i_v correspondant a pour expression :

$$i_v = [Fc_v - A_v(1) \sin(2 \pi F_v t)] i_{i0}$$

La tension aux bornes des condensateurs, induite par le courant i_v est obtenue par résolution du système d'équations 4.3.3 à l'aide de la méthode de Runge Kutta d'ordre 4.

Dans le système d'équation 4.3.3 le glissement g prend la valeur 1 puisque la fréquence des courants harmoniques non éliminés est grande par rapport à la fréquence fondamentale. Nous l'avons déjà précisé au paragraphe I-1. de ce chapitre. La résolution de ce système nous a permis de déterminer la tension aux bornes des condensateurs créée uniquement par les harmoniques de i_v pour différentes fréquences de fonctionnement comprises entre 1 et 50 Hz.

II - 4.2 Résultats

Nous avons tracé sur les figures 4.12(1) et 4.12(2) l'amplitude maximale de la tension induite aux bornes des condensateurs par les harmoniques non éliminés de la MLI de l'onduleur en fonction de la fréquence de fonctionnement F_v . Ces courbes sont tracées pour F_0 valant 200, 300, 400 et 500 Hz. L'amplitude maximale de la tension induite est exprimée par unité de l'amplitude de la tension nominale de la machine caractérisée par les paramètres précisés au paragraphe

I-1 de ce chapitre. Les figures 4.12(1) et 4.12(2) donnent les résultats respectivement pour les motifs à 25 et 9 angles.

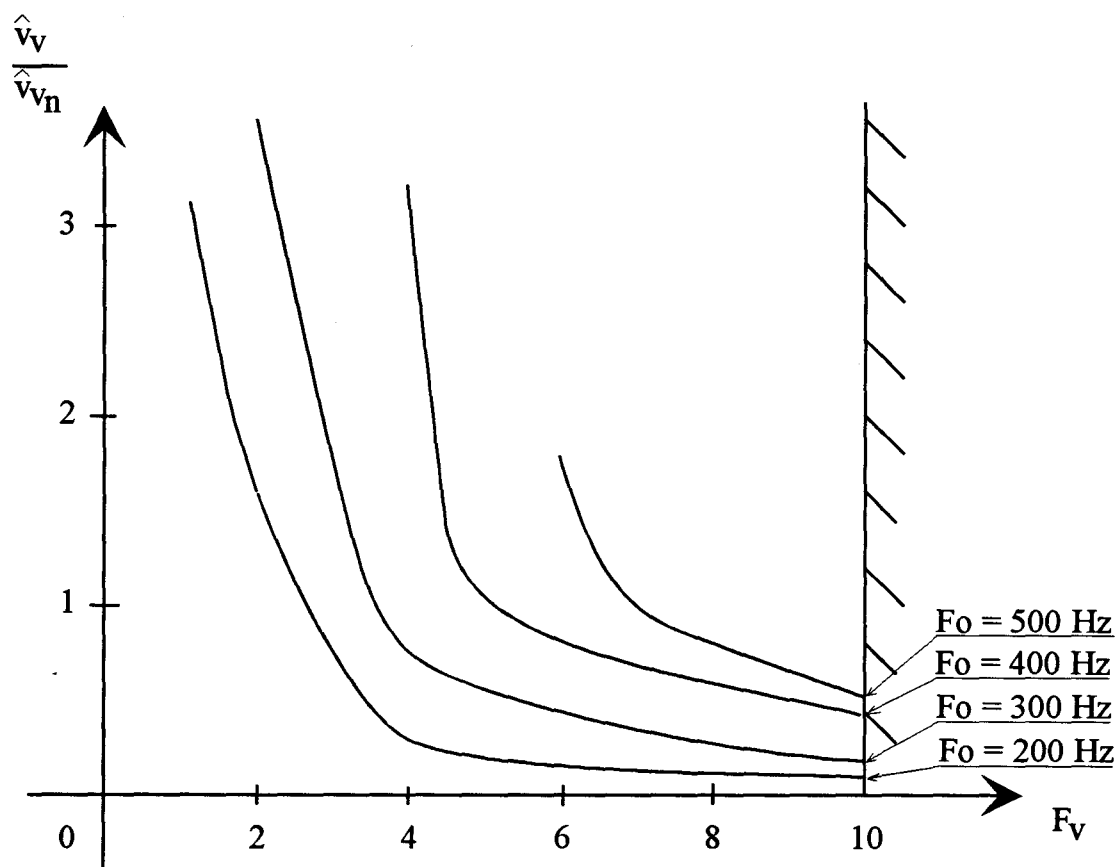


Figure 4.12(1) - Tension relative aux bornes des condensateurs en fonction de F_v pour $F_0 = 200, 300, 400$ et 500 Hz. Le motif de la MLI de l'onduleur est à 25 angles.

L'examen des figures 4.12(1) et 4.12(2), montre que l'on peut faire varier F_v entre 3,5 et 50 Hz en utilisant deux motifs pour la MLI de l'onduleur à condition de prendre F_0 inférieure à 300 Hz. On remarque sur la figure 4.12(1) qu'on ne peut descendre en dessous de F_v égale à 2,5 Hz même pour la valeur minimale de F_0 soit 200 Hz (chap.IV § I-1). En effet, pour F_v inférieure à 2,5 Hz, l'amplitude de la tension résultante est supérieure à la tension nominale de la machine. Il faut donc augmenter le nombre d'angles du motif de la MLI de l'onduleur. Un motif à 39 angles, avec la même valeur de fondamental que les deux motifs précédents, permet d'obtenir $F_v = 2$ Hz pour $F_0 = 200$ Hz.

En outre, on constate que pour $F_0 = 200$ Hz la tension induite par les harmoniques non éliminés est inférieure ou égale à 25 % de la tension nominale de la machine pour F_v variant de 4,5 à 50 Hz. Il est évident que l'effet des

harmoniques restants de la MLI de l'onduleur est plus faible lorsque la fréquence de résonance F_0 est faible.

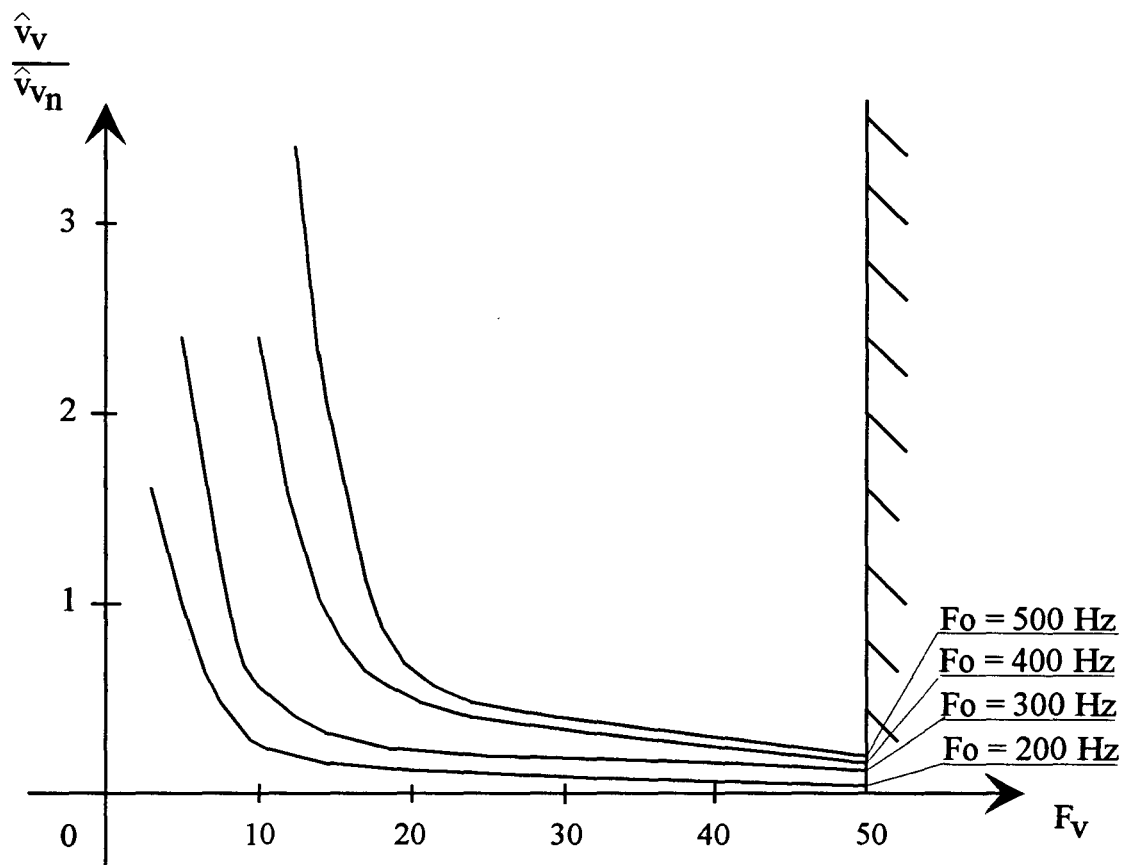


Figure 4.12(2) - Tension relative aux bornes des condensateurs en fonction de F_v pour $F_0 = 200, 300, 400$ et 500 Hz. Le motif de la MLI de l'onduleur est à 9 angles.

Nous avons établi au *paragraphe II.3.1* de ce chapitre l'expression de F_0/Q soit:

$$\frac{F_0}{Q} \approx \frac{(r_r + r_s)}{2\pi lft}$$

Si Q est grand devant l'unité, ce rapport représente l'écart entre les deux fréquences situées de part et d'autre de F_0 pour lesquelles l'impédance réduite de la charge est comprise entre sa valeur (pour $f = F_0$) et cette valeur nominale divisées par $\sqrt{2}$. Nous avons mené l'étude précédente pour une valeur de F_0/Q égale à $8,6$ Hz. Les tensions induites pour une machine de puissance dix fois plus faible mais de même tension nominale sont plus élevées de cinq pour cent.

II - 4.3 Relation entre les valeurs de L_i/l_{ft} et les fréquences minimales de fonctionnement des motifs de la MLI de l'onduleur

A F_0 et F_v données, il faut que la tension résultante due à la superposition du phénomène de réinjection et les harmoniques non éliminés de la MLI de l'onduleur soit inférieure ou au plus égale à l'amplitude de la tension pour $F_v = F_f$. La valeur minimale de F_v pour un motif donné dépend donc de F_0 et L_i .

