

50376
1990
99

68 553

50376
1990
99

N° d'ordre: 550

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité: GENIE ELECTRIQUE

par

Marco AGILA



ETUDE DU REDRESSEUR A MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS ALIMENTE EN TRIPHASE

Soutenue le 22 Juin 1990 devant la Commission d'Examen

Président	SEGUIER G.	U.S.T.L. Flandres Artois
Rapporteur	TRANNOY B.	I.N.P. TOULOUSE
Rapporteur	ROMBAUT C.	I.D.N.
D ^r du travail	DESTOBBELEER E.	U.S.T.L. Flandres Artois
Examineur	COCQUERELLE J.L.	Université de Nantes

A mes enfants

A ma femme

A mes parents

AVANT-PROPOS

Nos recherches ont été effectuées au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de l'Université des Sciences et Techniques de Lille-Flandres-Artois. Nous tenons à témoigner à Monsieur le Professeur G. SEGUIER, Directeur de ce Laboratoire, notre profonde gratitude par son accueil et les conseils qu'il nous a donnés pour mener ce mémoire à son terme.

Notre travail de recherche a été dirigé par Monsieur E. DESTOBBELEER, Maître de Conférences à l'Université de Lille. Nous lui sommes entièrement reconnaissant de nous avoir guidé pas à pas dans le long cheminement qui a conduit à cette thèse.

Nous remercions très vivement le Professeur B. TRANNOY de l'Institut Polytechnique de Toulouse d'avoir accepté de participer à notre Jury et d'examiner notre travail.

Nos plus vifs remerciements s'adressent également à Monsieur le Professeur C. ROMBAUT, de l'Institut Industriel du Nord, qui a lui aussi accepté de rapporter sur notre mémoire.

Nous remercions aussi Monsieur le Professeur J.L. COCQUERELLE, de l'Université de Nantes, de l'intérêt qu'il a porté à notre étude et de sa présence dans notre Jury.

Nous remercions tous les membres du Service d'Electrotechnique de l'Université et tout particulièrement Monsieur J.J. FRANCHAUD, Ingénieur d'Etudes, qui nous a beaucoup aidé dans la partie expérimentale de notre travail.

1.4.3. Plage de réglage de la tension de sortie	27
2. Etude de l'ensemble filtre-convertisseur	32
2.1. Circuits équivalents	33
2.1.1. Circuit monophasé équivalent pour le fondamental	33
2.1.2. Circuit monophasé équivalent pour les harmoniques	33
2.2. Etude qualitative du filtre	35
2.2.1. Atténuation des harmoniques restants	35
2.2.2. Tensions fondamentales	36
2.2.3. Fréquence de résonance	36
2.3. Etude quantitative du filtre	37
2.3.1. Affaiblissement du premier harmonique de courant restant	37
2.3.2. Puissances et facteur de puissance à l'entrée du filtre	38
2.3.2.1. Puissances à l'entrée du filtre	39
2.3.2.2. Facteur de puissance à l'entrée du filtre	40
2.3.3. Puissance réactive créée par les condensateurs	40
2.3.4. Influence de la valeur des condensateurs C sur le fondamental	42
2.3.4.1. Fondamental des courants d'entrée	42
2.3.4.2. Variations des tensions aux bornes des condensateurs	45
2.3.4.3. Facteur de déplacement $\text{Cos}\phi'_1$	46
2.3.5. Source de tension alimentant le convertisseur	47
2.3.5.1. Variations des courants dans les condensateurs	47
2.3.5.2. Déformation des tensions à l'entrée du convertisseur	48
2.3.5.3. Déformation due au premier harmonique de courant restant	50
2.3.6. Surtensions à l'entrée du convertisseur	51
2.3.7. Choix des éléments du filtre	53
2.3.7.1. Courbe C1	53
2.3.7.2. Courbe C2	54
2.3.7.3. Courbe C3	55

3. Etude de l'ensemble convertisseur-filtre de sortie	77
3-1. Harmoniques de la tension de sortie dans les ponts tout thyristors et mixte	78
3.2. Harmoniques de tension et de courant dans le convertisseur	81
3.2.1. Puissance instantanée dans le convertisseur	81
3.2.2. Puissance instantanée à l'entrée du convertisseur	82
3.2.3. Puissance instantanée à la sortie du convertisseur	84
3.3. Effet de l'harmonique de pulsation 6ω de u'_d	90
3.3.1. Déphasage du fondamental des courants d'entrée	91
3.3.2. Relation entre harmoniques de courant d'entrée et harmoniques de tension de sortie en négligeant l'ondulation de i_d	93
3.3.3. harmoniques de courant d'entrée liés à u'_d en considérant l'ondulation de i_d	94
3.4. Circuit compensateur de sortie	99
3.4.1. Lissage classique	99
3.4.2. Circuit compensateur	100
3.4.2.1. Circuit parallèle	101
3.4.2.2. Circuit série	104
3.4.3.2.1. Passage de circuit parallèle au circuit série	104
3.4.3.2.2. Calcul de L'_0 , C'_0 , et L'	104
4. Montage et résultats expérimentaux	107
4.1. Présentation du montage	108
4.1.1. Charge du convertisseur	108
4.1.2. Valeurs des éléments de filtrage	108
4.1.3. Convertisseur	109
4.1.4. Commande par microprocesseur	110
4.1.4.1. Filtre	110
4.1.4.2. Microprocesseur	112
4.2. Résultats obtenus	113
4.2.1. Résultats côté continu	113
4.2.2. Résultats côté alternatif	113
4.2.2.1. Montage avec les filtres F1 et F3	113
4.2.2.2. Montage avec les filtres F2 et F3	114

4.2.2.2.1.	Evolution du facteur de déplacement avec la charge	114
4.2.2.2.2.	Evolution du facteur de puissance avec la charge	115
Conclusion		125
Références Bibliographiques		127

•

INTRODUCTION

L'accroissement constant du nombre d'équipements d'électronique de puissance alimentés par le réseau industriel triphasé et l'utilisation simultanée d'ordinateurs conduisent à accorder une attention de plus en plus grande à la pollution du réseau par les redresseurs. D'autre part, les besoins d'économie d'énergie nécessitent de porter une attention toujours importante au facteur de déplacement [1].

Dans la conversion alternatif-continu ce sont les redresseurs à thyristors à commutation naturelle qui ont prédominé jusque maintenant. Cependant, le coût et l'encombrement des condensateurs et inductances de filtrage conduisent à rechercher des solutions nouvelles [2] et [3]. Celles-ci sont envisageables grâce aux progrès réalisés dans la technologie des semi-conducteurs de puissance à extinction commandable [4] et [5]. Ainsi les redresseurs utilisant la Modulation de Largeur d'Impulsions, M.L.I., vont progressivement remplacer les montages classiques dans certaines applications [6] et [7].

Le facteur de puissance, la distorsion des courants en ligne et le taux d'harmoniques de la tension de sortie sont nettement améliorés dans un convertisseur à Modulation de Largeur d'Impulsions. Cela conduit à une substantielle réduction de la compensation de la puissance réactive et du dimensionnement des filtres d'entrée et de sortie [8] et [9].

Le but de notre travail est d'évaluer les performances d'un redresseur mettant en œuvre la Modulation de Largeur d'Impulsions ayant une structure dont la commande soit simple.

Présentation de l'étude

La structure du convertisseur étudié comporte essentiellement un hacheur série directement relié à un pont triphasé à diodes. La loi de Modulation de Largeur d'Impulsions calculée permet de commander le hacheur de manière à obtenir à sa sortie une tension de valeur moyenne variable et de rendre équilibré le système triphasé des courants appelés par le pont redresseur. Cette loi de commande permet d'éliminer l'harmonique de rang cinq des courants appelés par le convertisseur. Un filtre passe-bas s'avère suffisant pour supprimer de façon satisfaisante les harmoniques restants.

A la sortie du hacheur, la tension redressée contient un harmonique de pulsation 6ω , ω étant celle du réseau, et d'autres termes de pulsation plus élevée. Pour éviter les effets gênants de l'harmonique de pulsation 6ω , un filtre placé entre le hacheur et la charge rendra le courant dans cette dernière moins ondulé.

Pour étudier le système dans son ensemble, on considère simultanément les paramètres suivants: valeurs du courant et de la tension de sortie, nombre d'impulsions par alternance des courants d'entrée, calage de ces impulsions, valeurs des éléments du filtre d'entrée, atténuation due à ce filtre des harmoniques des courants d'entrée.

Le contenu de ce mémoire est le suivant:

- . Le premier chapitre est consacré à l'étude du *convertisseur proprement dit*. Pour cela on suppose qu'il est alimenté par une source triphasée parfaite de tensions sinusoïdales et qu'il débite sur un récepteur de courant continu parfait. On établit, dans ces conditions, la loi de Modulation de Commande du hacheur et on en déduit le nombre d'impulsions possible.
- . Le deuxième chapitre traite de l'ensemble *filtre d'entrée-convertisseur*. Le courant de sortie étant considéré encore complètement lissé, on analyse les effets du filtre. Une étude sur la tension de sortie du filtre et sur l'atténuation qu'il apporte aux harmoniques des courants d'entrée conduit au choix de ses éléments, qui devront permettre d'obtenir un bon facteur de puissance dans une large plage de variation de la charge.

- . Le troisième chapitre tient compte de la nature réelle de la charge, et comporte, d'abord, une étude sur les relations existant entre les différents harmoniques associés au convertisseur, ensuite, la nécessité de placer, entre le hacheur et la charge, un circuit compensateur en vue de réduire l'ondulation du courant de sortie.
- . Le quatrième chapitre présente le montage expérimental de faible puissance, qui nous a servi pour vérifier et illustrer les résultats prévus dans l'étude théorique.

CHAPITRE 1

ETUDE DU CONVERTISSEUR

1.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

1.1.1 Convertisseur et principe de fonctionnement

Le convertisseur à M.L.I. étudié, fonctionnant en redresseur, permet d'alimenter une charge à travers l'inductance de lissage L_2 , (figure 1-1). Il comporte:

- . un filtre triphasé composé par des inductances L_1 en ligne et par des condensateurs C_1 .
- . un pont de six diodes $D_1, D_2, D_3, D'_1, D'_2, D'_3$, et
- . un hacheur série, représenté par un semiconducteur T, commandé à l'ouverture et à la fermeture, avec sa diode de roue libre D_L .

Les notations qui seront utilisées sont indiquées sur la figure 1-1.

On désigne par:

- . i_d et u'_d , le courant et la tension à la sortie du convertisseur
- . i_H , le courant dans le hacheur
- . u_d , la tension à la sortie du pont redresseur
- . i_A, i_B et i_C , les courants d'entrée du convertisseur
- . j_C , le courant dans les condensateurs
- . i'_A, i'_B et i'_C , les courants fournis par le réseau
- . v'_A, v'_B et v'_C , les tensions simples du réseau

A l'aide de la figure 1-2, nous allons étudier, dans ce chapitre, "le convertisseur et ses lois de modulation". Pour cela, nous supposons que:

- la source triphasée alimentant le convertisseur est parfaite; grâce aux condensateurs C_1 supposés suffisants, elle fournit les tensions

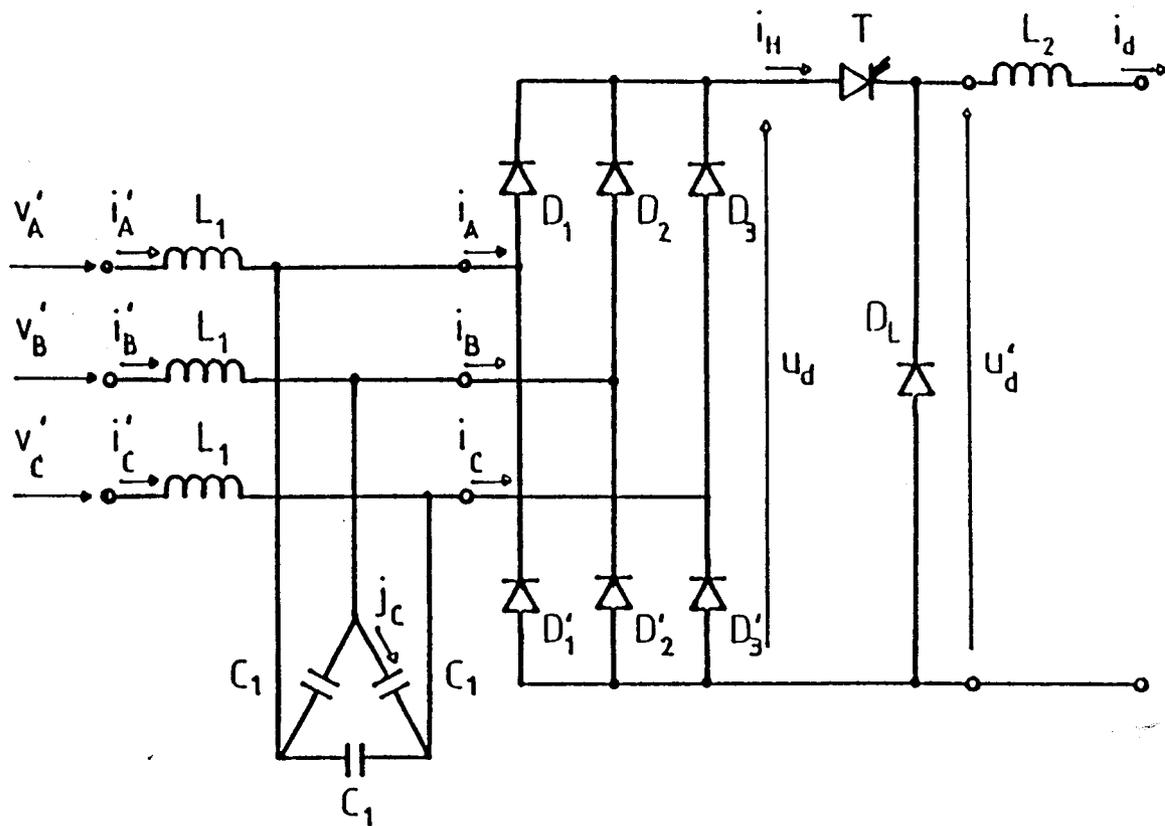


Figure 1-1

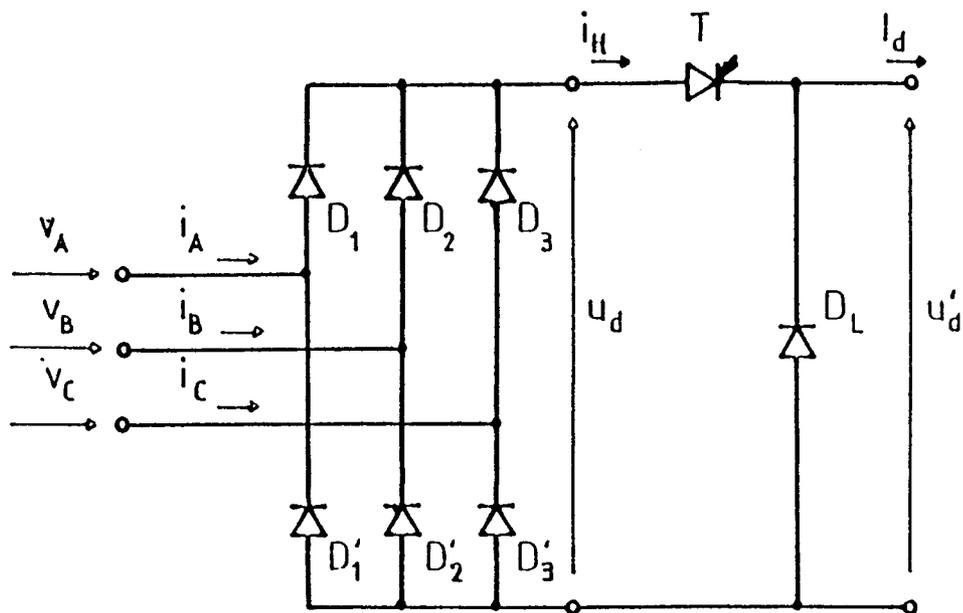


Figure 1-2

sinusoïdales v_A , v_B et v_C équilibrées.

- le récepteur de courant est parfait, c'est-à-dire que, grâce à l'inductance L_2 supposée suffisante, le courant de sortie i_d n'a pas d'ondulation; cela permet de confondre sa valeur instantanée i_d à sa valeur moyenne I_d ; d'où, $i_d = I_d$.
- les éléments semiconducteurs sont parfaits: chute de tension directe nulle, courant de fuite nul, temps de montée et descente négligeables.

1.1.2 Fonctionnement

Le pont redresseur étant mis directement en série avec le hacheur, il joue un rôle d'aiguilleur de courant:

- . le hacheur, à travers l'aiguilleur, est alimenté par une source de tension,
 - . le redresseur, à travers le hacheur, débite sur un récepteur de courant.
- T conduit en permanence. La valeur moyenne maximale possible de u'_d , en fonction de l'amplitude V_m des tensions v_A , v_B et v_C , est obtenue quand T conduit en permanence. Dans ce cas, la tension de sortie u'_d est égale à la tension u_d à la sortie du pont redresseur, et sa valeur moyenne U'_{do} à celle U_{do} de cette dernière:

$$U'_{do} = U_{do} = \frac{3 \sqrt{3} V_m}{\pi} \quad (1-1)$$

Le courant i_H est égal à I_d et les courants i_A , i_B et i_C sont formés par deux créneaux rectangulaires par période. On retrouve, alors, le cas où le récepteur serait directement branché à la sortie du pont.

- T conduit par intervalles. Quand T conduit, figure 1-3, la tension u'_d est égale à la plus grande des différences entre les tensions simples. Le courant i_H , égal à I_d , vient de la source par la diode reliée à l'entrée la plus positive, y retourne par celle reliée à la plus négative. Quand T est bloqué, le courant i_H et ceux pris à la source sont nuls; la tension de sortie u'_d est, aussi, nulle.

La commande de T permet:

- en faisant varier la durée des intervalles d'ouverture et de

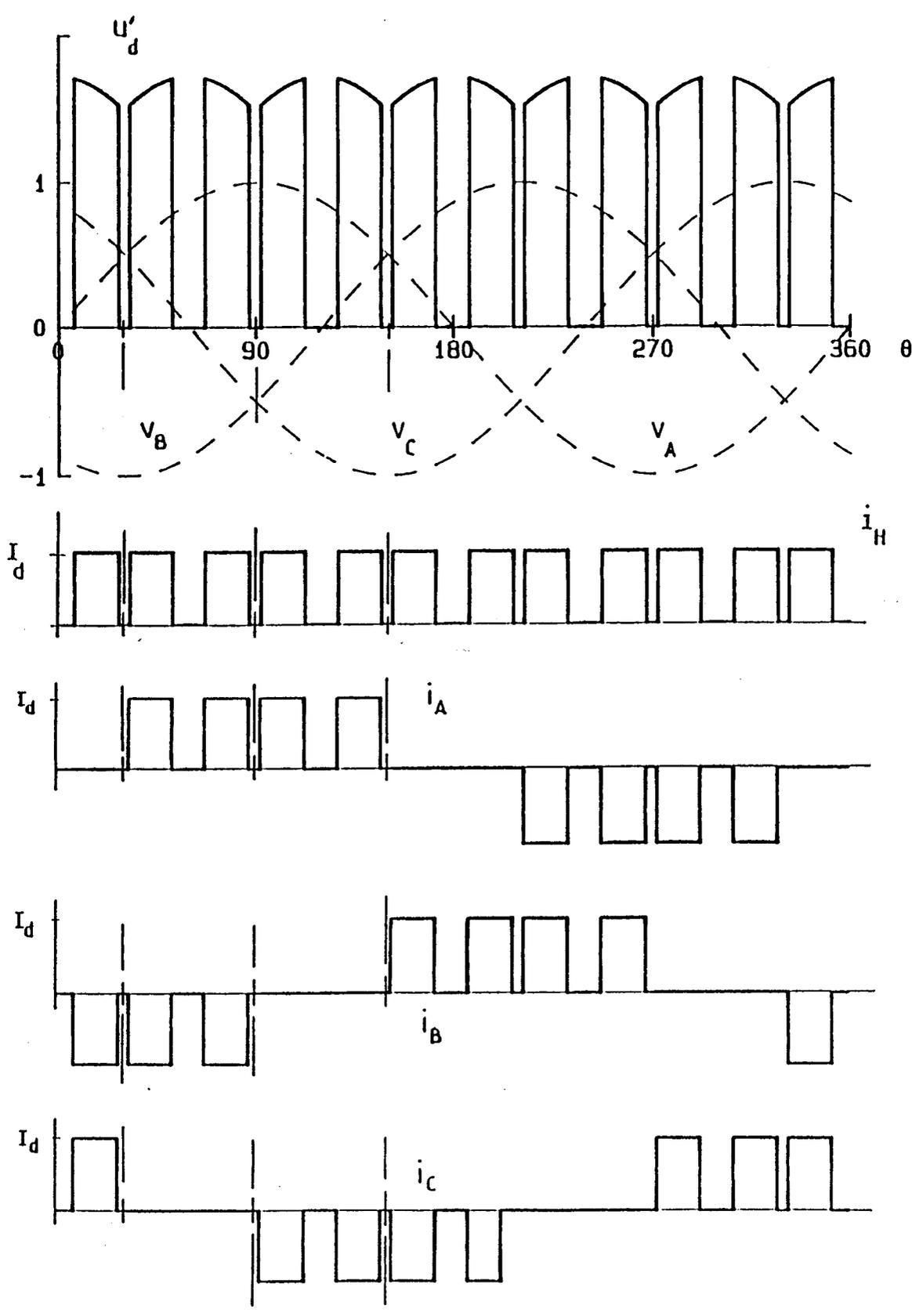


Figure 1-3

fermeture de T, d'obtenir une variation de la valeur moyenne U'_{do} de u'_d .

- en choisissant convenablement la position de ces intervalles, de centrer les alternances positive et négative des courants pris à la source sur celles des tensions simples correspondantes. Alors, le fondamental de ces courants étant en phase avec la tension, on supprime la puissance réactive consommée par le convertisseur.
- en effectuant un découpage approprié du courant i_H , donc des courants i_A , i_B et i_C , de supprimer les premiers harmoniques de ces courants. La loi de modulation détermine p impulsions par alternance de chacun des courants d'entrée et doit être telle que ce système de courants soit équilibré.

1.1.3 Conditions de symétrie

La forme d'onde des courants d'entrée doit satisfaire certaines conditions de symétrie, à savoir:

- . symétrie par rapport aux milieux d'alternance des tensions simples, pour mettre en phase leur fondamental avec la tension simple correspondante,
- . symétrie de glissement, pour éliminer les harmoniques pairs,
- . symétrie par rapport aux milieux des demi-alternances, pour leur permettre de constituer un système triphasé de courants équilibrés.

La figure 1-4 présente, pour les tensions et courants principaux du convertisseur, les formes d'onde souhaitées.

- Quand T conduit, $u'_d = u_d$ et $i_H = i_d$. Quand T est bloqué, u'_d et i_H sont nuls.
- L'état de conduction et de blocage de T impose les états des diodes du pont dans leur intervalle de conduction respectif, et, par ce biais, la forme d'onde des courants d'entrée i_A , i_B et i_C . Par exemple, l'impulsion 1_0 de i_H entraîne la conduction de D_1 et de D'_2 , qui donnent respectivement naissance à l'impulsion 1 de i_A et à l'impulsion 2 de i_B ; cette dernière impulsion, puisque le courant i_A doit satisfaire la condition de symétrie par rapport aux milieux des demi-alternances, nécessite l'impulsion 3: la symétrie par rapport aux milieux d'alternance nécessite l'existence de $3'$, symétrique de 3 dans le même courant i_A . Finalement, le courant de $3'$ retourne par D'_3 ,

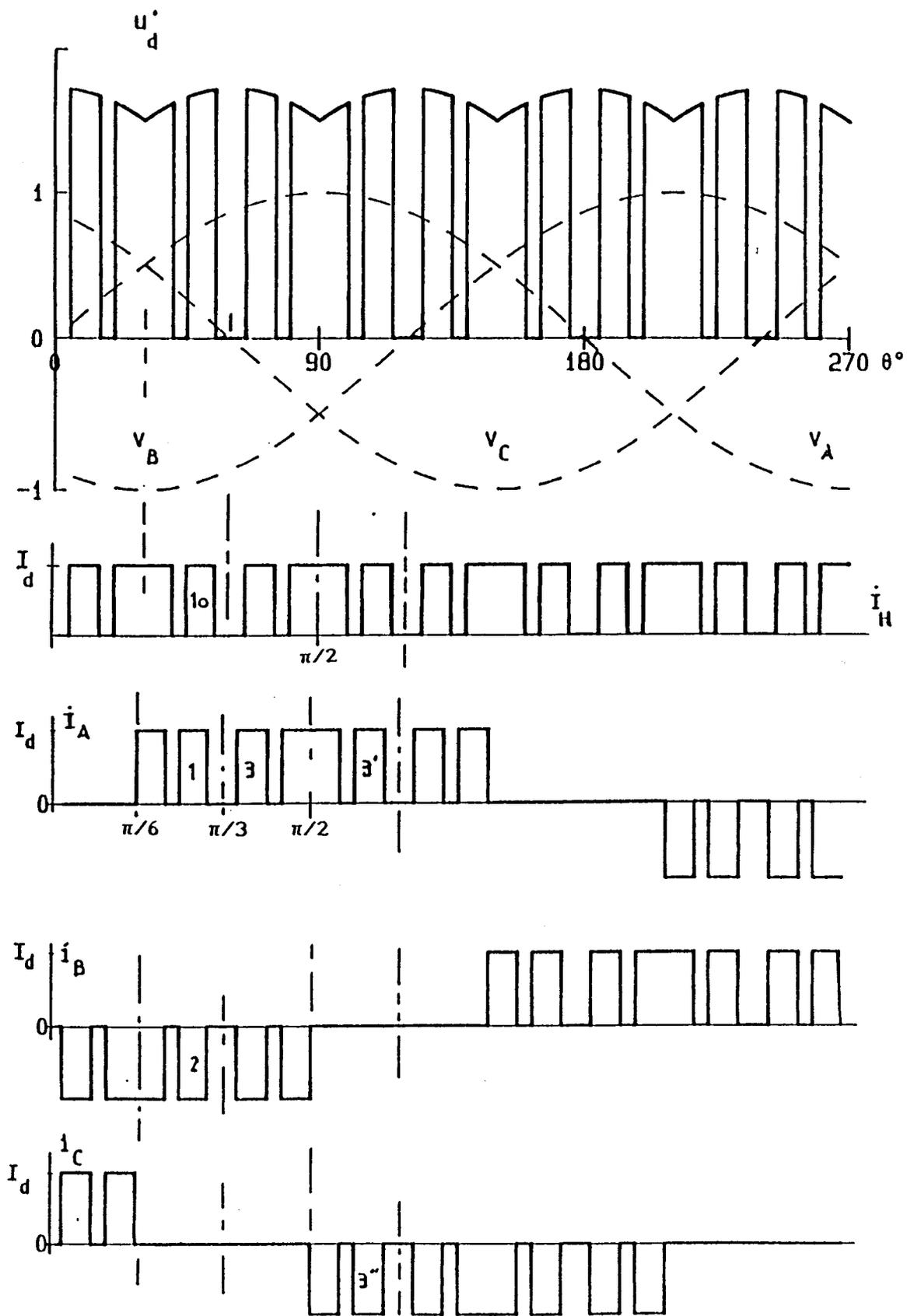


Figure 1-4

donnant naissance à l'impulsion 3^e de i_c .

- La figure 1-4 montre bien les symétries demandées aux formes d'onde des courants i_A , i_B et i_C , de même que la possibilité de faire varier, par la commande de T, la valeur moyenne U'_{do} de u'_d .

Le convertisseur devant permettre de faire varier U'_{do} , on compare cette valeur à celle de U_{do} qu'on aurait si T conduisait en permanence.

$$\frac{U'_{do}}{U_{do}} = \frac{U'_{do}}{(3 \sqrt{3} V_m)/\pi} \quad (1-2)$$

1.2 ANGLES DE COMMANDE

Le fonctionnement du convertisseur est caractérisé par le nombre p et la phase des impulsions des courants pris à la source. Aussi, les ondes de ces courants doivent satisfaire les trois symétries indiquées précédemment.

Compte tenu des symétries, la figure 1-5 aide à montrer le nombre d'angles à déterminer pour différentes valeurs de p. La figure est faite pour p=4 et p=5 et on n'étudie que les impulsions de i_A , celles de i_B et i_C s'en déduisant par déphasages de $2\pi/3$ et $4\pi/3$, respectivement.

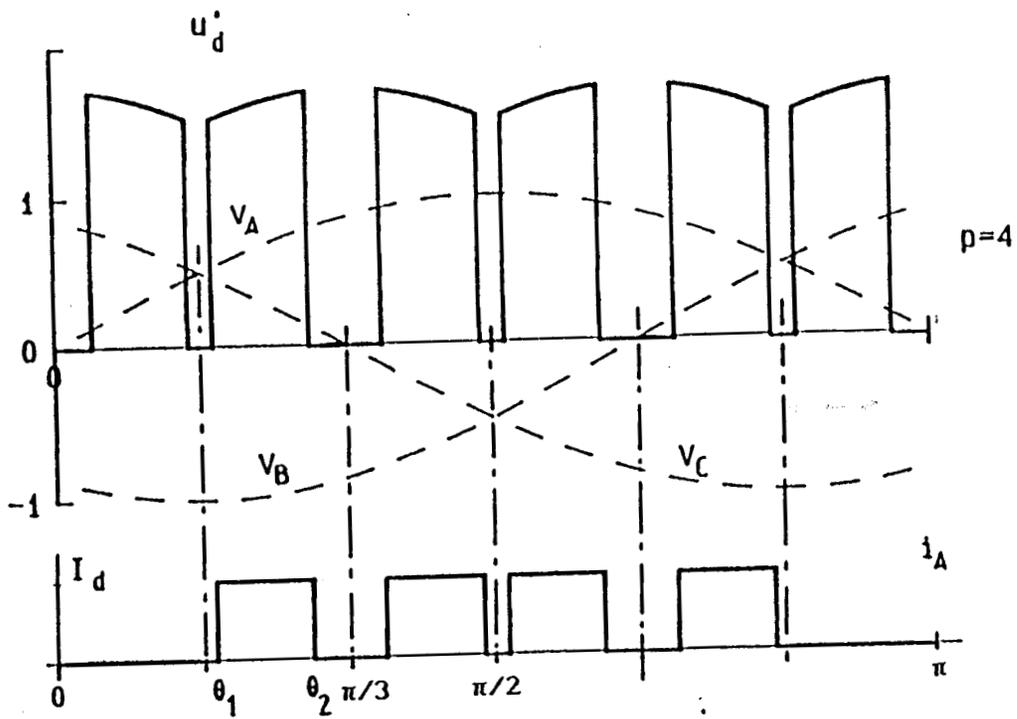
- Si p est pair, de la forme $p = 2n$, i_A est représenté sur la figure 1-5-(a): il faut respecter les symétries par rapport à $\pi/2$ et à $\pi/3$, donc, dans ce cas, il n'y a que deux angles à calculer: θ_1 et θ_2 . D'une façon générale, le nombre d'angles à calculer sera de $n = p/2$.

- Si p est impair, de la forme $p = 2n+1$, i_A est représenté sur la figure 1-5-(b): les symétries par rapport à $\pi/2$ et $\pi/3$ montrent que, il n'y a encore que deux angles à calculer: θ_2 et θ_3 , θ_1 étant égal à $\pi/6$. D'une façon générale, le nombre d'angles à calculer sera $n = (p-1)/2$.

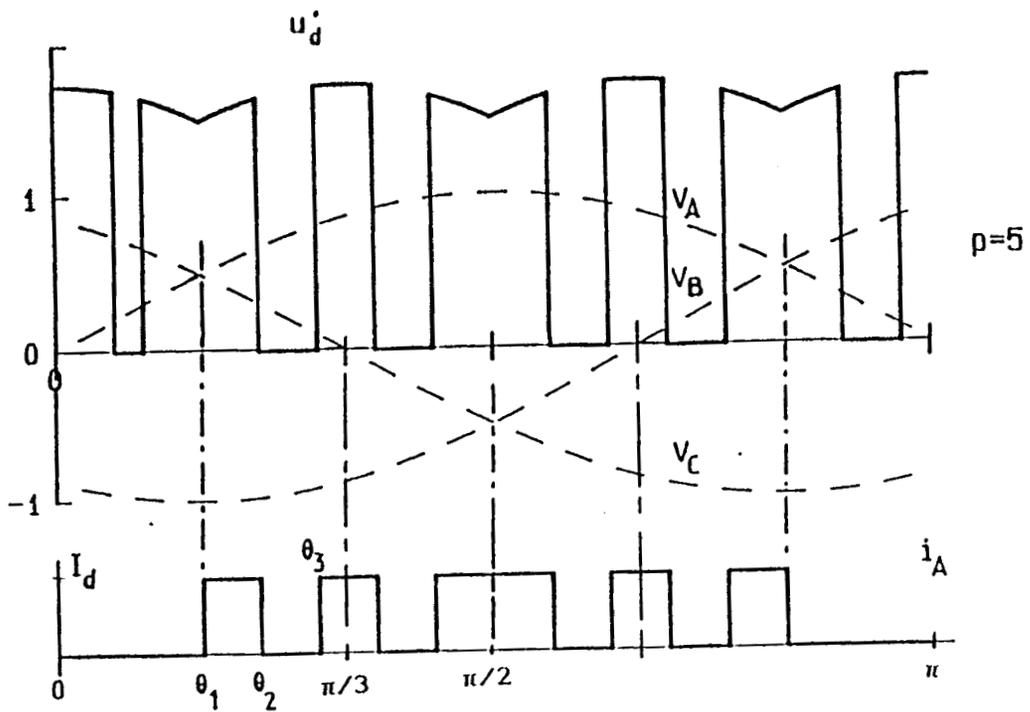
1.2.1 Relations générales

1.2.1.1 Valeurs des harmoniques des courants d'entrée

La source de tension étant triphasée et vu les symétries, les



(a)



(b)

Figure 1-5

courants i_A , i_B et i_C ont un développement en série comportant seulement des termes en sinus impairs de rang différent de trois ou de ses multiples.

Pour le courant i_A on a:

$$i_A(\omega t) = I_1 \sqrt{2} \sin \omega t + I_5 \sqrt{2} \sin 5\omega t + I_7 \sqrt{2} \sin 7\omega t + \dots \\ + I_{6l \pm 1} \sqrt{2} \sin (6l \pm 1)\omega t \quad (1-3)$$

avec $l=1,2,3,\dots$, ω étant la pulsation des tensions du réseau.

Les expressions de i_B et i_C ont la même forme, mais déphasées de celle de i_A d'un tiers et de deux tiers de période, respectivement.

- Si p est pair, de la forme $p = 2n$, on obtient:

$$\sqrt{2} I_{6l \pm 1} = \frac{4}{\pi} I_d \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin (6l \pm 1)\omega t \, d\omega t + \dots + \int_{\theta_{2n-1}}^{\theta_{2n}} \sin (6l \pm 1)\omega t \, d\omega t \right] \\ \sqrt{2} I_{6l \pm 1} = \frac{4}{\pi} I_d \sum_{i=1}^n \int_{\theta_{2i-1}}^{\theta_{2i}} \sin (6l \pm 1)\omega t \, d\omega t \quad \text{D'où:}$$

$$I_{6l \pm 1} = \frac{4 I_d}{\pi \sqrt{2} (6l \pm 1)} \sum_{i=1}^n \left[\cos (6l \pm 1)\theta_{2i-1} - \cos (6l \pm 1)\theta_{2i} \right] \quad (1-4)$$

avec $l=1,2,3,\dots$

- Si p est impair, de la forme $p=2n+1$, alors,

$$\sqrt{2} I_{6l \pm 1} = \frac{4}{\pi} I_d \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin (6l \pm 1)\omega t \, d\omega t + \dots + \int_{\theta_{2n-1}}^{\theta_{2n}} \sin (6l \pm 1)\omega t \, d\omega t \right] \\ \sqrt{2} I_{6l \pm 1} = \frac{4}{\pi} I_d \sum_{i=1}^{n+1} \int_{\theta_{2i-1}}^{\theta_{2i}} \sin (6l \pm 1)\omega t \, d\omega t \quad \text{et}$$

$$I_{6l \pm 1} = \frac{4 I_d}{\pi \sqrt{2} (6l \pm 1)} \sum_{i=1}^{n+1} \left[\cos (6l \pm 1)\theta_{2i-1} - \cos (6l \pm 1)\theta_{2i} \right] \quad (1-5)$$

avec $\theta_1 = \frac{\pi}{6}$, $\theta_{2n+2} = \frac{\pi}{2}$ et $l=1,2,3,\dots$

1.2.1.2 Valeur moyenne de la tension redressée

Les symétries présentées par les courants d'entrée se traduisent, dans la forme d'onde de la tension u'_d , par une symétrie par rapport à l'axe passant au milieu de sa période, comme il est illustré sur les figures 1-4 et 1-5. Cela permet d'écrire:

- Si p est pair, de la forme $p = 2n$,

$$U'_{do} = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin(\omega t + \pi/6) d\omega t + \dots + \int_{\theta_{2n-1}}^{\theta_{2n}} \sin(\omega t + \pi/6) d\omega t \right]$$

$$U'_{do} = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \sum_{i=1}^n \int_{\theta_{2i-1}}^{\theta_{2i}} \sin(\omega t + \pi/6) d\omega t$$

et à l'aide de (1-2) on obtient,

$$\frac{U'_{do}}{U_{do}} = 2 \sum_{i=1}^n (-1)^{i+1} \cos(\theta_i + \pi/6) = 2 \sum_{i=1}^n (-1)^i \sin(\theta_i - \pi/3) \quad (1-6)$$

- Si p est impair, de la forme $p = 2n+1$,

$$U'_{do} = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin(\omega t + \pi/6) d\omega t + \dots + \int_{\theta_{2n+1}}^{\theta_{2n+2}} \sin(\omega t + \pi/6) d\omega t \right]$$

$$U'_{do} = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \sum_{i=1}^{n+1} \int_{\theta_{2i-1}}^{\theta_{2i}} \sin(\omega t + \pi/6) d\omega t$$

et à l'aide de (1-2) on obtient,

$$\frac{U'_{do}}{U_{do}} = 2 \sum_{i=1}^{n+1} (-1)^{i+1} \cos(\theta_i + \pi/6) = 2 \sum_{i=1}^{n+1} (-1)^i \sin(\theta_i - \pi/3) \quad (1-7)$$

avec $\theta_1 = \pi/6$

1.2.2 Calcul des angles de commande

On cherche à déterminer les angles de commande $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$, de manière à éliminer les premiers harmoniques des courants i_A, i_B et i_C . Aussi, la valeur de ces angles dépend de la tension de sortie voulue.

Il faut, donc, n relations pour calculer les n angles:

- . la valeur de U'_{do}/U_{do} en donne une, et
- . l'annulation des (n-1) premiers harmoniques impairs, les autres (n-1) relations restantes.

- Pour p pair, de (1-4) et (1-6) on obtient:

$$\begin{aligned}
 & \cos(\theta_1 + \frac{\pi}{6}) - \cos(\theta_2 + \frac{\pi}{6}) + \dots - \cos(\theta_n + \frac{\pi}{6}) - \frac{U'_{do}}{2U_{do}} = 0 \\
 & -\sin 5(\theta_1 - \frac{\pi}{3}) + \sin 5(\theta_2 - \frac{\pi}{3}) - \dots + \sin 5(\theta_n - \frac{\pi}{3}) = 0 \\
 & -\sin 7(\theta_1 - \frac{\pi}{3}) + \sin 7(\theta_2 - \frac{\pi}{3}) - \dots + \sin 7(\theta_n - \frac{\pi}{3}) = 0 \\
 & \dots \\
 & -\sin(6l \pm 1)(\theta_1 - \frac{\pi}{3}) + \dots + \sin(6l \pm 1)(\theta_n - \frac{\pi}{3}) = 0 \quad (1-8)
 \end{aligned}$$

avec $l=1,2,3,\dots$

- Pour p impair, sachant que $\theta_1 = \pi/6$, de (1-5) et (1-7) on obtient:

$$\begin{aligned}
 & -\cos(\theta_2 + \frac{\pi}{6}) + \cos(\theta_3 + \frac{\pi}{6}) - \dots + \cos(\theta_{n+1} + \frac{\pi}{6}) + \frac{1}{2}(1 - \frac{U'_{do}}{U_{do}}) = 0 \\
 & \sin 5(\theta_2 - \frac{\pi}{3}) - \sin 5(\theta_3 - \frac{\pi}{3}) - \dots + \sin 5(\theta_{n+1} - \frac{\pi}{3}) + \frac{1}{2}(+1) = 0 \\
 & \sin 7(\theta_2 - \frac{\pi}{3}) - \sin 7(\theta_3 - \frac{\pi}{3}) - \dots + \sin 7(\theta_{n+1} - \frac{\pi}{3}) + \frac{1}{2}(-1) = 0 \\
 & \dots \\
 & \sin(6l \pm 1)(\theta_2 - \frac{\pi}{3}) - \dots - \sin(6l \pm 1)(\theta_{n+1} - \frac{\pi}{3}) + \frac{1}{2} \frac{\cos(6l \pm 1)\pi/6}{\sin(6l \pm 1)\pi/3} = 0
 \end{aligned}$$

avec $l=1,2,3,\dots$ (1-9)

La résolution de ces systèmes de n équations à n inconnues est aisée pour $p=2$ et $p=3$. Pour les valeurs supérieures de p, la résolution a été effectuée sur un calculateur numérique.