En ne tenant pas compte du phénomène de réinjection, à $F_0 = 300$ Hz, F_v peut varier entre 3,5 et 50 Hz en utilisant les deux motifs de la MLI de l'onduleur. Si on tient compte de la réinjection, à $F_0 = 300$ Hz et $L_i/l_{ft} = 2$, la valeur minimale de F_v est 5,5 Hz. A $F_0 = 400$ Hz, sans phénomène de réinjection, $F_{v1min} = 5$ Hz pour le motif à 25 angles et $F_{v2min} = 15$ Hz pour celui à 9 angles. On ne peut donc plus couvrir à l'aide de ces deux motifs une gamme continue de F_v puisque le motif à 25 angles a une fréquence maximale d'utilisation de 10 Hz. Il faudra donc un motif supplémentaire.

L'étude menée nous a permis de montrer qu'un motif de la MLI de l'onduleur a une fréquence minimale de fonctionnement qui dépend à la fois de la fréquence de résonance F_0 et de l'inductance L_i .

Nous allons maintenant étudier l'influence de L_i sur les harmoniques de courant générés dans le réseau de fréquence fixe.

III - INFLUENCE DE L_i SUR LES HARMONIQUES REINJECTES DANS LE COURANT DU RESEAU DE FREQUENCE FIXE

III - 1. Influence de L_i sur les sous-harmoniques

Pour déceler les sous-harmoniques dans le courant du réseau de fréquence fixe, nous avons utilisé la même méthode que pour les sous-harmoniques dans le courant i_v (Chap.IV § 1.3). La détermination du taux de sous-harmoniques τ_{sh} est faite pour des fréquences F_v comprises entre 2 et 50 Hz, par incrément de 0,5 Hz. On rappelle l'expression du taux de sous-harmoniques τ_{sh} :

$$\tau_{sh} = \frac{\sqrt{\sum I_{vsh}^2}}{I_{v1}}$$

où ΣI_{sh}^2 désigne la somme des valeurs efficaces des sous-harmoniques présents dans i_s et I_{v1} la valeur efficace du fondamental du courant i_v .

Nous avons vu lors de l'étude des sous-harmoniques dans le courant du réseau de fréquence variable qu'il faut choisir L_i/l_{ft} supérieur à 1 pour obtenir des valeurs de τ_{sh} inférieures à 2 %. Aussi nous étudie l'influence de L_i sur les sous-harmoniques dans le courant de fréquence fixe avec des valeurs de L_i/l_{ft} supérieures à 1.

Pour toutes les fréquences F_v comprises entre 2 et 50 Hz, balayées avec un incrément de 0,5 Hz, le taux de sous-harmoniques est négligeable pour des valeurs de L_i/l_{ft} supérieures à 1.

III - 2. Influence de L_i sur les harmoniques de courant de fréquences 250 et 350 Hz

Nous avons vu au *chapitre III* (§ V - 1.3) que la raie de fréquence 900 Hz soit $18 F_f$ présente dans le courant de la maille continue se combine avec les deux harmoniques de fréquences 1150 et 1250 Hz de la MLI du redresseur.

La relation 1.3.14 donne l'expression de l'harmonique de fréquence $18 F_f$ présent dans le courant intermédiaire :

$$\frac{3}{2} \hat{V}_f \frac{[A_f(17) + A_f(19)]}{18 \omega_f L_i}$$

L'amplitude des raies de fréquences 250 et 350 Hz réinjectées dans le courant i_f ont donc pour expression :

pour la raie à 250 Hz :

$$\hat{i}_{f(5)} = \frac{3}{4} \hat{V}_f \frac{[A_f(17) + A_f(19)]}{18 \omega_f L_i} A_f(23)$$

et celle à 350 Hz :

$$\hat{i}_{f(7)} = \frac{3}{4} \hat{V}_f \frac{[A_f(17) + A_f(19)]}{18 \omega_f L_i} A_f(25)$$

Exprimons l'amplitude de ces courants en fonction de l'amplitude du courant nominal dans la charge \hat{I}_{sln}

$$\frac{\hat{I}_f(5)}{\hat{I}_{sln}} = \frac{3 \hat{V}_f}{4 \hat{I}_{sln}} \frac{1}{\omega_f L_i} \left[\frac{A_f(17) + A_f(19)}{18} \right] A_f(23)$$

et

$$\frac{\hat{I}_f(7)}{\hat{I}_{sln}} = \frac{3 \hat{V}_f}{4 \hat{I}_{sln}} \frac{1}{\omega_f L_i} \left[\frac{A_f(17) + A_f(19)}{18} \right] A_f(25)$$

avec $\frac{\hat{V}_f}{\hat{I}_{sln}} = Z(1)$. On rappelle que $Z(1)$ est le module de l'impédance définie

pour le régime nominal de la charge à la fréquence $F_v = F_f$ (Chap IV § 1.1) et $\frac{\omega_f L_i}{Z(1)}$ représente la réactance réduite de l'inductance L_i .

$\frac{\omega_f L_i}{Z(1)}$ peut se mettre sous la forme $\frac{\omega_f L_i}{\omega_f l_{ft}} \frac{\omega_f l_{ft}}{Z(1)}$ avec $l_{ft} = l_s + l_r$ inductance de

fuites totales de la machine. $\frac{\omega_f l_{ft}}{Z(1)}$ représente la réactance de fuites réduite, sa valeur est égale à la somme des réactances de fuites statorique et rotorique dont les valeurs réduites, pour la machine utilisée, sont données au *paragraphe 1.1* de ce chapitre.

Nous avons tracé *figure 4.13* l'amplitude réduite des courants harmoniques de fréquence 250 Hz et 350 Hz en fonction du facteur de réglage r du redresseur pour $L_i/l_{ft} = 0,66$. Le facteur de réglage du redresseur est égal à $\frac{A_f(1)}{1,1}$ avec $A_f(1)$ amplitude du fondamental de la MLI du redresseur.

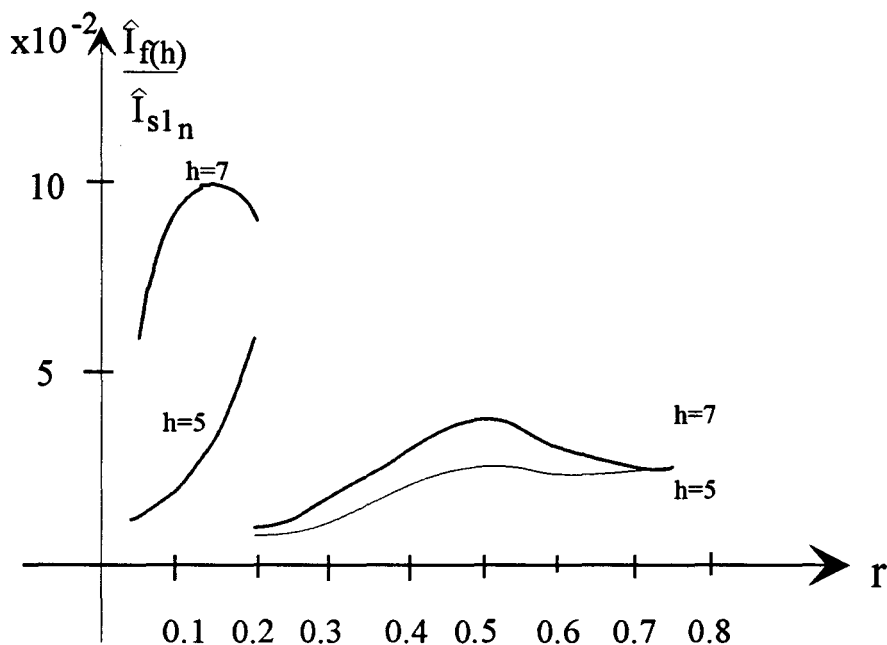


Figure 4.13- Amplitude relative des harmoniques de rangs 5 et 7 réinjectés dans le courant du réseau de fréquence fixe en fonction du facteur de réglage r du redresseur

L'examen de cette figure montre $\frac{\hat{I}_f(7)}{\hat{I}_{sln}}$ maximal pour $r=0,15$ et $\frac{\hat{I}_f(5)}{\hat{I}_{sln}}$ maximal pour $r=0,2$.

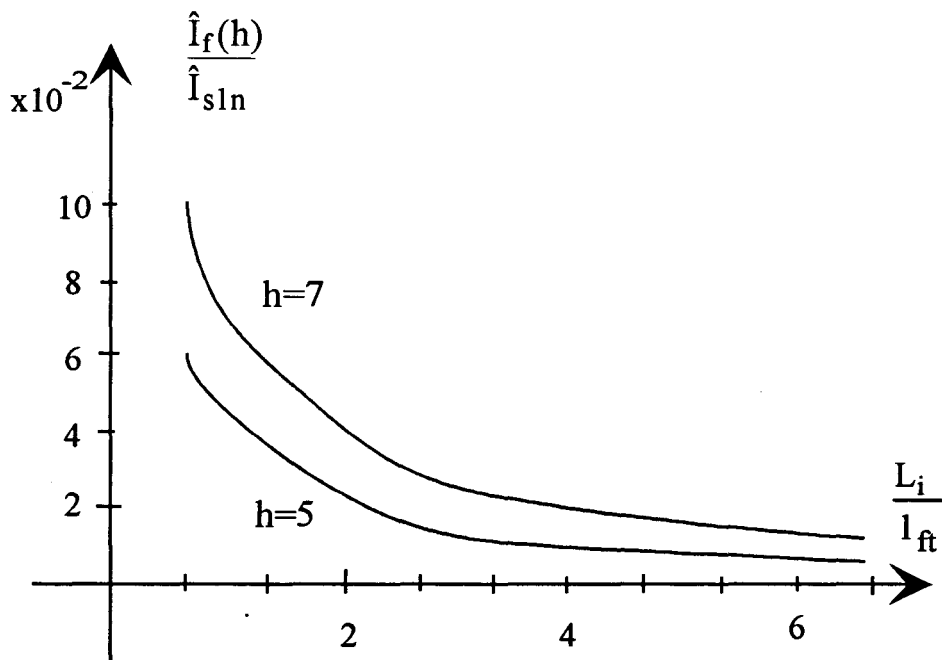


Figure 4.14- Amplitude maximale de $\frac{\hat{I}_f(h)}{\hat{I}_{sln}}$ pour $h=5$ et 7 en fonction de

L_i/I_{ft}



La figure 4.14 représente les évolutions de $\frac{\hat{I}_f(h)}{\hat{I}_{sln}}$ pour $h=5$ et 7 en fonction de L_i/l_f . Ces courbes sont tracées pour $r=0,15$ lorsque $h=7$ et $r=0,2$ lorsque $h=5$.

L'examen de cette figure montre que pour $L_i/l_f > 4$ l'amplitude relative des raies réinjectées dans le courant du réseau de fréquence fixe devient inférieure à 2 %. Cela évite l'emploi d'un filtre en amont du redresseur.