Compte tenu de la symétrie par rapport au milieu des demi-alternances, donc des limites $\pi/6$, $\pi/3$ et $\pi/2$ des angles solutions, le nombre possible d'impulsions par alternance des courants d'entrée peut aller jusque $p=5$. En effet, pour $p \geq 6$ un certain nombre des angles solutions se trouvent en dehors de ces limites.

1.2.3 Limitation du nombre d'impulsions et déchet de tension

D'une part, les solutions pour $p \geq 6$ doivent être écartées, en

effet, elles comportent des angles dont les valeurs sont en dehors des limites prévues.

D'autre part, les solutions pour $p=2$ et $p=3$ n'ont pas d'intérêt, car $n-1 = 0$, ce qui veut dire que, pour ces valeurs de p , aucun harmonique des courants d'entrée n'est éliminé.

Finalement les seules solutions possibles sont celles correspondant à $p=4$ ou $p=5$ car $n-1=1$; dans ce cas, on ne peut éliminer qu'un seul harmonique des courants d'entrée.

Il y a, donc, limitation du nombre p . Les valeurs possibles sont uniquement $p=4$ ou $p=5$. Dans les deux cas on n'élimine que l'harmonique de rang cinq, le premier harmonique restant étant celui d'ordre sept, $h_1 = 7$.

La planche 1-1 présente les courbes donnant les valeurs des angles pour $p=4$ et $p=5$. Elles montrent que: (*)

- dans les deux cas, la largeur des impulsions se réduit lorsque U'_{do}/U_{do} tend vers zéro.
- pour $p=4$, planche 1-1-(c), les impulsions sont de même largeur. Cette largeur croît toujours avec U'_{do}/U_{do} , atteignant sa limite pour $U'_{do}/U_{do} \approx 0.80$.
- pour $p=5$, planche 1-1-(d), par contre, l'impulsion centrée sur un milieu de demi-alternance s'élargit d'abord, passe par un maximum ensuite, pour se réduire à zéro, finalement, quand $U'_{do}/U_{do} \approx 0.79$, la largeur des autres impulsions croissant toujours avec U'_{do}/U_{do} .
- Pour $p=4$ le maximum de U'_{do} est atteint lorsque $\theta_1 = \pi/6$ et $\theta_4 = \pi/2$ par symétrie. Alors, $U'_{do \max} \approx 0.80 U_{do}$.
- Pour $p=5$ le maximum de U'_{do} est atteint lorsque $\theta_3 = \theta_4 = \pi/3$. Cela conduit à $U'_{do \max} \approx 0.79 U_{do}$.

Cette étude montre les valeurs des angles nécessaires pour la modulation de la largeur d'impulsion, et, donc, l'avantage de celle-ci, à savoir, la suppression de l'harmonique cinq dans les courants d'entrée du convertisseur. Cet harmonique ne sera supprimé qu'à condition de travailler à une tension de sortie inférieure ou égale à sa valeur maximale $U'_{do \max}$. En conséquence, il y aura toujours un

 (*) En ce qui concerne les planches, elles sont regroupées à la fin de chaque chapitre.

déchet de tension qui entraîne un accroissement de la puissance de dimensionnement du convertisseur et de son alimentation. [8].

1.3 CARACTERISATION DE L'ENTREE DU CONVERTISSEUR

1.3.1 Valeurs efficaces des courants

Les courants d'entrée étant équilibrés, il suffit d'établir les différentes expressions pour un seul d'entre eux.

Aussi, on rapportera toutes les valeurs efficaces de courant à celle I_{10} de leur fondamental i_1 qu'on aurait si T conduisait en permanence.

Puisque la source constitue un système de tensions sinusoïdales parfaites et les courants d'entrée un système triphasé équilibré, la puissance active fournie au convertisseur est portée par le fondamental de ces courants.

Quand T conduit en permanence, le principe de la conservation de la puissance instantanée permet d'écrire:

$$3 V_1 I_{10} = U'_{do} I_d = U_{do} I_d . \quad \text{Or, } U_{do} = \frac{3 \sqrt{3} V_m}{\pi} , \quad \text{d'où:}$$

$$I_{10} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (1-10)$$

1.3.1.1 Valeur efficace du fondamental des courants d'entrée

Quand T conduit par intervalles, le fondamental des courants est en phase avec la tension simple d'alimentation correspondante. L'application, à nouveau, du principe précédent donne: $3V_1 I_1 = U'_{do} I_d$. En considérant la valeur de U_{do} on obtient:

$$I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{U'_{do}}{U_{do}} I_d \quad (1-11)$$

Dans ces conditions,

$$\frac{I_1}{I_{10}} = \frac{U'_{do}}{U_{do}} \quad (1-12)$$

autrement dit, quelque soit p, la valeur relative du fondamental des courants pris à la source est égale à celle de la tension redressée de sortie du convertisseur.

1.3.1.2 Valeur efficace des courants d'entrée

Grâce aux symétries présentées par les ondes de ces courants, le calcul de valeur efficace I peut se faire sur un quart de période.

Que p soit pair ou impair, avec ou sans impulsion centrée sur l'axe d'une demi-alternance, on a:

$$I^2 = \frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi/2} i_A^2 d\omega t = \frac{4I_d^2}{2\pi} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} d\omega t + \int_{\theta_3}^{\theta_4} d\omega t + \dots \right]$$

$$I^2 = \frac{2I_d^2}{\pi} \left[(\theta_2 - \theta_1) + (\theta_4 - \theta_3) + \dots \right]$$

$$I = I_d \sqrt{\frac{2}{\pi}} \left[\sum_{i=1}^x (\theta_{2i} - \theta_{2i-1}) \right]^{1/2}$$

et à l'aide de (1-10) on obtient:

$$\frac{I}{I_{10}} = \sqrt{\frac{\pi}{3}} \left[\sum_{i=1}^x (\theta_{2i} - \theta_{2i-1}) \right]^{1/2} \quad (1-13)$$

avec $x=n$ si $p=2n$ et $x=n+1$ si $p=2n+1$

1.3.2 Effets des harmoniques de courant - Facteur de puissance

1.3.2.1 Somme des harmoniques

Les courants pris à la source ayant une composante continue nulle, leur valeur efficace est donnée par l'expression:

$$I^2 = I_1^2 + \sum_h I_h^2$$

D'où, en utilisant les valeurs relatives de courants on obtient:

$$\frac{\sqrt{\sum_h I_h^2}}{I_{10}} = \sqrt{\left[\frac{I}{I_{10}} \right]^2 - \left[\frac{I_1}{I_{10}} \right]^2} \quad (1-14)$$

1.3.2.2 Taux d'harmoniques

Le taux d'harmoniques des courants est donné par le rapport

$$\tau = \frac{\sqrt{\sum_h I_h^2}}{I_1}, \text{ et en utilisant les valeurs relatives de courants}$$

il devient

$$\tau = \frac{\sqrt{\sum_h (I_h/I_{10})^2}}{I_1/I_{10}} \quad (1-15)$$

1.3.2.3 Facteur de Puissance

La source fournissant au convertisseur une puissance apparente $S = 3V_1 I_1$ et une puissance active $P = 3V_1 I_1$, le facteur de puissance à l'entrée du convertisseur est donné par,

$$FP = \frac{3V_1 I_1}{3V_1 I_1} = \frac{I_1}{I_1}$$

et en considérant les valeurs relatives de courants, par:

$$FP = \frac{I_1/I_{10}}{I_1/I_{10}} = \frac{U'_{do}/U_{do}}{I_1/I_{10}} \quad (1-16)$$

On a regroupé sur la figure 1-6, pour $p=4$ et $p=5$, les courbes donnant, en fonction de U'_{do}/U_{do} , l'évolution de la somme quadratique des harmoniques, figure 1-6-(a), et celle du facteur de puissance figure 1-6-(b).

- On constate que pour les deux valeurs de p l'évolution de l'ensemble des harmoniques est pratiquement la même et que ces harmoniques sont plus importants autour de $U'_{do}/U_{do} = 0.50$.
- En ce qui concerne le facteur de puissance, on retrouve le même type de similitude pour $p=4$ et $p=5$.

1.3.3 Valeurs des premiers harmoniques restants

L'harmonique cinq étant le seul éliminé, il convient de suivre l'évolution individuelle, en fonction de U'_{do}/U_{do} , des premiers harmoniques restants dans les courants d'entrée.

En considérant que $I_{10} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d$, l'expression qui donne la valeur

$$\frac{\sqrt{\sum_h (I_h)^2}}{I_{10}}$$

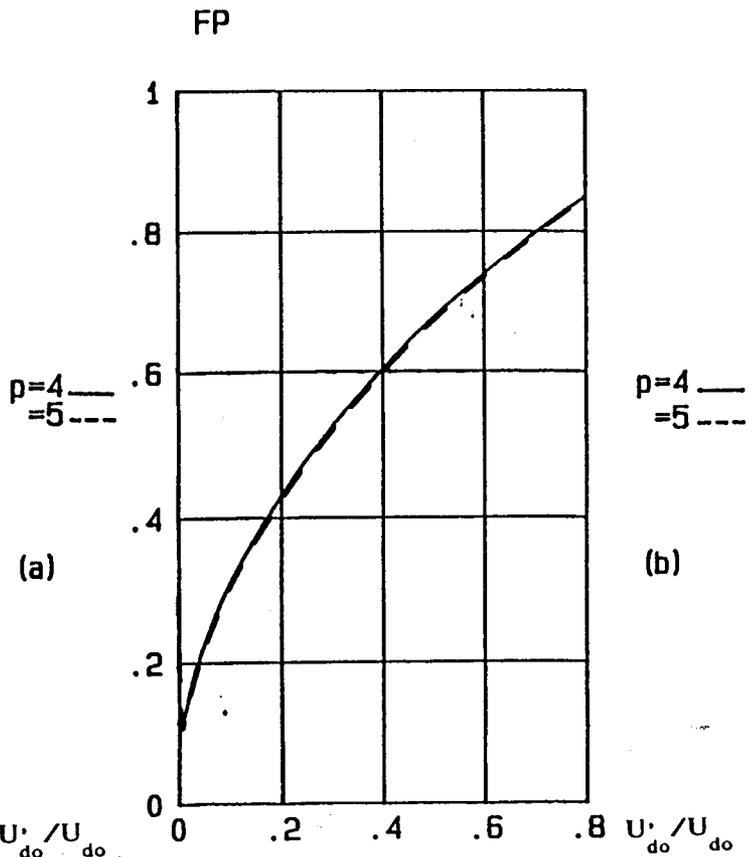
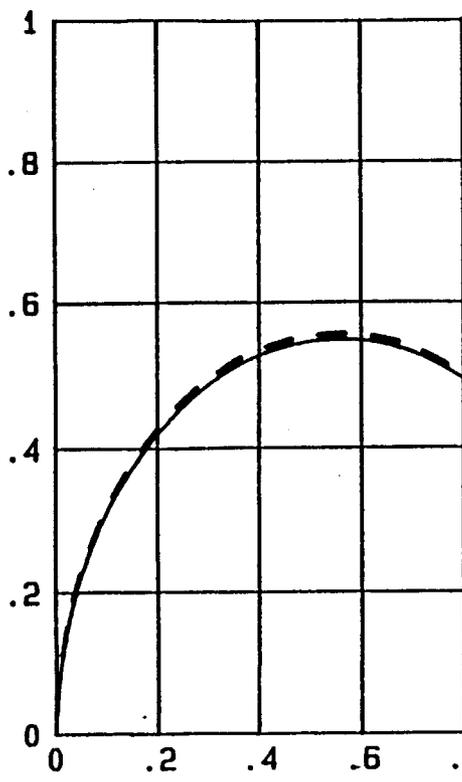


Figure 1-6

relative de ces harmoniques est obtenue à partir de 1-4 et 1-5. On a :

$$\frac{I_{6l \pm 1}}{I_{10}} = \sum_{l=1}^x \left[\cos (6l \pm 1)\theta_{21-1} - \cos (6l \pm 1)\theta_{21} \right] \quad (1-17)$$

avec $l = 1, 2, 3, \dots$ et $x = n$ si $p = 2n = 4$, ou

avec $l = 1, 2, 3, \dots$ et $x = n+1$, $\theta_1 = \pi/6$ et $\theta_{2n+2} = \pi/2$, si $p = 2n+1 = 5$

L'évolution, en fonction de U'_{do} / U_{do} , des sept premiers harmoniques est représentée sur la planche 1-2.

- En ce qui concerne $p=4$, on remarque sur la planche 1-2-(a) que:

- . seulement l'harmonique sept n'a pas encore atteint son maximum avant que l'on ait balayé toute la plage de variation possible de la tension de sortie.
- . les évolutions individuelles des harmoniques présentées se rassemblent, leur maximum se déplaçant vers les faibles valeurs

- . à l'exception de l'harmonique dix-neuf, plus leur rang est grand, plus leur amplitude est faible; l'harmonique vingt-cinq est nul.
- . En ce qui concerne $p=5$, on remarque sur la planche 1-2-(b) que:
 - . l'évolution individuelle est plus rapide que celle correspondant à l'harmonique de même rang pour $p=4$; De ce fait, mis à part l'harmonique sept, les autres ont atteint un, deux, voir trois maxima lors d'un balayage complet de la plage de variation de la tension de sortie.
 - . au voisinage de la valeur maximum de U'_{do} certains harmoniques varient très rapidement. Cela est dû aux variations, aussi, rapides des angles de commande correspondants. On apprécie mieux ces variations dans le tracé relatif aux valeurs de U'_{do}/U_{do} comprises entre 0.745 et 0.796 sur la planche 1-3-(a).

1.4 CARACTERISATION DE LA SORTIE DU CONVERTISSEUR

La source de tension sinusoïdale supposée parfaite a permis de caractériser l'entrée du convertisseur par ses courants et leurs harmoniques, ces derniers étant liés à ceux de la tension de sortie u'_d ; cette dépendance est due à la conservation de la puissance instantanée. En conséquence il convient d'analyser la tension u'_d , cela permettra de mieux évaluer son influence sur la forme d'onde du courant fourni au récepteur.

1.4.1 Expression de la tension de sortie du convertisseur

Quand T conduit en permanence, la tension u'_d est égale à la tension de sortie u_d du pont redresseur.

Quand T conduit par intervalles la tension u'_d est formée d'une suite de tranches de sinusoïdes, dont le nombre dépend de p , sa fréquence étant six fois celle des tensions d'alimentation.

Compte tenu des symétries, figures 1-4 et 1-5, son développement en série ne comporte, en plus du terme moyen, que des termes en cosinus pairs, de fréquence $6k\omega$. On a:

$$u'_d = U'_{do} + U'_{d6} \sqrt{2} \cos 6\omega t + \dots + U'_{d6k} \sqrt{2} \cos 6k\omega t + \dots \quad (1-18)$$

où $k=1,2,3,4,\dots$

- Pour p pair, $p = 2n$, on obtient:

$$U'_{d0} = 2 U_{d0} \sum_{i=1}^n (-1)^{i+1} \cos \left(\theta_i + \frac{\pi}{6} \right) \quad (1-19)$$

$$U'_{d6k} = \frac{4U_{d0}}{\sqrt{2} (36k^2 - 1)} \sum_{i=1}^n (-1)^i \left[6k \sin 6k\theta_i \sin \left(\theta_i + \frac{\pi}{6} \right) + \cos 6k\theta_i \cos \left(\theta_i + \frac{\pi}{6} \right) \right] \quad (1-20)$$

- Pour p impair, $p = 2n+1$, on obtient:

$$U'_{d0} = 2 U_{d0} \sum_{i=2}^{n+1} (-1)^{i+1} \cos \left(\theta_i + \frac{\pi}{6} \right) \quad (1-21)$$

$$U'_{d6k} = \frac{4U_{d0}}{\sqrt{2} (36k^2 - 1)} \left[\frac{(-1)^{k+1}}{2} + \sum_{i=2}^{n+1} (-1)^i \left(6k \sin 6k\theta_i \sin \left(\theta_i + \frac{\pi}{6} \right) + \cos 6k\theta_i \cos \left(\theta_i + \frac{\pi}{6} \right) \right) \right] \quad (1-22)$$

1.4.2 Harmoniques de la tension de sortie

On peut exprimer, en fonction de p , le rang des harmoniques de la tension de sortie u'_d :

$$6k = 3 \frac{p}{2} + 6k' \quad \text{pour } p=4$$

$$6k = 3 \frac{p-1}{2} + 6k' \quad \text{pour } p=5$$

où $k = 1, 2, 3, 4, \dots$

$k' = 0, 1, 2, 3, \dots$

- Il y a une correspondance entre les harmoniques de la tension de sortie et ceux des courants d'entrée du convertisseur, en effet, la puissance d'entrée comporte:

. un terme de pulsation 6ω , donné par le fondamental des tensions d'alimentation avec le premier harmonique de courant restant d'ordre 7. Nous démontrerons dans le chapitre 3 que l'harmonique de puissance instantanée de pulsation 8ω est éliminé par le fait du

système triphasé.

. des termes de pulsation $6k\omega$, donnés par ce même fondamental avec les harmoniques de courant restants de pulsation $(6k+1)\omega$ et $(6k-1)\omega$.

- On présente pour $p=4$, sur la planche 1-3-(b), et pour $p=5$, sur la planche 1-4, les variations, en fonction de U'_{do}/U_{do} , des valeurs efficaces des cinq premiers harmoniques de la tension de sortie: u'_{d6} , u'_{d12} , u'_{d18} , u'_{d24} et u'_{d30} .

On voit, pour $p=4$, que:

- . mis à part l'harmonique 6, les autres ont atteint au moins une fois un maximum lors d'un balayage de la plage de variation de la tension de sortie. L'harmonique 12 est le plus important, son amplitude est d'environ 40% de U_{do} . L'harmonique 24 reste en-dessous de 10%, la valeur des autres étant relativement importante.
- . plus le rang est élevé, plus l'harmonique correspondant tend à avoir plusieurs maxima, le premier d'entre eux se déplaçant vers les faibles valeurs de U'_{do}/U_{do} .
- . lorsque le rang croît, ces maxima d'abord augmentent, ensuite diminuent, pour, finalement, à nouveau augmenter.

On voit, pour $p=5$, que:

- . l'évolution individuelle d'un harmonique donné est plus rapide que celle de l'harmonique de même rang pour $p=4$. Aussi, seulement l'harmonique 6 n'a pas atteint au moins un maximum le long de toute la plage de variation de U'_{do} .
- . ces maxima étant supérieurs à ceux de $p=4$, l'harmonique 12 atteint 42% de U_{do} , l'harmonique 30, 18%.

- On remarque, d'une manière générale, l'importance des premiers harmoniques de u'_d , cependant, il convient de porter un intérêt particulier à celui d'ordre 6; il donne, en effet, naissance à l'harmonique de même rang dans le courant i_d . Alors, la conservation de la puissance instantanée fait apparaître, par cet harmonique, celui de rang 5 dans les courants d'entrée, annulant, par ce biais, l'action de la M.L.I.. Pour réduire aux minimum l'harmonique 6 dans le courant i_d il faut prévoir l'emploi d'un filtre à la sortie, accordé sur sa pulsation.

1.4.3 Plage de réglage de la tension de sortie

Les valeurs maximale et minimale à donner à la tension de sortie dépendent des temps de commutation du hacheur. Il est, donc, nécessaire de prévoir une valeur minimale pour les temps théoriques de conduction et de blocage. Dans les cas de hacheurs de forte puissance, ces temps ne semblent pas pouvoir être réduits à moins d'une cinquantaine de microsecondes. Nous prendrons comme limite 55 μ s, qui à la fréquence de 50 Hz correspondent à 1 degré [10].

- La durée minimale des intervalles de conduction fixe la valeur minimale à donner à U'_{do}/U_{do} .
 - . Pour $p=5$, planche 1-1-(d), les impulsions les plus éloignées de 90° sont les plus courtes. Leur durée $\theta_2 - \theta_1 = 1^\circ$ a lieu pour $U'_{do}/U_{do} \approx 0.064$
 - . Pour $p=4$, toutes les impulsions ayant la même largeur, celle-ci vaut 1 degré pour $U'_{do}/U_{do} \approx 0.04$, planche 1-1-(c).
- La durée minimale des intervalles de conduction fixe, aussi, pour $p=5$, la valeur maximale de U'_{do}/U_{do} . En effet, les impulsions centrées sur les axes des demi-alternances retrécissent lorsque U'_{do}/U_{do} augmente. Leur largeur est réduite à 1 degré lorsque $U'_{do}/U_{do} \approx 0.788$, planche 1-1-(d).
- La durée minimale des intervalles de blocage fixe, pour $p=4$, la valeur maximale de U'_{do}/U_{do} . A cause des symétries, lorsque θ_1 tend vers 30 degrés la tension de sortie tend vers sa valeur maximale. On a $\theta_1 - 30 = 1^\circ$ pour $U'_{do}/U_{do} = 0.725$, planche 1-1-(c).

Il y a, donc, deux plages de variation possibles:

$$0.040 \leq U'_{do}/U_{do} \leq 0.725 \quad \text{si } p=4$$

$$0.064 \leq U'_{do}/U_{do} \leq 0.788 \quad \text{si } p=5$$

On en déduit que la valeur $p=5$ est la plus favorable: elle permet d'atteindre une valeur maximale et une plage de variation de la tension de sortie légèrement plus importantes.

Finalement, pour tenir compte du fonctionnement réel et des imperfections du montage pratique nous prendrons:

$$0.060 \leq U'_{do}/U_{do} \leq 0.700 \quad \text{si } p=4$$

$$0.090 \leq U'_{do}/U_{do} \leq 0.750 \quad \text{si } p=5$$

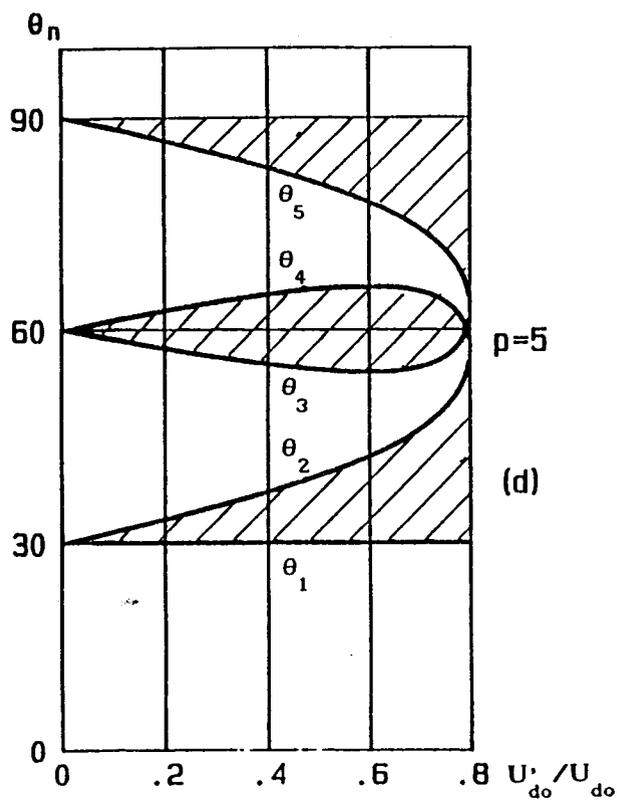
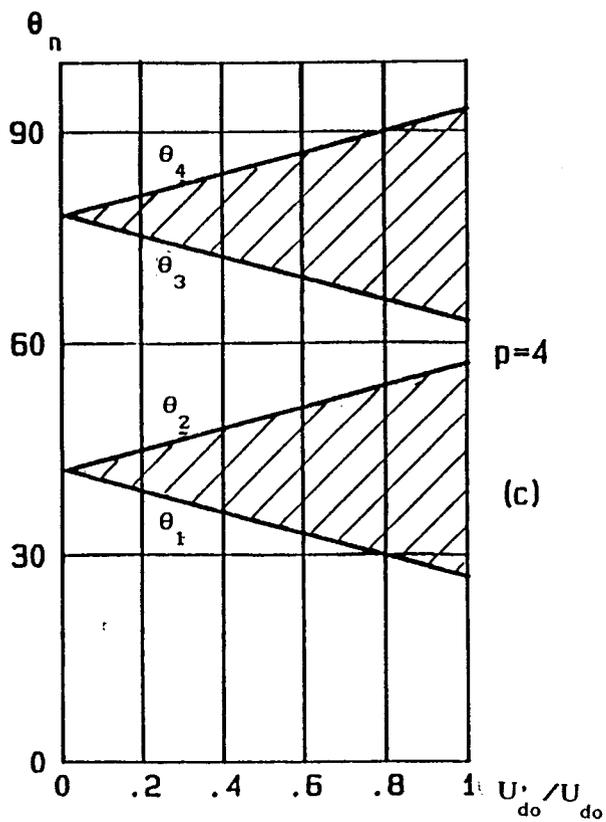
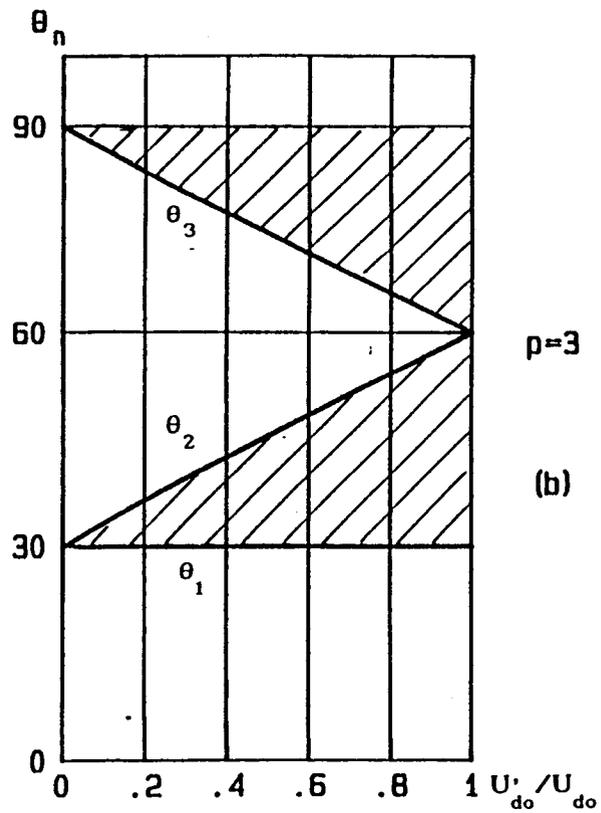
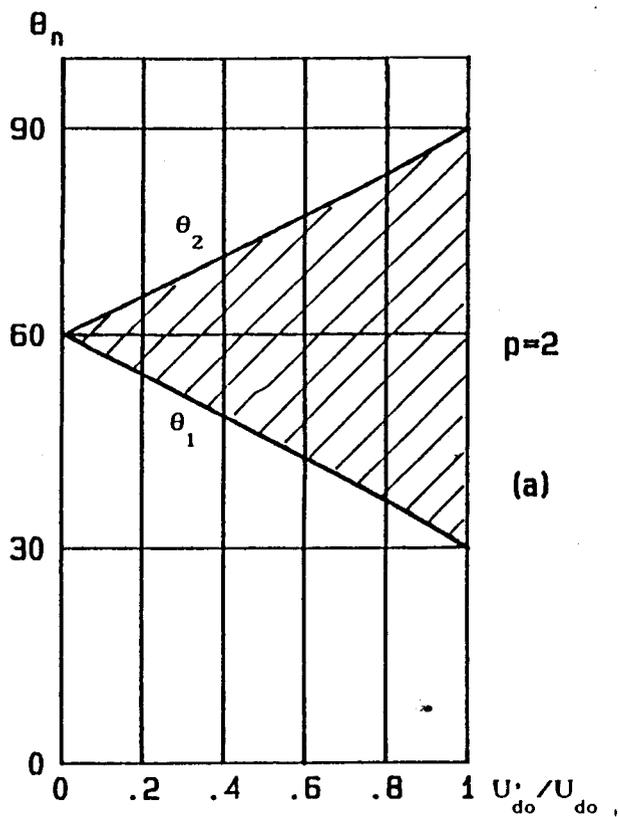


Planche 1-1

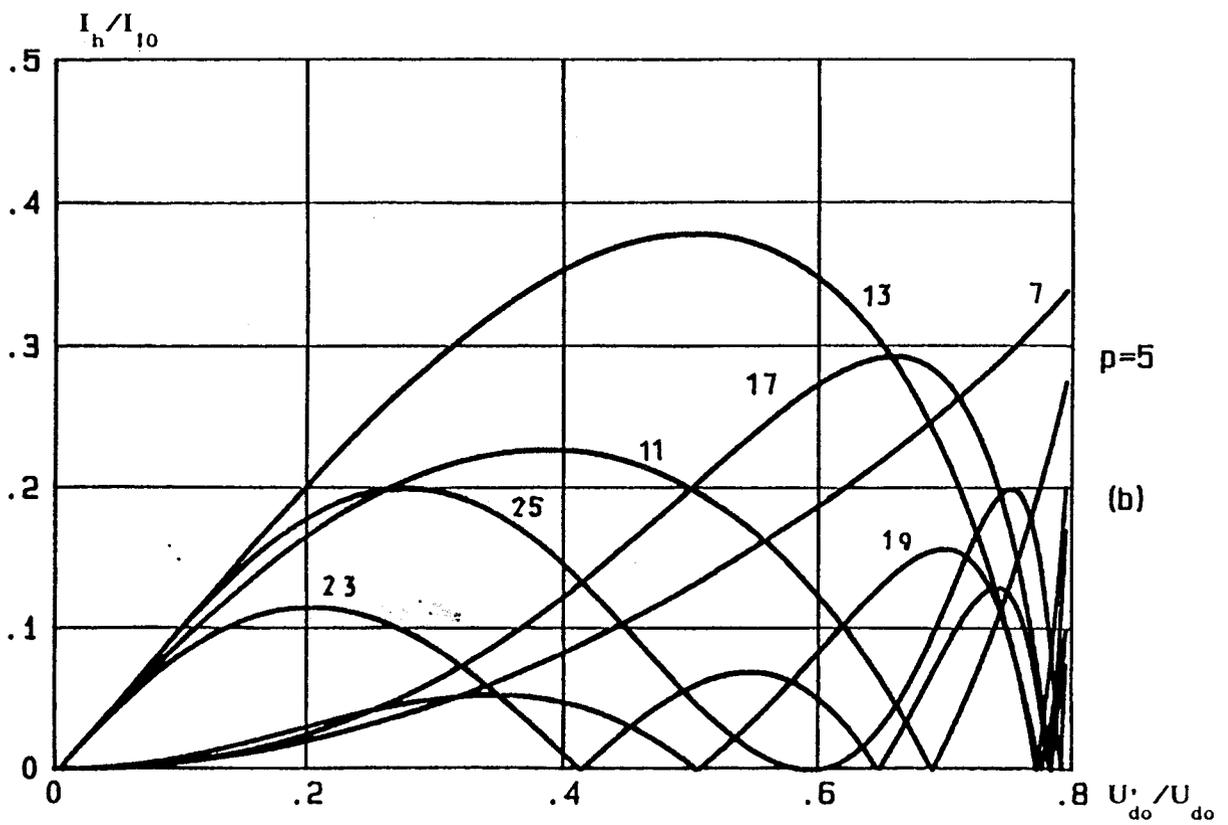
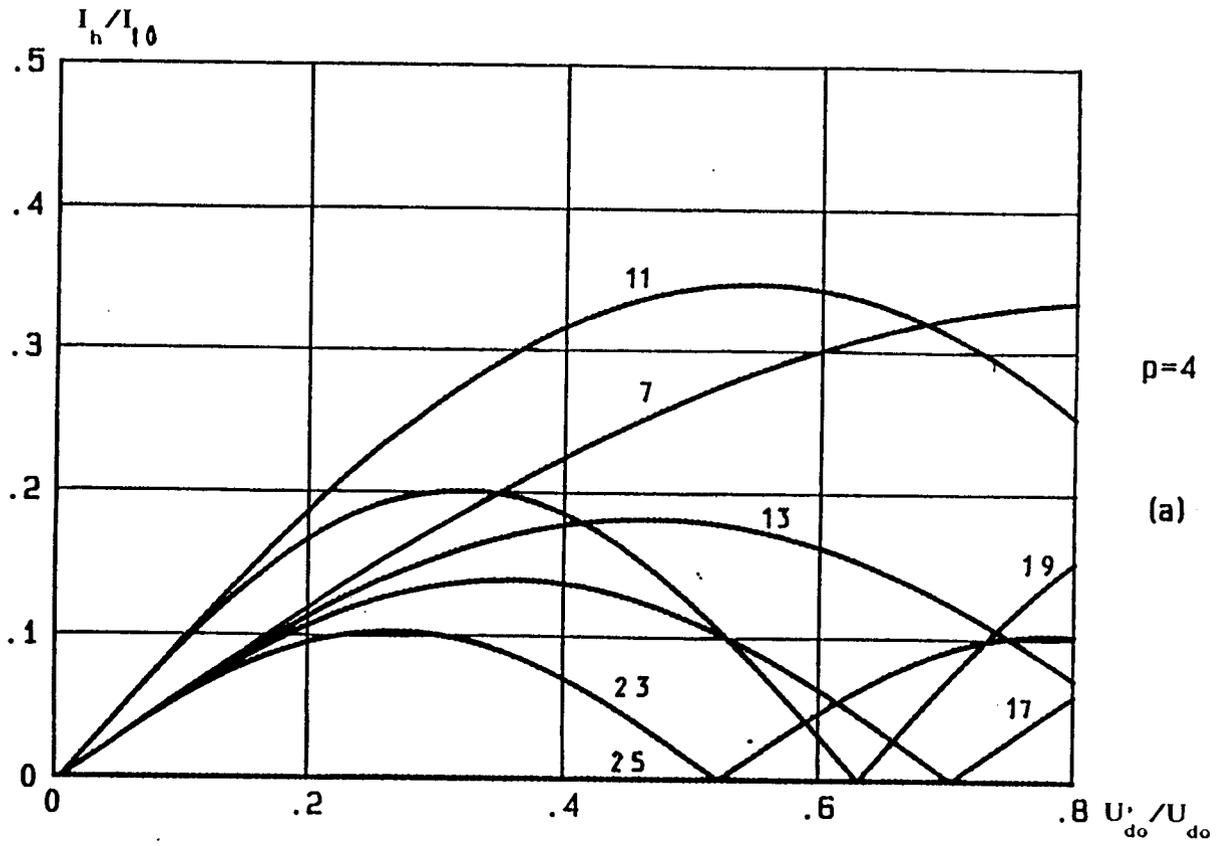


Planche 1-2

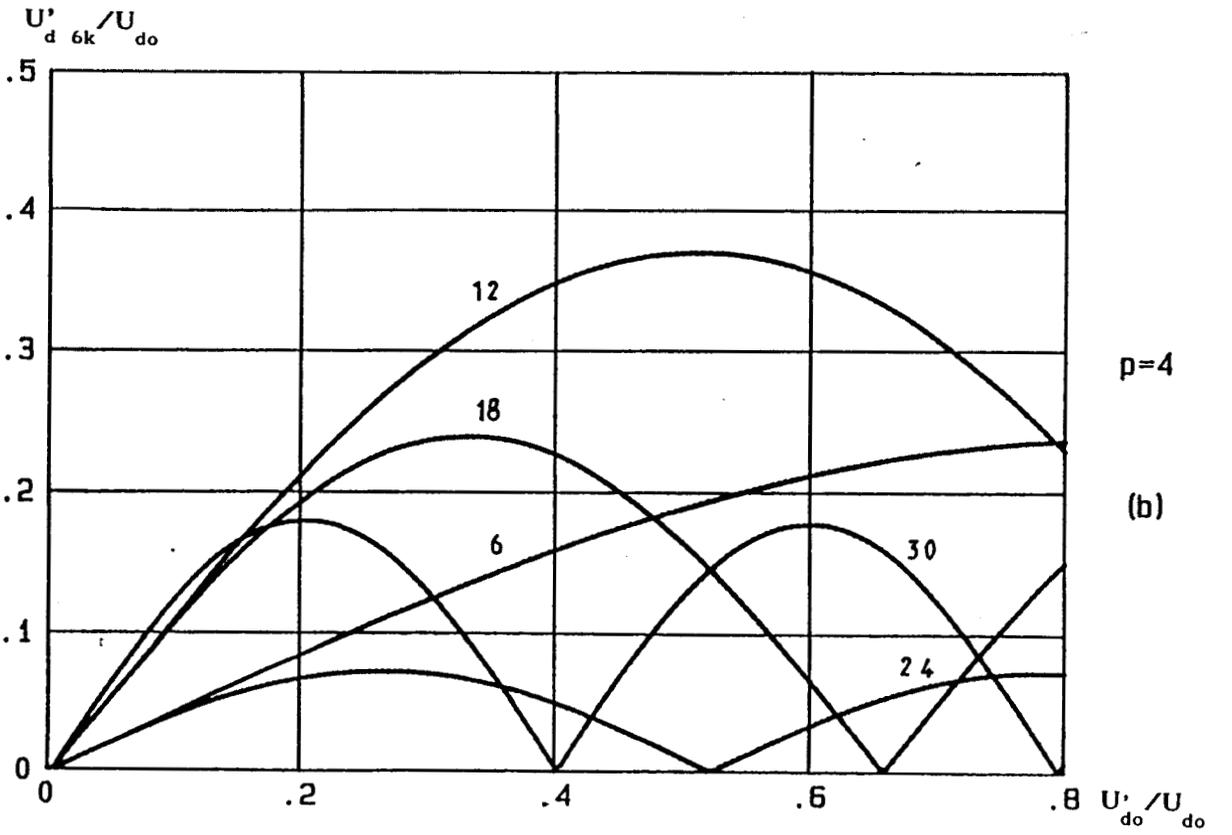
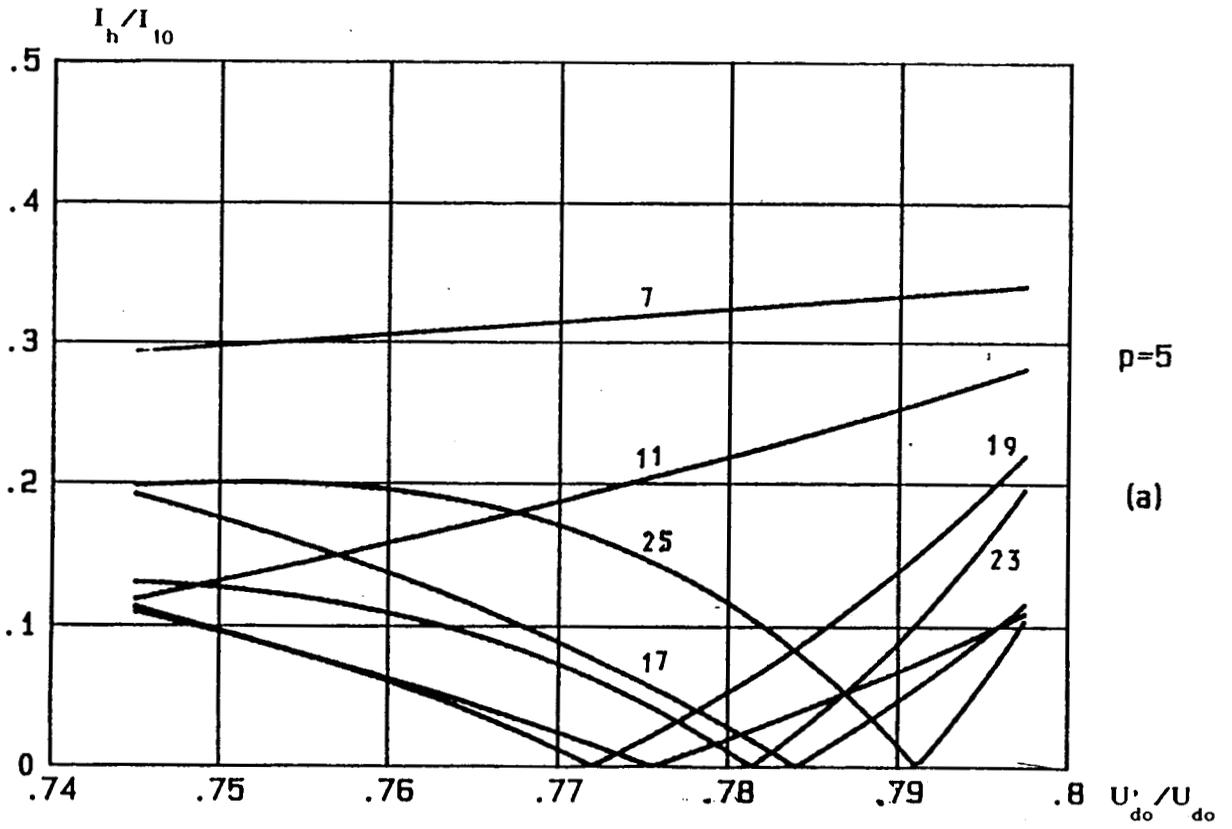