L'étude que nous avons menée dans les trois paragraphes précédents a permis d'établir des critères de choix pour l'inductance L_i et la fréquence de résonance F_0 pour éviter la création de sous-harmoniques dans la charge de l'onduleur, les surtensions aux bornes des condensateurs et minimiser la réinjection d'harmoniques dans le courant du réseau de fréquence fixe. L'inductance nécessaire pour éviter les surtensions aux bornes de la machine utilisée ne rend pas négligeables les harmoniques non éliminés de la MLI de l'onduleur et les harmoniques réinjectés par la MLI du redresseur. Ces harmoniques vont créer des oscillations du couple moteur autour de sa valeur moyenne. Nous nous proposons d'étudier l'influence de L_i sur l'ondulation du couple de la machine asynchrone avec les fréquences pour lesquelles nous avons menée l'étude sur les harmoniques du courant.

IV - INFLUENCE DE L_i SUR L'ONDULATION DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Le modèle de la charge de l'onduleur de courant décrit au *paragraphe I - 1* de ce chapitre se prête mal à une simulation globale. En effet, pour obtenir le couple de la machine, il faut faire la somme des réponses pour le fondamental et les harmoniques puisque le glissement est petit devant 1 pour le courant fondamental et il est d'autant plus proche de l'unité que le rang des harmoniques est élevé.

Nous avons montré au paragraphe précédent que les harmoniques les plus gênants sont ceux qui sont susceptibles d'exciter la résonance du circuit de sortie de l'onduleur. Le glissement correspondant de ces harmoniques n'est pas tout à fait égal à 1 .

En outre, le facteur de qualité du circuit oscillant est élevé, il faut donc déterminer avec la plus grande précision possible l'effet des harmoniques du courant i_v de fréquence proche ou égale à F_0 . Aussi, nous avons opté pour un modèle de la machine qui permet la prise en compte de tous les harmoniques. Ce modèle est établi à partir des équations instantanées de fonctionnement de la machine exprimées dans un repère biphasé.

IV - 1. Modèle dynamique de la machine asynchrone

Les hypothèses simplificatrices pour établir le modèle de la machine utilisée sont définies au *paragraphe I - 1.* de ce chapitre. Ce modèle est basé sur la transformation d'une machine triphasée au stator, triphasée au rotor en une machine diphasée - diphasée équivalente [21]. Ceci permet de décrire la machine asynchrone par un ensemble de quatre équations différentielles.

Le passage des grandeurs triphasées statoriques ou rotoriques aux grandeurs diphasées équivalentes s'effectue à l'aide de la transformation de Park [22]. Elle s'écrit :

$$\begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} i_{sp} \end{bmatrix} \quad \text{où } \begin{bmatrix} i_{sp} \end{bmatrix} \text{ est le système de courants statoriques.}$$

i_{sd} et i_{sq} sont les composantes suivant les axes d et q en quadrature du système diphasé équivalent.

i_{s0} est la composante homopolaire qui, dans notre étude, est nulle puisque les enroulements sont couplés en étoile sans neutre. Il est établi que même si cette composante existe, elle ne produit pas de couple.

Nous supposons le repère (O, d, q) fixe par rapport au stator, l'axe d coïncide avec l'axe de la phase 1. La matrice $[C]$ s'écrit donc :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

Le système d'équations différentielles du premier ordre régissant le fonctionnement de la machine s'écrit dans un repère lié au stator sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & l_m \omega_r & r_r & L_r \omega_r \\ -l_m \omega_r & 0 & -L_r \omega_r & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & l_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & l_m \\ l_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & l_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.4.1)$$

où les paramètres r_s , r_r , l_m ont la même signification qu'au *paragraphe I - 1* de ce chapitre. Les grandeurs L_s et L_r sont les inductances cycliques respectivement du stator et du rotor et s'expriment comme suit :

$$L_s = l_s + l_m ; L_r = l_r + l_m$$

Le convertisseur impose les courants à l'association condensateurs - machine.

La relation entre les courants i_{sp} délivrés par l'onduleur et les tensions simples correspondantes qui apparaissent aux bornes des condensateurs s'écrit :

$$i_{vp} = i_{sp} + C \frac{d}{dt}(v_{vp}) \quad p = 1, 2, \text{ ou } 3 \quad (4.4.2)$$

où i_{sp} est le courant dans la phase p du stator et v_{vp} la tension simple correspondante.

La relation 4.4.2 peut encore s'écrire :

$$\frac{d}{dt}(v_{vp}) = \frac{1}{C}(i_{vp} - i_{sp}) \quad (4.4.3)$$

L'expression des deux courants i_v suivant les deux axes d et q s'obtiennent à l'aide de la transformation triphasée - diphasée :

$$\begin{bmatrix} i_{v0} \\ i_{vd} \\ i_{vq} \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} i_{v1} \\ i_{v2} \\ i_{v3} \end{bmatrix}$$

après traitement mathématique :

$$i_{vd} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{v1} \quad \text{et} \quad i_{vq} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{v1} + 2i_{v2})$$

En utilisant cette méthode de transformation triphasée - diphasée et en exprimant les tensions dans le système d'axes d, q en fonction des courants, il vient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} i_{vd} & -i_{sd} \\ i_{vq} & -i_{sq} \end{bmatrix} \quad (4.4.4)$$

En combinant les systèmes d'équations 4.4.1 et 4.4.4, l'expression des dérivées premières des courants statoriques et rotoriques et des tensions statoriques se met après traitement mathématique sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \frac{1}{del} \begin{bmatrix} -r_s L_r & l_m^2 \omega_r & l_m r_r & l_m l_r \omega_r & l_r & 0 \\ -l_m^2 \omega_r & -L_r r_s & -l_m L_r \omega_r & l_m r_r & 0 & l_r \\ l_m r_s & -L_s l_m \omega_r & -L_s r_r & -l_s L_r \omega_r & -l_m & 0 \\ L_s l_m \omega_r & l_m r_s & l_s L_r \omega_r & -L_s r_r & 0 & -l_m \\ -del / C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -del / C & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} + \frac{1}{C} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ i_{vd} \\ i_{vq} \end{bmatrix} \quad (4.4.5)$$

$$\text{avec } del = (1/L_s L_r - l_m^2)$$

Pour résoudre ce système d'équations différentielles du premier ordre, il faut connaître à chaque instant la vitesse angulaire électrique ω_r . On l'obtient à partir de l'équation mécanique de l'ensemble moteur-charge qui s'écrit :

$$J.(d\omega_r/dt) = p.(T_e - T_c) \quad (4.4.6)$$

où J est le moment d'inertie de l'ensemble

p le nombre de paires de pôles de la machine

T_e et T_c , respectivement le couple développé par le moteur et le couple opposé par la charge.

L'expression du couple T_e est :

$$T_e = p.l_m(i_{rd}i_{sp})$$

$$T_e = p.l_m(i_r i_{sq} - i_{rq} i_{sd})$$

A ces équations, il faut ajouter celle qui nous permet de déterminer le courant intermédiaire i_i , soit :

$$\frac{d}{dt}(i_i) = \frac{1}{L_i}(v_1 - v_2) \quad (4.4.7)$$

où v_1 et v_2 sont les tensions qui apparaissent sur *la figure 1.1*

Les courants i_{v1} et i_{v2} sont obtenus en fonction de i_i à partir des fonctions de commutation qui fixent l'ordre de conduction des interrupteurs de puissance de l'onduleur.

La résolution de l'ensemble de ces équations est faite par la méthode de Runge Kutta *d'ordre 4*. Nous déterminons l'ondulation du couple développé par la machine après établissement du régime permanent.

IV - 2. Résultats de simulation

La figure 4.15 représente l'évolution du taux d'ondulation du couple développé par la machine simulée en fonction de $L_i / l_{\hat{f}}$ pour $F_v = 8$ et 25 Hz et $F_0 = 250$ Hz. Le choix de F_0 est tel que la gamme de F_v comprise entre $3,5$ Hz et 50 Hz peut être couverte à l'aide des deux motifs à 25 et 9 angles. Le taux d'ondulation τ_{T_e} du couple exprimé en pour cent est donné par la relation suivante :

$$\tau_{T_e} = 100 \frac{T_e \max - T_e \min}{T_e \text{ moy}}$$

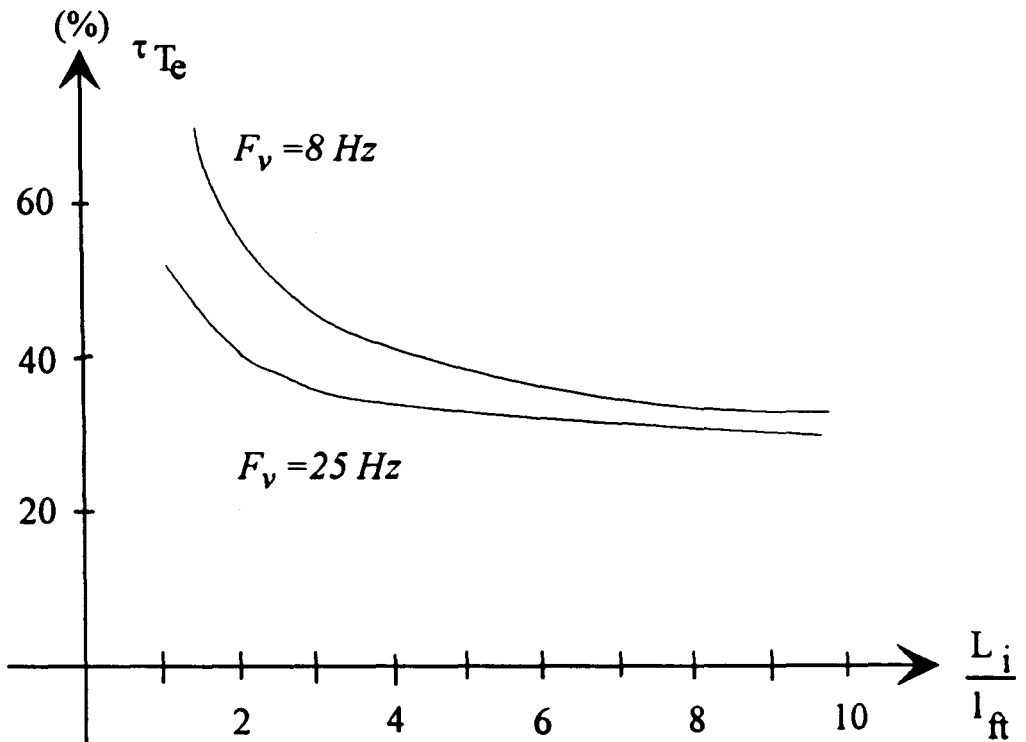


Figure 4.15 - Taux d'ondulation du couple en fonction de L_i/l_{ft} , $F_v = 8 \text{ Hz}$ et 25 Hz . Les valeurs de F_0 et F_0/Q sont respectivement 250 et $8,6 \text{ Hz}$

Nous avons représenté le contenu spectral du couple sur les figures 4.16(1) et 4.16(2). Les valeurs de F_0 et L_i/l_{ft} sont respectivement 250 Hz et 10 .

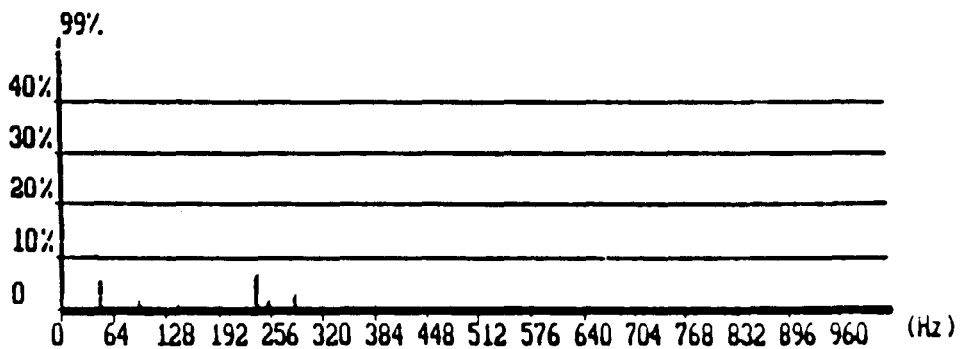


Figure 4.16(1) - Spectre du couple de la machine simulée entre 0 et 1024 Hz et $F_0 = 250 \text{ Hz}$, et $L_i/l_{ft} = 10$

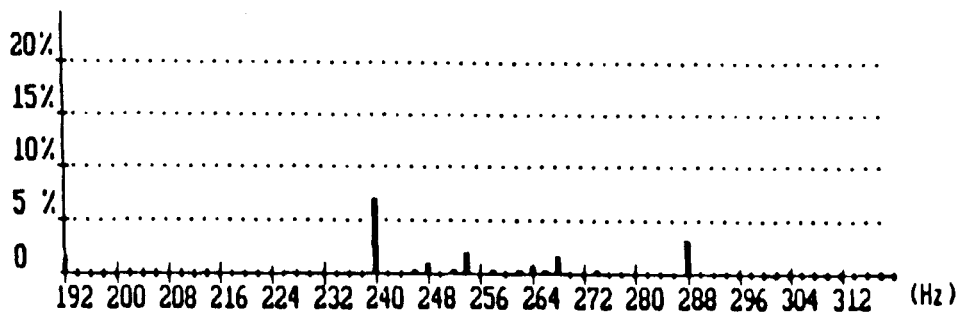


Figure 4.16 (2) - Spectre du couple à $F_v = 8$ Hz entre 192 et 320 Hz et $F_0 = 250$ Hz. $L_i / l_{fi} = 10$

Les spectres représentés sur les figures 4.16(1) et 4.16(2) donnent l'explication des ondulations résiduelles du couple de la machine. Les harmoniques non éliminés de la MLI de l'onduleur génèrent dans la tension v_2 en amont de l'onduleur et dans le courant intermédiaire i_i des harmoniques de fréquence multiple de $6 F_v$. Ces harmoniques se retrouvent dans le spectre du couple de la machine. En effet, si on néglige les pertes de l'onduleur et de la machine, l'expression du couple instantané est:

$$T_e = p.(v_2 \cdot i_i) / \omega_r \quad \text{avec } \omega_r \text{ vitesse angulaire électrique du rotor.}$$

Lorsque L_i est de valeur suffisante, le courant i_i est quasiment lissé. Les harmoniques de couple sont donc ceux de v_2 , leur fréquence est multiple de $6 F_v$. Sur les spectres représentés sur les figures 4.16(1) et 4.16(2), on note en effet la présence d'harmoniques de fréquence multiple de $6 F_v$, soit 48 Hz, 240 Hz et 288 Hz.

Nous avons déterminé pour une machine de même tension nominale que la précédente, mais avec une valeur de F_0 / Q égale à 24,6 Hz, le taux d'ondulation du couple en fonction de L_i / l_{fi} . Les valeurs de F_v et F_0 sont respectivement 8 et 250 Hz. Ces résultats sont présentés sur la figure 4.17. On constate des pulsations de couple plus faibles que sur la figure 4.15. En effet, lorsque F_0 / Q augmente à F_0 donnée, l'amplitude de la résonance diminue et l'amplitude des harmoniques de fréquence proche de F_0 est plus faible.

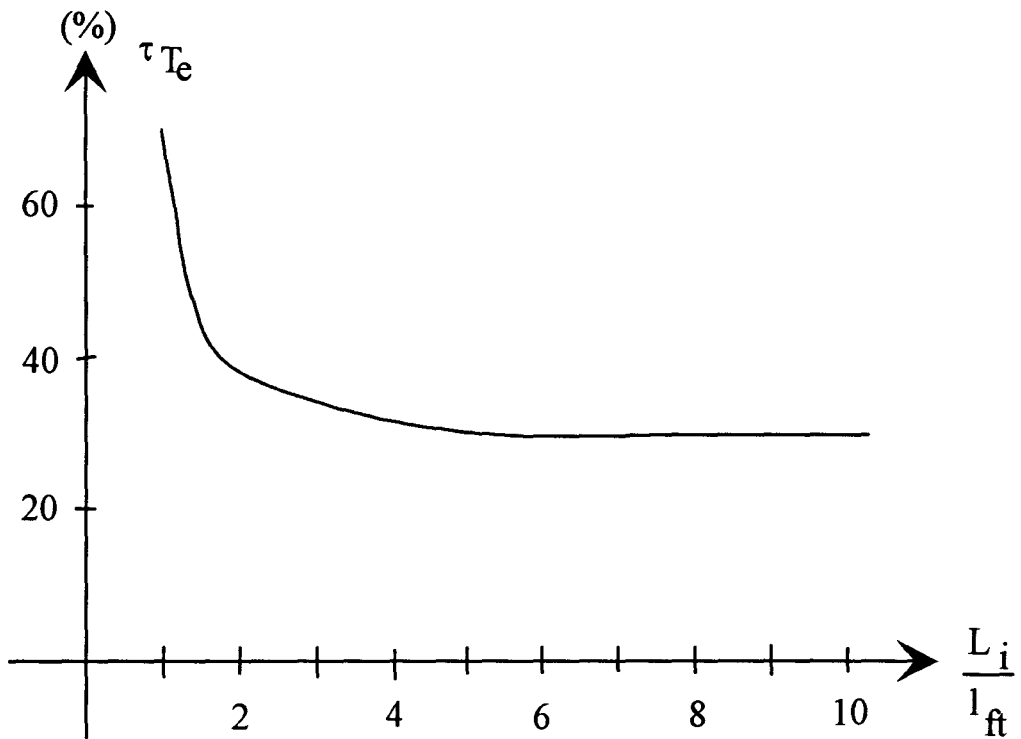


Figure 4.17 - Taux d'ondulation du couple en fonction de L_i / l_{ft} , $F_v = 8 \text{ Hz}$ et $F_0 = 250 \text{ Hz}$

Nous venons de voir que les ondulations résiduelles de couple sont dues aux harmoniques non éliminés de la MLI de l'onduleur de fréquences proches de F_0 . L'amplitude relative de ces harmoniques est inférieure à un pour cent, mais le problème vient de l'amplitude élevée de la résonance du circuit de sortie de l'onduleur. Il faut donc annuler totalement les harmoniques de la MLI de l'onduleur de fréquence proche de F_0 . Nous avons vu au *chapitre III* que cela était très difficile. Nous proposons donc de mettre en parallèle sur le circuit de sortie de l'onduleur, représenté *figure 4.1*, un filtre constitué d'un circuit résonnant série de fréquence de résonance F_0 . Ce filtre a pour rôle d'absorber les harmoniques de fréquence proche de F_0 dans le courant délivré par l'onduleur. Le schéma de l'ensemble est représenté *figure 4.18*.

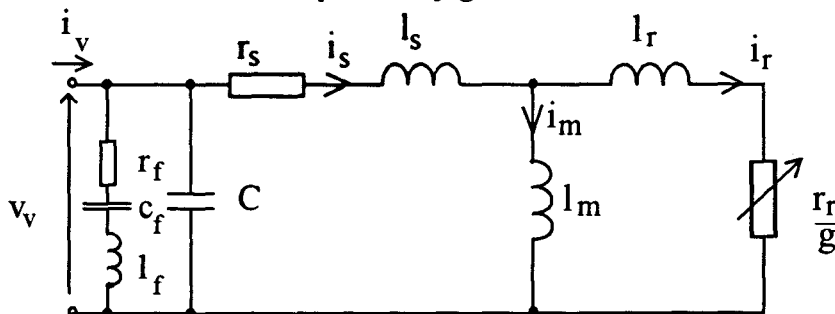


Figure 4.18 - Schéma de la charge de l'onduleur avec présence d'un filtre d'harmoniques

Nous allons déterminer l'évolution de l'impédance de la nouvelle charge de l'onduleur de courant en fonction de la fréquence en régime sinusoïdal.

IV - 3. Impédance du circuit de sortie de l'onduleur avec présence d'un filtre d'harmoniques

Nous allons utiliser le formalisme des nombres complexes, et nous servir des résultats établis au *paragraphe II-1* de ce chapitre. Les relations (4.2.2) et (4.2.4) donnent respectivement les parties réelle et imaginaire de la charge de l'onduleur représentée *figure 4.1*. En appelant $\underline{Y}_f(\omega_v)$ l'admittance du filtre d'harmoniques à la pulsation ω_v des grandeurs électriques de l'onduleur, l'admittance $\underline{Y}_t(\omega_v)$ du circuit représenté *figure 4.18* s'écrit :

$$\underline{Y}_t(\omega_v) = \underline{Y}_f(\omega_v) + \underline{Y}(\omega_v)$$

où $\underline{Y}(\omega_v)$ est l'admittance du circuit représenté *figure 4.1*.