Planche 1-3

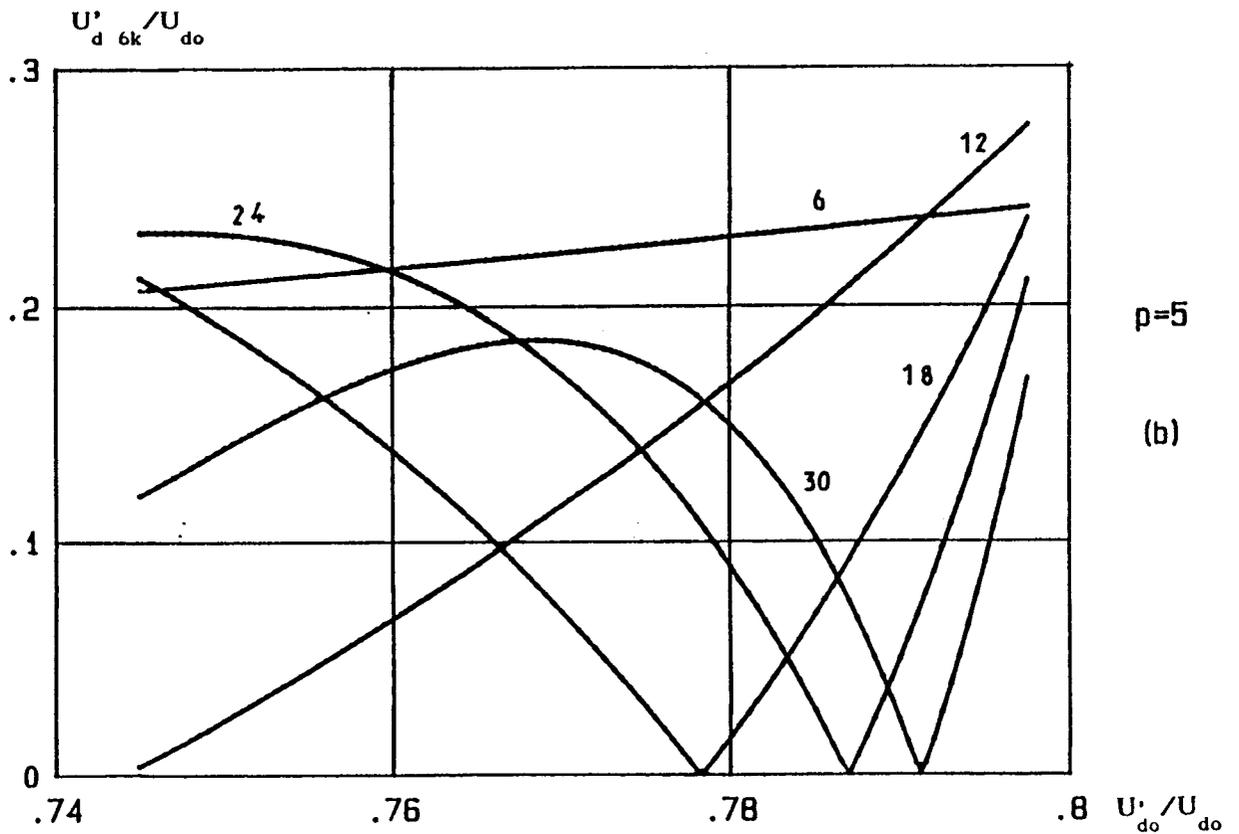
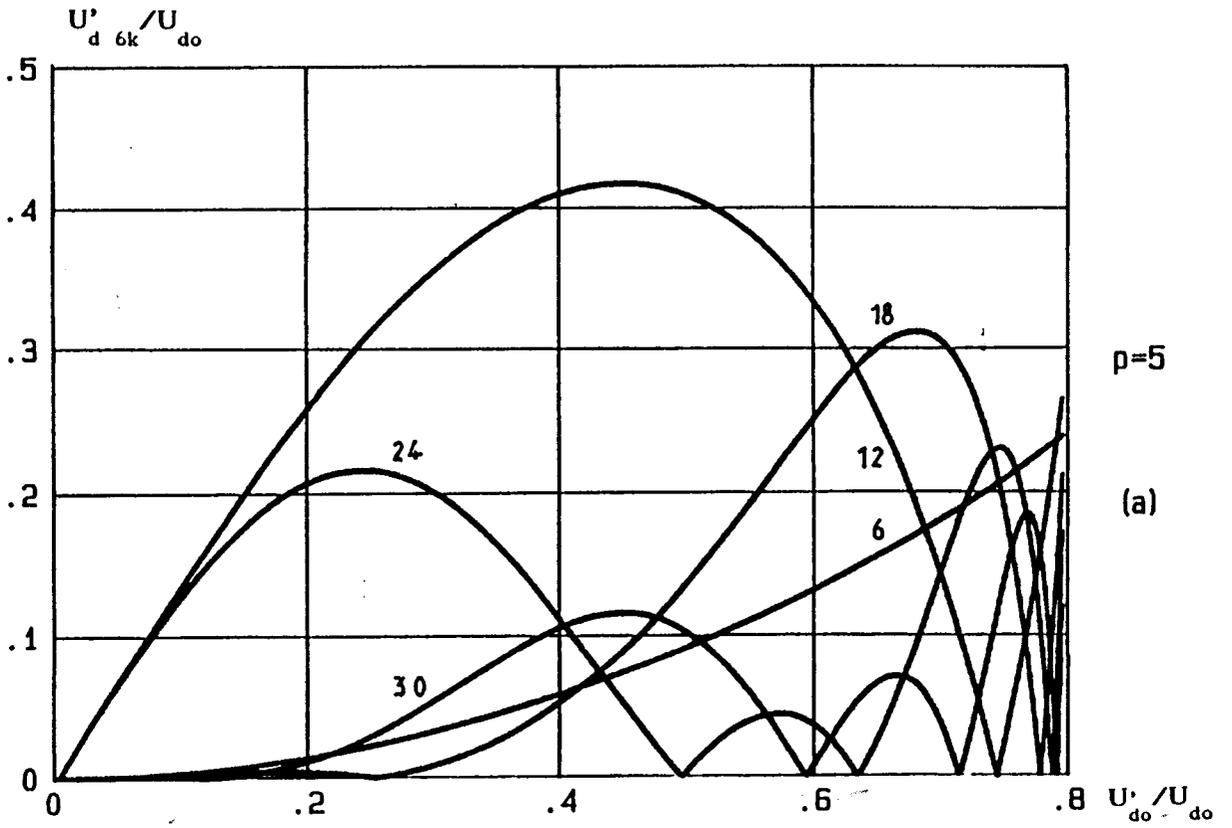


Planche 1-4

CHAPITRE 2

ETUDE DE L'ENSEMBLE FILTRE-CONVERTISSEUR

Nous avons montré au chapitre précédent que l'harmonique d'ordre cinq était éliminé. Nous allons, donc, étudier un filtre-passe bas dont le rôle sera double: il doit atténuer convenablement les harmoniques de courant absorbés par le convertisseur et, simultanément, assurer un bon facteur de déplacement, même lorsque la charge varie dans des fortes proportions.

Nous adopterons dans cette étude les hypothèses de travail suivantes:

- . le réseau d'alimentation constitue une source triphasée de tensions sinusoïdales parfaites
- . le convertisseur débite sur un récepteur de courant
- . les éléments du filtre et les semiconducteurs sont parfaits.

Le schéma et notations utilisées sont présentés dans la figure 1-1

En ce qui concerne les inductances L_1 , elles regroupent, par phase, les inductances du réseau et celles de fuites du transformateur, toutes les deux, ramenées au secondaire de ce dernier, ainsi qu'une inductance additionnelle si nécessaire.

Nous garderons les angles de commande θ_n qui ont été calculés pour un courant constant, car c'est le cas que nous traitons encore dans ce chapitre.

2.1 CIRCUITS EQUIVALENTS

2.1.1 Circuit monophasé équivalent pour le fondamental

Etant donné, d'une part, que la M.L.I. permet d'éliminer le premier harmonique des courants d'entrée du convertisseur, et, d'autre part, que le filtre atténue les autres harmoniques restants, nous pouvons étudier le comportement de l'ensemble filtre-convertisseur, vu du côté réseau, en ne considérant que le fondamental.

En ce qui concerne les tensions d'alimentation, le réseau débite, à travers les inductances L_1 , sur une batterie de condensateurs en parallèle avec l'entrée du convertisseur.

Vu du côté réseau, l'ensemble constitue un système triphasé équilibré: on peut alors le ramener à son équivalent monophasé. Même si les condensateurs sont couplés en triangle, le circuit triphasé peut toujours être ramené à un circuit équivalent dans lequel les condensateurs seraient en étoile. En considérant, ensuite, que le fondamental des courants i_A , i_B et i_C est en phase avec celui des tensions v_A , v_B et v_C correspondant, respectivement, l'ensemble pont-hacheur-récepteur apparaît comme une charge résistive triphasée équilibrée. On aboutit, alors, au circuit équivalent triphasé en étoile de la figure 2-1-(a), et, finalement, au circuit monophasé équivalent de la figure 2-1-(b), où:

- . i'_1 est la composante fondamentale de i'_A ou i'_B ou i'_C et i_1 celle de i_A ou i_B ou i_C ,
- . v'_1 est la composante fondamentale de v'_A ou v'_B ou v'_C et v_1 celle de v_A ou v_B ou v_C .
- . Dans la figure 2-1-(a) on a: $C = 3C_1$ et $R = V_1/I_1$
- . Dans la figure 2-1-(b), on définit: $L = L_1$, $C = 3C_1$, $G = I_1/V_1$ et j_{C1} = fondamental des courants dans les condensateurs C.

2.1.2 Circuit monophasé équivalent pour les harmoniques

La source considérée parfaite possède une impédance interne nulle et le convertisseur, vu du côté triphasé, apparaît comme un générateur de courants harmoniques. De ce fait, en suivant la démarche utilisée pour le fondamental, l'application du principe de superposition donne, pour l'harmonique de rang h , le circuit monophasé équivalent de la

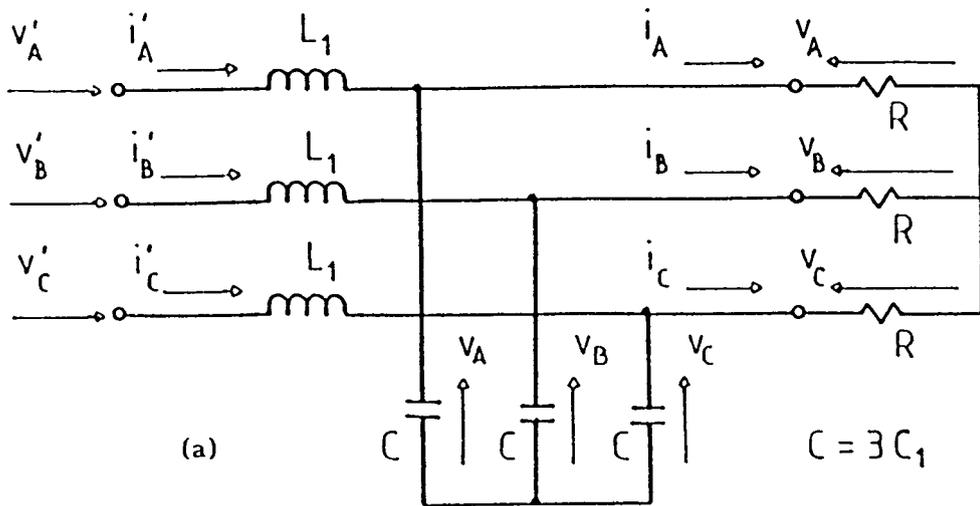


Figure 2-1

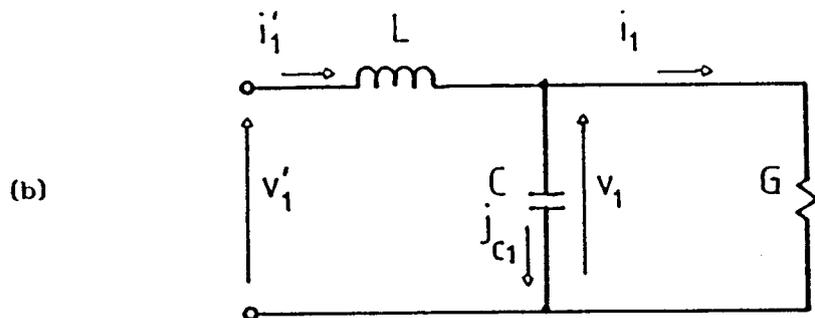


figure 2-2, où:

- i'_h est la composante harmonique de rang h de i'_A ou i'_B ou i'_C et i_h celle de rang h de i_A ou i_B ou i_C
- v_h est la composante harmonique de rang h de v_A ou v_B ou v_C .
- j_{Ch} est la composante harmonique de rang h des courants dans les condensateurs C .

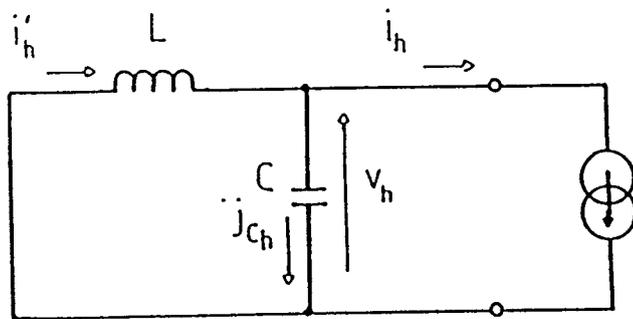


Figure 2-2

Nous utiliserons par la suite les circuits monophasés équivalents proposés.

2.2 ETUDE QUALITATIVE DU FILTRE

Le filtre triphasé doit permettre:

- . d'atténuer les harmoniques provenant du convertisseur et injectés dans le réseau.
- . de fournir à sa sortie une source de tensions fondamentales pour alimenter le pont redresseur.

2.2.1 Atténuation des harmoniques restants

L'atténuation des harmoniques est définie par le rapport $I'_h/I_h < 1$, I'_h et I_h étant les valeurs efficaces de i'_h et i_h respectivement.

L'analyse de la figure 2-2 donne la relation entre les harmoniques de rang h des courants à l'entrée et à la sortie du filtre. L'application du principe du diviseur de courant donne, en notation complexe,

$$\frac{\bar{I}'_h}{\bar{I}_h} = \frac{1}{1 - \omega^2 h^2 LC} \quad (2-1)$$

On en déduit qu'il y aura atténuation seulement si

$$1 - \omega^2 h^2 LC < 0 \quad \text{avec} \quad |1 - \omega^2 h^2 LC| > 1 \quad (2-2)$$

Soit ω_r la pulsation de résonance du filtre et K_r le rapport entre cette pulsation et celle des tensions d'alimentation. Alors, par définition, on a:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad K_r = \frac{\omega_r}{\omega} \quad (2-3)$$

Dans ces conditions, on obtient:

$$\frac{I'_h}{I_h} = \frac{1}{|1 - \omega^2 h^2 LC|} = \frac{1}{|1 - h^2 \omega^2 / \omega_r^2|} = \frac{1}{|1 - h^2 / K_r^2|} \quad (2-4)$$

et la condition d'atténuation devient:

$$h\omega > \omega_r$$
$$h > K_r$$

On en déduit que, pour une pulsation ω_r donnée, les harmoniques de rang élevé sont atténués davantage.

2.2.2 Tensions fondamentales

Le pont redresseur fonctionnera normalement s'il est alimenté par une source de tension. Cela suppose que l'on devrait retrouver à la sortie du filtre des tensions indépendantes de la charge.

L'application du principe du diviseur de tension au circuit de la figure 2-1-(b), donne, en notation complexe,

$$\bar{V}_1 = \frac{\bar{V}'_1}{1 - \omega^2 LC + j\omega LG}$$

avec V_1 = valeur efficace de v_1 et V'_1 = valeur efficace de v'_1 .

Et en faisant apparaître ω_r et K_r , on obtient,

$$\bar{V}_1 = \frac{\bar{V}'_1}{\sqrt{(1 - \omega^2/\omega_r^2)^2 + (\omega LG)^2}} e^{-j[\omega LG/(1 - \omega^2/\omega_r^2)]}$$

$$\bar{V}_1 = \frac{\bar{V}'_1}{\sqrt{(1 - 1/K_r^2)^2 + (\omega LG)^2}} e^{-j[\omega LG/(1 - 1/K_r^2)]} \quad (2-5)$$

On peut dire que v_1 est d'autant plus proche du fondamental v'_1 que ω est inférieure à ω_r et ωLG est faible.

En pratique, la chute de tension due au passage de I'_1 dans ωL est faible devant V_1 ou V'_1 ; on peut, alors, négliger le terme ωLG dans l'expression 2-5, dont le module devient:

$$\frac{V_1}{V'_1} = \frac{1}{|1 - (\omega/\omega_r)^2|} = \frac{1}{|1 - 1/K_r^2|} \quad (2-6)$$

2.2.3 Fréquence de résonance

Les expressions 2-4 et 2-6, donnant les rapports I'_h/I_h et V_1/V'_1 respectivement, sont de la forme $f(x) = 1/|1-x^2|$. Cela veut dire que la même courbe illustre l'influence du filtre sur l'atténuation des courants harmoniques et sur l'amplitude du fondamental des tensions aux bornes des condensateurs.

La figure 2-3 montre cette courbe $f(x)$ qui permet de lire les rapports I'_h/I_h pour $x = h\omega/\omega_r$ et V_1/V'_1 pour $x = \omega/\omega_r$.

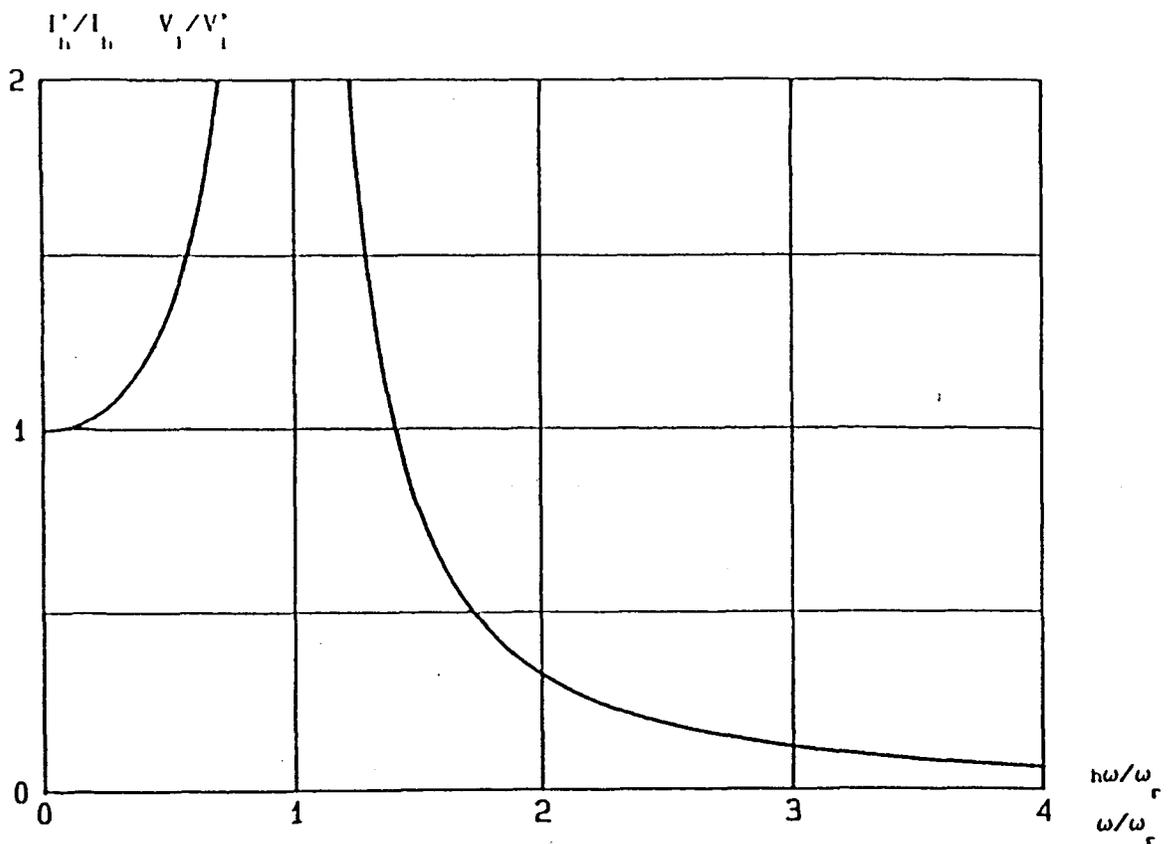


Figure 2-3

On en déduit que:

- . plus ω est inférieure à ω_r , plus V_1 s'approche de V_1' . Il est, donc, préférable de prendre $\omega < \omega_r$
- . plus $h\omega$ est supérieure à ω_r , plus l'harmonique de rang h est atténué. Il est, donc, préférable de prendre $\omega_r < h\omega$.

En conséquence, le filtre doit satisfaire les conditions:

$$\omega < \omega_r < h\omega_r \quad (2-7)$$

$$1 < K_r < h \quad (2-8)$$

Pour la structure du convertisseur proposée, le réseau étant de 50Hz, la fréquence de résonance f_r du filtre à utiliser doit se situer dans la plage définie par: $50 \text{ Hz} < f_r < 350 \text{ Hz}$.

2.3 ETUDE QUANTITATIVE DU FILTRE

Pour déterminer la valeur de la pulsation de résonance ω_r et celles des éléments L et C du filtre, on doit considérer:

- . l'affaiblissement à donner au premier harmonique de courant restant

- . la puissance réactive créée par les condensateurs
- . la nécessité d'une source de tension pour alimenter le convertisseur.

2.3.1 Affaiblissement du premier harmonique de courant restant

Le dimensionnement des éléments du filtre dépend de la valeur de K_r . Il convient, donc, d'en établir son expression; la valeur de H, affaiblissement du premier harmonique restant, lui étant liée.

Soit h_1 le rang du premier harmonique restant: on peut écrire, $I'_{h_1}/I_{h_1} = 1/H$ avec $H > 1$. Alors, plus H sera grand, plus I'_{h_1} sera faible.

De l'expression 2-4 on a:

$$\frac{I'_{h_1}}{I_{h_1}} = \frac{1}{H} = \frac{1}{1 - \omega^2 h_1^2 LC} = \frac{1}{|1 - h_1^2 \omega^2 / \omega_r^2|} = \frac{1}{|1 - h_1^2 / K_r^2|}$$

Pour satisfaire $\omega_r < h\omega$ et $h > K_r$, conditions d'un bon affaiblissement, on doit avoir $1 - h_1^2 \omega^2 / \omega_r^2 < 0$ ou $1 - h_1^2 / K_r^2 < 0$. Puisque $|x| = -x$ quand $x < 0$, on obtient: $H = |1 - h_1^2 \omega^2 / \omega_r^2| = h_1^2 \omega^2 / \omega_r^2 - 1 = h_1^2 / K_r^2 - 1$. D'où:

$$K_r = \frac{h_1}{\sqrt{1+H}} \quad (2-9)$$

En prenant $H=4$ et $H=9$: $K_r(4) = \sqrt{2} K_r(9)$.

On peut exprimer, aussi, l'affaiblissement en A dB. On passe de H à A dB par la relation $H=10^{A/20}$. Alors, pour obtenir un affaiblissement supérieur ou égal à H ou à A dB il faut avoir:

$$K_r = \frac{\omega_r}{\omega} \leq \frac{h_1}{\sqrt{1+H}} \quad \text{ou} \quad \omega^2 LC \geq \frac{1+10^{A/20}}{h_1^2} \quad (2-10)$$

L'expression 2-10 montre bien l'interdépendence des paramètres mis en jeu.

Si $A=9$ dB, étant donné que $h_1=7$, (§ 1.2.3), la valeur de K_r doit rester inférieure à 3.582. Pour $p=5$, si $K_r=2$, la courbe de la figure 2-3 montre que l'harmonique sept sera réduit à moins de 10% de sa valeur à la sortie du filtre, et ceux d'ordre supérieur, davantage. D'où, la somme quadratique des cinq premiers harmoniques des courants

pris au réseau, exprimée par $\frac{\sqrt{\sum_h (I'_h)^2}}{I_{10}} = \sqrt{\sum_h (I'_h/I_h)^2 (I_h/I_{10})^2}$, est

faible, de l'ordre de 0.028. Le rapport I'_h/I_h est donné par la courbe de la figure 2-3 et I_h/I_{10} par celles de la planche 1-2-(b).

Dans ces conditions, on peut montrer que, à tension de sortie U'_{do} maximale et pour $I_d = I_{dn}$, l'expression $\tau' = \frac{\sqrt{\sum_h (I'_h/I_h)^2 (I_h/I_{10})^2}}{I'_1/I_{10}}$,

déduite de 1-15, donne une valeur numérique de $\tau' \approx 0.037$ car $I'_1 \approx I_1$, donc $I'_1/I_{10} \approx I_1/I_{10} = U'_{do}/U_{do}$. I'_1 et I_1 étant les valeurs efficaces de i'_1 et de i_1 , respectivement.

En ce qui concerne L et C, leurs valeurs formant un couple dont le produit est constant, varient inversement l'une par rapport à l'autre.

2.3.2 Puissances et facteur de puissance à l'entrée du filtre

2.3.2.1 Puissances à l'entrée du filtre

Le réseau triphasé de tensions sinusoïdales fournit un système de courants non sinusoïdaux équilibrés. Dans ces conditions, la puissance absorbée par l'ensemble [11] est donnée par:

$$S' = 3V'_1 I' = 3V'_1 \sqrt{(I'_1)^2 + \sum_h (I'_h)^2} = \sqrt{(P'_1)^2 + (Q'_1)^2 + (D'_1)^2}$$

- où:
- . V'_1 = valeur efficace de v'_A ou v'_B ou v'_C
 - . I' = valeur efficace de i'_A ou i'_B ou i'_C
 - . I'_h = valeur efficace de i'_h
 - . $P'_1 = 3V'_1 I'_1 \cos \phi'_1$, $Q'_1 = 3V'_1 I'_1 \sin \phi'_1$
 - . ϕ'_1 , étant le déphasage entre les fondamentaux des courants à l'entrée du filtre avec sa tension simple correspondante.
 - . P'_1 , Q'_1 , S'_1 , sont les puissances triphasées active, réactive et apparente, portées par le fondamental des courants du réseau.
 - . $S'_1 = 3V'_1 I'_1 = \sqrt{(P'_1)^2 + (Q'_1)^2}$
 - . D'_1 est la puissance déformante qui traduit les effets des harmoniques sur S' . Les harmoniques ne portant pas de puissance active car les tensions du réseau sont sinusoïdales parfaites.

2.3.2.2 Facteur de puissance à l'entrée du filtre

Le facteur de puissance à l'entrée du filtre s'écrit:

$$FP' = \frac{I'}{I'_1} \cos \phi'_1 \quad (2-11)$$

Il est inférieur à l'unité:

- à cause des harmoniques qui rendent I' supérieur à I'_1
- à cause de Q'_1 qui rend $\cos \phi'_1$ inférieur à l'unité. $\cos \phi'_1$ est le facteur de déplacement.

On peut faire un calcul approché du rapport I'/I'_1 . Utilisons les valeurs relatives des courants. On obtient:

$$\frac{I'}{I'_1} = \frac{I'_1/I_{10}}{\sqrt{(I'_1/I_{10})^2 + \sum_h (I'_h/I_{10})^2}} \quad (2-12)$$

Reprenons le calcul du paragraphe 2.3.1. On avait $h_1=7$, $A=9$ dB, $K_r=2$, $p=5$. Pour les cinq premiers harmoniques restants et à ouverture maximale, la somme quadratique de leurs valeurs relatives est de l'ordre de 0.028. Cette valeur modifie très peu celle de $(I'_1/I_{10})^2$ dans l'expression 2-12.

En conséquence, avec une bonne M.L.I. et un filtre efficace on peut obtenir un rapport I'/I'_1 très proche de l'unité, auquel cas, le facteur de puissance de l'ensemble est pratiquement égal au facteur de déplacement $\cos \phi'_1$.

2.3.3 Puissance réactive créée par les condensateurs

Le circuit monophasé équivalent pour le fondamental de la figure 2-1-(b) permet d'écrire $Q'_1 = Q_{L1} + Q_{C1}$, avec,

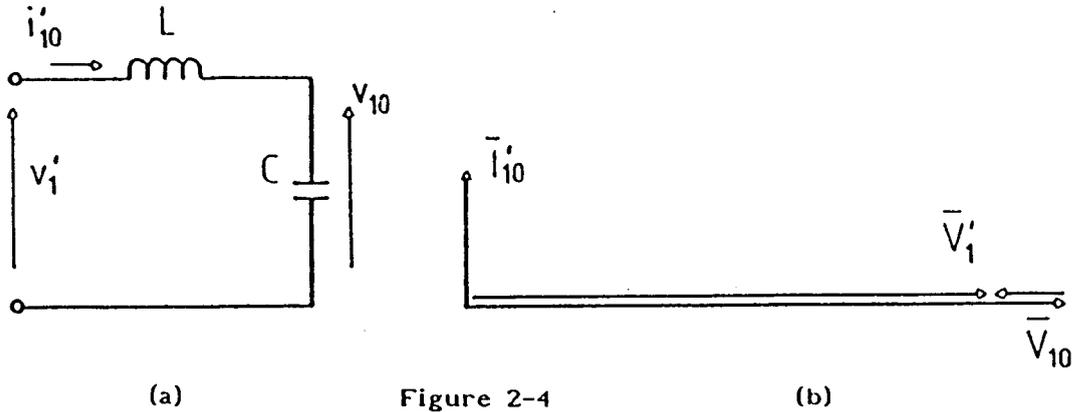
- $Q'_1 = 3V'_1 I'_1 \sin \phi'_1$, puissance réactive à l'entrée du filtre.
- $Q_{L1} = 3\omega L I'^2_1$, puissance réactive consommée par les inductances L_1 .
- $Q_{C1} = 3\omega C V'^2_1 = 3V'_1 J_{C1}$, puissance réactive créée par les condensateurs
- J_{C1} = valeur efficace de j_{C1} .

Q_{L1} varie avec I'_1 et par son intermédiaire avec la charge I_d .

Q_{C1} varie peu, comme les tensions fondamentales V_1 qui alimentent les condensateurs.

- A vide, la figure 2-4-(a) donne, en notation complexe,

$$\frac{\bar{V}_{10}}{\bar{V}'_1} = \frac{1}{1 - \omega^2/\omega_r^2}, \quad \text{avec } V_{10} = \text{valeur efficace de } v_1 \text{ pour le fonctionnement à vide.}$$

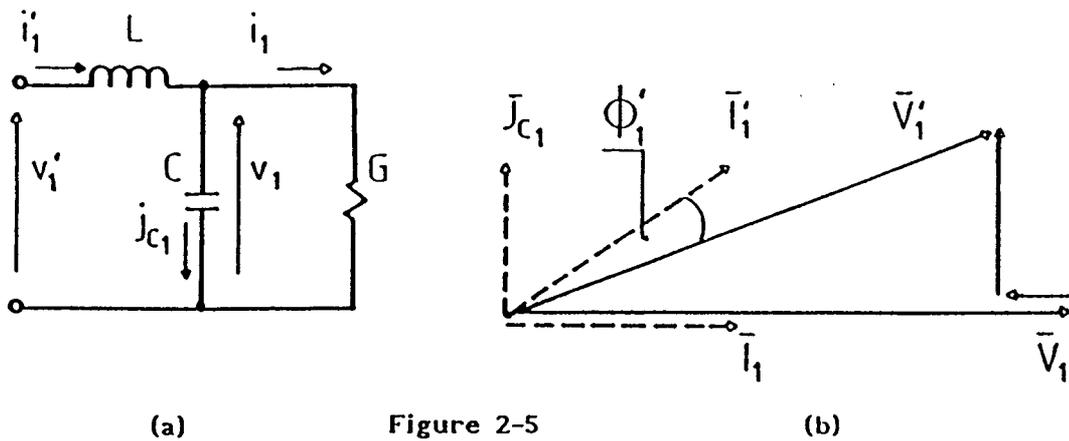


- ω_r étant supérieure à ω , V_{10} sera un peu supérieure à V'_1 .
- La chute de tension dans L devant être faible, le courant \bar{I}'_{10} est pratiquement en quadrature avec \bar{V}_{10} . I'_{10} est la valeur efficace de i_1 en fonctionnement à vide. Alors, $\bar{V}'_1 = j\omega L \bar{I}'_{10} + \bar{V}_{10}$, nous permet de construire le diagramme vectoriel de la figure 2-4 (b).
- On en déduit, pour ce fonctionnement: $Q_{C10}/Q'_{10} = V_{10}/V'_1$, c'est-à-dire, $Q_{C10} > Q'_{10}$. Lors de la marche à vide les condensateurs envoient de la puissance réactive dans le réseau.

- En charge, la figure 2-5-(a), en notation complexe, donne:

$$\frac{\bar{V}_1}{\bar{V}'_1} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2/\omega_r^2)^2 + (\omega LG)^2}}$$

- ω_r étant supérieure à ω , le rapport V_1/V'_1 dépend de la charge G, cependant, le dimensionnement du filtre doit permettre à V_1 de rester proche de V'_1 ; dans ce cas J_{C1} varie peu, comme V_1 .
- Aussi, $\bar{I}'_1 = \bar{J}_{C1} + \bar{I}_1$ et $\bar{V}'_1 = j\omega L \bar{I}'_1 + j\omega L \bar{J}_{C1} + \bar{V}_1$, donnent le diagramme vectoriel de la figure 2-5-(b).
- Pour les faibles charges, \bar{I}_1 étant peu important, \bar{I}'_1 sera en avance sur \bar{V}'_1 : les condensateurs envoient de la puissance réactive dans le réseau, $Q_{C1} > Q_{L1}$ et $\cos \phi'_1 < 1$.
- Si on augmente la charge, ϕ'_1 devient nul et $\cos \phi'_1 = 1$. La puissance réactive à l'entrée du filtre est nulle: $Q_{L1} = Q_{C1}$.
- Si on continue à augmenter la charge, \bar{I}'_1 sera en retard de \bar{V}'_1 : l'ensemble consomme de la puissance réactive, $Q_{C1} < Q_{L1}$ et $\cos \phi'_1 < 1$.



2.3.4 Influence de la valeur des condensateurs C sur le fondamental

On vient de démontrer aux paragraphes précédents l'importance du choix de la valeur des condensateurs. Nous allons étudier l'influence de ce choix sur:

- . le fondamental des courants pris au réseau
- . la variations des tensions fondamentales aux bornes des condensateurs
- . le facteur de déplacement à l'entrée du filtre.

On utilisera, par la suite, des valeurs relatives qu'il convient de définir:

- . La puissance nominale P_{nom} du convertisseur est définie par le courant nominal I_{dn} et la tension nominale U'_{don} en sortie. D'où: $P_{nom} = U'_{don} I_{dn}$. On a, à ce régime, par phase:
 - . à l'entrée du convertisseur: V_{1n} , I_{1n} , et $G_n = I_{1n} / V_{1n}$
 - . à l'entrée du filtre: V'_{1n} , I'_{1n} . V'_{1n} étant ainsi définie, elle peut varier si L varie.
- . Les grandeurs de base sont: P_{nom} , U'_{don} , I_{dn} , G_n
- . On définit l'impédance relative de L par $Z_L = \omega L G_n$ et l'admittance relative de C par $G_C = \omega C / G_n$.

Alors, de 2-10 on a:

$$LC\omega^2 = Z_L \frac{\omega C}{G_n} \geq \frac{1 + 10^{A/20}}{h_1^2} \quad (2-14)$$

2.3.4.1 Fondamental des courants d'entrée

On veut représenter les variations de I'_1 / I_{dn} en fonction de la

charge définie par P/P_{nom} .

- Le circuit de la figure 2-1-(b) donne la relation $I'_1 = \sqrt{I_1^2 + J_{C1}^2}$,

et en rapportant à I_{dn} on a $I'_1/I_{dn} = \sqrt{(I_1/I_{dn})^2 + (J_{C1}/I_{dn})^2}$.

. D'une part, en négligeant la puissance active portée par les harmoniques des tensions et des courants à l'entrée du convertisseur, la conservation de la puissance instantanée conduit à:

$$3 V_1 I_1 = U'_{do} I_d \quad (2-15)$$

A l'aide de 1-1, on en déduit que: $I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{U'_{do}}{U_{do}} I_d$, et en faisant apparaître U'_{don} et I_{dn} , on a:

$$\frac{I_1}{I_{dn}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{U'_{don}}{U_{do}} \frac{P}{P_{nom}} \quad (2-16)$$

U'_{don}/U_{do} correspondant à l'ouverture maximale de T.

. D'autre part, à l'entrée du pont redresseur, figure 2-1-(b), on a,

$$J_{C1} = \omega C V_1 \text{ et } I_1 = G V_1. \text{ D'où, } J_{C1} = \frac{\omega C}{G} I_1, \text{ et}$$

$$\frac{J_{C1}}{I_{dn}} = \frac{\omega C}{G_n} \frac{G_n}{G} \frac{I_1}{I_{dn}} \quad (2-17)$$

. Finalement, de 2-16 et 2-17 on obtient:

$$\frac{I'_1}{I_{dn}} = \frac{I_1}{I_{dn}} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega C}{G_n} \right)^2 \left(\frac{G_n}{G} \right)^2} \quad (2-18)$$

- Détermination de G/G_n .

. D'une part, le circuit monophasé équivalent de la figure 2-1-(b),

donne: . à régime quelconque $I_1 = G V_1$, et

. à régime nominal $I_{1n} = G_n V_{1n}$

$$\text{d'où, } G/G_n = (I_1/I_{1n})(V_{1n}/V_1).$$

. D'autre part, 2-15 donnant $3V_1 I_1 = U'_{do} I_d = P$ et permettant d'écrire, à régime nominal, $3V_{1n} I_{1n} = U'_{don} I_{dn} = P_{nom}$, on peut faire:

$$\frac{I_1}{I_{1n}} = \frac{V_{1n}}{V_1} \frac{P}{P_{nom}}. \text{ Finalement:}$$

$$\frac{G}{G_n} = \frac{1}{(V_1/V_{1n})^2} \frac{P}{P_{nom}} \quad (2-19)$$

- Détermination du Rapport V_1/V_{1n}

. L'application du principe du diviseur de tension au circuit monophasé équivalent de la figure 2-1-(b), en notation complexe, donne:

. A régime quelconque $\frac{V_1}{V'_1} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega LC)^2}}$, et en faisant

apparaître les valeurs relatives, on a:

$$\frac{V_1}{V'_1} = \frac{1}{\sqrt{(1 - Z_L \omega C/G_n)^2 + (Z_L G/G_n)^2}} \quad (2-20)$$

. A régime nominal, $\frac{V_1}{V'_1} = \frac{V_{1n}}{V'_1} = \frac{1}{\sqrt{(1 - Z_L \omega C/G_n)^2 + Z_L^2}}$.

. L'utilisation de ces deux dernières relations permet d'écrire:

$$\frac{V_1}{V_{1n}} = \frac{V_1/V'_1}{V_{1n}/V'_1}. \text{ Finalement, à l'aide de 2-19 on obtient:}$$

$$\frac{V_1}{V_{1n}} = \sqrt{X + \sqrt{X^2 - K^2(P/P_{nom})^2}} \quad (2-21)$$

avec $X = \frac{1+K^2}{2}$ et $K = \frac{Z_L}{1 - Z_L \omega C/G_n}$.

- On peut, alors, tracer I'_1/I_{1dn} à partir des expressions 2-14, 2-16 2-17, 2-19, et 2-21.

On a représenté, pour $p=4$ sur la planche 2-1, (a) et (b), et pour $p=5$ sur la planche 2-1, (c) et (d), les variations, en fonction de P/P_{nom} , du rapport I'_1/I_{1dn} .

Les résultats obtenus correspondent aux atténuations de 6, 12, et 18 dB et aux valeurs de $Z_L=0.30$ et $Z_L=0.50$. On constate que, à charge et à atténuation données, les courants augmentent lorsque Z_L diminue (donc, lorsque C augmente), leur valeur étant plus grande pour les atténuations plus grandes. Cependant, dans tous les cas, ils augmentent avec C et avec la charge, entraînant, de cette manière, l'accroissement des pertes joule dans la ligne. Les courants sont un peu plus

importants pour $p=5$, atteignant, à pleine charge, à peu près, 70% du courant nominal de sortie.

On peut, donc, conclure, du seul point de vue de la valeur efficace du fondamental des courants d'entrée, que:

- . on a intérêt à fonctionner, d'une part, à $p=4$ et, d'autre part, avec la plus forte valeur de Z_L possible.
- . L'influence de p est due à la différence des valeurs de U'_{don} quand on passe de $p=4$ à $p=5$.
- . L'influence de Z_L est due au fait que, C diminuant quand Z_L augmente, la puissance réactive créée par C diminue et le courant total appelé par l'ensemble diminue aussi. (Comme on le verra ultérieurement, $Z_L=0.50$ n'entraîne l'équilibre des puissances réactives que pour des puissances relatives de l'ordre de 0.80).

2.3.4.2 Variations des tensions aux bornes des condensateurs

La valeur des tensions aux bornes des condensateurs peut varier selon la valeur de la charge.

L'expression 2-20 donne la relation entre le fondamental de la tension simple à la sortie du filtre et la tension simple à son entrée:

$$\frac{V_1}{V'_1} = \frac{1}{\sqrt{(1 - Z_L \omega C / G_n)^2 + (Z_L G / G_n)^2}}$$

Pour étudier les variations, en fonction de P/P_{nom} , de la tension aux bornes des condensateurs, on peut suivre, ou l'évolution de V_1/V'_1 , ou celle de $\frac{dV_1}{V'_1} = \frac{V_1 - V'_1}{V'_1}$, chute de tension en ligne rapportée à la tension du réseau.

- Dans le haut de la planche 2-2 on a représenté, pour les deux valeurs de p , l'évolution de dV_1/V'_1 .

A vide il y a élévation de la tension fondamentale de l'entrée vers la sortie du filtre. Cette élévation devient plus importante lorsque, pour une impédance Z_L choisie, on augmente l'atténuation A dB. Elle diminue si la charge augmente, et diminue plus rapidement lorsque, pour un A dB donné, la valeur de Z_L croît; alors, elle s'annule et, par la suite, V_1 devient supérieur à V'_1 . Par contre, pour les faibles valeurs de Z_L ($Z_L=0.10$) et quelque soit A dB, cette élévation garde sa valeur à vide, pratiquement constante, à tout régime.

- Dans le bas de la planche 2-2 on a représenté, en fonction de P/P_{nom} , les variations de dV_1/V_1' pour $0.35 \leq Z_L \leq 0.45$ et $6 \text{ dB} \leq A \leq 12 \text{ dB}$. Ces caractéristiques plus précises serviront ultérieurement.

2.3.4.3 Facteur de déplacement $\text{Cos}\phi'$

Le système étant supposé sans pertes, la puissance active fournie par le réseau est, par la conservation de la puissance instantannée, égale à la puissance active à la sortie du convertisseur. D'où:

$$3V_1' I_1' \text{Cos}\phi_1' = U' I_{do d} \quad (2-22)$$

Par 2-15, la puissance active à l'entrée du convertisseur est portée par le fondamental de ses courants d'entrée. L'application, à nouveau, du principe précédent conduit, alors, à l'égalité,

$$3V_1' I_1' \text{Cos}\phi_1' = U' I_{do d} = 3V_1 I_1. \quad \text{D'où:}$$

$$\text{FD}' = \text{Cos}\phi_1' = \frac{V_1}{V_1'} \frac{I_1}{I_1'} \quad (2-23)$$

Pour représenter, en fonction de P/P_{nom} , les variations de $\text{Cos}\phi_1'$ on utilise les expressions 2-16, 2-18 et 2-20 donnant I_1/I_{1dn} , I_1'/I_{1dn} et V_1/V_1' respectivement, ainsi que 2-14 et 2-21. On parvient, de cette façon, à une expression unique valable pour les deux valeurs de p.

Les caractéristiques donnant, à différents régimes, l'évolution du facteur de déplacement, montrent que:

- . d'une manière générale, planche 2-3, il s'améliore lorsque, à atténuation A dB donnée, la valeur de Z_L et la charge augmentent.
- . pour une atténuation A dB donnée et pour une charge ne dépassant pas la charge nominale, le facteur de déplacement passe par son maximum, très proche de l'unité, si la valeur de Z_L est égale ou supérieure à une certaine valeur seuil, planche 2-3. En effet, pour une atténuation A dB fixée, la pulsation de résonance ω_r du filtre est aussi fixée. Donc, pour obtenir la compensation de la puissance réactive sensiblement constante créée par les condensateurs, la puissance réactive absorbée par les inductances peut être obtenue par le produit constant $L\omega_1'^2$. Quand L est plus petite I_1' doit être plus grand et inversement.
- . à Z_L donnée, planche 2-4, (b) et (c), lorsque l'atténuation A dB

diminue, ce maximum se déplace vers les faibles charges. Si A dB diminue c'est que ω_r augmente et, donc, à Z_L donnée, que C diminue, donc aussi la puissance réactive créée par C. Ainsi, l'équilibre des puissances réactives est obtenu pour des valeurs de I_1' décroissantes quand A dB diminue.

- . Les moyennes et fortes valeurs de Z_L , ($Z_L \geq 0.40$), donnent, pour $A \leq 12$ dB, planche 2-4, (b) et (c), un facteur de déplacement qui est intéressant, ($FD' \geq 0.95$), dans une large plage de variation de charge définie par $0.53 \leq P/P_{nom} \leq 1.00$.
- . Les valeurs de Z_L inférieures à 0.25 sont à éliminer, en effet, pour des atténuations faibles et moyennes, $A \leq 12$ dB, planche 2-4 (d) et 2-5 (a), le FD' ne devient intéressant qu'au voisinage de la charge nominale.
- . Tout en gardant ce FD' intéressant ($FD' \geq 0.95$) on peut, pour les valeurs moyennes de Z_L , ($Z_L \approx 0.40$), améliorer l'atténuation à $A \leq 18$ dB à condition de réduire la plage de variation de charge vers la charge nominale, planche 2-4 (b).

A partir de cette analyse, on a délimité la plage de valeurs de Z_L et de l'atténuation A dB. Les caractéristiques de la planche 2-5, (c) et (d), nous amènent à dire que si $0.35 \leq Z_L \leq 0.45$ et $9 \text{ dB} \leq A \leq 12 \text{ dB}$, le FD' est intéressant, $FD' \geq 0.95$, dans la plage de variation de charge définie par $0.50 \leq P/P_{nom} \leq 1.00$. Cela avec une bonne transmission de la tension fondamentale de l'entrée vers la sortie du filtre, exprimée par $-9.5\% \leq dV_1'/V_1' \leq 4\%$, comme le montre les caractéristiques du bas de la planche 2-2-(b).

2.3.5 Source de tension alimentant le convertisseur

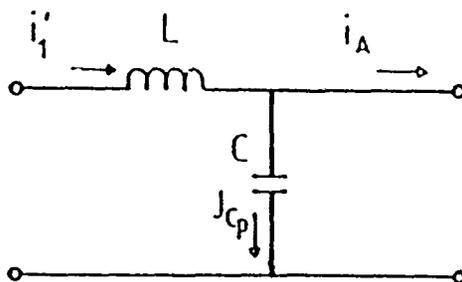
Puisque le hacheur débite sur un récepteur de courant, il doit être alimenté, à travers le pont redresseur, par une source de tension. Il revient, donc, aux condensateurs du filtre d'entrée de jouer ce rôle. D'où la nécessité d'une valeur minimale appropriée de ces condensateurs.

2.3.5.1 Variations des courants dans les condensateurs

Si le filtre est suffisant, les courants fournis par le réseau

sont pratiquement sinusoïdaux, alors que ceux de l'entrée du pont sont formés par des créneaux. Dans ces conditions, ce sont les condensateurs qui doivent fournir les variations de ces derniers courants.

Pour une phase, on a: $j_{cp} = i'_1 - i_A$



La figure 2-6 illustre, en fonction du temps, l'évolution des courants à l'entrée du convertisseur. On y a représenté le fondamental d'un courant du réseau en avance sur celui des courants à l'entrée du convertisseur, figure 2-6-(a), comme il a été indiqué dans un diagramme vectoriel du paragraphe § 2.3.3. En ce qui concerne la forme des courants dans les condensateurs, figure 2-6-(b), les relevés expérimentaux ultérieurs confirment leur allure théorique.

2.3.5.2 Déformation des tensions à l'entrée du convertisseur

Les tensions aux bornes des condensateurs ne peuvent pas subir des discontinuités. Cependant, à cause des harmoniques qu'elles contiennent, dûs aux harmoniques de courant provenant du convertisseur, leurs formes d'onde sont altérés.

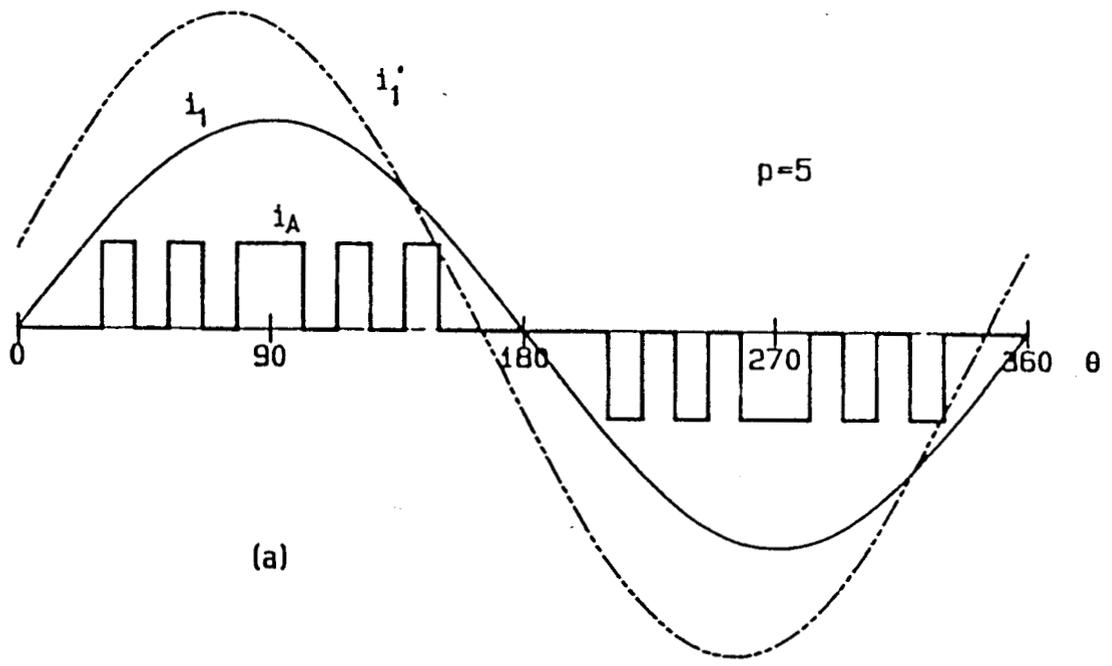
Nous allons, par la suite, étudier ces déformations.

- Considérons les circuits équivalents des figures 2-1-(b) et 2-2. Par le principe de superposition, la tension par phase aux bornes d'un condensateur est donnée par,

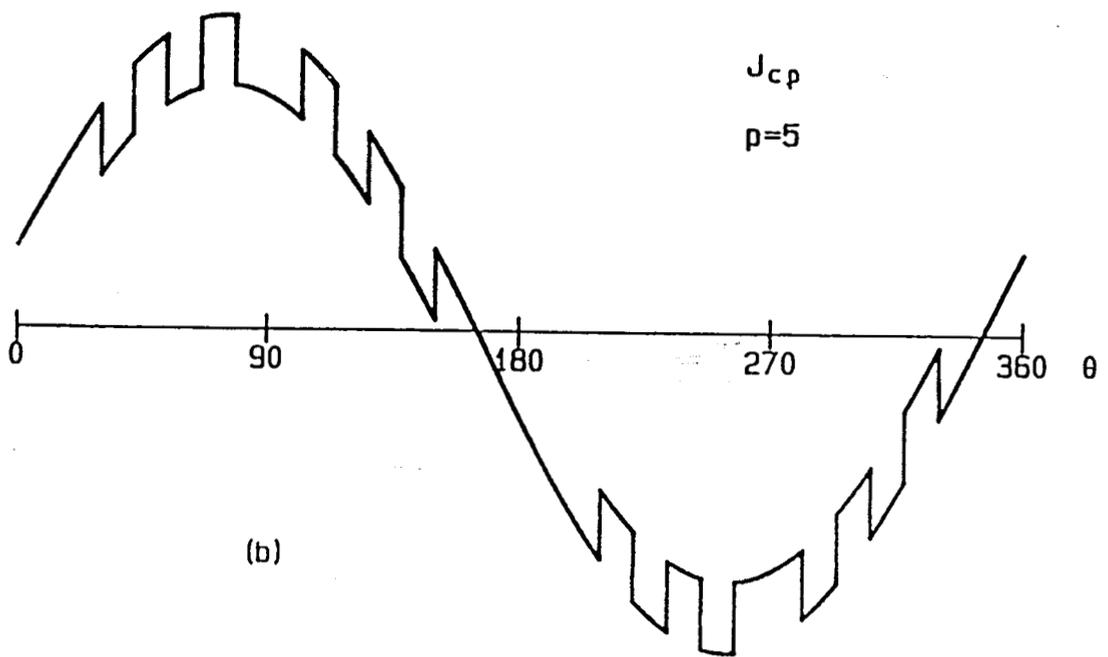
$$v(t) = v_1(t) + \sum_h v_h(t) \quad (2-24)$$

$v(t)$ étant, aussi, égale à v_A ou v_B ou v_C et $v_h(t)$, la tension harmonique de rang h due au terme de même ordre dans les courants d'entrée du convertisseur.

Le circuit monophasé équivalent pour les harmoniques permet



(a)



(b)

Figure 2-6

d'écrire, en notation complexe: $\bar{V}_h = \frac{j\omega L_h}{\omega^2 h^2 LC - 1} \bar{I}_h$. Et par 2-14 on a:

$$\bar{V}_h = \frac{j Z_L h}{G_n 10^{A/20}} \bar{I}_h \quad (2-25)$$

L'expression 2-25 montre que, pour une atténuation A dB donnée, selon l'amplitude de i_h , plus les inductances L_1 en ligne sont grandes (simultanément plus les condensateurs C_1 sont petits) et plus l'amplitude de v_h est grande. En conséquence, des condensateurs trop faibles donneraient des tensions harmoniques trop importantes à l'entrée du convertisseur.

- On peut évaluer la déformation des tensions aux bornes des condensateurs due aux harmoniques de courant restants.

L'expression donnant l'harmonique de courant de rang h s'écrit: $i_h = - I_h \sqrt{2} \sin h\omega t$. On en déduit: $\bar{I}_h = I_h e^{j\pi}$. Alors, l'expression 2-25

donne: $\bar{V}_h = \frac{Z_L h I_h \sqrt{2}}{G_n 10^{A/20}} e^{j3\pi/2}$. D'où:

$$v_h(t) = - \frac{Z_L h I_h \sqrt{2}}{G_n 10^{A/20}} \cos h\omega t \quad (2-26)$$

L'expression 2-26 permet de dire que la déformation des tensions à l'entrée du convertisseur due à l'un des harmoniques de courant restants, dépend, pour un filtre donné, de l'atténuation souhaitée, du rang et de l'amplitude de l'harmonique considéré.

Dans ces conditions, pour évaluer l'effet de l'ensemble des harmoniques il suffit d'utiliser 2-24 et 2-26. On obtient:

$$v(t) = V_1 \sqrt{2} \sin \omega t - \sum_h \frac{Z_L h I_h \sqrt{2}}{G_n 10^{A/20}} \cos h\omega t \quad (2-27)$$

avec $h = 6l \pm 1$, $l = 1, 2, 3, \dots$ et h différent de 5.

2.3.5.3 Déformation due au premier harmonique de courant restant

- En remplaçant h par h_1 dans l'expression 2-26 on obtient celle de l'harmonique de tension dû au premier harmonique de courant restant i_7 .

On a:

$$v_{h_1}(t) = - \frac{Z_L h_1 I_{h_1} \sqrt{2}}{G_n 10^{A/20}} \cos h_1 \omega t \quad (2-28)$$

L'effet de i_{h_1} est le plus défavorable lorsque I_{h_1} est maximal, planche 1-2: cela a lieu au régime nominal de courant. En utilisant des valeurs relatives on peut écrire: $I_{h_{\max}} = \alpha I_{10\max}$, α étant donné par les courbes de la planche 1-2. Aussi on sait que $I_{10} = \sqrt{6} I_d / \pi$. D'où, à régime nominal de courant on écrit:

$$I_{h_{\max}} = \alpha_h \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{dn} \quad (2-29)$$

Finalement, de 2-28 et 2-29, on obtient:

$$v_{h_1 \max}(t) = - \frac{Z_L h_1 \alpha_h \sqrt{6} I_{dn}}{G_n 10^{A/20} \pi} \sqrt{2} \cos h_1 \omega t \quad (2-30)$$

- On peut tracer, maintenant, à partir de 2-24 et 2-30, la forme d'onde de la tension $v(t)$ déformée par l'effet de l'harmonique i_7 .

Sur la planche 2-6, on présente l'évolution des tensions simples à la sortie du filtre. Les courbes correspondent à $Z_L = 0.40$ et $A = 6$ et 11 dB. Elles montrent que:

- pour $p=4$, planche 2-6-(a), il y a une seule intersection entre deux tensions simples; elle est à droite de celle de leur fondamentaux. La surtension due à $i_1 + i_7$ est de 33% du fondamental v_1 .
- pour $p=5$, planche 2-6-(b), il y a, encore, une seule intersection entre deux tensions simples; elle se trouve, aussi, à droite de celle de leur fondamentaux, mais un peu moins que pour $p=4$. La déformation est moins importante. La surtension est de 28%.

2.3.6 Surtensions à l'entrée du convertisseur

On peut, à l'aide de 2-27, évaluer l'effet que l'ensemble des harmoniques de courant restants a sur les tensions aux bornes des condensateurs. Nous considérerons seulement les sept premiers de ces harmoniques et évaluerons leur effet dans le cas le plus défavorable.

D'une part, pour $p=4$ et $p=5$, planche 1-2, ces harmoniques ont, simultanément tous, une valeur importante aux alentours du point

$(U'_{do}/U_{do a}) \approx 0.45$. D'autre part, on sait que le cas le plus défavorable correspond au régime nominal de courant, auquel cas, par 2-29, on a:

$I_{ha \max} = \alpha_{ha} \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{dn}$. Dans ces conditions, au point $(U'_{do}/U_{do a}) \approx 0.45$, la tension v_a , déformée par l'effet des sept premiers harmoniques de courant restants et rapportée à son amplitude $V_{1a} \sqrt{2}$, est exprimée par $v_{ar} = v_a/V_{1a} \sqrt{2}$, dont l'expression est,

$$v_{ar} = \sin \omega t - \sum_h \frac{Z_L}{10^{A/20}} \frac{h \alpha_{ha} \sqrt{6}}{\pi} \frac{I_{dn}}{I_{1n}} \frac{V_{1n}}{V_{1a}} \cos h\omega t \quad (2-31)$$

avec $h = 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25$

Déterminons, dans 2-31, le rapport V_{1n}/V_{1a} :

. à partir du circuit monophasé équivalent de la figure 2-1 -(b), on obtient:

$$\begin{aligned} \text{. à régime nominal,} \quad V'_1 &= V_{1n} \sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + Z_L^2} \\ \text{. au régime étudié,} \quad V_{1a} &= \frac{V_1}{\sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega LG_a)^2}} \end{aligned}$$

. compte tenu de 2-15 et puisque $I_{1a} = G_a V_{1a}$, on a:

$$G_a = \left(\frac{U'_{do}}{U_{do a}} \right) \left(\frac{U_{do} I_{dn}}{3 V_{1a}^2} \right)$$

Ces trois dernières relations permettent de déterminer le rapport V_{1n}/V_{1a} .

- La planche 2-7 montre l'évolution temporelle des tensions aux bornes des condensateurs. On y a représenté seulement les courbes relatives à une phase; celles des autres étant déphasées de $2\pi/3$. Elles correspondent aux valeurs de $A = 9$ dB et de $Z_L = 0.35$. La charge nominale est définie par $U'_{don} = 1500$ volts et $I_{dn} = 1500$ ampères.

. Pour $p=4$, planche 2-7-(a), il y a une zone de largeur égale à, environ, un tiers de période où les tensions sont peu déformées; cette zone est centrée sur toutes les demi-périodes. Les surtensions vont de 190% à 250%, environ, de la valeur du fondamental qu'ont les tensions au point $(U'_{do}/U_{do a}) \approx 0.45$.

. pour $p=5$, planche 2-7-(b), il y a, aussi, une zone où les tensions sont moins déformées; centrée, comme pour $p=4$, sur toutes les

demi-périodes, elle a une largeur d'environ un cinquième de période. La déformation dans cette zone est importante par rapport à celle de $p=4$. Les surtensions vont de 190% à 240%, donc, légèrement inférieures à celles de $p=4$.

- On présente pour $p=4$, sur la planche 2-8-(a), et pour $p=5$, sur la planche 2-8-(b), les courbes donnant, en fonction de Z_L et pour différentes atténuations A dB, les valeurs possibles de surtensions à l'entrée du convertisseur dues aux sept premiers harmoniques des courants restants. Les courbes sont tracées pour le cas le plus défavorable du point de fonctionnement (a) précédemment défini.

Pour ce tracé, on cherche d'abord, à l'aide de 2-31, l'angle pour lequel la surtension est maximale et, ensuite, on fait varier A dB et Z_L . Ces courbes montrent que:

- . pour un Z_L donné, les surtensions augmentent lorsque l'atténuation A dB diminue. Cela s'explique car h et Z_L étant constants, la valeur de C varie dans le sens de A dB comme le montre l'expression 2-14.
- . quelque soit l'atténuation A dB les surtensions augmentent avec Z_L , c'est-à-dire, lorsque les condensateurs sont de plus en plus petits.
- . les surtensions sont un peu plus importantes pour $p=4$.

2.3.7 Choix des éléments du filtre

L'étude faite jusqu'ici repose sur le principe de superposition: cela nous a permis d'utiliser un circuit monophasé équivalent pour le fondamental et un autre pour les harmoniques. Nous allons, donc, suivre, pour la détermination des valeurs de L et C , la démarche proposée par M. Destobbelleer [8] relative à un filtre monophasé.

Pour choisir les valeurs de L et de C les mieux adaptées à $p=4$ ou $p=5$, on trace dans le système d'axes $\omega C/G_n, Z_L$, des courbes délimitant l'espace où doit se situer le couple $(\omega C/G_n, Z_L)$ correspondant aux valeurs de L et C retenues. L'allure générale de ces courbes est donnée par la figure 2-7.

2.3.7.1 Courbe C1

On obtient, de 2-14, l'expression $\frac{\omega C}{G_n} \geq \frac{1 + 10^{A/20}}{h_1^2 Z_L}$, qui permet de

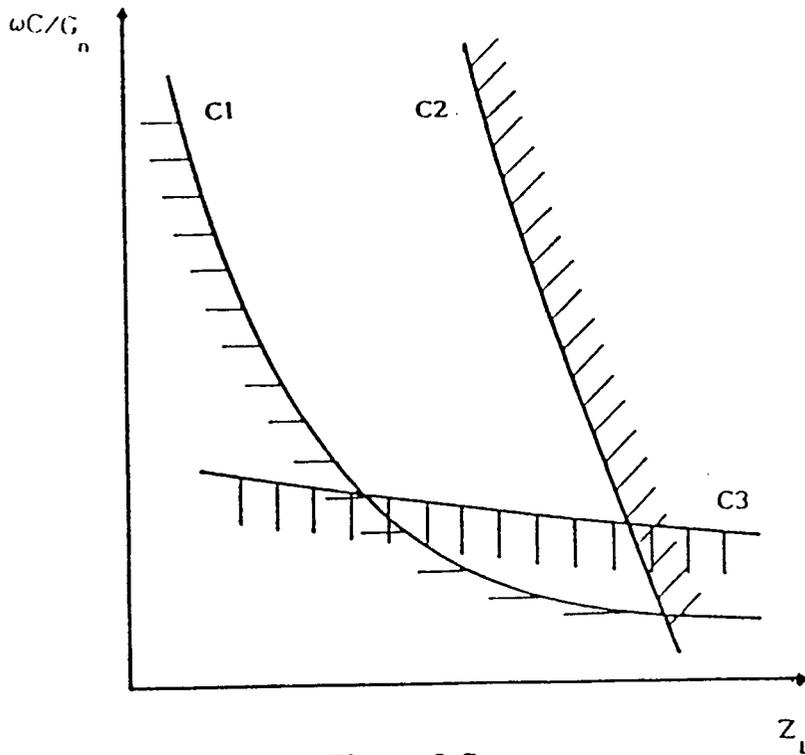


Figure 2-7

tracer la courbe C1 donnant, en fonction de Z_L et pour une atténuation A dB donnée, l'évolution des valeurs de $\omega C/G_n$. Le couple de valeurs $(\omega C/G_n, Z_L)$ à retenir doit se situer au dessus de la courbe obtenue pour l'affaiblissement A dB désiré.

2.3.7.2 Courbe C2

Cette courbe C2 donne, en fonction de Z_L , l'évolution des valeurs de $\omega C/G_n$ compte tenu de la chute de tension à l'entrée du convertisseur entre la marche à vide et la marche à pleine charge rapportée à la tension V_1 à pleine charge.

La chute de tension est définie par:

$$\frac{\Delta V_1}{V_1} = \frac{(V_1/V'_1)_0 - (V_1/V'_1)_{I_{1n}}}{(V_1/V'_1)_{I_{1n}}}$$

Reprenons l'expression 2-20:

$$\frac{V_1}{V'_1} = \frac{1}{\sqrt{(1 - Z_L \omega C/G_n)^2 + (Z_L G/G_n)^2}}$$

à vide, $G=0$ et

$$\left(\frac{V_1}{V'_1}\right)_0 = \frac{1}{1 - Z_L \omega C/G_n}$$

à pleine charge, $G=G_n$ et $\left(\frac{V_1}{V_1'}\right)_{I_{1n}} = \frac{1}{\sqrt{(1 - Z_L \omega C / G_n)^2 + Z_L^2}}$

Alors, $\frac{\Delta V_1}{V_1} = \frac{(V_1/V_1')_0}{(V_1/V_1')_{I_{1n}}} - 1$ et $\left(\frac{\Delta V_1}{V_1} + 1\right)^2 = 1 + \left(\frac{Z_L}{1 - Z_L \omega C / G_n}\right)^2$; d'où

$$\frac{\omega C}{G_n} = \frac{1}{Z_L} - \frac{1}{\sqrt{(\Delta V_1/V_1)^2 + 2(\Delta V_1/V_1)}} \quad (2-32)$$

Pour une chute de tension $(\Delta V_1/V_1)$ maximum admissible donnée, le couple de valeurs à retenir $(\omega C/G_n, Z_L)$ doit se situer en dessous de la courbe obtenue.

2.3.7.3 Courbe C3

Elle correspond aux valeurs minimales à donner à C répondant au critère d'assurer le bon fonctionnement du pont redresseur tout en gardant un bon facteur de déplacement, $\cos \phi_1' > 0.95$, pour P/P_{nom} compris entre 0.50 et 1.00.

Il a été montré au § 2.3.5.2 que, à cause des harmoniques de courant restants, les tensions à l'entrée du convertisseur ne sont plus sinusoïdales. Cependant, malgré leur déformation, elles restent périodiques et équilibrées. Le pont redresseur peut encore fonctionner. Pour que celui-ci puisse le faire comme prévu, ces tensions doivent répondre aux critères de conduction des montages triphasés parallèles doubles à diodes. Lorsque ces critères ne sont plus satisfaits, le pont cesse de fonctionner correctement. Ceci peut se produire quand, à cause d'une déformation trop importante de ces tensions, il y a, dans un tiers de leur période, plus d'une intersection entre deux des courbes les représentant.

Pour illustrer ce phénomène, on a représenté, pour $p=4$, sur les planches 2-9 et 2-10, et pour $p=5$, sur les planches 2-11 et 2-12, l'évolution, en fonction du temps, des tensions aux bornes des condensateurs en ne considérant que l'effet de l'harmonique de courant restant i_7 pour le cas le plus défavorable (expressions 2-24 et 2-28).

L'analyse des courbes présentées montre que:

. pour que le pont fonctionne normalement (une seule intersection de

deux tensions simples par tiers de période) il faut, soit augmenter A dB à Z_L donnée, soit diminuer Z_L à A dB donnée, ce qui, dans les deux cas, fait augmenter C.

. lorsque $p=5$ les tensions simples aux bornes des condensateurs contiennent des amplitudes d'harmoniques 7 inférieures à celles du cas $p=4$. On obtient, donc, des fonctionnements anormaux du pont pour des valeurs de Z_L un peu plus fortes ou des valeurs de A dB un peu plus faibles avec $p=5$.

Or l'augmentation de C est limitée, car des condensateurs trop grands créent une puissance réactive trop importante, entraînant, de cette façon, une forte détérioration du facteur de puissance à l'entrée du filtre.

L'augmentation de l'atténuation de A dB est, aussi, limitée. En effet, des faibles valeurs de Z_L associées à des fortes atténuations réduisent très fortement la valeur du facteur de déplacement $\cos\phi'_1$, comme on peut le constater dans les planches 2-3.

En ce qui concerne les surtensions associées aux déformations des tensions, les courbes présentées montrent que leur valeur est acceptable: 150%, environ, du fondamental.

. Plage de valeurs optimales de l'impédance Z_L et de l'atténuation A dB

On cherche les plages de valeurs optimales de l'impédance Z_L , donc de C, et de l'atténuation A dB. Ces valeurs optimales doivent, d'abord, satisfaire la condition nécessaire au bon fonctionnement du pont et, ensuite, donner un bon facteur de déplacement $\cos\phi'_1$, $FD' \geq 0.95$, dans la plage de variation de charge définie par $0.50 \leq P/P_{nom} \leq 1.00$.

On reprend les plages de valeurs établies au paragraphe § 2.3.5.3, à savoir: $0.35 \leq Z_L \leq 0.45$, $9 \text{ dB} \leq A \leq 12 \text{ dB}$, $0.50 \leq P/P_{nom} \leq 1.00$ et $FD' \geq 0.95$.

- Les planches 2-13, 2-14, 2-15 et 2-16 représentent, en fonction du temps, les évolutions des tensions simples aux bornes des condensateurs. Elles ont été tracées pour le cas où elles n'ont qu'un point d'intersection et un point de tangence, ce qui est la limite du fonctionnement correct du pont.

Les résultats obtenus nous permettent de dire que le

fonctionnement du pont est assuré:

- . quand $p=4$: pour $Z_L = 0.35$ avec $A > 9$ dB, planches 2-13-(b)
pour $Z_L = 0.40$ avec $A > 10.10$ dB, planches 2-14-(a)
pour $Z_L = 0.45$ avec $A > 11.20$ dB, planches 2-14-(b)
- . quand $p=5$ pour $Z_L = 0.35$ avec $A > 7.70$ dB, planches 2-15-(b)
pour $Z_L = 0.40$ avec $A > 8.75$ dB, planches 2-16-(a)
pour $Z_L = 0.45$ avec $A > 9.75$ dB, planches 2-16-(b)

- On a tracé, sur la planche 2-17, les évolutions de $\cos\phi'_1$ en fonction de $Z_L = 0.35, 0.40, 0.45$ et $9 \text{ dB} \leq A \leq 13 \text{ dB}$.

Imposons nous $\cos\phi'_1 > 0.95$ pour $0.50 \leq P/P_{\text{nom}} \leq 1.00$.

. Comparons la planche 2-17-(a) avec 2-15-(b). On voit que pour $Z_L=0.35$, si $A=7.70$ dB (limite de bon fonctionnement du pont), alors on gardera effectivement $\cos\phi'_1 > 0.95$ pour P/P_{nom} compris entre 0.50 et 1.00.

. Les planches 2-16-(a) et 2-17-(b), tracées pour $Z_L = 0.40, A = 8.75$ dB et $p=5$, montrent aussi que ces valeurs assurant le bon fonctionnement du pont permettent d'avoir le facteur de déplacement désiré dans la zone de puissance voulue.

. De façon similaire, les planches 2-16-(b) et 2-17-(c) montrent que $Z_L = 0.45, A = 9.75$ dB et $p=5$ conviennent simultanément.

- La planche 2-3-(a) montre qu'il faut $0.27 \leq Z_L \leq 0.45$ pour assurer $\cos\phi'_1 > 0.95$ pour $A = 6$ dB.

La planche 2-3-(b) montre qu'il faut, pour $A = 9$ dB, $0.33 \leq Z_L \leq 0.50$

La planche 2-3-(c) montre qu'il faut, pour $A = 12$ dB, $0.40 \leq Z_L \leq 0.50$

La planche 2-3-(d) montre qu'il faut que Z_L soit égale à 0.50 pour remplir la condition $\cos\phi'_1 > 0.95$ avec 15 dB et $0.50 \leq P/P_{\text{nom}} \leq 1.00$.

- On présente pour $p=4$, sur la figure 2-8-(a), et pour $p=5$, sur la figure 2-8-(b), pour des atténuations A dB données, les plages de variations des valeurs de Z_L pour lesquelles on assure le fonctionnement correct du pont tout en conservant un bon facteur de déplacement, $\cos\phi'_1 > 0.95$, pour P/P_{nom} compris entre 0.50 et 1.00.

Les limites inférieures (LFD) de ces plages sont fixées par le critère de garder un $\cos\phi'_1 > 0.95$, les limites supérieures (LFP), par celui du bon fonctionnement du pont, c'est-à-dire, une seule intersection et un point de tangence par tiers de période entre deux

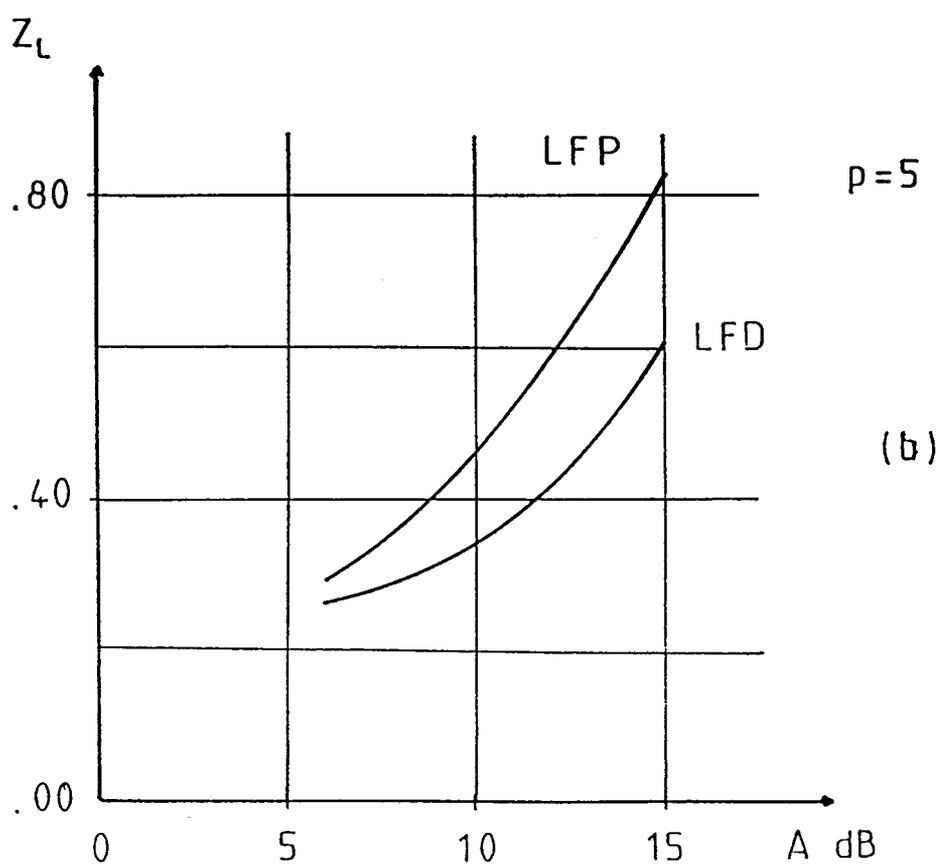
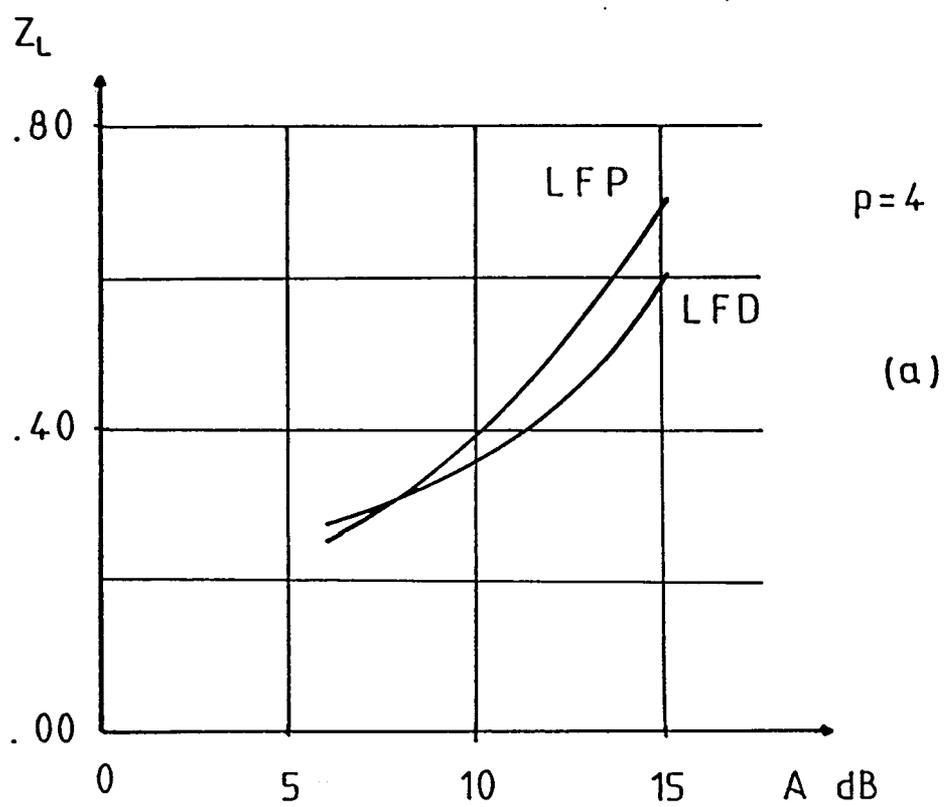


Figure 2-8

courbes représentant les tensions aux bornes des condensateurs.

Les courbes limites inférieures sont les mêmes pour les deux valeurs de p , car le facteur de déplacement est le même pour les deux cas. Aussi, pour les deux valeurs de p , les deux courbes limites, inférieures et supérieures, ont la même allure, respectivement.

On remarque, pour $p=4$, que:

pour des atténuations inférieures à 7.70 dB, environ, il n'y a plus de plage de variation; en effet, lorsque A dB diminue les courbes se croisent pour la valeur de l'atténuation indiquée.

lorsque, à partir de $A \approx 8$ dB, l'atténuation augmente, la plage de variation de Z_L croît d'abord, passe par un maximum aux environs de $A = 13$ dB ensuite, pour, finalement, se réduire faiblement.

En ce qui concerne $p=5$,

pour des atténuations supérieures à 6 dB, il n'y a pas de croisement des courbes limites.

comme pour $p=4$, cette plage de variation de Z_L , coit d'abord, passe par un maximum aux environs de $A = 14$ dB ensuite, pour, finalement, se réduire faiblement.

lorsque l'atténuation A dB augmente, la courbe limite supérieure croît plus vite que pour $p=4$. Cela fait que les plages de variations de Z_L pour des atténuations A dB identiques soient plus importantes pour $p=5$ que pour $p=4$.

On peut abaisser, pour les deux valeurs de p , la courbe limite inférieure en se fixant une limite moins contraignante sur le facteur de déplacement; cela permettrait d'élargir les plages de variations de Z_L tout en gardant un bon fonctionnement du pont, mais réduirait la plage de variations de P/P_{nom} où $\cos\phi'_1 > 0.95$.

Par contre, il n'est pas conseillé de monter, dans le même but, les courbes limites supérieures; en effet, le pont ne fonctionnerait plus correctement et, de ce fait, les courants à son entrée ne seraient plus symétriques.

Finalement la comparaison de ces plages de variations des valeurs de Z_L et A dB met en évidence que le cas le plus intéressant est celui de $p=5$.