L'expression de $\underline{Y}_f(\omega_v)$ mise sous la forme $G_f(\omega_v) + jB_f(\omega_v)$ s'écrit :

$$Y_f(\omega_v) = \frac{r_f}{r_f^2 + (l_f \omega_v - \frac{1}{c_f \omega_v})^2} - j \frac{l_f \omega_v - \frac{1}{c_f \omega_v}}{r_f^2 + (l_f \omega_v - \frac{1}{c_f \omega_v})^2}$$

Le module de l'impédance Z_t s'écrit donc :

$$Z_t(\omega_v) = \frac{1}{\sqrt{[G_f(\omega_v) + G(\omega_v)]^2 + [B_f(\omega_v) + B(\omega_v)]^2}}$$

Les relations (4.2.2) et (4.2.4) donnent respectivement les expressions de $G(\omega_v)$ et $B(\omega_v)$.

L'impédance réduite de la charge $z_t(h)$ définie comme au *paragraphe II-1* de ce chapitre s'écrit :

$$z_t(h) = \frac{Z_t(h)}{Z(1)}$$

où $Z(1)$ représente le module de l'impédance définie pour le régime nominal à fréquence $F_v = F_f$ et $Z_t(h)$ est l'impédance présentée par la charge à la fréquence hF_v .

L'évolution de l'impédance réduite de la charge de l'onduleur, sans le filtre d'harmoniques, en fonction de la fréquence est représentée sur la figure 4.19. La valeur de la fréquence de résonance F_0 est 250 Hz et F_0/Q est égal à 8,6 Hz. La figure 4.20 donne les variations de l'impédance réduite de la charge, avec la présence du filtre d'harmoniques, en fonction de la fréquence. Le filtre d'harmoniques a même fréquence de résonance F_0 que le circuit résonnant parallèle. La valeur de F_0/Q est de l'ordre de 50 Hz et le rapport l_f/l_{ft} a pour valeur 3. l_f représente l'inductance du filtre d'harmoniques et l_{ft} l'inductance totale de fuites de la machine.

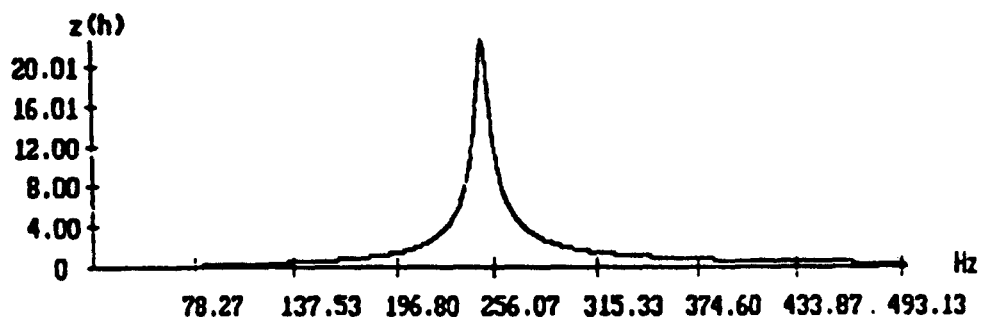


Figure 4.19 - Variation de $z(h)$ sans le filtre d'harmoniques en fonction de la fréquence. $F_0 = 250$ Hz et $F_0/Q = 8,6$ Hz

Sur la figure 4.20, on constate l'apparition de deux fréquences de résonance. Elles ont pour valeurs approximatives 150 Hz et 400 Hz. La valeur de l'impédance réduite est faible pour ces deux fréquences de résonance et très faible pour les fréquences proches de F_0 .

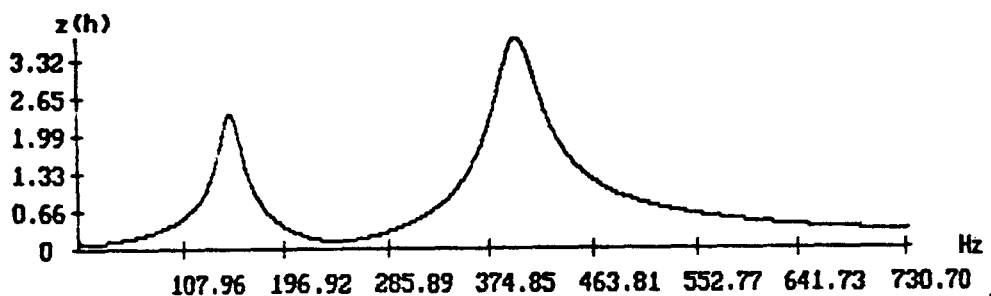


Figure 4.20 - Variation de $z(h)$ avec le filtre d'harmoniques en fonction de la fréquence. Les deux circuits résonnants ont même valeur de F_0 (250 Hz). Le filtre d'harmoniques a une valeur de F_0/Q d'environ 50 Hz

Nous allons déterminer l'effet de ce filtre d'harmoniques sur les pulsations du couple développé par la machine simulée en fonction de L_i / l_{ft} .

IV - 4. Equations de fonctionnement de la machine avec présence d'un filtre d'harmoniques

La prise en compte du filtre additionnel se traduit par une modification de la relation (4.4.2).

En appelant i_f le courant circulant dans les éléments du filtre, la relation entre les courants délivrés par l'onduleur et les tensions simples aux bornes des condensateurs s'écrit :

$$i_{v_p} = i_{f_p} + i_{s_p} + C \frac{d}{dt}(v_{v_p}) \quad p = 1, 2, \text{ ou } 3$$

ou encore

$$\frac{d}{dt}(v_{v_p}) = \frac{1}{C}(i_{v_p} - i_{f_p} - i_{s_p})$$

Le système d'équations (4.4.4) devient donc :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} i_{vd} - i_{fd} - i_{sd} \\ i_{vq} - i_{fq} - i_{sq} \end{bmatrix}$$

Les expressions de i_{fd} et i_{fq} sont obtenues à partir de l'équation liant i_f et la tension v_{cf} aux bornes du condensateur du filtre.

Cette équation s'écrit :

$$r_f \cdot i_{f_p} + l_f \cdot \frac{d}{dt}(i_{f_p}) + v_{c_{f_p}} = v_{v_p}$$

avec $v_{c_{f_p}}$ tension aux bornes du condensateur du filtre additionnel.

sachant que :

$$i_{f_p} = C_f \frac{d}{dt}(v_{c_{f_p}})$$

il vient après traitement mathématique :

$$l_f \cdot \frac{d^2}{dt^2}(i_{fp}) + r_f \cdot \frac{d}{dt}(i_{fp}) + \frac{1}{C_f} \cdot i_{fp} = \frac{d}{dt}(v_{vp})$$

En utilisant la méthode de transformation triphasée-diphasée, les relations liant le courant i_f et la tension v_v exprimés dans le système d'axes d et q s'écrivent :

$$l_f \cdot \frac{d^2}{dt^2}(i_{fd}) + r_f \cdot \frac{d}{dt}(i_{fd}) + \frac{1}{C_f} \cdot i_{fd} = \frac{d}{dt}(v_{vd}) \quad (4.4.8)$$

$$l_f \cdot \frac{d^2}{dt^2}(i_{fq}) + r_f \cdot \frac{d}{dt}(i_{fq}) + \frac{1}{C_f} \cdot i_{fq} = \frac{d}{dt}(v_{vq})$$

Le système d'équations (4.4.5) devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \frac{1}{\text{del}} \begin{bmatrix} -r_s L_r & l_m^2 \omega_r & l_m r_r & l_m l_r \omega_r & l_r & 0 \\ -l_m^2 \omega_r & -L_r r_s & -l_m L_r \omega_r & l_m r_r & 0 & l_r \\ l_m r_s & -L_s l_m \omega_r & -L_s r_r & -l_s L_r \omega_r & -l_m & 0 \\ L_s l_m \omega_r & l_m r_s & l_s L_r \omega_r & -L_s r_r & 0 & -l_m \\ -\text{del} / C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\text{del} / C & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} + \frac{1}{C} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ i'_{vd} \\ i'_{vq} \end{bmatrix} \quad (4.4.9)$$

$$\text{avec } i'_{vd} = i_{vd} - i_{fd} \quad \text{et} \quad i'_{vq} = i_{vq} - i_{fq}$$

La résolution des systèmes d'équations (4.4.8) et (4.4.9) et des équations (4.4.6) et (4.4.7) faite par la méthode de Runge-Kutta d'ordre 4 permet de déterminer le couple instantané de la machine et son taux d'ondulation τ_{Te} .

IV - 5. Résultats

Les conditions de l'étude sont les mêmes que celles qui mènent aux résultats qui apparaissent sur la figure 4.15. Les résultats de simulation sont présentés sur la figure 4.21.

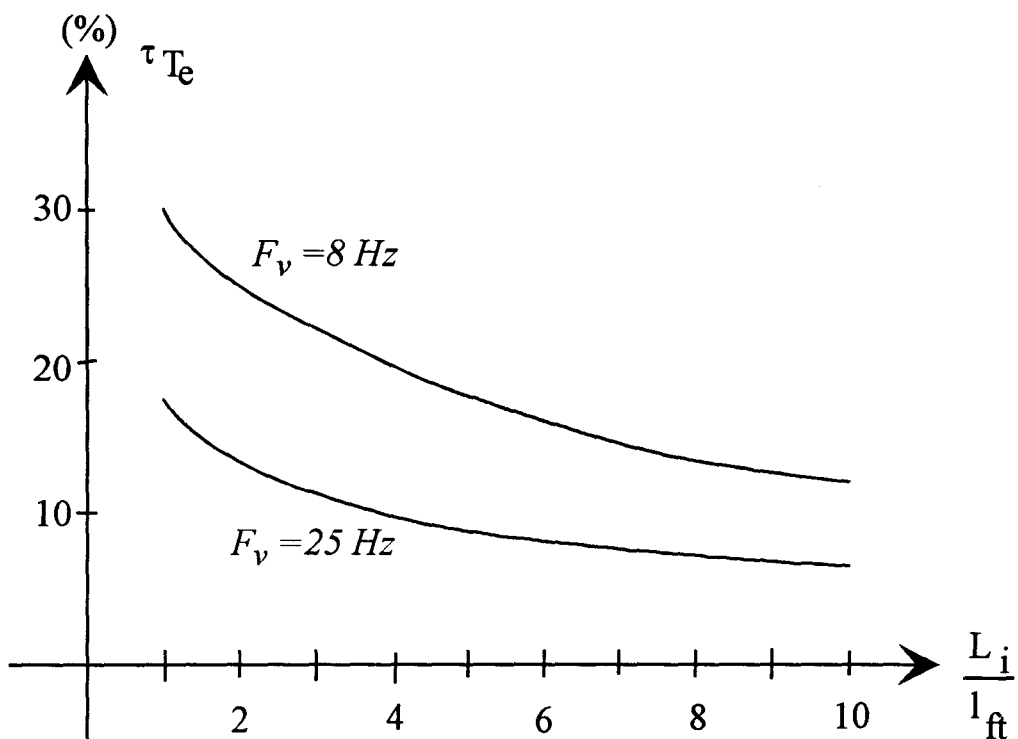


Figure 4.21 - Taux d'ondulation du couple en fonction de L_i/l_{ft} avec présence du filtre d'harmoniques. $F_v = 8 \text{ Hz}$ et 25 Hz . $F_0 = 250 \text{ Hz}$

La comparaison des figures 4.21 et 4.15 montre que le branchement du filtre supplémentaire accordé sur F_0 permet à pulsations de couple équivalentes, de réduire L_i dans un rapport d'approximativement dix.