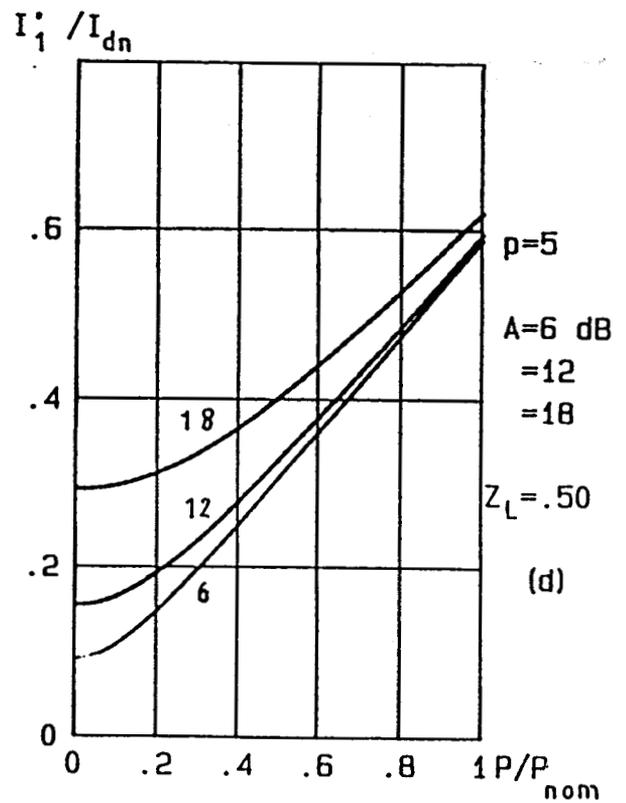
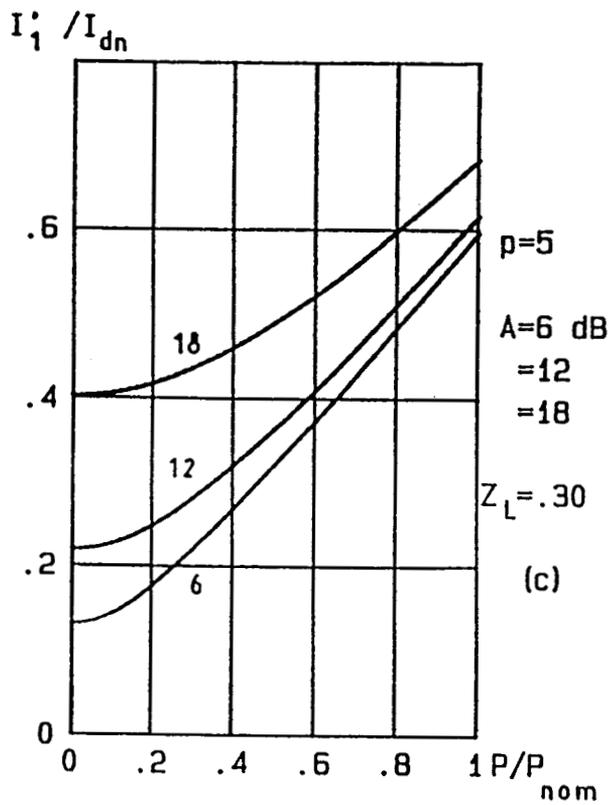
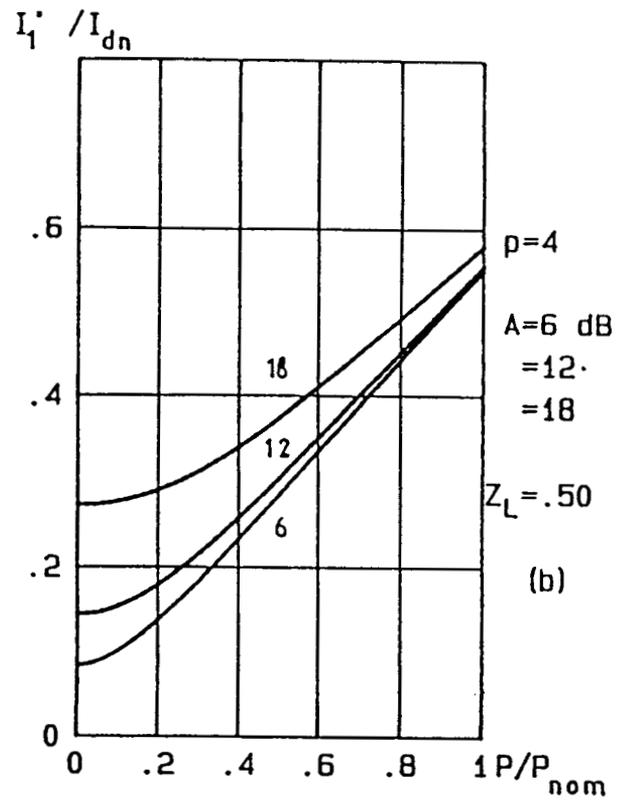
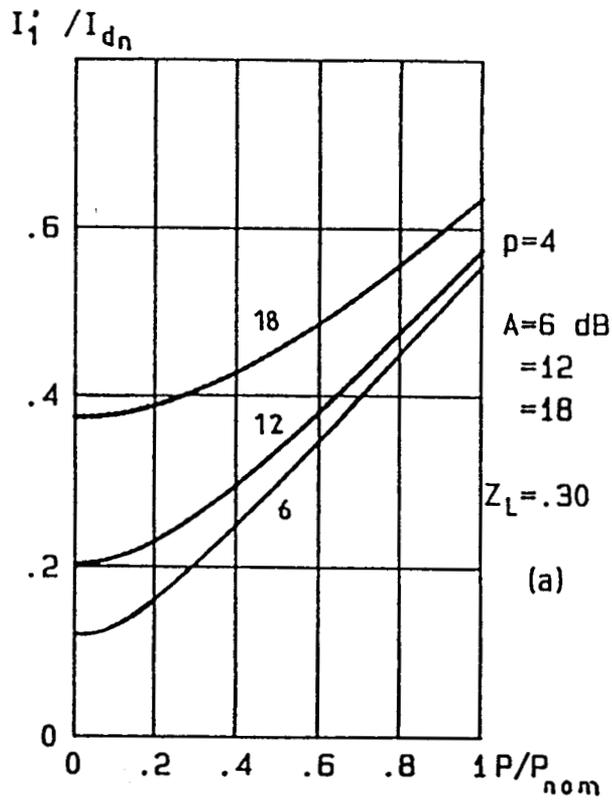
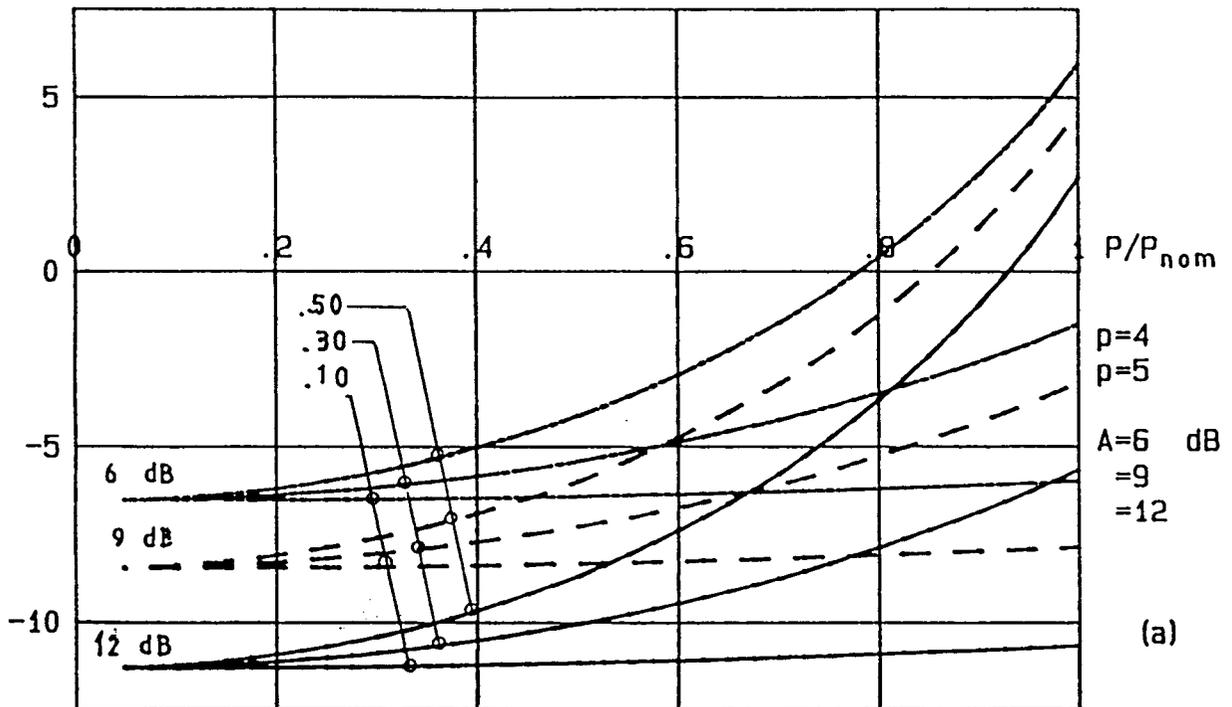


Planche 2-1

dV_1/V_1 %



dV_1/V_1 %

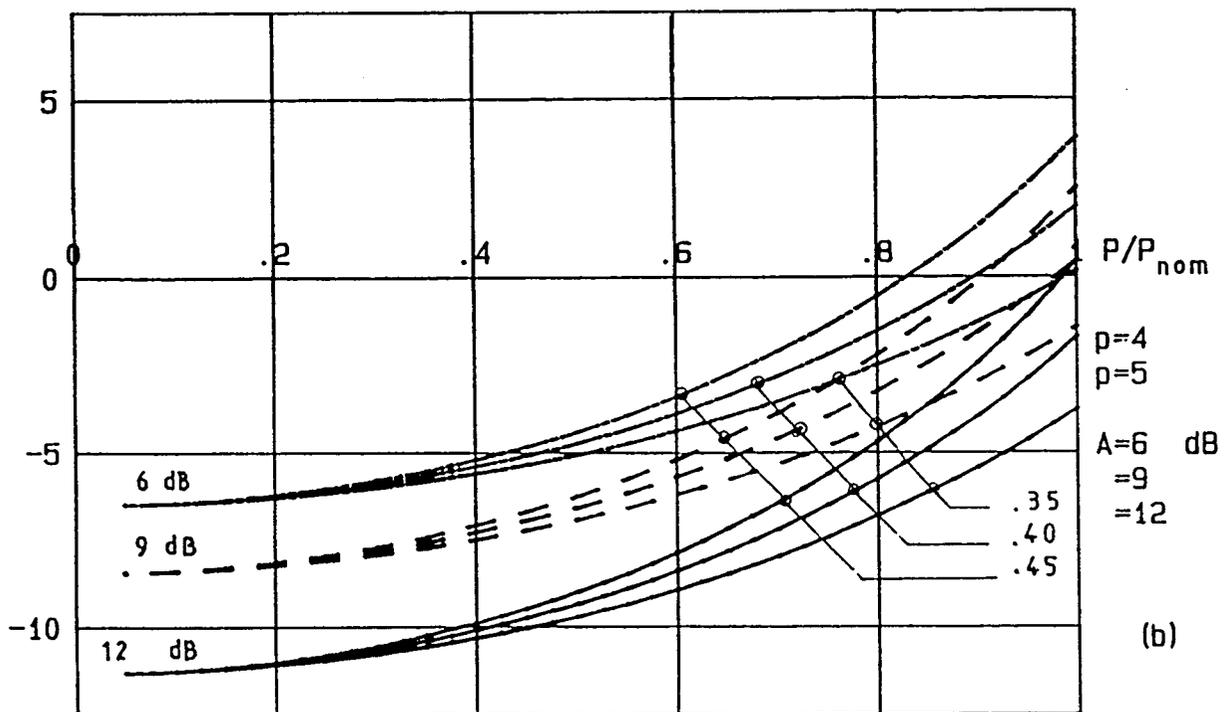


Planche 2-2

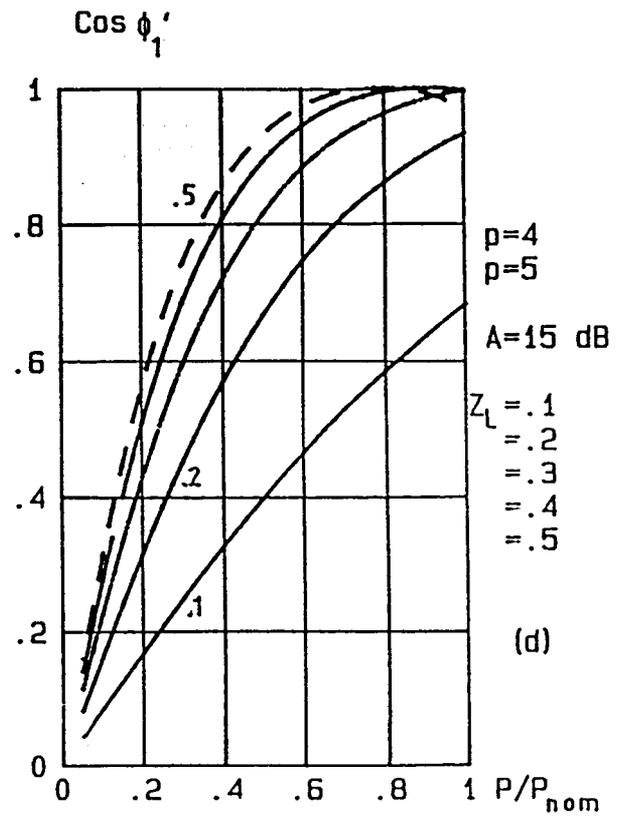
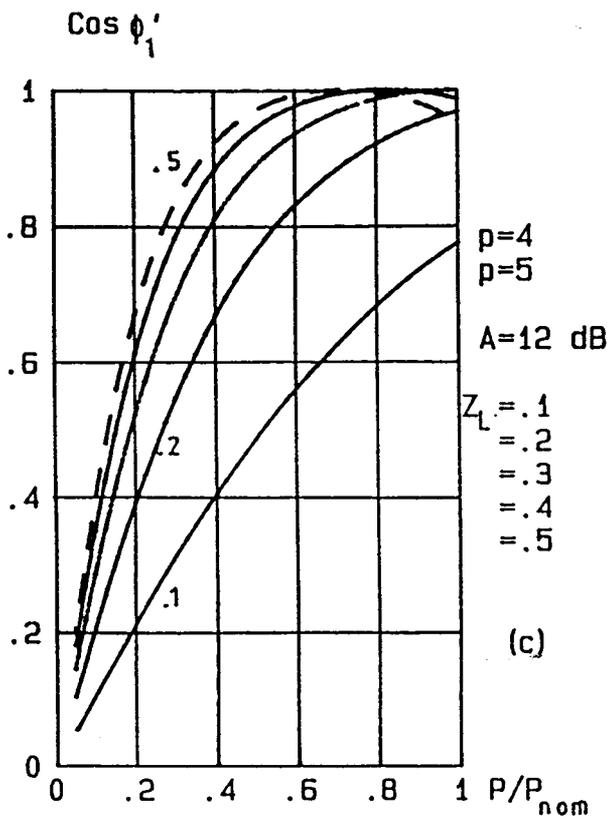
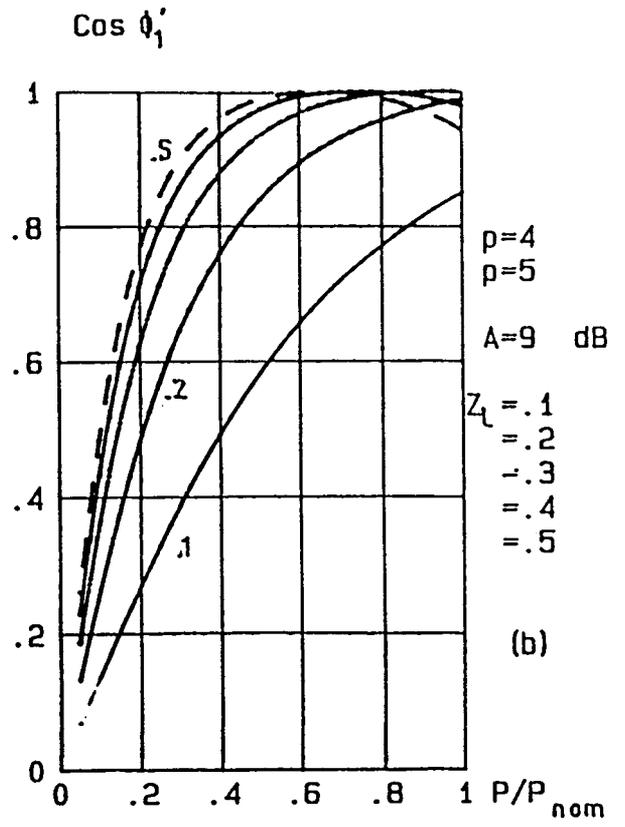
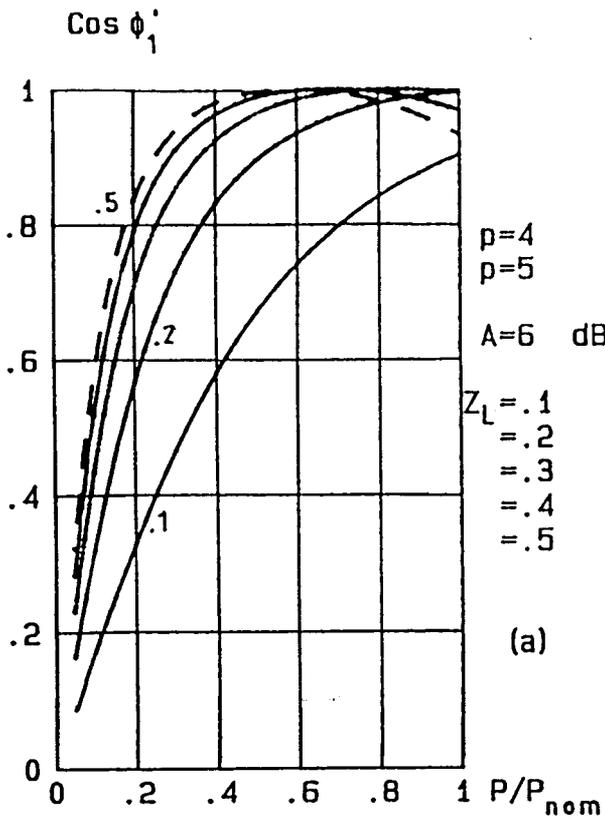


Planche 2-3

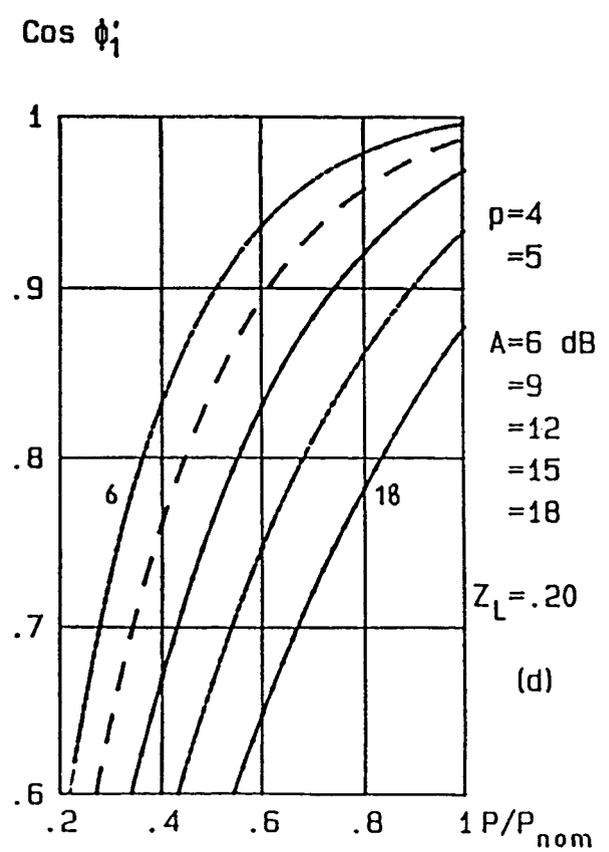
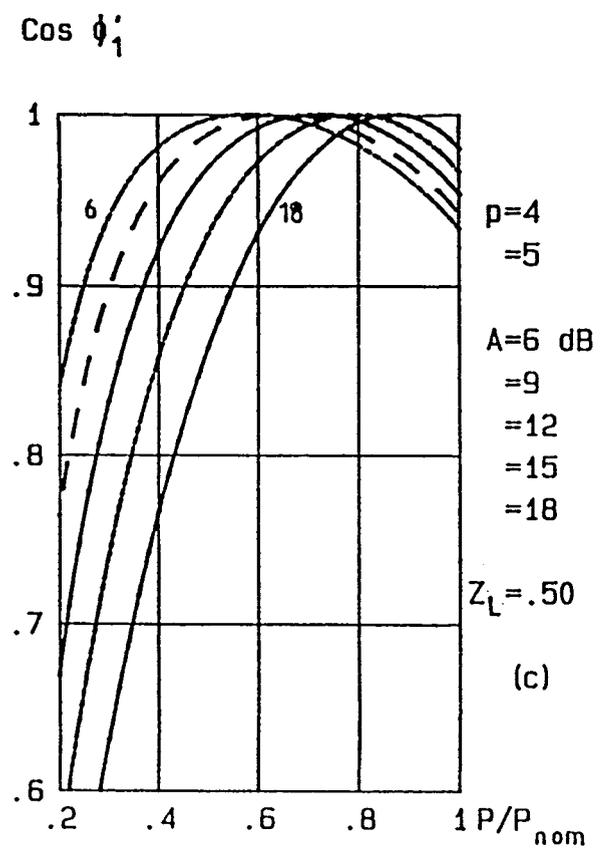
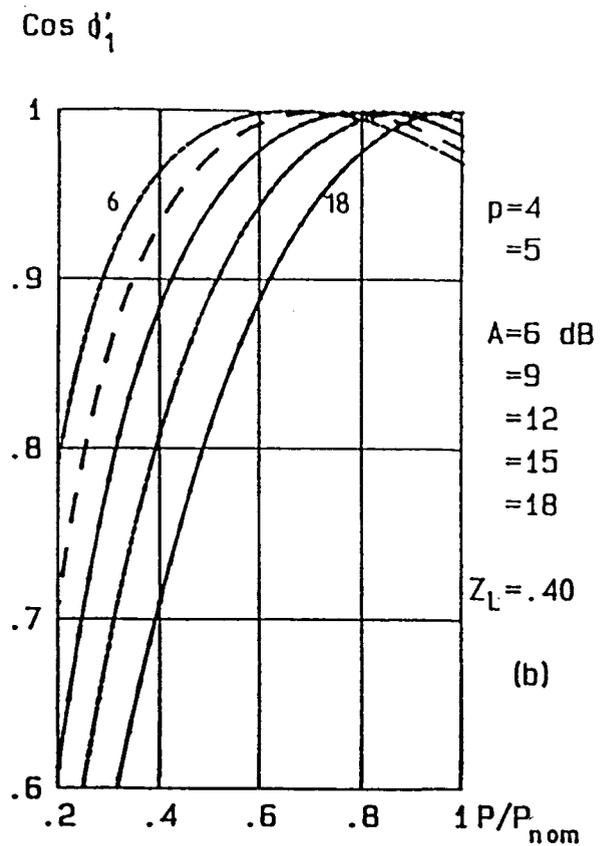
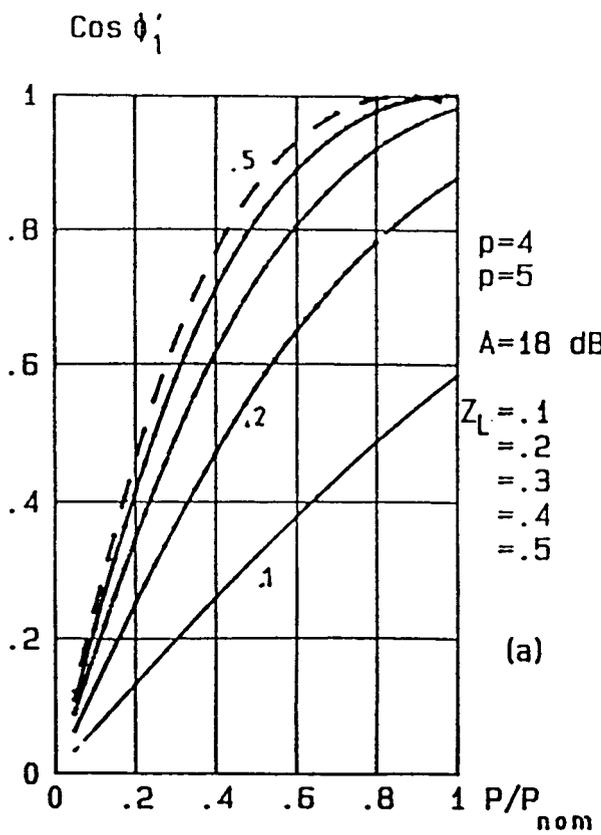


Planche 2-4

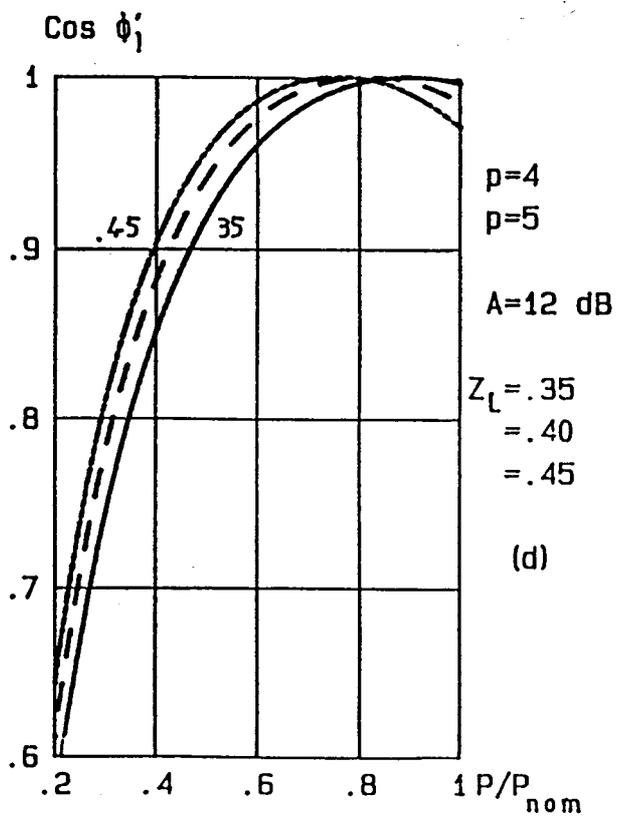
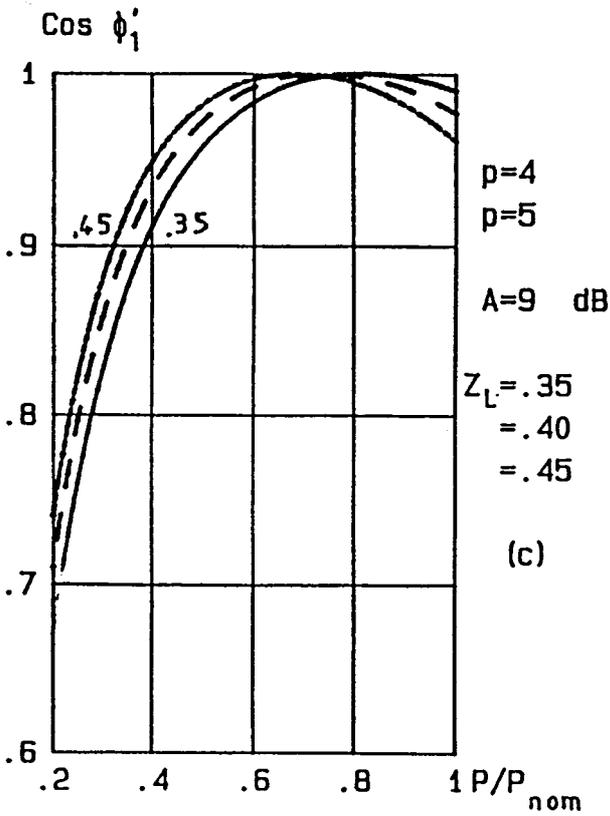
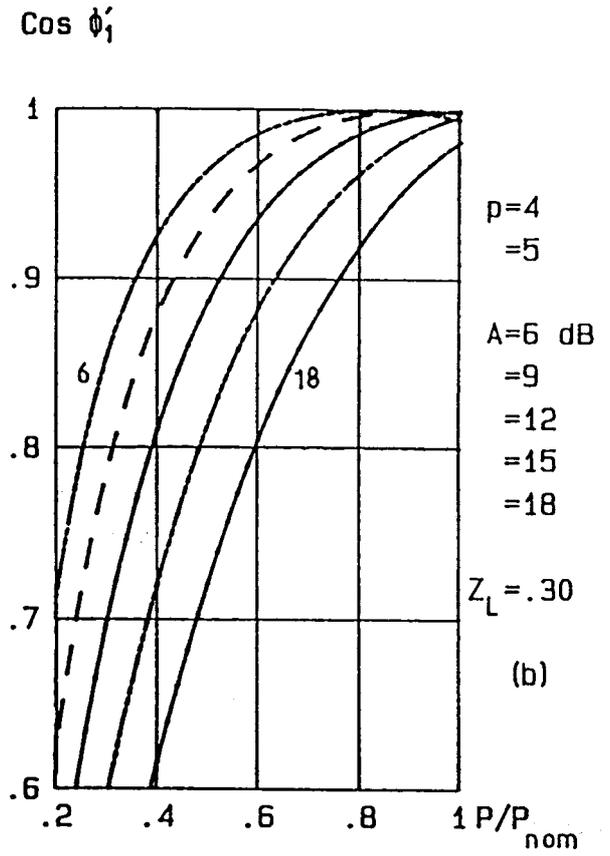
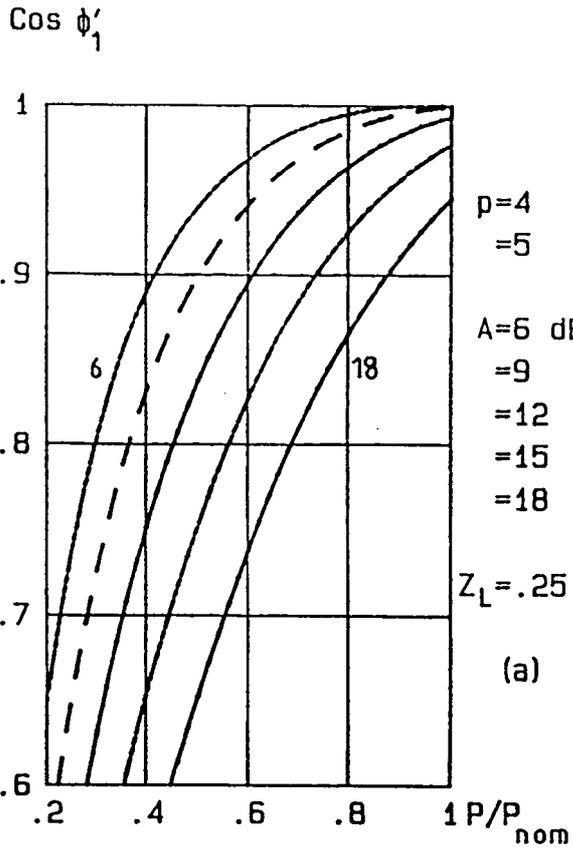
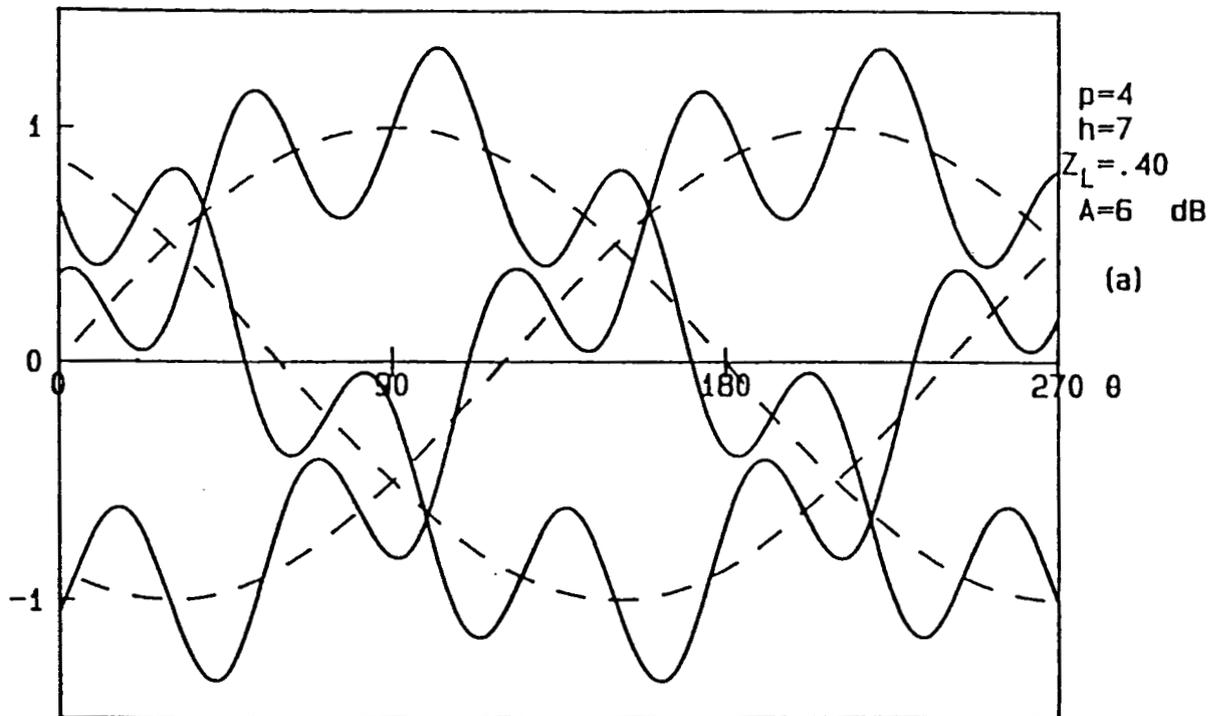


Planche 2-5

v_1 v/v_1



v_1 v/v_1

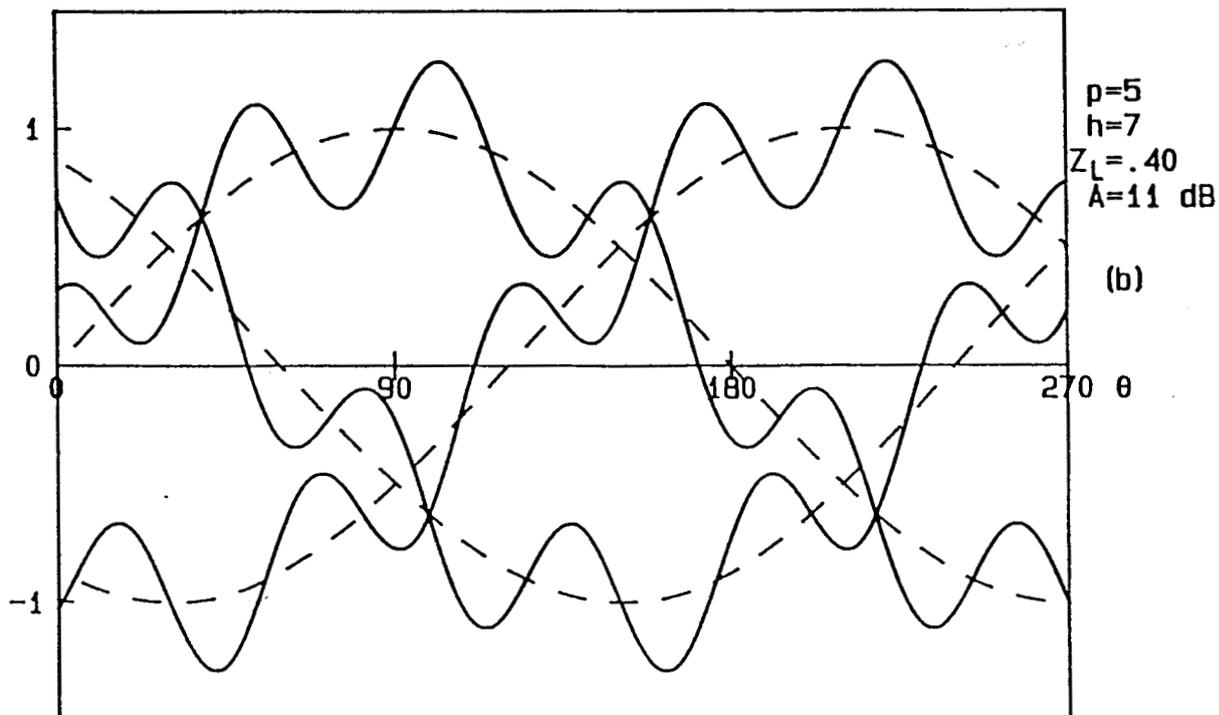


Planche 2-6

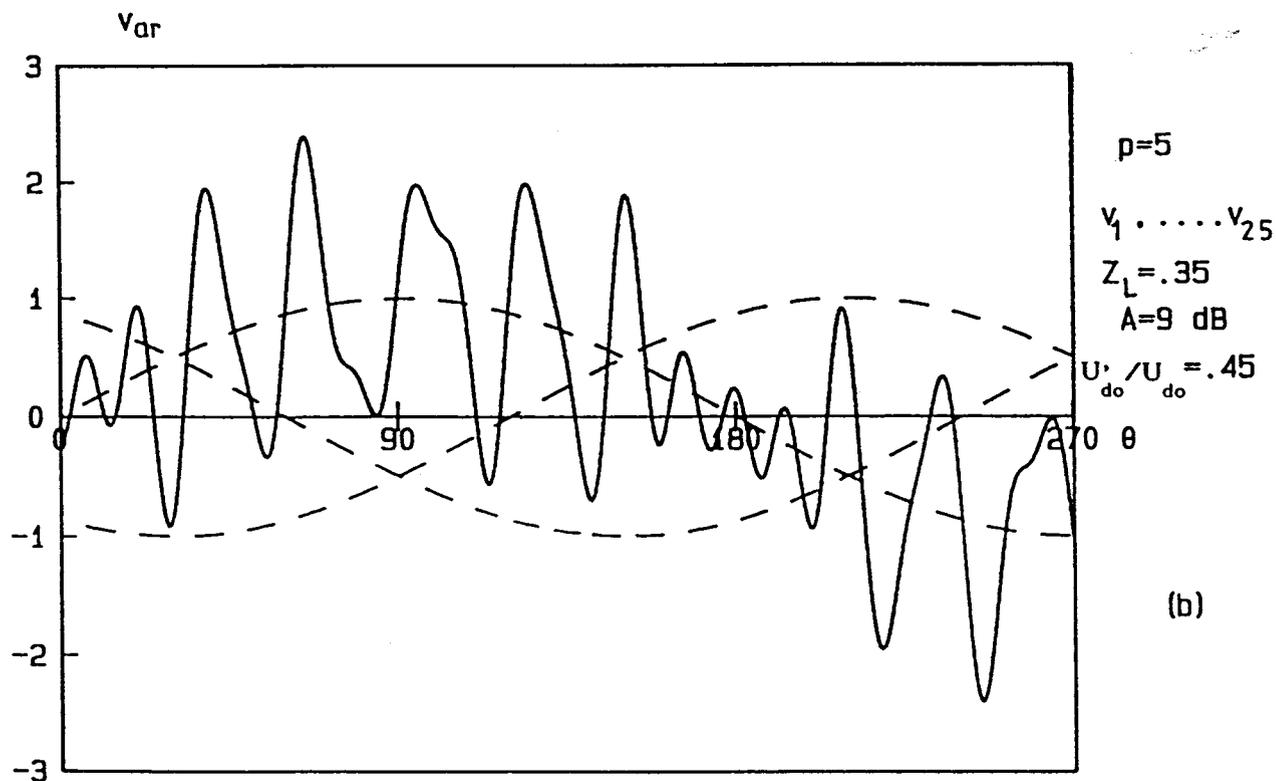
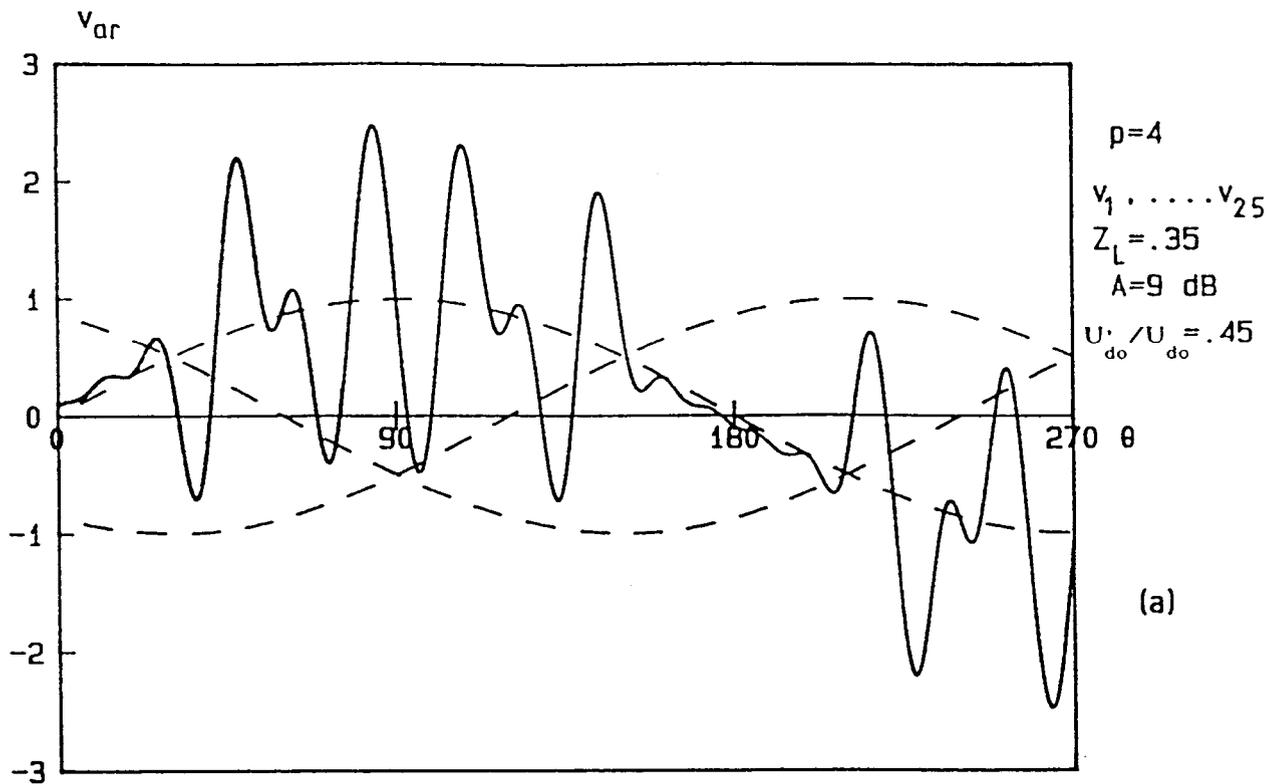