Nous n'avons pas effectué d'étude comparative des coûts des deux solutions pour conclure sur la plus performante en rapport qualité/prix. Techniquement parlant, il est évident que les trois filtres supplémentaires améliorent nettement le comportement du système du point de vue des ondulations de couple.

V - CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'influence de l'inductance L_i de la maille continue sur les sous-harmoniques et les harmoniques réinjectés dans les courants des deux réseaux alternatifs. Nous avons en outre quantifié l'effet de L_i sur les pulsations du couple développé par la machine asynchrone alimentée par l'onduleur de courant. Dans toutes ces études, les différents effets sont quantifiés en fonction du rapport L_i/l_{ft} . l_{ft} représente l'inductance totale de fuites de la machine asynchrone.

Nous avons d'abord examiné le taux de sous-harmoniques dans le courant du réseau de fréquence variable. La *figure 4.4* montre que pour des valeurs de L_i / l_{ft} supérieures à 2,5, le taux de sous-harmoniques est inférieur à un pour cent. Il devient négligeable pour L_i / l_{ft} supérieur à 5.

En ce qui concerne les sous-harmoniques dans le courant du réseau de fréquence fixe, le taux de sous-harmoniques est négligeable pour L_i / l_{ft} supérieur à 1. Donc une valeur de L_i / l_{ft} qui réduit à de très faibles valeurs les sous-harmoniques dans le réseau de fréquence variable, annule ceux du réseau de fréquence fixe.

La réinjection d'harmoniques dans le courant i_v du réseau de fréquence variable crée des surtensions aux bornes des condensateurs. Une valeur de L_i / l_{ft} de 0,2 permet de limiter la tension créée, par les harmoniques réinjectés dans le courant i_v , de fréquence supérieure à F_0 , à la valeur nominale supportée par la machine. Cette valeur de L_i / l_{ft} est donnée à $F_0 = 400 \text{ Hz}$. Lorsque les harmoniques sont de fréquence égale à la fréquence de résonance F_0 , la *figure 4.11* nous montre qu'à $F_0 = 400 \text{ Hz}$, L_i / l_{ft} doit être égal à 1,5 pour éviter les surtensions aux bornes de la machine. Le motif de la MLI de l'onduleur est à 9 angles. On voit bien que la valeur de L_i / l_{ft} nécessaire pour éviter les surtensions dues aux harmoniques de fréquence égale à F_0 , rend négligeable la tension créée par les harmoniques de fréquence supérieure à F_0 .

L'amplitude relative des harmoniques de fréquences 250 et 350 Hz réinjectés dans le courant i_f du réseau de fréquence fixe est inférieure à 2 % pour $L_i / l_{ft} = 5$, mais diminue assez peu au delà de cette valeur de L_i / l_{ft} comme nous le montre la *figure 4.14*.

Enfin, nous avons étudié l'effet de L_i / l_{ft} sur les ondulations du couple développé par la machine asynchrone. La *figure 4.15* nous montre que pour L_i / l_{ft} supérieur à 5, le taux d'ondulation du couple diminue peu, mais sa valeur reste de l'ordre de 35 %. Ces valeurs sont données pour $F_v = 8 \text{ Hz}$ et une fréquence de résonance F_0 de 250 Hz.

Nous avons montré que l'ajout d'un filtre d'harmoniques accordé sur la fréquence F_0 , à pulsations de couple identiques, permet de réduire L_i / l_{ft} dans un rapport d'approximativement dix. La *figure 4.21* nous montre que pour L_i / l_{ft} supérieur à 5, si l'on double la valeur de L_i / l_{ft} , le taux d'ondulation du couple diminue peu.

Les différentes études menées nous montrent qu'un choix de L_i / l_{ft} qui permet de limiter les ondulations du couple de la machine asynchrone, rend négligeables les sous-harmoniques et les harmoniques réinjectés dans les courants des deux réseaux alternatifs.

CONCLUSION

L'alimentation en courant d'un moteur asynchrone, en vue d'un entraînement à vitesse variable, à partir d'un réseau alternatif de fréquence fixe nécessite l'association d'un redresseur et d'un onduleur de courant. La maille continue doit comporter une inductance de lissage et, il faut des condensateurs en parallèle sur les bobinages statoriques pour que la charge de l'onduleur de courant soit un récepteur de tension. Notre étude a porté sur les interactions des MLI du redresseur et de l'onduleur de courant afin de ne pas polluer le réseau de fréquence fixe et réduire les pulsations du couple développé par le moteur asynchrone.

Dans le chapitre I, nous avons établi les conditions générales que doivent satisfaire les contenus harmoniques des deux MLI pour éviter d'une part les sous-harmoniques dans les deux réseaux et, d'autre part, l'excitation du circuit résonnant constitué par la charge et les condensateurs mis en parallèle. Pour réduire les sous-harmoniques dans les courants des deux réseaux nous avons montré qu'il existe deux moyens devant être mis en oeuvre simultanément :

- réduction des composantes harmoniques de fréquences inférieures à la fréquence de résonance dans la MLI de l'onduleur.*
- choix d'une valeur suffisante de l'inductance de la maille continue.*

Pour éviter de réintroduire dans le réseau de fréquence variable des harmoniques de fréquence proche de la fréquence de résonance, nous avons montré qu'en plus des conditions énoncées ci-dessus, la MLI du redresseur ne doit pas contenir d'harmoniques de rangs 5, 7, 11 et 13.

Au chapitre III, nous avons vérifié à l'aide d'une simulation numérique du système étudié, le rôle des contenus harmoniques des deux MLI sur les sous-harmoniques et les harmoniques générés dans les deux réseaux. Les spectres et les exemples numériques présentés dans les trois simulations effectuées, avec différentes MLI pour le redresseur et l'onduleur valident les conclusions du chapitre I.

Nous avons montré au chapitre II qu'il est possible d'éliminer les quatre premiers harmoniques de la MLI du redresseur avec une variation de la tension de sortie du redresseur possible dans une large gamme. Pour obtenir ce résultat nous avons montré qu'il est nécessaire d'utiliser deux motifs. L'originalité de la MLI que nous proposons

En considérant les MLI des deux convertisseurs permettant de réduire les sous-harmoniques et les harmoniques générés dans les deux réseaux nous avons, au chapitre IV, étudié l'influence de l'inductance de la maille continue. Dans cette étude, la charge de l'onduleur de courant a été prise en compte. Nous avons d'abord montré que les sous - harmoniques présents uniquement dans la charge sont très vite atténués si on augmente quelque peu l'inductance de la maille continue. Nous avons ensuite étudié les surtensions aux bornes des condensateurs générées par les harmoniques présents dans le courant délivré par l'onduleur. Nous avons précisé les valeurs d'inductance nécessaires, en fonction des caractéristiques de la machine, pour éviter les surtensions aux bornes de la charge. Nous avons montré qu'un choix judicieux de la valeur de l'inductance de la maille continue évite l'emploi d'un filtre en amont du redresseur.

Références bibliographiques

- [1] **L.GYUGY and B.PELLY**
"Static Power Frequency changers : Theory, Performance and Application"
New-York. Wiley INTERSCIENCE 1976
- [2] **E.P.WIECHMANN, P.D.ZIOGAS and V.R.STEFANOVIC**
"Generalized Functional Model for three-Phase PWM Inverter/Rectifier Converters"
IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-23, n°2, pp. 236-246, March/April 1987
- [3] **JP.CAMBRONNE**
"Moteur asynchrone alimenté par un onduleur de courant à MLI"
Thèse Lille(1990)
- [4] **E.P.WIECHMANN, P.D.ZIOGAS and V.R.STEFANOVIC**
"A Novel Bilateral Power Conversion Scheme for Variable Frequency Static Power Supplies"
IEEE Trans. Ind. Appl. vol.IA-21, n°5, pp. 1226-1233, Sept/Oct 1985
- [5] **JW.KOLAR et al**
"Quasi-dual Modulation of Three-Phase PWM Conveters"
IEEE Trans. Ind. Appl. vol.IA-29, n°2, pp. 313-318, March/April 1993
- [6] **G.SEGUIER-F.LABRIQUE**
"Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Tome 4 : La conversion continu-alternatif"
Tec et Doc (1990)
- [7] **MATSUSSE and KUBOTA**
"PWM Current Source Inverter"
IEEE Trans. Ind. Appl. vol.26, n°2, pp. 274-282, March/April 1990
- [8] **A.GOURDIN-M.BOUHMAHRAT**
*"Méthodes numériques appliquées
Avec de nombreux programmes résolus en Fortan 77"*
Tec et Doc (1989)
- [9] **G.BLANCHET-J.PRADO**
*"Méthodes numériques pour le traitement du signal
Exemples et programmes"*
Masson(1991)
- [10] **CHANDRASEKHAR and PARESCH.C.SEN**
"Optimal pulsewidth modulation for current source inverter"
IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-22 (Nov/Dec 1986)
- [11] **XIAOLIANG MA**
"High performance PWM frequency changers"
IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-22, n°2, pp. 267-280, March/April 1986

- [12] **J.S.HSU(HTSUI)**
"Capacitor effects on induction motors fed by quasi-rectangular current sources"
IEEE Trans. Energ. Conv., Vol.7, N°3, pp. 509-516, September 1992
- [13] **J.S.HSU and AMR.M.A.AMIN**
"Torque Calculations of Current-Source Induction Machines Using the 1 - 2 - 0 Coordinate System"
IEEE Trans. Ind. Elect., Vol. 37, n°1, pp. 34-40, February 1990
- [14] **S.NONAKA and Y.NEBA**
"Analysis of PWM GTO Current Source Inverter-Fed Induction Motor Drive System"
IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-23, n°2, pp. 256-262, March/April 1987
- [15] **S.NONAKA and Y.NEBA**
"Quick Regulation of Sinusoidal Output Current in PWM converter-Inverter System"
IEEE Trans. Ind. Appl., Vol IA-27, n°6, pp. 1055-1062, Nov/Dec 1991
- [16] **J.MAX et Collaborateurs**
"Méthodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques"
Tome1. MASSON(1985)
- [17] **K.ARBENZ et A.WOHLHAUSER**
"Analyse numérique"
Presses polytechniques Romandes(1986)
- [18] **R.BECKETT**
"Numerical Calculations and Algorithms"
Mc Graw-Hill Book Company(1967)
- [19] **J.AUVRAY**
"Electronique des signaux analogiques"
Dunod(1980)
- [20] **P.JOUBERT**
"Circuits électriques et systèmes Méthodes modernes de calcul"
Tec et Doc (1986)
- [21] **B.SEMAIL-LEMAIRE**
"Modélisation et réalisation d' un actionneur asynchrone et de sa commande vectorielle"
Thèse Paris VI (1990)
- [22] **Ph.BARRET**
"Régimes transitoires dans les machines tournantes électriques"
EYROLLES