Planche 2-7

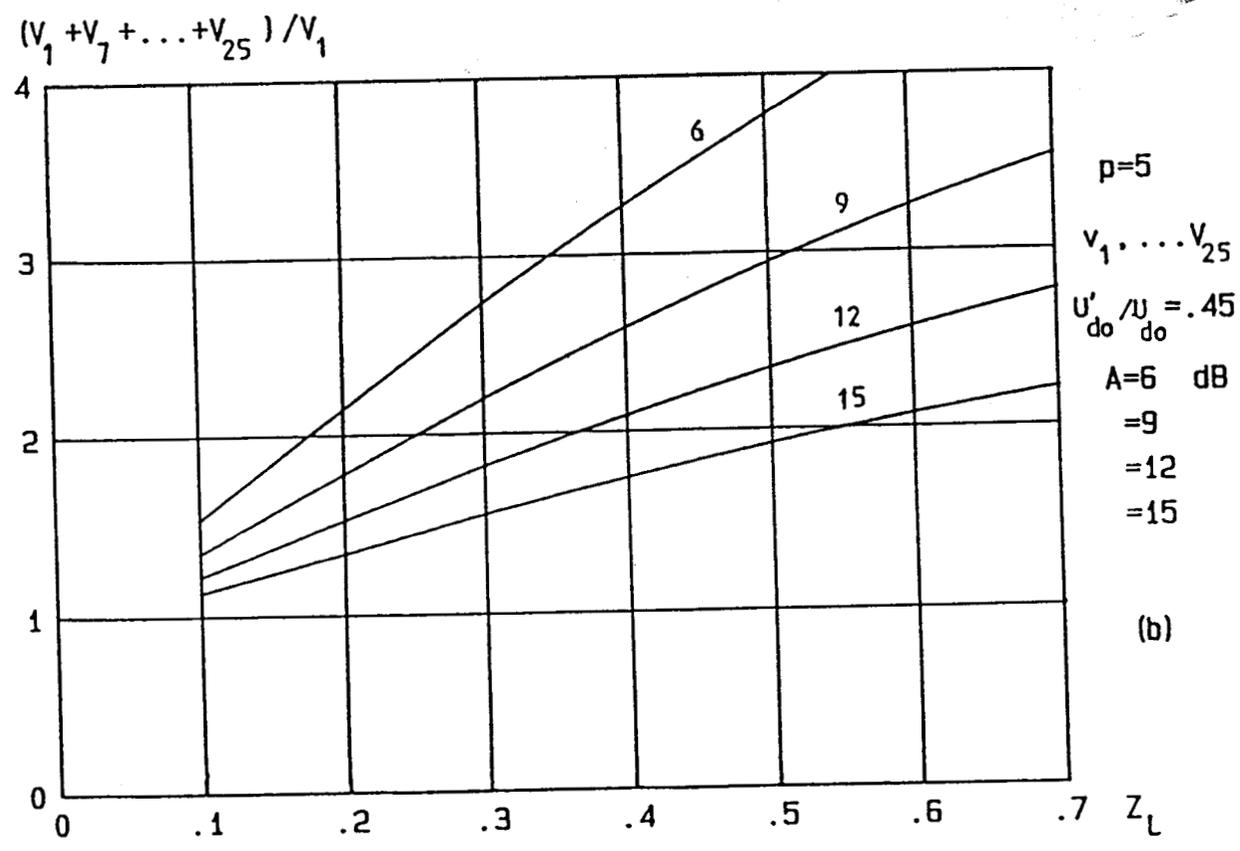
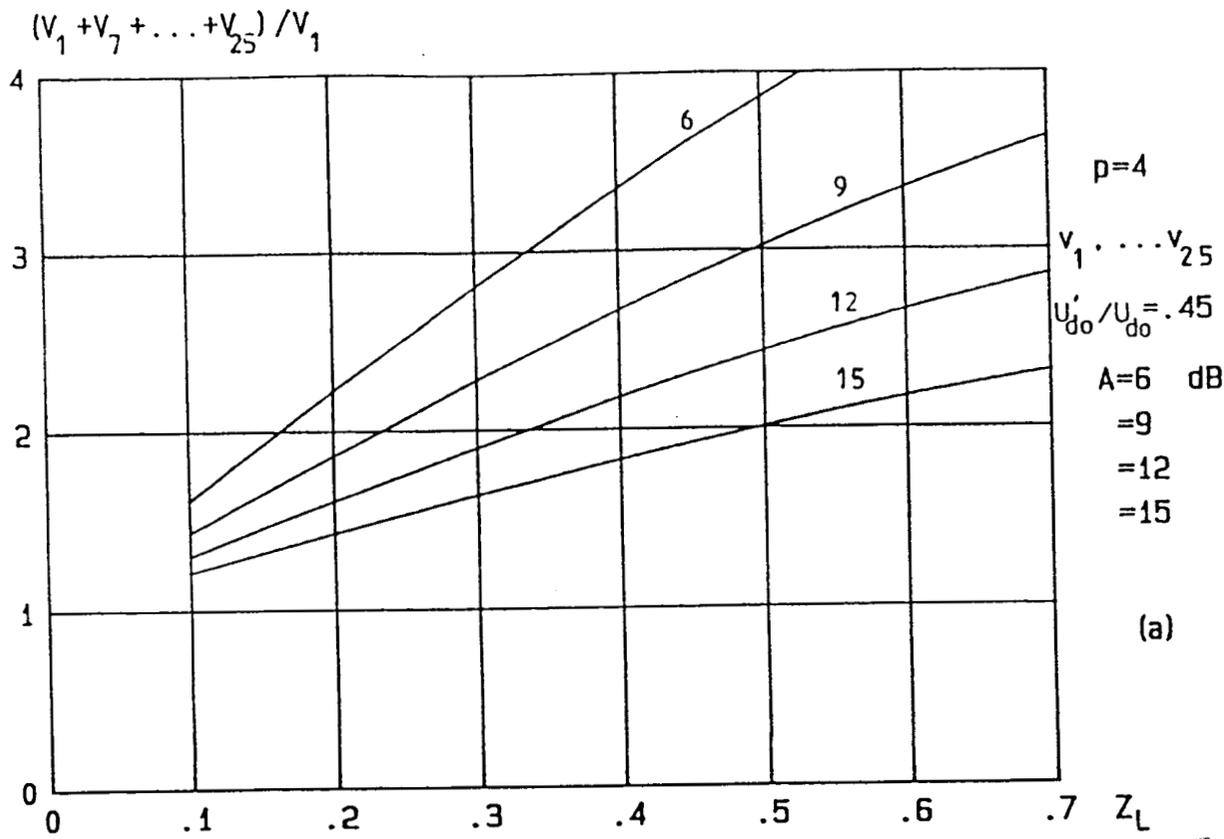
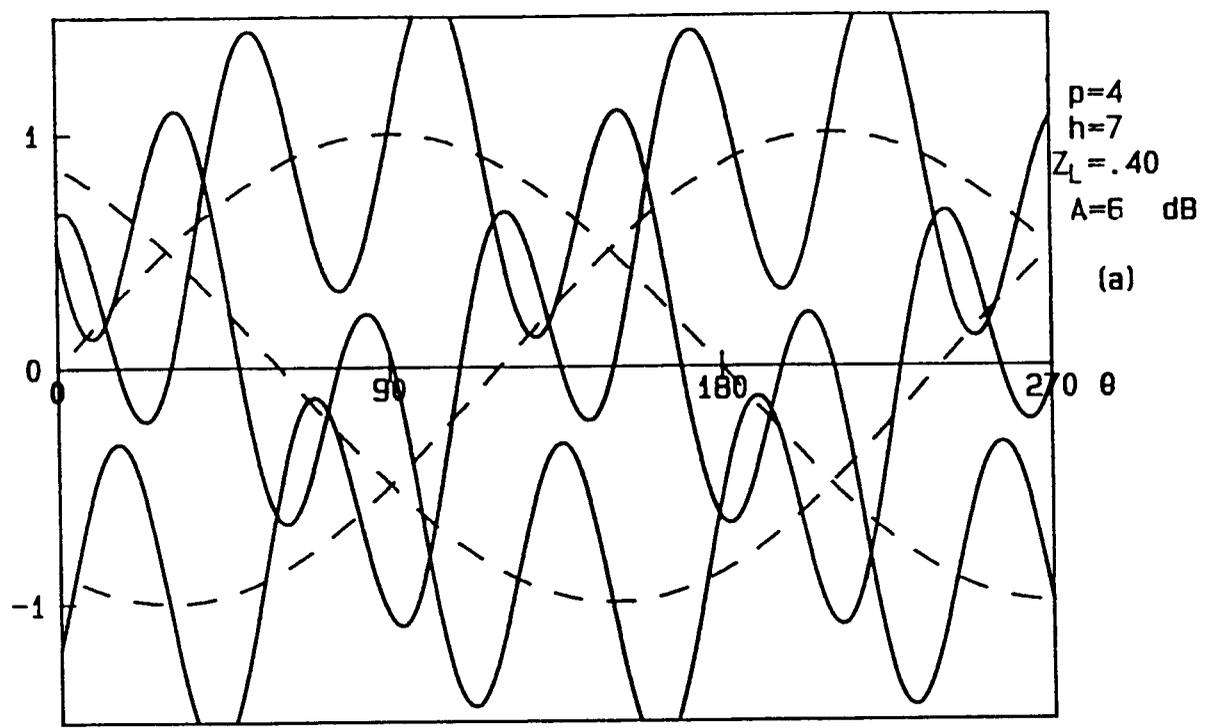


Planche 2-8

v_1 v/v_1



v_1 v/v_1

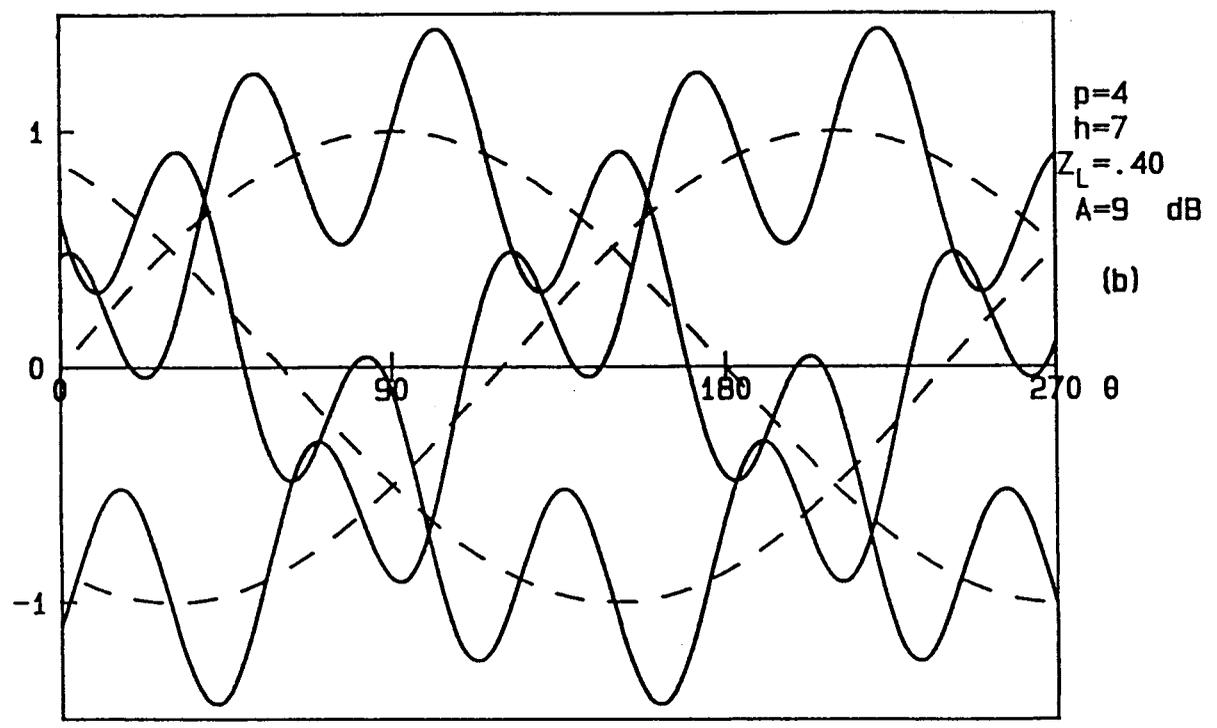
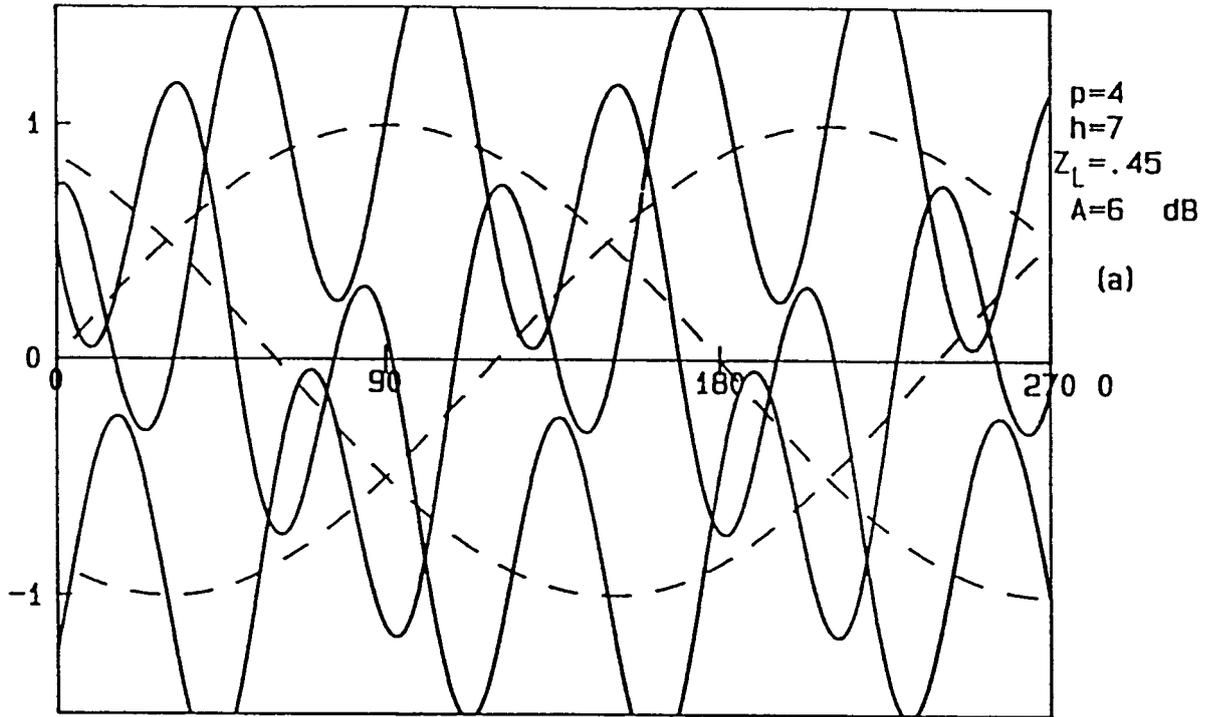


Planche 2-9

v_1 v/V_1



v_1 v/V_1

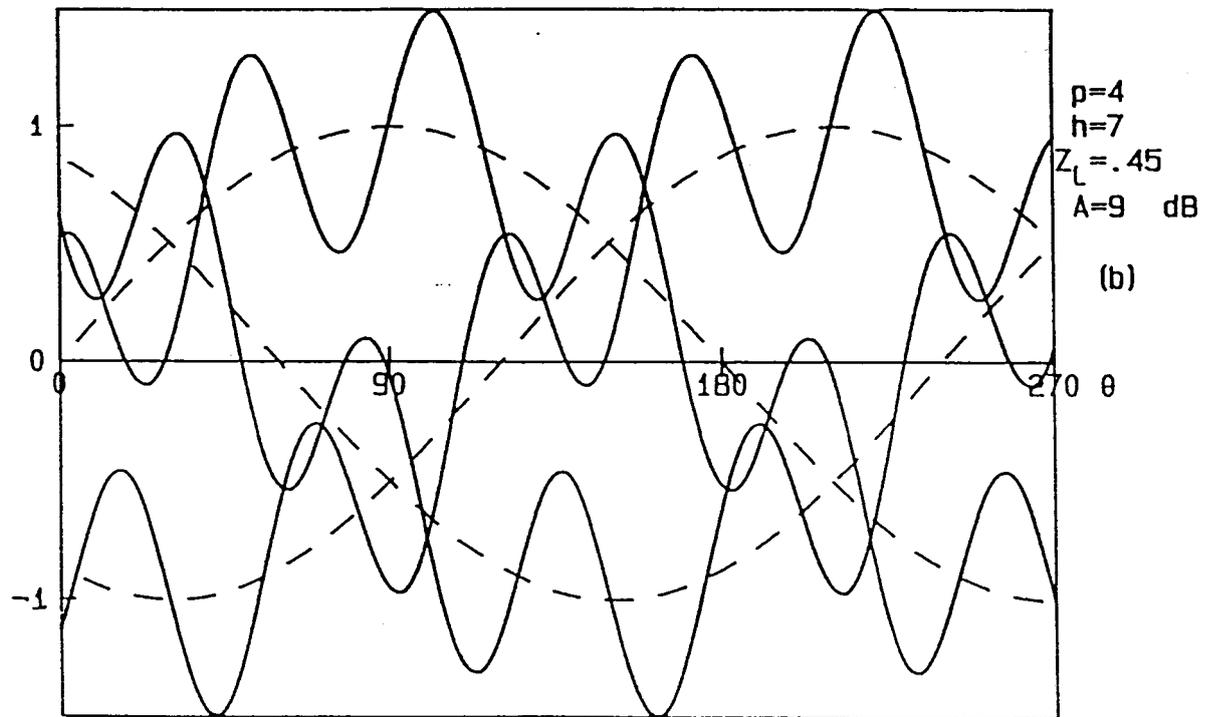


Planche 2-10

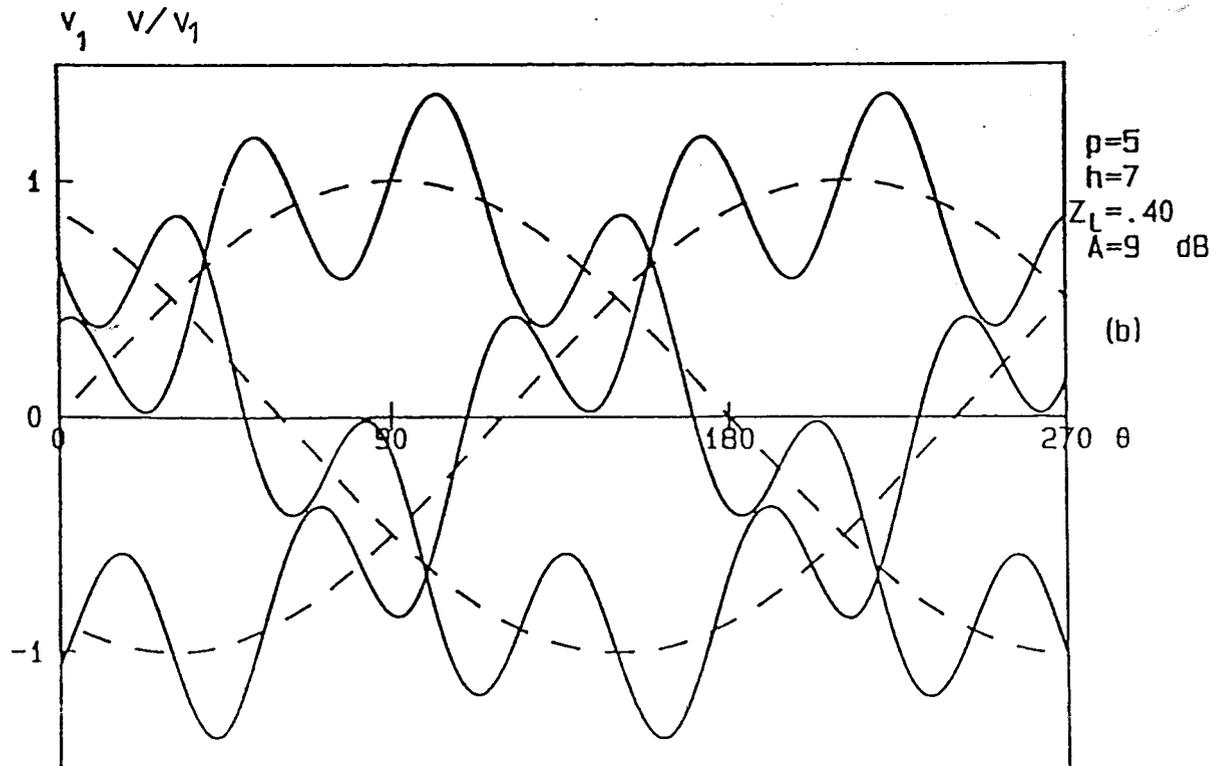
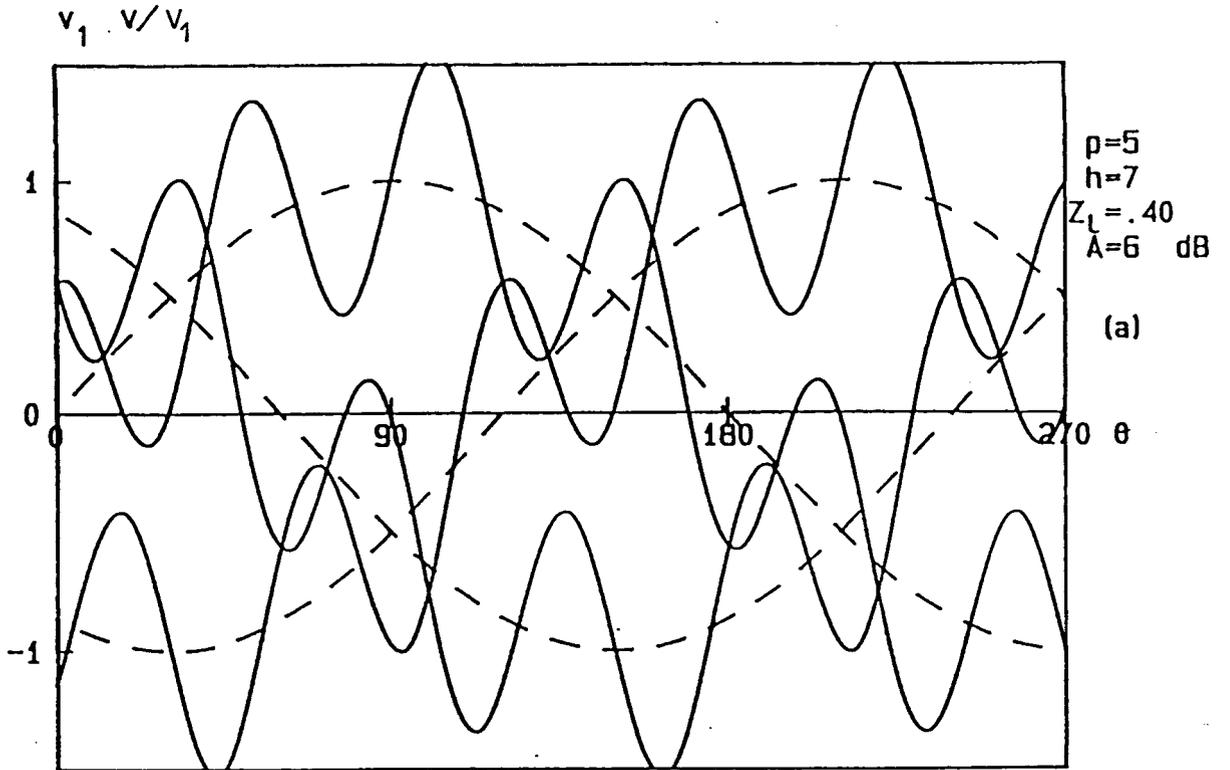


Planche 2-II

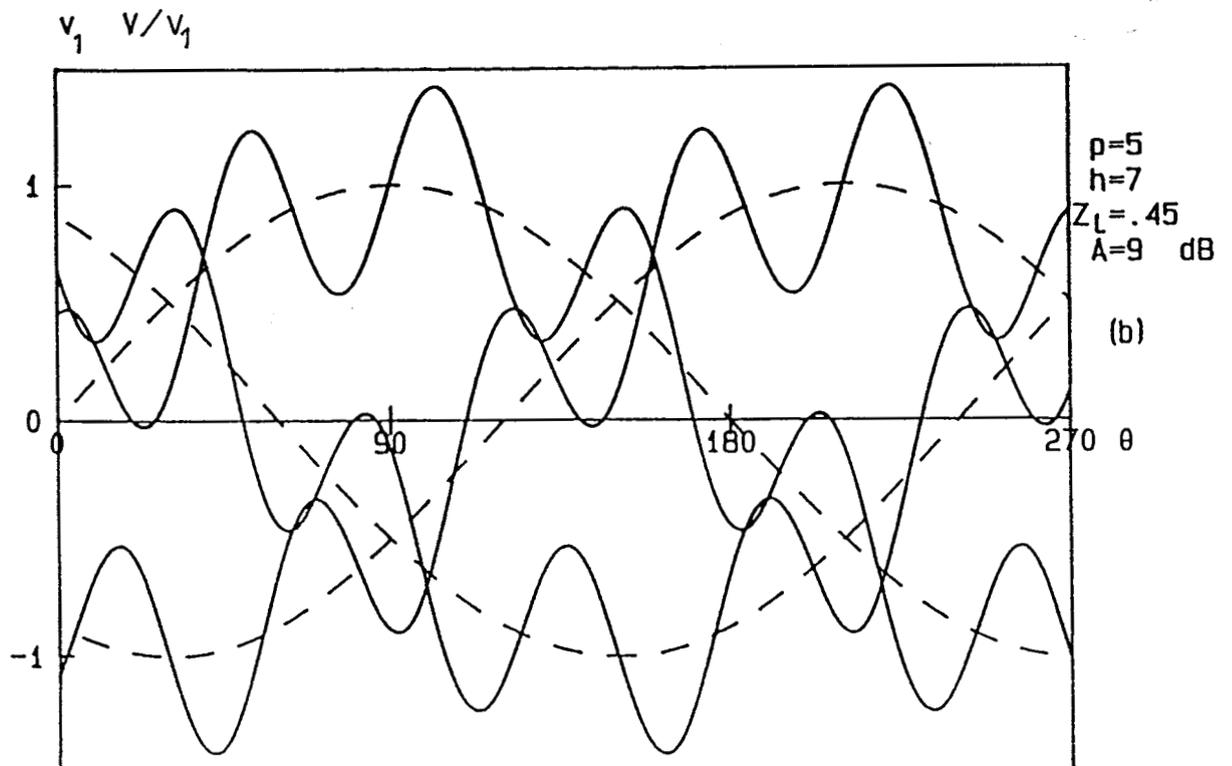
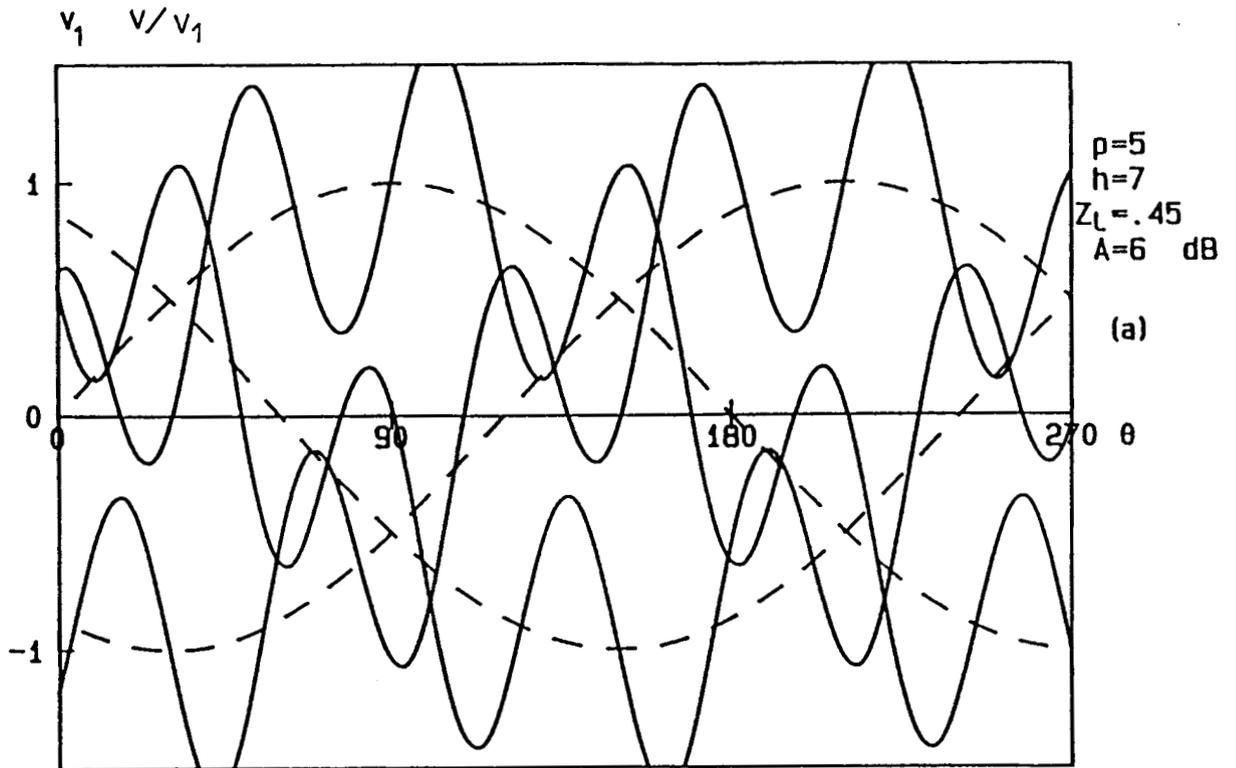
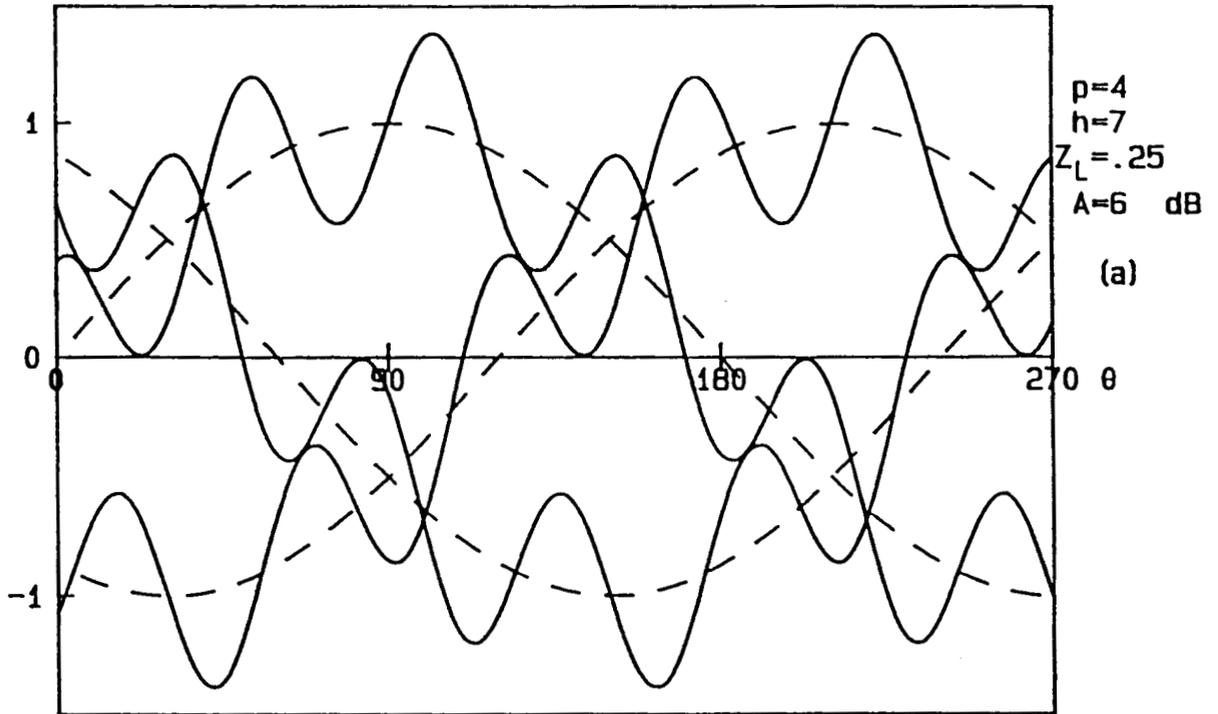


Planche 2-12

v_1 v/v_1



v_1 v/v_1

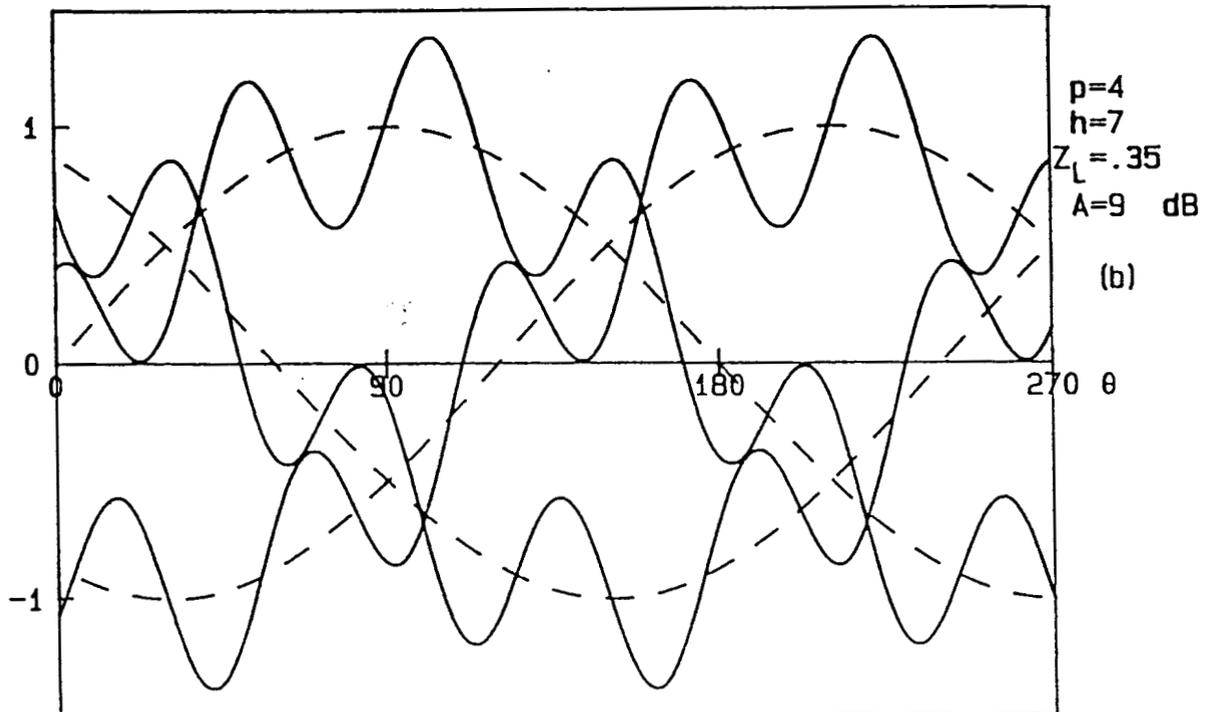
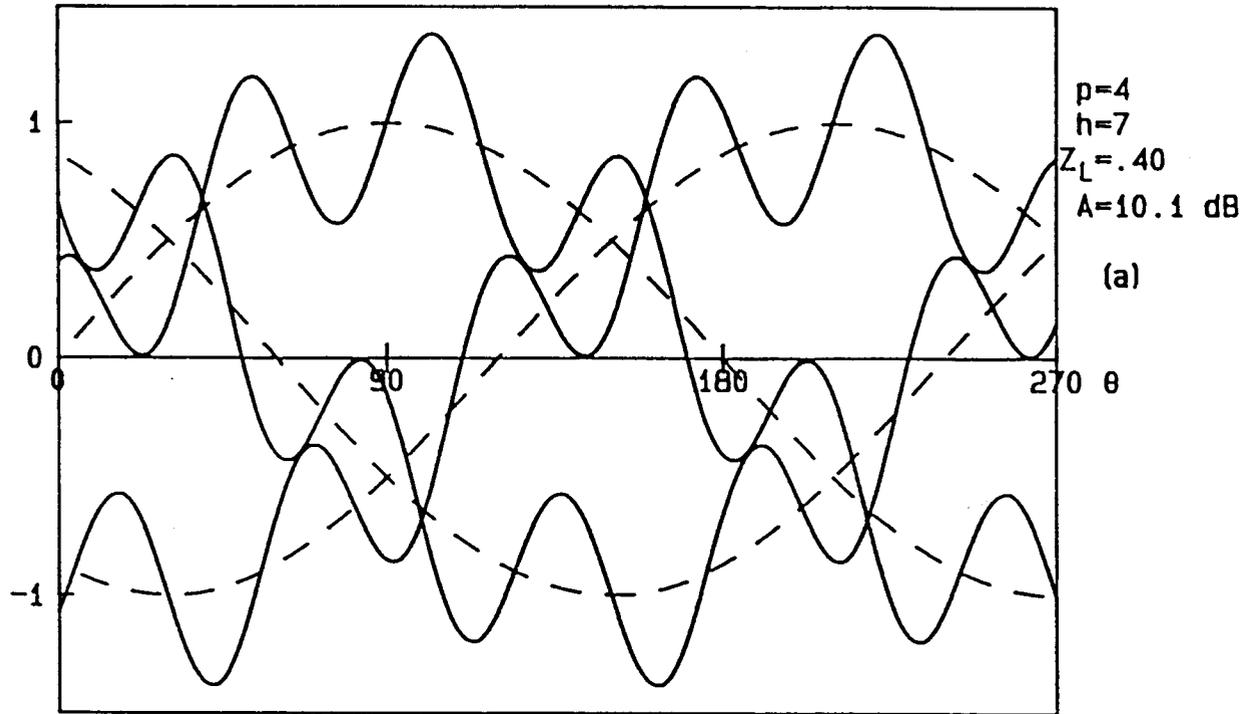
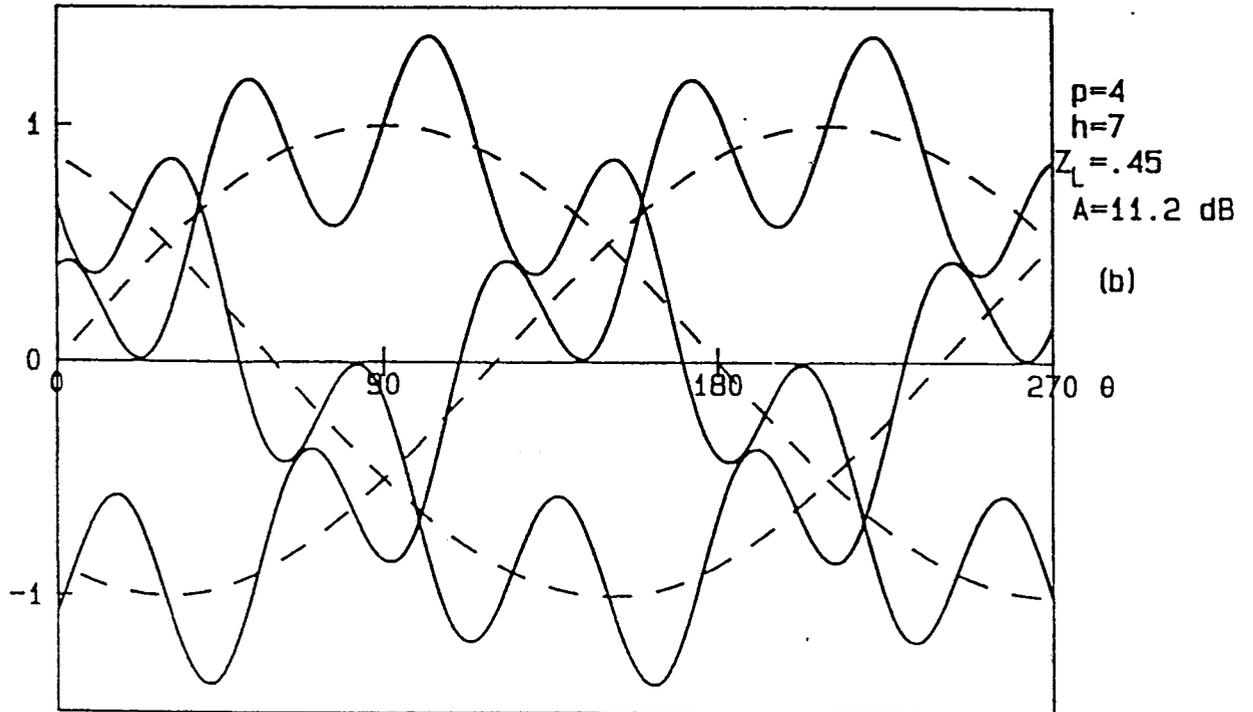