Bibliographie

[BORLAND

"TURBO PASCAL Versions 5.0 et 6.0"
Manuels d'utilisation]

[F.BLANC et P.BRANDIN

"TURBO PASCAL sur PC et compatibles"
éditions P.S.I (1987)]

[JC.BOUSSARD et R.MAHL

*"Programmation avancée
algorithmique et structure de données"*
EYROLLES(1984)]

[R.W.Y.CHEUNG, H.JIN, B.WU, J.D.LAVERS

*"A generalized computer-aided formulation for the dynamic and steady state
analysis of induction machine inverter drive systems"*
IEEE Trans. Energ. Conv., vol. 5, pp. 337-343, June 1990]

[JH.COHEN, F.JOUTEL, Y.CORDIER B.JECH

*"TURBO PASCAL
Initiation et applications scientifiques"*
ellipses(1989)]

[B.DE FORNEL

"Association machine asynchrone-convertisseurs statiques"
Journées E.E.A(1986)]

[JC.FANTOU

"Les recopies d'écran"
Volume 2
Editions Radio(1990)]

[M.HEQUET

"Moteur asynchrone alimenté en courant"
Mémoire de DEA-Lille(1990)]

[K.KALTENBACH

"Simulation of a Current Source PWM Inverter"
E.P.E(1989) Conf.Rec., pp. 185-188]

[M.KHOSHKHOU, Dr.M.G.JAYNE

*"Simulation of transient torque effect Associated with parameter change in PWM
Inverter Drives"*
E.P.E(1987) Conf.Rec., pp. 1087-1091]

[T.LACHAND-ROBERT, J.E.LACHAND-ROBERT

*"TURBO PASCAL
Bibliothèque de procédures"*
SYBEX(1990)]

[Alan R.MILLER

"Programmes en pascal pour Scientifiques et Ingénieurs"
SYBEX(1982)]

[M.MINOUX

*"Programmation mathématique
théorie et algorithmes"-Tome 1*
Dunod(1983)]

[S.NONAKA and Y.NEBA

"New GTO Source Inverter with Pulsewidth Modulation Control Techniques"
IEEE Trans. Ind. vol.IA-22, n°4, pp. 666-672, July/August 1986]

[M.SAVINO, A.TROTTA

"Analysis and Measurement of PWM waveforms"
E.P.E(1987) Conf.Rec., pp. 725-731]

[R.SZCZESNY and P.GRUSZCZYNSKI

"Modelling and Simulation of Converter Systems"
E.P.E (1987) Conf.Rec., pp. 789-794]

[M.TISCHER

*"La bible TURBO PASCAL Versions 5.0 et 5.5
Programmation Système"*
Editions Micro Application(1990)]

Tables des matières

Remerciements	3
SOMMAIRE	5
INTRODUCTION	6
CHAPITRE I : APPROCHE GLOBALE DU SYSTEME ETUDIE	8
I-HYPOTHESES ET DEFINITIONS DES PARAMETRES	8
II-METHODE D'ETUDE DU SYSTEME	11
II.1-Composantes du courant intermédiaire	11
II.2-Premières remarques sur les composantes des réseaux alternatifs	12
<i>II.2.1-Conclusion sur la présence de sous-harmoniques</i>	14
<i>II.2.2-Excitation de la résonance de la charge du réseau de fréquence variable</i>	14
III- ETUDE THEORIQUE DES INTERACTIONS	15
III.1-Etude du spectre fréquentiel de v_1	15
III.2-Etude du spectre fréquentiel de v_2	16
III.3-Etude du spectre fréquentiel du courant intermédiaire	19
III.4-Harmoniques du courant dans le réseau de fréquence fixe	20
III.5-Harmoniques du courant dans le réseau de fréquence variable	22
IV-PREMIERES CONCLUSIONS THEORIQUES	24
IV.1-Problème des sous-harmoniques de courant dans le réseau de fréquence fixe	24
IV.2-Problèmes générés dans le courant du réseau de fréquence variable	27
<i>IV.2.1-Problèmes des sous-harmoniques</i>	27
<i>IV.2.2-Problème des harmoniques de fréquence proche de F_0</i>	29
<i>IV.2.2.1-composantes de $F_{c_{vp}}^{ih0}$</i>	29
<i>IV.2.2.2-composantes de $F_{c_{vp}}^{ih2}$</i>	29
<i>IV.2.2.3-composantes de $F_{c_{vp}}^{ih1}$</i>	30

CHAPITRE II : GENESE DE LA MLI DU REDRESSEUR.....	34
I-INTRODUCTION.....	34
II-DESCRIPTION DU REDRESSEUR.....	36
II.1-Règles de conduction des interrupteurs de puissance.....	36
II.2-Conditions générales à remplir par les fonctions de commutation ...	37
II.3-Conditions particulières à remplir par les fonctions de commutation du redresseur étudié.....	38
III-MOTIFS DE MLI DU REDRESSEUR.....	40
IV-CONCLUSION.....	45
CHAPITRE III : SIMULATION GLOBALE	47
I-INTRODUCTION.....	47
II-LES DEUX COMMANDES NE SATISFONT PAS LES CRITERES ENONCES AU CHAPITRE I.....	49
II.1-Description des deux commandes.....	49
<i>II.1.1-Commande du redresseur</i>	<i>49</i>
<i>II.1.2-MLI de l'onduleur</i>	<i>50</i>
II.2-Résultats de simulation	55
<i>II.2.1-Spectre du courant intermédiaire.....</i>	<i>57</i>
<i>II.2.2-Sous-harmoniques du courant dans le réseau de fréquence fixe.....</i>	<i>59</i>
<i>II.2.3-composantes spectrales du courant dans le réseau de fréquence variable</i>	<i>61</i>
<i>II.2.4-conclusion.....</i>	<i>64</i>
III-LA MLI DE L'ONDULEUR PERMET D'ELIMINER LES SOUS- HARMONIQUES	65
III.1-Description de la MLI de l'onduleur.....	65
III.2-Résultats de simulation.....	69
<i>III.2.1-Contenu spectral du courant intermédiaire.....</i>	<i>70</i>
<i>III.2.2-Composantes spectrales du courant dans le réseau de fréquence fixe.....</i>	<i>71</i>
<i>III.2.3-Composantes spectrales du courant dans le réseau de fréquence variable</i>	<i>73</i>
<i>III.2.4-Conclusion.....</i>	<i>75</i>

IV-LES DEUX MLI SATISFONT AUX CRITERES ENONCES AU CHAPITRE I	76
IV.1-Résultats de simulation	76
<i>IV.1.1-contenu spectral du courant intermédiaire</i>	<i>79</i>
<i>IV.1.2-composantes spectrales du courant dans le réseau de fréquence fixe.....</i>	<i>80</i>
<i>IV.1.3-composantes spectrales du courant dans le réseau de fréquence variable</i>	<i>82</i>
V-CONCLUSION	83
CHAPITRE IV : INFLUENCE DE L'INDUCTANCE DE LA MAILLE CONTINUE.....	86
I-INFLUENCE DE L'INDUCTANCE L_i SUR LES SOUS-HARMONIQUES DU COURANT DANS LA CHARGE DE L'ONDULEUR	86
I.1-Modélisation de la charge de l'onduleur	86
I.2-Conditions de fonctionnement	89
I.3- Méthode d'étude	92
<i>I.3.1-Description de la méthode.....</i>	<i>92</i>
<i>I.3.2-étude du filtre.....</i>	<i>94</i>
<i>I.3.3-résolution en fréquence</i>	<i>97</i>
I.4-Résultats	99
II-INFLUENCE DE L_i SUR LES HARMONIQUES REINJECTES DANS LE COURANT i_v	101
II.1-Impédance du circuit de sortie de l'onduleur	101
II.2-Impédance réduite de la charge.....	104
II.3-Influence de L'inductance L_i sur la tension aux bornes des condensateurs.....	105
<i>II.3.1-Influence de L_i sur la tension créée par les harmoniques de i_v de fréquence supérieure à F_0.....</i>	<i>105</i>
<i>II.3.2-Influence de L_i sur la tension créée par les harmoniques de i_v de fréquence égale à F_0.....</i>	<i>113</i>
II.4-Fréquence minimale de fonctionnement des motifs de la MLI de l'onduleur	116
<i>II.4.1-Mise en équation de la charge de l'onduleur de courant</i>	<i>116</i>
<i>II.4.2-Résultats</i>	<i>118</i>
<i>II.4.3-Relation entre les valeurs de L_i/l_{ft} et les fréquences minimales de fonctionnement des motifs de la MLI de l'onduleur</i>	<i>121</i>

III-INFLUENCE DE L_j SUR LES HARMONIQUES REINJECTES DANS LE COURANT DU RESEAU DE FREQUENCE FIXE.....	121
III.1-Influence de L_j sur les sous-harmoniques	121
III.2-Influence de L_j sur les harmoniques de courant de fréquences 250 et 350 Hz.....	122
IV-INFLUENCE DE L_j SUR L'ONDULATION DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	125
IV.1-Modèle dynamique de la machine asynchrone.....	126
IV.2-Résultats de simulation	129
IV.3-Impédance du circuit de sortie de l'onduleur avec présence d'un filtre d'harmoniques.....	133
IV.4-Equations de fonctionnement de la machine avec présence d'un filtre d'harmoniques	135
IV.5-Résultats.	136
V-CONCLUSION	137
CONCLUSION.....	140
Références bibliographiques.....	142
Bibliographie.....	144
Table des matières.....	146
Liste des figures	150

Liste des figures

Chapitre I

Figure 1.1-Schéma du système étudié	8
Figure 1.2-Schéma du redresseur	10
Figure 1.3-Allure du spectre fréquentiel de $[F_c f]$	25
Figure 1.4-Enveloppe du spectre de $[F_c v]$	25
Figure 1.5-Allure des spectres de v_{2h} et i_{1h2}	26
Figure 1.6-Allure des spectres de $[F_c v]$ et i_{1h2}	27
Figure 1.7-Enveloppe du spectre de $[F_c v]$	28
Figure 1.8-Enveloppe du spectre de i_{1h2}	29
Figure 1.9-Forme générale du spectre de $[F_c f]$	31
Figure 1.10-Composantes de $[F_c v]$ à éliminer.....	32
Figure 1.11-Spectre de $[F_c f]$	33

Chapitre II

Figure 2.1-Fonctions de commutation du redresseur, la première impulsion est calée sur 0	41
Figure 2.2-Valeurs des cinq angles du motif de la figure 2.1 en fonction du facteur de réglage r	41
Figure 2.3-Tension v_1 de sortie du redresseur.....	42
Figure 2.4-Fonctions de commutation du redresseur, onde à trois niveaux, à un trou entre α_5 et $\pi/6$	43
Figure 2.5-Valeurs des cinq angles du motif de la figure 2.4 en fonction du facteur de réglage r	43
Figure 2.6-Fonctions de commutation du redresseur, motifs de la figure 2.4 avec un petit angle de court-circuit δ pour éviter la commutation immédiate des interrupteurs du même bras de pont.....	44
Figure 2.7-Valeurs des cinq angles du motif de la figure 2.6 en fonction du paramètre de réglage r	45

Chapitre III

Figure 3.1-Fonction de commutation du redresseur.....	50
Figure 3.2-Composantes spectrales de la fonction de commutation du redresseur	50
Figure 3.3-Fonction de commutation de l'onduleur.....	51
Figure 3.4-Fonction de commutation de l'onduleur.....	53
Figure 3.5-Composantes spectrales de la fonction de commutation de l'onduleur	53
Figure 3.5(1)-Composantes spectrales de la fonction de commutation de l'onduleur entre 0 et 128 Hz	54
Figure 3.5(2)-Composantes spectrales de la fonction de commutation de l'onduleur entre 128 et 256 Hz	54
Figure 3.5(3)-Composantes spectrales de la fonction de commutation de l'onduleur entre 256 et 384 Hz	54
Figure 3.5(4)-Composantes spectrales de la fonction de commutation de l'onduleur entre 704 et 832 Hz	55
Figure 3.6-Tension v_2 en amont de l'onduleur de courant	56
Figure 3.7-Composantes spectrales de la tension v_2 entre 0 et 1024 Hz	56
Figure 3.8-Tension v_1 à la sortie du redresseur.....	57
Figure 3.9-Composantes spectrales de la tension v_1 entre 0 et 1024 Hz	57
Figure 3.10-Courant intermédiaire.....	58
Figure 3.11-Composantes spectrales du courant intermédiaire.....	58
Figure 3.12-Courant dans le réseau de fréquence fixe	59
Figure 3.13(1)-Composantes spectrales du courant dans le réseau de fréquence fixe entre 0 et 1024 Hz	60
Figure 3.13(2)-Composantes spectrales du courant dans le réseau de fréquence fixe entre 0 et 128 Hz	61
Figure 3.14-Courant dans le réseau de fréquence variable.....	61
Figure 3.15-Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 0 et 1024 Hz.....	63
Figure 3.15(1)-Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 0 et 128 Hz.....	63
Figure 3.15(2)-Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 256 et 384 Hz.....	64
Figure 3.15(3)-Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 512 et 684 Hz.....	64
Figure 3.16(1)-Fonction de commutation de l'onduleur définie par 29 angles	65
Figure 3.16(2)-Fonction de commutation de l'onduleur dilatée sur un quart de période.....	66
Figure 3.17-Spectre du courant de la MLI de l'onduleur entre 0 et 1024 Hz.....	66
Figure 3.17(1)-Spectre du courant de la MLI de l'onduleur à 29 angles représenté entre 0 et 64 Hz	67

Figure 3.17(2)-Spectre du courant de la MLI de l'onduleur à 25 angles représenté entre 0 et 1024 Hz.....	67
Figure 3.18(1)-Spectre du courant de la MLI de l'onduleur à 29 angles représenté entre 0 et 1024 Hz.....	68
Figure 3.18(2)-Spectre du courant de la MLI de l'onduleur à 29 angles représenté entre 0 et 128 Hz	68
Figure 3.19(1)-Tension v_2 en amont de l'onduleur.....	69
Figure 3.19(2)-Tension v_2 en amont de l'onduleur dilatée	69
Figure 3.20(1)-Spectre de la tension v_2 entre 0 et 1024 Hz.....	70
Figure 3.20(2)-Spectre de la tension v_2 entre 0 et 128 Hz.....	70
Figure 3.21-Courant intermédiaire.....	71
Figure 3.22-Spectre du courant intermédiaire entre 0 et 1024 Hz.....	71
Figure 3.23-Courant dans le réseau de fréquence fixe	72
Figure 3.24(1)-Spectre du courant dans le réseau de fréquence fixe entre 0 et 1024 Hz.....	72
Figure 3.24(2)-Spectre du courant dans le réseau de fréquence fixe entre 0 et 128 Hz.....	72
Figure 3.25-Courant dans le réseau de fréquence variable.....	74
Figure 3.26-Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 0 et 1024 Hz.....	74
Figure 3.26(1)-Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 0 et 128 Hz.....	75
Figure 3.26(2)-Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 256 et 384 Hz.....	75
Figure 3.26(3)-Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 512 et 640 Hz.....	75
Figure 3.27-Tension v_2 à l'entrée de l'onduleur.....	77
Figure 3.28-Spectre de la tension v_2.....	77
Figure 3.29-Fonction de commutation du redresseur, onde à trois niveaux, définie par cinq angles	77
Figure 3.30-Spectre de la fonction de commutation du redresseur entre 0 et 2048 Hz.....	78
Figure 3.31-Tension v_1 à la sortie du redresseur.....	78
Figure 3.32-Spectre de la tension v_1 entre 0 et 1024 Hz	79
Figure 3.33-Courant intermédiaire.....	79
Figure 3.34-Spectre du courant intermédiaire	80
Figure 3.35-Courant dans le réseau de fréquence fixe	80
Figure 3.36(1)-Spectre du courant dans le réseau de fréquence fixe entre 0 et 1024 Hz.....	81
Figure 3.36(2)-Spectre du courant dans le réseau de fréquence fixe entre 0 et 128 Hz.....	81
Figure 3.37-Courant dans le réseau de fréquence variable.....	82
Figure 3.38-Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 0 et 1024 Hz.....	82

Figure 3.38(1) -Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 0 et 64 Hz.....	83
Figure 3.38(2) -Spectre du courant dans le réseau de fréquence variable entre 832 et 960 Hz.....	83

Chapitre IV

Figure 4.1 -Schéma monophasé équivalent de la charge de l'onduleur de courant.....	87
Figure 4.2 -Filtre passe-bas du 8ème ordre de fréquence de coupure F_n	97
Figure 4.3 -Valeurs de τ_{sh} à $L_i/l_{fi}=0,33$ lorsqu'il y a présence de sous-harmoniques dans le courant i_v	100
Figure 4.4 -Valeurs de τ_{sh} en fonction de L_i/l_{fi} . Les valeurs de F_v sont : 8, 14 et 17 Hz.....	100
Figure 4.5 -Impédance réduite de la charge en fonction de la fréquence.....	104
Figure 4.5(1) -Impédance réduite de la charge pour $f < 390$ Hz.....	105
Figure 4.5(2) -Impédance réduite de la charge pour $f > 550$ Hz.....	105
Figure 4.6 -Variation de $(1/z(h))$ en fonction de la fréquence $f > F_0$	107
Figure 4.7 -Variation de $(1/z(h))$ en fonction de la fréquence $f > F_0$ ($F_0=200, 300$ et 500 Hz).....	107
Figure 4.8 -Schéma monophasé du circuit de sortie de l'onduleur pour $f > F_v$	109
Figure 4.9 -Variation de $\left[A_{f(17)} + A_{f(19)} \right]$ en fonction du facteur de réglage r du redresseur.....	111
Figure 4.10 - (L_i/l_{fi}) en fonction de F_0 ($200 \text{ Hz} < F_0 < 600 \text{ Hz}$).....	112
Figure 4.11 - (L_i/l_{fi}) en fonction de F_0 pour les deux motifs de la MLI de l'onduleur.....	115
Figure 4.12(1) -Tension relative aux bornes des condensateurs en fonction de F_v pour $F_0=200, 300, 400$ et 500 Hz. Le motif de la MLI de l'onduleur est à 25 angles.....	119
Figure 4.12(2) -Tension relative aux bornes des condensateurs en fonction de F_v pour $F_0=200, 300, 400$ et 500 Hz. Le motif de la MLI de l'onduleur est à 9 angles.....	120
Figure 4.13 -Amplitude relative des harmoniques de rangs 5 et 7 réinjectés dans le courant du réseau de fréquence fixe en fonction du facteur de réglage r du redresseur.....	124
Figure 4.14 -Amplitude maximale de $\frac{\hat{I}_f(h)}{\hat{I}_{s1n}}$ pour $h=5$ et 7 en fonction de L_i/l_{fi}	124
Figure 4.15 -Taux d'ondulation du couple en fonction de (L_i/l_{fi}) , $F_v=8$ et 25 Hz. Les valeurs de F_0 et F_0/Q sont respectivement 250 et $8,6$ Hz.....	130

Figure 4.16(1) - <i>Spectre du couple de la machine simulée à $F_v=8$ Hz entre 0 et 1024 Hz. Les valeurs de F_0 et L_i/l_f sont respectivement 250 Hz et 10.....</i>	130
Figure 4.16(2) - <i>Spectre du couple à $F_v=8$ Hz entre 192 et 320 Hz. $F_0=250$ Hz et $L_i/l_f=10$.....</i>	131
Figure 4.17 - <i>Taux d'ondulation du couple en fonction de (L_i/l_f), $F_v=8$ Hz et $F_0=250$ Hz.....</i>	132
Figure 4.18 - <i>Schéma de la charge de l'onduleur avec présence d'un filtre d'harmoniques.....</i>	132
Figure 4.19 - <i>Variation de $z(h)$ sans le filtre d'harmoniques en fonction de la fréquence. $F_0=250$ Hz et $F_0/Q=8,6$ Hz.....</i>	134
Figure 4.20 - <i>Variation de $z(h)$ avec le filtre d'harmoniques en fonction de la fréquence. Les deux circuits résonnants ont même valeur de F_0(250 Hz). Le filtre d'harmoniques a une valeur de F_0/Q d'environ 50 Hz.....</i>	134
Figure 4.21 - <i>Taux d'ondulation du couple en fonction de L_i/l_f avec présence du filtre d'harmoniques. $F_v=8$ et 25 Hz. $F_0=250$ Hz.....</i>	137