Planche 2-13

v_1 v/v_1



v_1 v/v_1



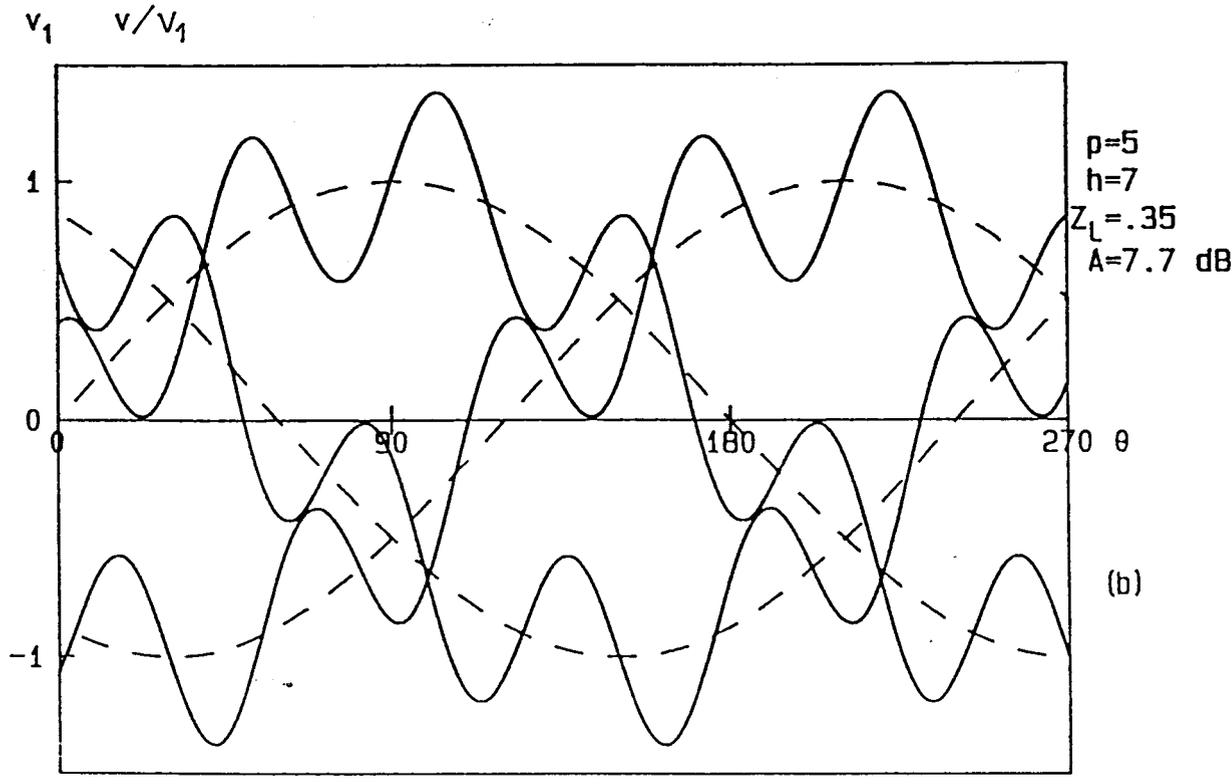
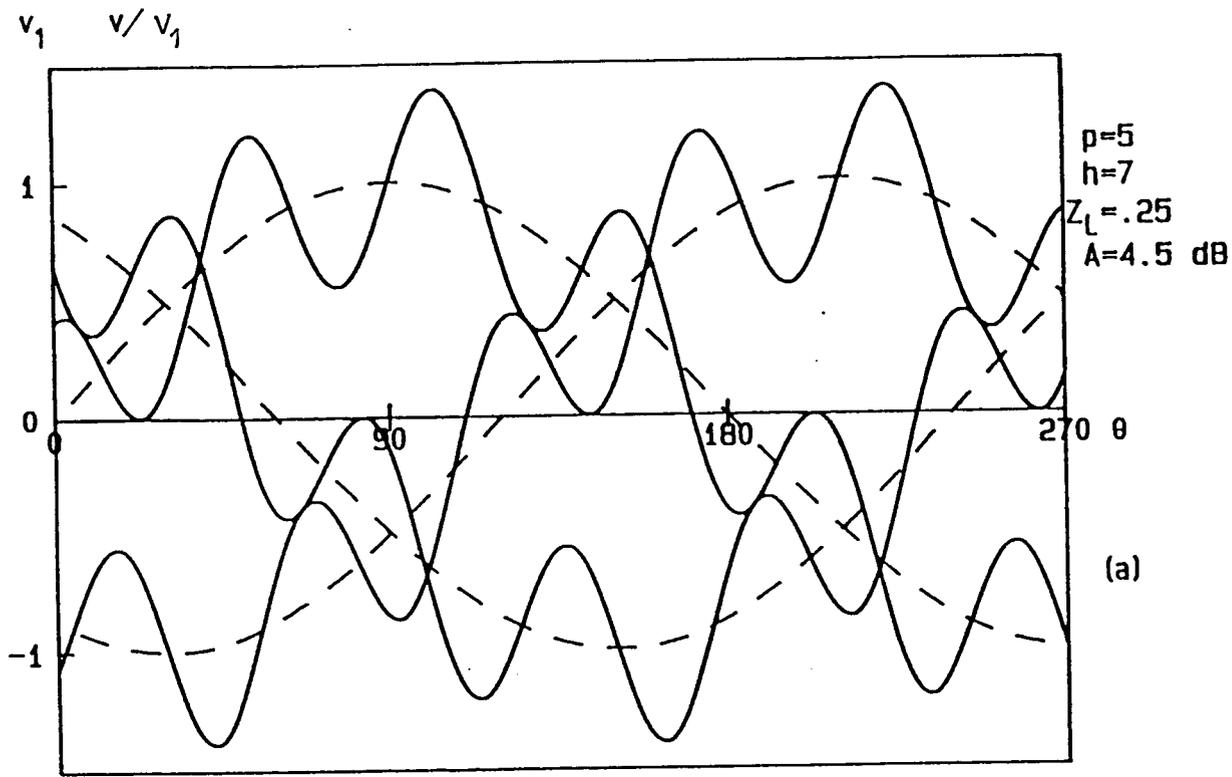


Planche 2-15

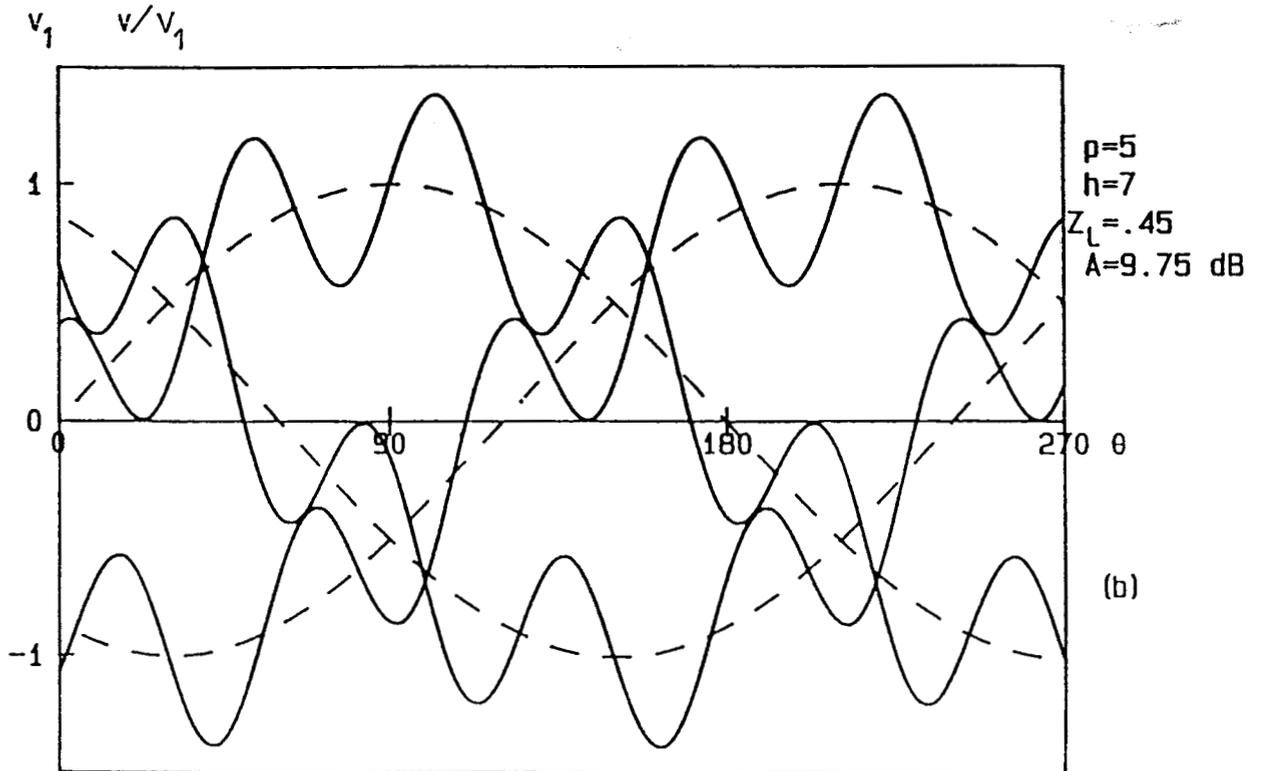
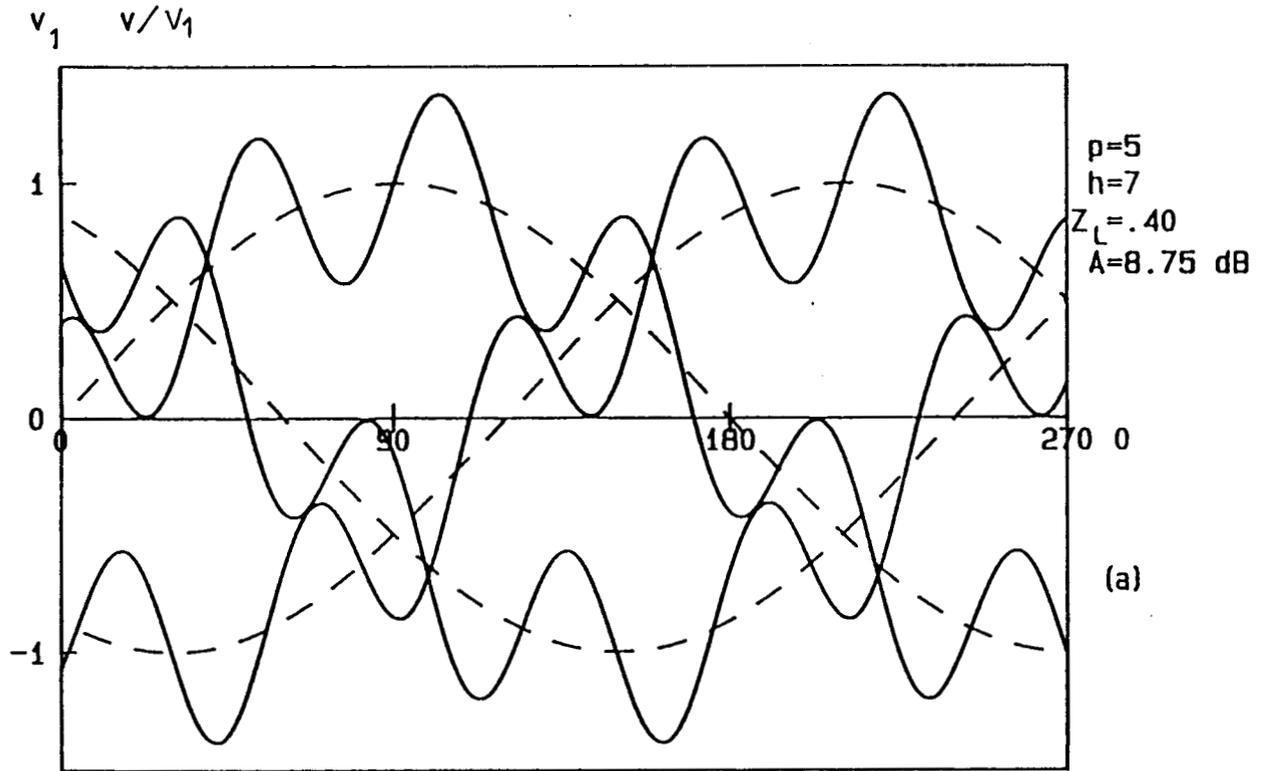


Planche 2-16

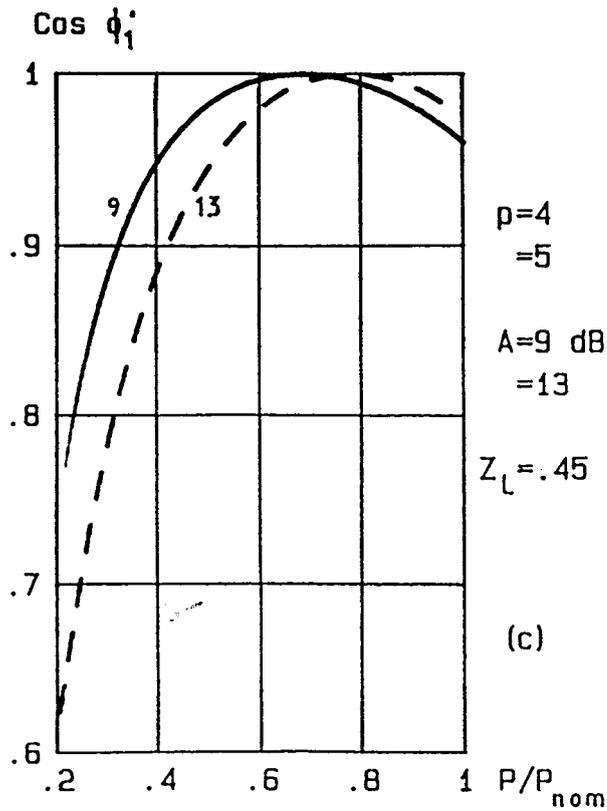
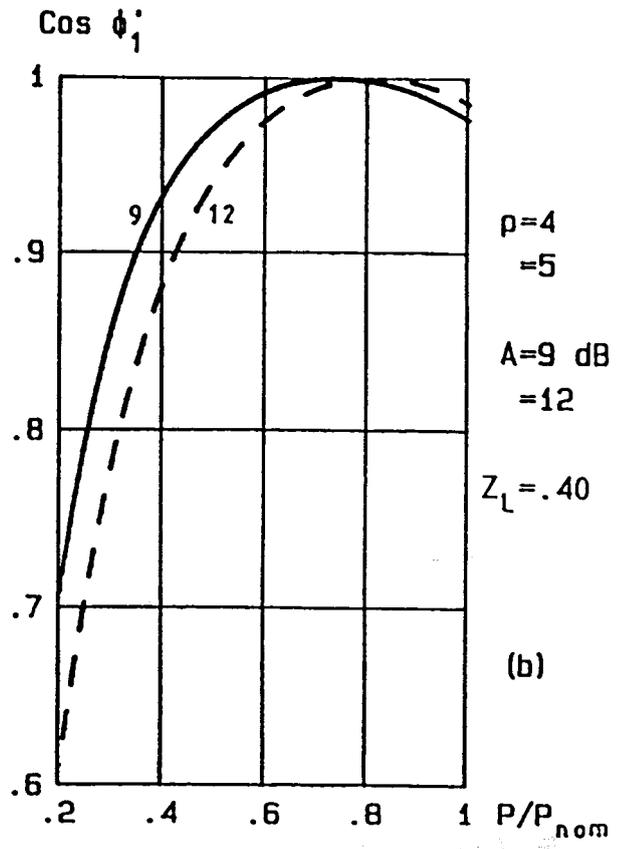
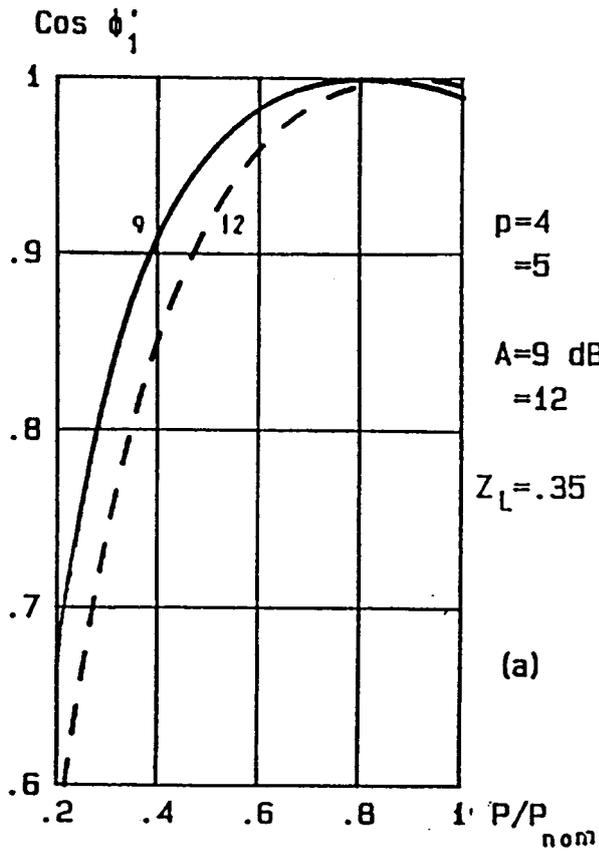


Planche 2-17

CHAPITRE 3

ETUDE DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEUR-FILTRE DE SORTIE

L'étude faite dans les deux chapitres précédents a été basée sur l'hypothèse d'avoir à la sortie du convertisseur un courant i_d sans ondulation. La charge réelle ne présentant pas aux harmoniques de u_d' une impédance infinie, ces harmoniques donnent des termes de même pulsation dans le courant i_d et modifient les courants à l'entrée du convertisseur.

L'harmonique de pulsation 6ω de u_d' est le plus gênant, en effet, il tend à donner un terme de pulsation 5ω dans les courants d'entrée du convertisseur. Or, le filtre d'entrée ayant été conçu pour atténuer les harmoniques de pulsation égale ou supérieure à 7ω , la présence d'un terme de pulsation 5ω rendrait sans intérêt l'emploi de la Modulation de Largeur d'Impulsions.

Cela met en évidence la nécessité de prévoir un circuit compensateur entre la sortie du convertisseur et la charge proprement dite.

3-1 HARMONIQUES DE LA TENSION DE SORTIE DANS LES PONTS TOUT THYRISTORS ET MIXTE

Le convertisseur étudié et les ponts tout thyristors et mixte ont une fonction similaire. Ils permettent, tous les trois, de faire varier la valeur moyenne de leur tension de sortie. Il est, donc, possible de comparer les harmoniques de ces tensions.

- En utilisant les relations générales concernant ces ponts [11], l'amplitude relative des harmoniques de la tension de sortie est donnée:

. pour le pont tout thyristors, par

$$\frac{U'_{d \ 6k \ \sqrt{2}}}{U_{do}} = \frac{2 \cos \alpha}{36k^2 - 1} \sqrt{1 + 36k \operatorname{tg}^2 \alpha} \quad (3-1)$$

avec $\cos \alpha = U'_{do} / U_{do}$ et $k=1,2,3,\dots$

. pour le pont mixte, par

$$\frac{U'_{d \ 3k \ \sqrt{2}}}{U_{do}} = \frac{1}{9k^2 - 1} \sqrt{2 + (9k^2 - 1) \sin^2 \alpha + 6k \sin 3k \alpha \sin \alpha + 2 \cos 3k \alpha \cos \alpha} \quad (3-2)$$

avec $\frac{U'_{do}}{U_{do}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}$ et $k=2,4,6,8,\dots$

. Pour le convertisseur à M.L.I. étudié, l'amplitude relative des harmoniques de u'_d est obtenue à partir de leur valeur efficace, dont l'expression est donnée par 1-20 pour $p=4$ et par 1-22 pour $p=5$.

- On présente sur la figure 3-1-(a), en fonction de U'_{do} / U_{do} , l'évolution de l'amplitude relative de l'harmonique $u'_{d \ 6}$ pour les trois convertisseurs. On y constate que:

- . pour tout U'_{do} / U_{do} , le terme $u'_{d \ 6}$ du pont mixte est plus faible que celui du pont tout thyristors
- . pour U'_{do} / U_{do} supérieur à 0.25, le terme $u'_{d \ 6}$ du pont mixte est inférieur à celui du convertisseur à M.L.I. lorsque celui-ci fonctionne avec 4 impulsions par alternance
- . pour la plage de variation de U'_{do} / U_{do} retenue, le convertisseur à M.L.I. fonctionnant avec $p=5$ est celui qui donne l'harmonique le plus

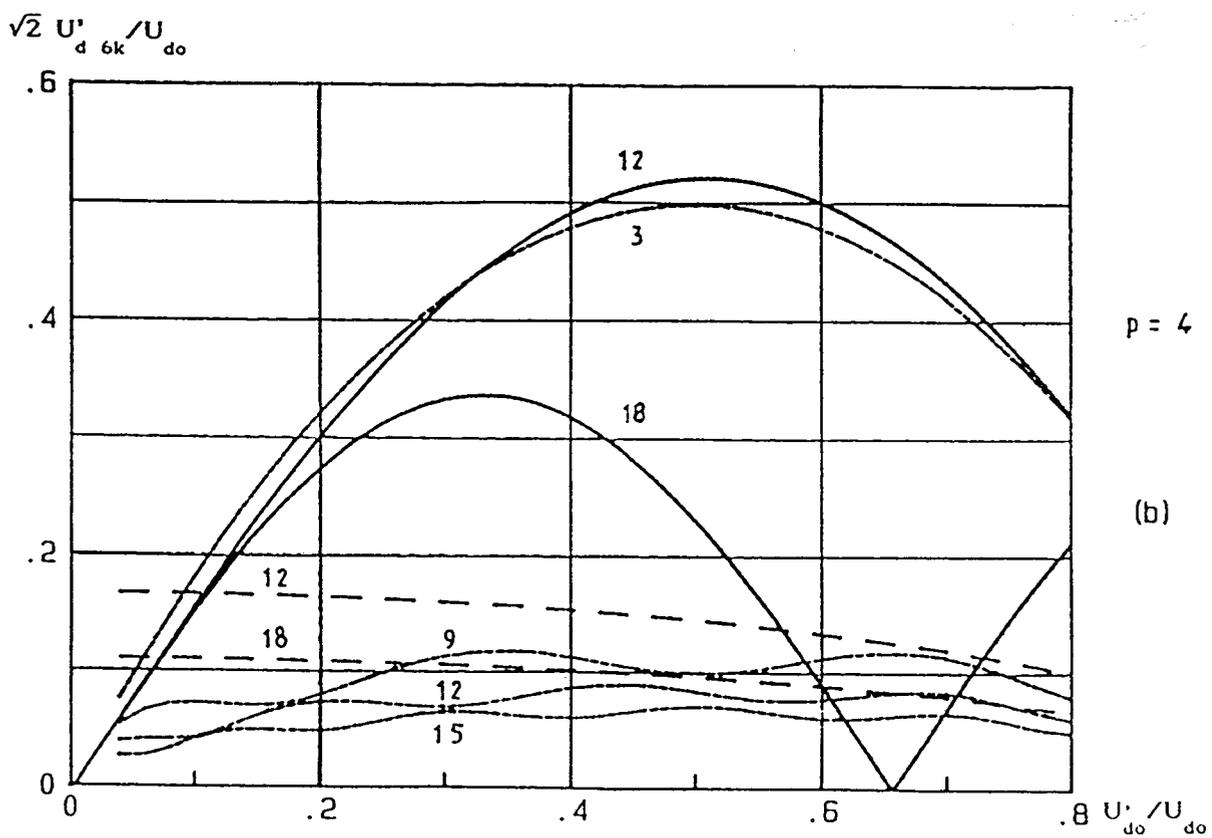
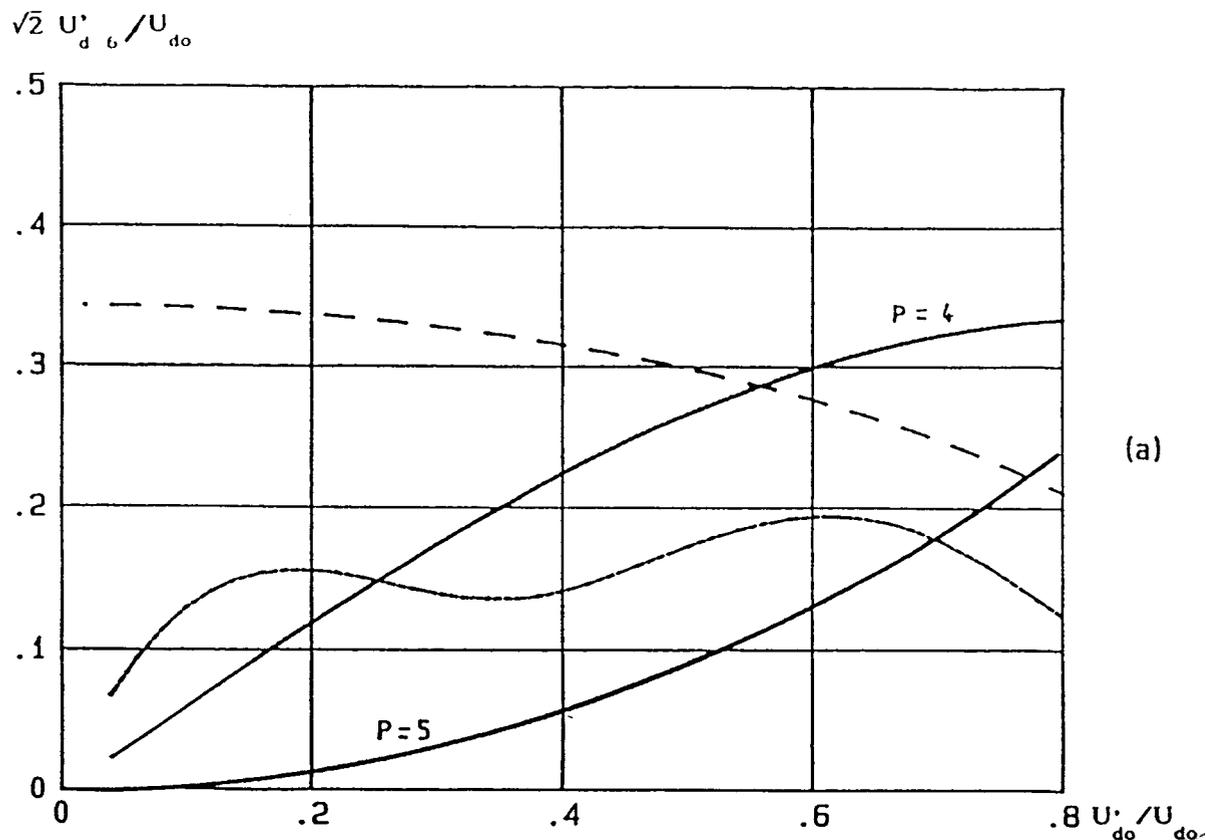


Figure 3-1

Pont Mixte	—————
Pont Tout Thyr.	- - - - -
Conv. M.L.I.	- · - · -

faible; cependant, ce dernier n'est pas négligeable.

- On a représenté, en fonction de U'_{do}/U_{do} , pour $p=4$ sur la figure 3-1-(b), et pour $p=5$ sur la figure 3-2, l'évolution de l'amplitude relative des premiers harmoniques de u'_{d6} de rang supérieur à 6:

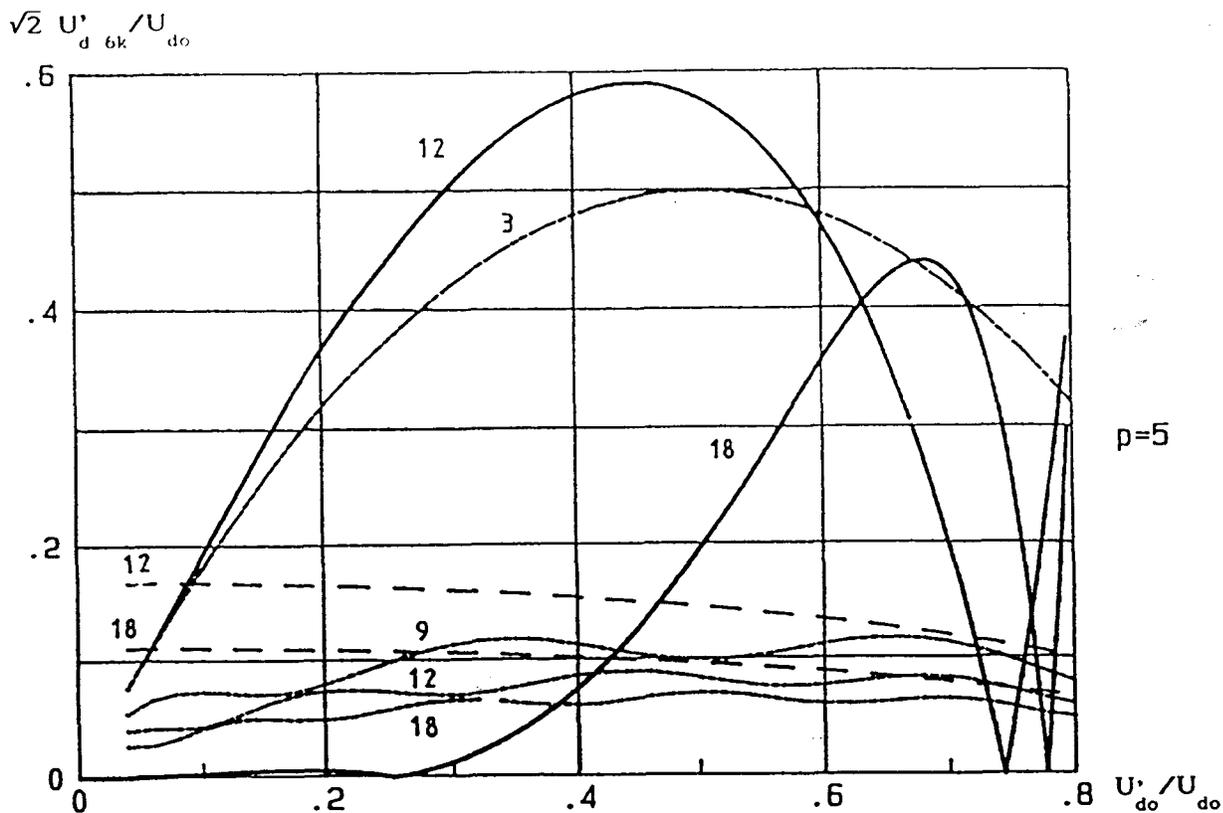


Figure 3-2

Pont Mixte	-----
Pont Tout Thyr.	- . - . - .
Conv. M.L.I.	—————

- . harmoniques 12 et 18 pour le pont tout thyristors
- . harmoniques 9, 12 et 15 pour le pont mixte
- . harmoniques 12 et 18 pour le convertisseur à M.L.I. fonctionnant avec 4 ou 5 impulsions par alternance.
- . Ces derniers ont une amplitude relative importante, mais vu leur fréquence leur effet est réduit.
- . En ce qui concerne les harmoniques de rang supérieur des ponts, ils ont très faibles.
- . La figure 3-1-(b) montre que l'évolution de l'harmonique 3 du pont mixte suit de près celle de l'harmonique 12 du convertisseur à M.L.I. fonctionnant avec $p=4$.

- Finalement, on peut dire que:
 - . du point de vue de l'harmonique 6, le pont à M.L.I. donne l'amplitude la plus réduite, surtout pour $p=5$.
 - . le pont mixte présente tous les harmoniques multiples de trois alors que le pont à M.L.I. ne présente que des harmoniques multiples de six
 - . le pont tout thyristors présente, dans la tension de sortie, des rangs d'harmoniques identiques à ceux du pont à M.L.I., mais ce dernier ne nécessite qu'un seul thyristor.

3-2 HARMONIQUES DE TENSION ET DE COURANT DANS LE CONVERTISSEUR

Nous allons montrer, par la suite, à l'aide du principe de la conservation de la puissance instantanée, la relation existant entre les harmoniques des courants d'entrée du convertisseur et ceux de la tension et du courant à sa sortie.

Pour cela nous supposerons que le convertisseur est alimenté par une source triphasée sinusoïdale parfaite et que ses éléments semi-conducteurs sont, aussi, parfaits.

Nous établirons, d'abord, sans tenir compte de l'action de la M.L.I., la relation générale pour le cas où le courant de sortie i_d du convertisseur est ondulé, et nous en déduirons, ensuite, celle correspondat à notre cas étudié.

3-2-1 Puissance instantanée dans le convertisseur

Dans la représentation du convertisseur de la figure 1-2 on a:

- . A l'entrée, les tensions triphasées sinusoïdales v_A , v_B et v_C et les courants i_A , i_B et i_C qui constituent un système triphasé équilibré. Le fondamental de ces courants est en phase avec la tension simple correspondante. L'expression de i_A est donnée par 1-3, celles de i_B et i_C ayant la même forme mais déphasés d'un tiers et de deux tiers de période par rapport à celle de i_A respectivement.
- . A la sortie, la tension u_d donnée par 1-18 et le courant i_d que nous considérons ondulé et dont l'expression sera donnée plus loin.

Dans ces conditions, les puissances instantanées à l'entrée et à

La sortie du convertisseur sont exprimées, respectivement, par:

$$p_e = v_A i_A + v_B i_B + v_C i_C \quad (3-3)$$

$$p_s = u'_d i_d \quad (3-4)$$

Et puisque le convertisseur est considéré sans pertes, le principe de la conservation de la puissance instantanée permet d'écrire:

$$v_A i_A + v_B i_B + v_C i_C = u'_d i_d \quad (3-5)$$

L'expression 3-5 conduit à la relation générale existant entre les harmoniques des courants d'entrée et ceux de la tension et du courant de sortie du convertisseur.

3-2-2 Puissance instantanée à l'entrée du convertisseur

Nous allons établir l'expression générale de la puissance instantanée à l'entrée du convertisseur en tenant compte de tous les harmoniques des courants d'entrée i_A , i_B et i_C .

Rappelons l'expression 1-3:

$$i_A = I_1 \sqrt{2} \sin \omega t + I_5 \sqrt{2} \sin 5\omega t + \dots + I_h \sqrt{2} \sin h\omega t + \dots$$

où $h = 6l \pm 1$, avec $l = 1, 2, 3, \dots$

Alors, les expressions de i_B et i_C découlant de 1-3, et les tensions v_A , v_B et v_C étant sinusoïdales, l'expression de la puissance instantanée p_e , à l'aide de 3-3, s'écrit:

$$p_e = \left[V_1 \sqrt{2} \sin \omega t \right] \left[I_1 \sqrt{2} \sin \omega t + I_5 \sqrt{2} \sin 5\omega t + \dots \right] +$$

$$\left[V_1 \sqrt{2} \sin \left(\omega t - 2\frac{\pi}{3} \right) \right] \left[I_1 \sqrt{2} \sin \left(\omega t - 2\frac{\pi}{3} \right) + I_5 \sqrt{2} \sin 5 \left(\omega t - 2\frac{\pi}{3} \right) + \dots \right] +$$

$$\left[V_1 \sqrt{2} \sin \left(\omega t - 4\frac{\pi}{3} \right) \right] \left[I_1 \sqrt{2} \sin \left(\omega t - 4\frac{\pi}{3} \right) + I_5 \sqrt{2} \sin 5 \left(\omega t - 4\frac{\pi}{3} \right) + \dots \right] +$$

On effectue les produits indiqués dans l'expression précédente et les termes ainsi obtenus sont regroupés selon le rang de l'harmonique de puissance. On obtient:

Le calcul, selon la valeur de h , des coefficients de cette dernière expression est facilité par la périodicité présentée par les angles multiples de $2\pi/3$ et $4\pi/3$. On obtient, pour:

$$h = 5, \quad 2.X5 = - 3 \cos 6\omega t = - 3 \cos(h+1)\omega t$$

$$h = 7, \quad 2.X7 = + 3 \cos 6\omega t = + 3 \cos(h-1)\omega t$$

.....

$$h = 23, \quad 2.X23 = + 3 \cos 24\omega t = + 3 \cos(h+1)\omega t$$

$$h = 25, \quad 2.X25 = + 3 \cos 24\omega t = + 3 \cos(h-1)\omega t$$

Or, puisque $l=6l\pm 1$, on peut écrire, pour

$$h = 6l-1, \quad 2.Xh = - 3 \cos 6l\omega t$$

$$h = 6l+1, \quad 2.Xh = + 3 \cos 6l\omega t$$

A l'aide de ces résultats, l'expression 3-3 devient,

$$p_e = 3V_1 I_1 + \sum_l \left(- 3V_1 I_{6l-1} \cos 6l\omega t + 3V_1 I_{6l+1} \cos 6l\omega t \right) \quad (3-8)$$

avec $l=1,2,3,\dots$. Les angles étant calculés pour que i_s égale zéro, ce terme est, donc, nul dans cette dernière expression.

L'expression 3-8 montre que:

- . d'une part, le fondamental des courants d'entrée (i_A , i_B et i_C) et la tension simple correspondante donnent naissance au terme constant $3V_1 I_1$: il s'agit de la puissance active portée par le fondamental des courants d'entrée,
- . d'autre part, les harmoniques des courants d'entrée de rang $6l\pm 1$ et les tensions simples d'alimentation v_A , v_B et v_C donnent, ensemble, des termes de pulsation $6l\omega$, égale à six fois la pulsation de ces tensions quand $l=1$ (harmoniques 5 et 7), ou à un multiple de six pour $l=2,3,4,\dots$ (harmoniques de rang supérieur): ces termes, de valeur moyenne nulle, correspondent à la puissance fluctuante.

3-2-3 Puissance instantanée à la sortie du convertisseur

On établit, par la suite, en tenant compte des harmoniques de la tension u_d et ceux du courant i_d , l'expression générale de la puissance instantanée à la sortie du convertisseur.

- Une charge réelle ne présentant pas une impédance infinie aux

harmoniques de la tension de sortie du convertisseur, ces harmoniques donnent naissance à des termes de même rang dans le courant de charge: de ce fait, le courant i_d est ondulé.

Rappelons l'expression de u'_d .

$$u'_d = U'_{do} + U'_{d6} \sqrt{2} \cos 6\omega t + U'_{d12} \sqrt{2} \cos 12\omega t + \dots \quad (1-18)$$

Puisque les harmoniques de u'_d génèrent des termes de même rang dans le courant i_d , on peut écrire:

$$i_d = I_d + I_{d6} \sqrt{2} \cos(6\omega t + \alpha_6) + \dots + I_{d6k} \sqrt{2} \cos(6k\omega t + \alpha_{6k}) + \dots \quad (3-9)$$

avec $k=1,2,3,\dots,k_{\max}$, α_{6k} étant le déphasage entre l'harmonique de courant d'ordre $6k$ et celui de tension correspondant.

Dans ces conditions, la puissance instantanée à la sortie du convertisseur est donnée par:

$$p_s = \left[U'_{do} + \sum_k U'_{d6k} \sqrt{2} \cos 6k\omega t \right] \left[I_d + \sum_k I_{d6k} \sqrt{2} \cos(6k\omega t + \alpha_{6k}) \right] \quad (3-10)$$

- Déterminons l'expression de p_s . Le nombre de termes de p_s et leur fréquence dépendent du nombre k_{\max} d'harmoniques de la tension u'_d considérés.

Pour faciliter les calculs, on prend d'abord $k_{\max} = 3$ et ensuite le cas général pour un k_{\max} quelconque. Aussi, nous ne donnons que la démarche des calculs suivie et les résultats obtenus.

- Expression de p_s pour $k_{\max} = 3$. Par 3-10, on a:

$$p_s = \left[U'_{do} + U'_{d6} \sqrt{2} \cos 6\omega t + U'_{d12} \sqrt{2} \cos 12\omega t + U'_{d18} \sqrt{2} \cos 18\omega t \right] \times \left[I_d + I_{d6} \sqrt{2} \cos(6\omega t + \alpha_6) + I_{d12} \sqrt{2} \cos(12\omega t + \alpha_{12}) + I_{d18} \sqrt{2} \cos(18\omega t + \alpha_{18}) \right] \quad (3-11)$$

Après avoir effectué les produits dans 3-11, les termes ainsi obtenus, produits de deux cosinus de fréquence différente, sont décomposés dans des termes simples en cosinus: pour cela on utilise la relation trigonométrique $2\cos\alpha\cos\beta = \cos(\alpha-\beta) + \cos(\alpha+\beta)$ (γ). En regroupant ces nouveaux termes selon leur fréquence on obtient:

$$\begin{aligned}
p_s = & \left[U'_{d0} I_d + U'_{d6} I_{d6} \cos\alpha_6 + U'_{d12} I_{d12} \cos\alpha_{12} + U'_{d18} I_{d18} \cos\alpha_{18} \right] + \\
& \left[U'_{d0} I_{d6} \sqrt{2} \cos(6\omega t + \alpha_6) + U'_{d6} I_d \sqrt{2} \cos(6\omega t + \alpha_6) + U'_{d6} I_{d12} \cos(6\omega t + \alpha_{12}) \right. \\
& + U'_{d12} I_{d6} \cos(6\omega t - \alpha_6) + U'_{d12} I_{d18} \cos(6\omega t + \alpha_{18}) + \\
& \left. U'_{d18} I_{d12} \cos(6\omega t - \alpha_{12}) \right] + \\
& \left[U'_{d0} I_{d12} \sqrt{2} \cos(12\omega t + \alpha_{12}) + U'_{d6} I_{d6} \cos(12\omega t + \alpha_6) + \right. \\
& U'_{d6} I_{d18} \cos(12\omega t + \alpha_{18}) + U'_{d12} I_d \sqrt{2} \cos 12\omega t + \\
& \left. U'_{d18} I_{d6} \cos(12\omega t - \alpha_6) \right] + \\
& \left[U'_{d0} I_{d18} \sqrt{2} \cos(18\omega t + \alpha_{18}) + U'_{d6} I_{d12} \cos(18\omega t + \alpha_{12}) + \right. \\
& U'_{d12} I_{d6} \cos(18\omega t + \alpha_6) + U'_{d18} I_d \sqrt{2} \cos 18\omega t \left. \right] + \\
& \left[U'_{d6} I_{d18} \cos(24\omega t + \alpha_{18}) + U'_{d12} I_{d12} \cos(24\omega t + \alpha_{12}) + \right. \\
& \left. U'_{d18} I_{d6} \cos(24\omega t + \alpha_6) \right] + \\
& \left[U'_{d12} I_{d18} \cos(30\omega t + \alpha_{18}) + U'_{d18} I_{d12} \cos(30\omega t + \alpha_{12}) \right] + \\
& \left[U'_{d18} I_{d18} \cos(36\omega t + \alpha_{18}) \right]
\end{aligned} \tag{3-12}$$

L'expression de p_s obtenue comporte:

4 termes de fréquence	$0 \times 6\omega$
6 termes de fréquence	$1 \times 6\omega$
5 termes de fréquence	$2 \times 6\omega$
4 termes de fréquence	$3 \times 6\omega$
3 termes de fréquence	$4 \times 6\omega$
2 termes de fréquence	$5 \times 6\omega$
1 termes de fréquence	$6 \times 6\omega$

. Expression de p_s pour un k_{\max} quelconque. Prenons $k_{\max} = 5$. A fin

d'alléger les calculs on travaillera avec des valeurs instantanées.

Dans ce cas on a:

$$u'_d = U'_{do} + u'_{d6} + u'_{d12} + u'_{d18} + u'_{d24} + u'_{d30}$$

$$i_d = I_d + i_{d6} + i_{d12} + i_{d18} + i_{d24} + i_{d30}$$

Et par 3-10, on obtient:

$$\begin{aligned} p_s = & (U'_{do} I_d + U'_{do} i_{d6} + U'_{do} i_{d12} + U'_{do} i_{d18} + U'_{do} i_{d24} + U'_{do} i_{d30}) + \\ & (u'_{d6} I_d + u'_{d6} i_{d6} + u'_{d6} i_{d12} + \dots + u'_{d6} i_{d30}) + \\ & (u'_{d12} I_d + u'_{d12} i_{d6} + u'_{d12} i_{d12} + \dots + u'_{d12} i_{d30}) + \\ & (u'_{d18} I_d + u'_{d18} i_{d6} + u'_{d18} i_{d12} + \dots + u'_{d18} i_{d30}) + \\ & (u'_{d24} I_d + u'_{d24} i_{d6} + u'_{d24} i_{d12} + \dots + u'_{d24} i_{d30}) + \\ & (u'_{d30} I_d + u'_{d30} i_{d6} + u'_{d30} i_{d12} + \dots + u'_{d30} i_{d30}) \end{aligned} \quad (3-13)$$

Ces termes, produits de deux cosinus de fréquence différente, sont décomposés dans des termes simples en utilisant la relation (γ); par exemple:

$$\begin{aligned} u'_{d24} i_{d12} &= 2 U'_{d24} I_{d12} \cos 24\omega t \cos(12\omega t + \alpha_{12}) \\ &= U'_{d24} I_{d12} \cos(36\omega t + \alpha_{12}) + U'_{d24} I_{d12} \cos(12\omega t - \alpha_{12}) \end{aligned}$$

Cela montre que l'on peut facilement décomposer les termes de 3-13. En ce faisant et en regroupant les termes obtenus selon leur fréquence on obtient l'expression 3-14. Dans celle-ci, on ne présente que le coefficient et, entre parenthèses, la fréquence des termes respectifs; le déphasage entre les harmoniques n'apparaissant pas non plus car il est facile de l'y introduire, comme il sera indiqué plus loin.

$$\begin{aligned} p_s = & \left[U'_{do} I_d(0) + U'_{d6} I_{d6}(0) + U'_{d12} I_{d12}(0) + U'_{d18} I_{d18}(0) + \right. \\ & \left. U'_{d24} I_{d24}(0) + U'_{d30} I_{d30}(0) \right] + \\ & \left[U'_{do} I_{d6} \sqrt{2}(6\omega) + U'_{d6} I_{d6} \sqrt{2}(6\omega) + U'_{d6} I_{d12}(6\omega) + U'_{d12} I_{d6}(6\omega) + \right. \\ & \left. U'_{d12} I_{d18}(6\omega) + U'_{d18} I_{d12}(6\omega) + U'_{d18} I_{d24}(6\omega) + \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& U'_{d\ 24\ d\ 18}(6\omega) + U'_{d\ 24\ d\ 30}(6\omega) + U'_{d\ 30\ d\ 24}(6\omega) \Big] + \\
& \left[U'_{d\ 6\ d\ 12}\sqrt{2}(12\omega) + U'_{d\ 6\ d\ 6}(12\omega) + U'_{d\ 6\ d\ 18}(12\omega) + \right. \\
& U'_{d\ 12\ d\ 6}\sqrt{2}(12\omega) + U'_{d\ 12\ d\ 24}(12\omega) + U'_{d\ 18\ d\ 6}(12\omega) + \\
& \left. U'_{d\ 18\ d\ 30}(12\omega) + U'_{d\ 24\ d\ 12}(12\omega) + U'_{d\ 30\ d\ 18}(12\omega) \right] + \\
& \left[U'_{d\ 6\ d\ 24}\sqrt{2}(24\omega) + U'_{d\ 6\ d\ 18}(24\omega) + U'_{d\ 6\ d\ 30}(24\omega) + \right. \\
& U'_{d\ 12\ d\ 12}(24\omega) + U'_{d\ 18\ d\ 6}(24\omega) + U'_{d\ 24\ d\ 6}\sqrt{2}(24\omega) + \\
& \left. U'_{d\ 30\ d\ 6}(24\omega) \right] + \\
& \left[U'_{d\ 6\ d\ 30}\sqrt{2}(30\omega) + U'_{d\ 6\ d\ 24}(30\omega) + U'_{d\ 12\ d\ 18}(30\omega) + \right. \\
& U'_{d\ 18\ d\ 12}(30\omega) + U'_{d\ 24\ d\ 6}(30\omega) + U'_{d\ 30\ d\ 6}\sqrt{2}(30\omega) \Big] + \\
& \left[U'_{d\ 6\ d\ 30}\sqrt{2}(36\omega) + U'_{d\ 12\ d\ 24}(36\omega) + U'_{d\ 18\ d\ 18}(36\omega) + \right. \\
& \left. U'_{d\ 24\ d\ 12}(36\omega) + U'_{d\ 30\ d\ 6}(36\omega) \right] + \\
& \left[U'_{d\ 12\ d\ 30}(42\omega) + U'_{d\ 18\ d\ 24}(42\omega) + U'_{d\ 24\ d\ 18}(42\omega) + \right. \\
& \left. U'_{d\ 30\ d\ 12}(42\omega) \right] + \\
& \left[U'_{d\ 18\ d\ 30}(48\omega) + U'_{d\ 24\ d\ 24}(48\omega) + U'_{d\ 30\ d\ 18}(48\omega) \right] + \\
& \left[U'_{d\ 24\ d\ 30}(54\omega) + U'_{d\ 30\ d\ 24}(54\omega) \right] + \left[U'_{d\ 30\ d\ 30}(60\omega) \right] \quad (3-14)
\end{aligned}$$

L'expression de p_s obtenue pour $k_{\max} = 5$ comporte:

$k_{\max} + 1 = 6$	termes de pulsation	$(2k_{\max} - 10)6\omega = 0\omega$
$2k_{\max} - 0 = 10$	termes de pulsation	$(2k_{\max} - 9)6\omega = 6\omega$
$2k_{\max} - 1 = 9$	termes de pulsation	$(2k_{\max} - 8)6\omega = 12\omega$
$2k_{\max} - 2 = 8$	termes de pulsation	$(2k_{\max} - 7)6\omega = 18\omega$
$2k_{\max} - 3 = 7$	termes de pulsation	$(2k_{\max} - 6)6\omega = 24\omega$
$2k_{\max} - 4 = 6$	termes de pulsation	$(2k_{\max} - 5)6\omega = 30\omega$

$2k_{\max} - 5 = 5$	termes de pulsation	$(2k_{\max} - 4)6\omega = 36\omega$
$2k_{\max} - 6 = 4$	termes de pulsation	$(2k_{\max} - 3)6\omega = 42\omega$
$2k_{\max} - 7 = 3$	termes de pulsation	$(2k_{\max} - 2)6\omega = 48\omega$
$2k_{\max} - 8 = 2$	termes de pulsation	$(2k_{\max} - 1)6\omega = 54\omega$
$2k_{\max} - 9 = 1$	termes de pulsation	$(2k_{\max} - 0)6\omega = 60\omega$

Ainsi, les résultats obtenus pour $k_{\max} = 3$ et $k_{\max} = 5$ montrent que, pour un nombre k_{\max} d'harmoniques de u'_d considérés, on peut prévoir le nombre de termes de p_s et leur fréquence.

- Pour écrire l'expression littérale de p_s pour le cas générale de k_{\max} quelconque, on peut suivre les règles suivantes:

- . le terme de fréquence nulle contient $k_{\max} + 1$ termes:
 - . $U'_{do} I'_d$, produit des termes constants de u'_d et i'_d .
 - . les k_{\max} produits scalaires des vecteurs représentant les harmoniques de tension et de courant, pris de même rang.

. la pulsation des tensions d'alimentation étant ω , il y a:

$2k_{\max} - 0$	termes de pulsation	$1 \times 6\omega$
$2k_{\max} - 1$	termes de pulsation	$2 \times 6\omega$
$2k_{\max} - 2$	termes de pulsation	$3 \times 6\omega$
.....		
3	termes de pulsation	$(2k-2) \times 6\omega$
2	termes de pulsation	$(2k-1) \times 6\omega$
1	termes de pulsation	$(2k-0) \times 6\omega$

Ces termes sont les produits entre un terme de u'_d et un terme de i'_d

- . la fréquence des termes de p_s est égale à la somme ou à la différence des fréquences des harmoniques de u'_d et i'_d intervenant.
- . l'argument des termes de p_s dûs au terme constant de u'_d et à un des harmoniques de i'_d contient l'angle de déphasage de l'harmonique de courant affecté du signe positif:

$$(U'_{do} \text{ et } i'_{d \ 6k}) \text{ donnent } U'_{do} I'_{d \ 6k} \sqrt{2} \cos(6k\omega t + \alpha_{6k})$$

- . l'argument des termes de p_s dû à un des harmoniques de u'_d et au terme constant de i'_d ne comporte pas d'angle de déphasage:

$$(u'_{d \ 6k} \text{ et } I'_d) \text{ donnent } U'_{d \ 6k} I'_d \sqrt{2} \cos 6k\omega t$$

- . l'argument des termes de p_s dont la fréquence est égale à la

celui de u'_{d6} , par 1-18 on a:

$$u'_d = U'_{do} + U'_{d6} \sqrt{2} \cos 6\omega t \quad (3-20)$$

. Soit une charge de constantes E, R et L alimentée par le convertisseur, un moteur par exemple. A l'aide du principe de superposition on obtient:

$$i_d = \frac{U'_{do} - E}{R} + \frac{U'_{d6} \sqrt{2}}{\sqrt{R^2 + (6\omega L)^2}} \cos(6\omega t + \alpha_6) \quad (3-21)$$

de la forme

$$i_d = I_d + I_{d6} \sqrt{2} \cos(6\omega t + \alpha_6) \quad (3-22)$$

avec $\tan \alpha_6 = 6\omega L/R$.

On peut négliger, en première approximation, l'effet de R devant celui de L, auquel cas $\alpha_6 = 90^\circ$. Alors, 3-21 devient

$$i_d = \frac{U'_{do} - E}{R} + \frac{U'_{d6} \sqrt{2}}{6\omega L} \sin 6\omega t \quad (3-23)$$

. La figure 3-3-(a) montre, pour $p=4$, l'allure des courbes de u'_{d6} , i_{d6} et $i_d = I_d + i_{d6}$ tracée à l'aide de 3-23; la figure 3-3-(b), celles du fondamental v_1 des tensions d'alimentation et du courant i_A d'entrée. Le courant i_A est égal à $+i_d$ quand T conduit pendant l'alternance positive de v_1 , à $-i_d$ quand T conduit pendant l'alternance négative et nul quand T est bloqué. Les courants i_B et i_C ont l'allure de i_A mais déphasés, respectivement, d'un tiers et de deux tiers de période.

. La figure 3-3-(c) montre, pour $p=5$, celles du courant i_A et du fondamental v_1 , les allures de i_d , i_{d6} et u'_{d6} restant les mêmes que pour $p=4$.

. Les formes d'onde de i_A pour $p=4$ et $p=5$ montrent que:

. dans les deux cas, elles gardent la symétrie de glissement, $i_A(\omega t + \pi) = -i_A(\omega t)$, mais ne présentent plus la symétrie par rapport aux milieux des demi-alternances. On en déduit, alors, que les courants d'entrée n'ont que des harmoniques impairs.

. les équations 3-20 et 3-22 montrent que la phase de i_{d6} est constante, et les formes d'onde des figures 3-3, (b) et (c), montrent

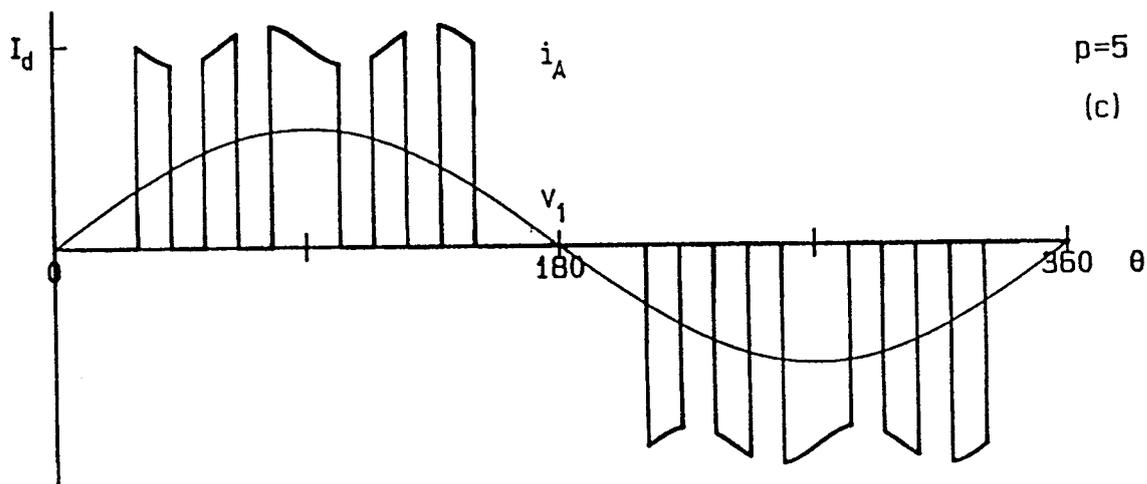
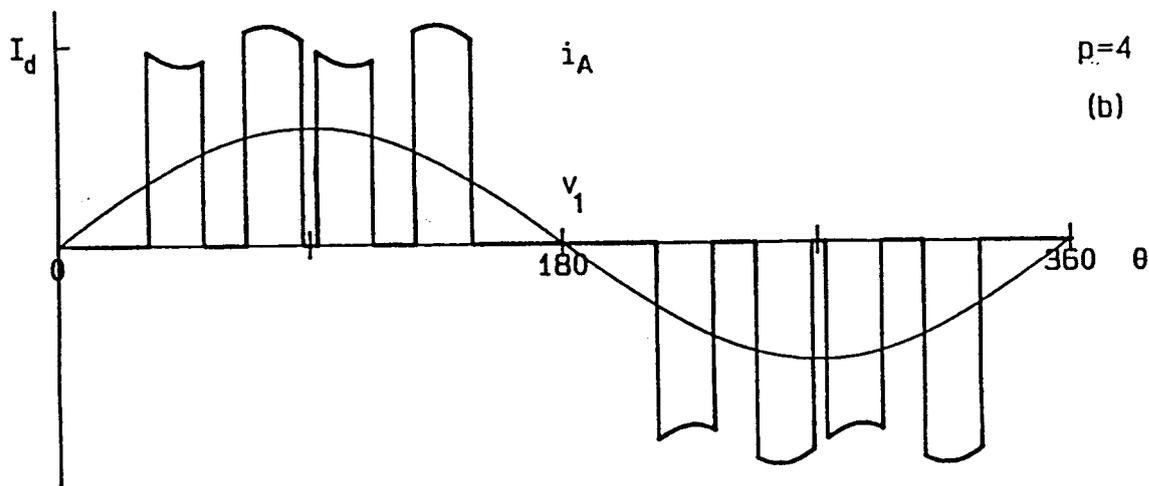
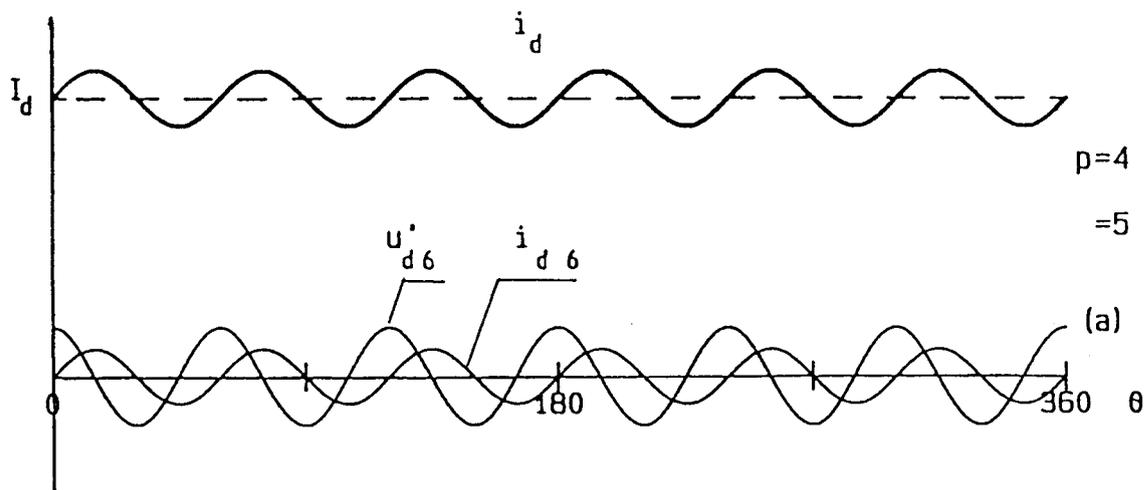


Figure 3-3

que les impulsions situées dans la seconde partie des demi-alternances dans chacune des alternances ont une amplitude plus grande que celles situées dans la première partie. Il apparaît donc un déphasage retard (δ_1), par rapport à v_1 , des fondamentaux des courants d'entrée dû à l'harmonique i_{d6} de i_d .

- à cause de ce déphasage, les fondamentaux des courants d'entrée sont en arrière sur ceux des tensions correspondantes; autrement dit, le convertisseur consomme de la puissance réactive. De plus, les formes d'onde des courants d'entrée n'ont plus les symétries imposées par la M.L.I. souhaitée.

3-3-2 Relation entre harmoniques de courant d'entrée et harmoniques de tension de sortie en négligeant l'ondulation de i_d

L'étude du convertisseur faite au chapitre 1, en considérant sinusoïdales les tensions de son alimentation et sans ondulation le courant dans le récepteur, donne, grâce à la M.L.I. souhaitée:

- à l'entrée, un système triphasé de courants équilibrés, de valeur moyenne nulle, comportant un fondamental et des harmoniques de rang $6l \pm 1$ avec i_5 nul.
- à la sortie, un courant i_d constant et une tension u'_d , de valeur moyenne non nulle, comportant des harmoniques de pulsation 6ω et multiples de 6ω .

Dans ces conditions:

- avec $I_5 = 0$ grâce à la M.L.I., l'expression 3-8 devient:

$$p_e = 3V_1 I_1 + 3V_1 I_7 \cos 6l\omega t + \sum_l \left(-3V_1 I_{6l-1} \cos 6l\omega t + 3V_1 I_{6l+1} \cos 6l\omega t \right)$$

avec $l = 2, 3, 4, \dots$ (3-24)

- i_d étant constant et égal à I_d , par 3-10 on a:

$$p_s = U'_{d0} I_d + \sum_k U'_{d6k} I_d \sqrt{2} \cos 6k\omega t$$
(3-25)

Finalement, les relations entre les harmoniques des courants d'entrée et ceux de la tension de sortie sont déduites de l'équilibre des puissances instantanées: $p_e = p_s$. A l'aide de 3-24 et 3-25 on a:

$$3V_{11} I_1 = U'_{do} I_d \quad (a1)$$

$$3V_{17} I_7 = U'_d I_{d6} \sqrt{2} \quad (a2)$$

$$- 3V_{111} I_{11} + 3V_{113} I_{13} = U'_d I_{d12} \sqrt{2}$$

.....

$$- 3V_{16l-1} I_{6l-1} + 3V_{16l+1} I_{6l+1} = U'_d I_{d6k} \sqrt{2} \quad (3-26)$$

où $k = l = 2, 3, 4, \dots$

L'expression 3-26 montre que la compensation des termes de même pulsation de p_e et de p_s associe:

- . d'une part, les harmoniques de courant d'entrée de rang $6l \pm 1$ au fondamental des tensions d'alimentation correspondantes pour donner le terme de pulsation $6l\omega$ de p_e , et
- . d'autre part, l'harmonique de rang $6k$ de u'_d au terme constant I_d pour donner celui de pulsation $6k\omega$ de p_s .

D'où, mis à part i_7 , car i_5 est nul, il y aura toujours deux harmoniques des courants d'entrée liés à un de la tension de sortie.

3-3-3 Harmoniques des courants d'entrée liés à u'_{d6} en considérant l'ondulation de i_d

On cherche à connaître les harmoniques des courants d'entrée liés à l'harmonique u'_{d6} de u'_d .

Pour le cas où i_d est considéré sans ondulation, les relations entre harmoniques de courant et de tension existant à l'entrée et à la sortie du convertisseur sont données par 3-26. Pour le cas où, à cause de u'_{d6} , i_d est ondulé, des relations similaires permettront de connaître les harmoniques cherchés.

- Considérons à la sortie seulement les termes U'_{do} et u'_{d6} . Dans ces conditions 3-20 et 3-22 restent valables. Alors, l'expression de la puissance instantanée p , à l'aide de 3-20 et 3-22, est donnée par:

$$p_s = \left(U'_{do} I_d + U'_d I_{d6} \cos \alpha_6 \right) + \left(U'_{do} I_{d6} \sqrt{2} \cos \alpha_6 + U'_d I_d \sqrt{2} \right) \cos 6\omega t - \\ \left(U'_{do} I_{d6} \sqrt{2} \sin \alpha_6 \right) \sin 6\omega t + \left(U'_d I_{d6} \cos \alpha_6 \right) \cos 12\omega t - \\ \left(U'_d I_{d6} \sin \alpha_6 \right) \sin 12\omega t. \quad (3-27)$$

- A l'entrée, d'une part, le fondamental des courants étant, à cause de u'_d , déphasé de δ_1 par rapport à celui des tensions d'alimentation correspondantes (§ 3.3.2), les harmoniques de courant sont aussi déphasés de δ_h vis à vis de ces fondamentaux; d'autre part, ces courants n'ont que des harmoniques impairs et constituent encore un système triphasé équilibré. Dans ces conditions, l'expression générale de i_A est:

$$i_A = I_1'' \sqrt{2} \sin(\omega t + \delta_1) + \sum_h I_h'' \sqrt{2} \sin(h\omega t + \delta_h) \quad (3-28)$$

avec I_1'' = valeur efficace des fondamentaux de i_A , i_B et i_C .

I_h'' = valeur efficace de l'harmonique de rang h de ces courants

Puisque les tensions v_A , v_B et v_C sont toujours supposées sinusoïdales, en suivant la méthode de calcul précédente, § 3.2.2, la puissance instantanée p_e est donnée, dans ce cas, par:

$$p_e = V_1 I_1'' 2 \left[\sin\omega t \sin(\omega t + \delta_1) + \sin(\omega t - 2\frac{\pi}{3}) \sin[(\omega t - 2\frac{\pi}{3}) + \delta_1] \right. \\ \left. + \sin(\omega t - 4\frac{\pi}{3}) \sin[(\omega t - 4\frac{\pi}{3}) + \delta_1] \right] + \dots \\ V_1 I_h'' 2 \left[\sin\omega t \sin(h\omega t + \delta_h) + \sin(\omega t - 2\frac{\pi}{3}) \sin[h(\omega t - 2\frac{\pi}{3}) + \delta_h] \right. \\ \left. + \sin(\omega t - 4\frac{\pi}{3}) \sin[h(\omega t - 4\frac{\pi}{3}) + \delta_h] \right] + \dots \quad (3-29)$$

et sous forme simplifiée,

$$p_e = V_1 I_1'' (2.X1) + V_1 I_5'' (2.X5) + \dots + V_1 I_h'' (2.Xh)$$

Le calcul de 2.X1 et 2.Xh donne:

$$2.X1 = 3 \cos\delta_1 \quad (3-30)$$

$$2.Xh = \left[\cos(h-1)\omega t + \cos(h-1)2\frac{\pi}{3}\cos(h-1)\omega t + \sin(h-1)2\frac{\pi}{3}\sin(h-1)\omega t \right. \\ \left. + \cos(h-1)4\frac{\pi}{3}\cos(h-1)\omega t + \sin(h-1)4\frac{\pi}{3}\sin(h-1)\omega t \right] \cos\delta_h \\ + \left[\sin(h-1)\omega t + \cos(h-1)2\frac{\pi}{3}\sin(h-1)\omega t - \sin(h-1)2\frac{\pi}{3}\cos(h-1)\omega t \right. \\ \left. + \cos(h-1)4\frac{\pi}{3}\sin(h-1)\omega t - \sin(h-1)4\frac{\pi}{3}\cos(h-1)\omega t \right] \sin\delta_h$$

$$\begin{aligned}
& + \left[\cos(h+1)\omega t + \cos(h+1)2\frac{\pi}{3}\cos(h+1)\omega t + \sin(h+1)2\frac{\pi}{3}\sin(h+1)\omega t \right. \\
& \quad \left. + \cos(h+1)4\frac{\pi}{3}\cos(h+1)\omega t + \sin(h+1)4\frac{\pi}{3}\sin(h+1)\omega t \right] \cos\delta_h \\
& + \left[\sin(h+1)\omega t + \cos(h+1)2\frac{\pi}{3}\sin(h+1)\omega t - \sin(h+1)2\frac{\pi}{3}\cos(h+1)\omega t \right. \\
& \quad \left. + \cos(h+1)4\frac{\pi}{3}\sin(h+1)\omega t - \sin(h+1)4\frac{\pi}{3}\cos(h+1)\omega t \right] \sin\delta_h
\end{aligned}
\tag{3-31}$$

Prenons des valeurs différentes de h dans 3-31. Alors, pour:

$$\begin{aligned}
h = 5, \quad 2.X_5 &= - 3\cos\delta_5 \cos 6\omega t + 3\sin\delta_5 \sin 6\omega t = - 3\cos(6\omega t + \delta_5) \\
h = 7, \quad 2.X_7 &= + 3\cos\delta_7 \cos 6\omega t - 3\sin\delta_7 \sin 6\omega t = + 3\cos(6\omega t + \delta_7) \\
h = 11, \quad 2.X_{11} &= - 3\cos\delta_{11} \cos 12\omega t + 3\sin\delta_{11} \sin 12\omega t = - 3\cos(12\omega t + \delta_{11}) \\
h = 13, \quad 2.X_{13} &= + 3\cos\delta_{13} \cos 12\omega t + 3\sin\delta_{13} \sin 12\omega t = + 3\cos(12\omega t + \delta_{13})
\end{aligned}$$

et puisque $h = 6l \pm 1$, pour:

$$\begin{aligned}
h = 6l-1, \quad 2.X_h &= - 3 \cos(6l\omega t + \delta_{6l-1}) \\
h = 6l+1, \quad 2.X_h &= + 3 \cos(6l\omega t + \delta_{6l+1})
\end{aligned}
\tag{3-32}$$

Finalement, à l'aide de ces résultats, la puissance instantanée p_e est donnée par:

$$\begin{aligned}
p_e = 3V_1 I_1'' \cos\delta_1 + \sum_1 \left(- 3V_1 I_{6l-1}'' \cos(6l\omega t + \delta_{6l-1}) + \right. \\
\left. + 3V_1 I_{6l+1}'' \cos(6l\omega t + \delta_{6l+1}) \right)
\end{aligned}
\tag{3-33}$$

avec $l = 1, 2, 3, \dots$

On retrouve une expression similaire à 3-8; leur différence est due au déphasage existant entre les composantes (fondamental et harmonique) des courants d'entrée et le fondamental des tensions simples correspondantes. Cette expression comporte tous les harmoniques des courants d'entrée.

- Pour obtenir la conservation de la puissance instantanée, les termes de p_s donnés par 3-27 doivent être compensés par ceux de p_e obtenus de 3-33.

De 3-33, on obtient:

$$\begin{aligned}
 p_e = & 3V_1 I_1'' \cos\delta_1 \\
 & + 3V_1 \left(- I_5'' \cos\delta_5 + I_7'' \cos\delta_7 \right) \cos 6\omega t \\
 & + 3V_1 \left(+ I_5'' \sin\delta_5 - I_7'' \sin\delta_7 \right) \sin 6\omega t \\
 & + 3V_1 \left(- I_{11}'' \cos\delta_{11} + I_{13}'' \cos\delta_{13} \right) \cos 12\omega t \\
 & + 3V_1 \left(+ I_{11}'' \sin\delta_{11} - I_{13}'' \sin\delta_{13} \right) \sin 12\omega t
 \end{aligned} \tag{3-34}$$

D'où:

$$3V_1 I_1'' \cos\delta_1 = U'_{d0} I_d + U'_{d6} I_{d6} \cos\alpha_6 \tag{a1}$$

$$3V_1 \left(- I_5'' \cos\delta_5 + I_7'' \cos\delta_7 \right) = U'_{d0} I_{d6} \sqrt{2} \cos\alpha_6 + U'_{d6} I_{d6} \sqrt{2} \tag{a2}$$

$$3V_1 \left(+ I_5'' \sin\delta_5 - I_7'' \sin\delta_7 \right) = - U'_{d0} I_{d6} \sqrt{2} \sin\alpha_6 \tag{a3}$$

$$3V_1 \left(- I_{11}'' \cos\delta_{11} + I_{13}'' \cos\delta_{13} \right) = U'_{d6} I_{d6} \cos\alpha_6 \tag{a4}$$

$$3V_1 \left(+ I_{11}'' \sin\delta_{11} - I_{13}'' \sin\delta_{13} \right) = - U'_{d6} I_{d6} \sin\alpha_6 \tag{a5)$$

(3-35)

Ce sont les relations entre les harmoniques existant dans le convertisseur lorsque le courant de sortie i_d est ondulé à cause du seul terme u'_{d6} de u'_d .

- . En donnant à α_6 la valeur 90° , comme il a été exposé au § 3.3.1, et en comparant 3-35-(a1) avec 3-26-(a1) on voit que l'on doit avoir un courant I_1 appelé, lorsque i_d est parfaitement lissé, égal à $I_1'' \cos\delta_1$. Or, nous avons également vu en § 3.3.1, d'après les formes d'onde de la figure 3-3, que δ_1 était différent de zéro. Alors, on voit que, si i_d contient de l'harmonique de rang six, le convertisseur absorbera un courant I_1'' supérieur à I_1 .

. L'équation 3-35-(a2) est équivalente à l'équation 3-26-(a2). Avec $\alpha_6 = 90^\circ$, les deux membres de droite sont égaux entre eux, mais l'influence de l'ondulation implique également 3-35-(a3).

. Les équations 3-35-(a2) et 3-35-(a3) montrent l'existence

d'harmoniques de rangs 5 et 7 de valeurs efficaces I_5'' et I_7'' . La puissance instantanée totale de pulsation 6ω est la somme des membres de droite ou de membres de gauche des équations 3-35-(a2) et 3-35-(a3). Donc, en considérant encore $\alpha_6=90^\circ$, lorsque i_d est parfaitement lissé, la puissance instantanée de pulsation 6ω , par 3-26-(a2) et 3-35-(a2), permet d'écrire:

$$3V_1 I_7 = U'_d I_{d6} \sqrt{2} \quad (3-36)$$

$$3V_1 I_7 = -3V_1 I_5'' \cos\delta_5 + 3V_1 I_7'' \cos\delta_7 \quad (3-37)$$

Lorsque i_d est ondulé, cette même puissance, par 3-35-(a3), conduit à :

$$3V_1 I_5'' \sin\delta_5 - 3V_1 I_7'' \sin\delta_7 = U'_{do} I_{d6} \sqrt{2} \quad (3-38)$$

Alors, à partir de 3-36, 3-37 et 3-38 on obtient:

$$I_5'' = \sqrt{(1 + AB) I_7''^2 + (I_7'')^2 + 2 I_7 I_7'' (AB \sin\delta_7 - \cos\delta_7)} \quad (3-39)$$

avec $A = (U'_{do}/U_{do})/(U'_d/U_{do})$ et $B = I_{d6}/I_d$. La planche 1-4-(b) donne $A \geq 1$.

L'expression 3-39 montre qu'il apparaît un harmonique de rang cinq dans les courants d'entrée du convertisseur lorsque i_d est ondulé, alors qu'il n'y a pas d'harmonique de rang cinq dans ces courants lorsque i_d est parfaitement lissé.

Par les expressions 3-35, (a2) et (a3), on voit que i_5'' et i_7'' sont liés à u'_{d6} , i_{d6} et U'_{do} ; cela provient du fait que les termes de pulsation 6ω de p_s sont dus à l'interaction entre les harmoniques u'_{d6} et i_{d6} et les termes constants U'_{do} et I_d .

En ce qui concerne i_{11}'' et i_{13}'' , 3-35-(a4) montre leur dépendance vis à vis de u'_{d6} et i_{d6} , en effet, seulement ces derniers harmoniques donnent des termes de pulsation 12ω dans la puissance instantanée p_s .

De cette manière, l'analyse de 3-26 et 3-35 montre que la réapparition de l'harmonique cinq, à cause de l'ondulation de i_d due à u'_{d6} , dans les courants d'entrée du convertisseur éliminerait l'action de la M.L.I. calculée, ce qui rendrait sans intérêt la structure du convertisseur proposée. D'où la nécessité d'ajouter à la sortie de ce dernier un dispositif en vue de réduire au minimum i_{d6} , comme il a été indiqué en § 1.4.2.

3-4 CIRCUIT COMPENSATEUR DE SORTIE



Nous présentons, par la suite, le calcul des éléments du circuit à mettre à la sortie du convertisseur en vue de réduire i_{d6} au minimum. Ce calcul tient compte de l'inductance de lissage classique.

3-4-1 Lissage classique

Le lissage de i_d est généralement obtenu en insérant une inductance L en série avec la charge. Calculons L .

Considérons une charge de constantes R , L et E . On admet pour les charges importantes, en traction électrique par exemple, un taux d'ondulation du courant après lissage de 20% [8].

En considérant à la sortie seulement les termes U'_{do} et u'_{d6} de u'_d , et en négligeant l'effet de l'impédance de R devant celui de L , ce qui sera justifié par la suite, le courant de sortie du convertisseur, lorsque celui-ci fonctionne à son régime nominal, est donné, à l'aide de 3-22 et 3-23, par:

$$i_d = \frac{U'_{don} - E}{R} + \frac{U'_{d6n} \sqrt{2}}{6\omega L} \sin 6\omega t = I_{dn} + I_{d6n} \sqrt{2} \cos(6\omega t + \alpha) \quad (3-38)$$

où U'_{d6n} et I_{d6n} sont, respectivement, les valeurs de U'_{d6} et I_{d6} au régime nominal du convertisseur

Aussi, le taux d'ondulation du courant i_d étant exprimé, par définition, par $K_i = \frac{i_{d\max} - i_{d\min}}{2(i_d)_{\text{moy}}}$ lorsqu'il vaut 20% on obtient:

$$I_{d6n} \sqrt{2} = K_i I_{dn} = .20 I_{dn}$$

Dans ces conditions, la réactance X_{L6} présentée par L à u'_{d6} , et déduite de 3-38), s'écrit:

$$X_{L6} = 6\omega L = \frac{U'_{d6} \sqrt{2}}{K_i I_{dn}} = \frac{\sqrt{2} U'_{d6}}{K_i U_{do}} \frac{1}{\frac{U'_{do}}{U_{do}}} \frac{U'_{do}}{I_{dn}} \quad (3-39)$$

La valeur maximale de L correspond à la valeur maximale de U'_{d6} , et les planches 1-3-(b) et 1-4-(a) montrent que U'_{d6} est maximum lorsque U'_{do}/U_{do} est le plus grand possible, donc, pour $U'_{do} = U_{don}$ (régime nominal). Alors, 3-39 devient,

$$6\omega L = \frac{\sqrt{2}}{K_i} \frac{U'_{d\ 6n}}{U_{do}} \frac{1}{\frac{U'_{don}}{U_{do}}} Z_{nm} \quad (3-39')$$

avec $Z_{nm} = U'_{don} / I_{dn}$, impédance nominale de la charge.

Pour $p=4$: $U'_{don} / U_{do} = 0.70$, planche 1-1-(c), et
 $U'_{d\ 6n} / U_{do} = 0.228$, planche 1-3-(b); d'où, $6\omega L = 2.303 Z_{nm}$

Pour $p=5$: $U'_{don} / U_{do} = 0.75$, planche 1-1-(d), et
 $U'_{d\ 6n} / U_{do} = 0.208$, planche 1-4-(a); d'où, $6\omega L = 1.961 Z_{nm}$

Si la charge est un moteur de forte puissance, il aura une résistance d'induit R de l'ordre de $0.03 \times Z_{nm}$: on obtient une réactance X_{L6} beaucoup plus grande que R . Cela justifie, donc, l'approximation de négliger l'effet de R devant celui de L .

3-4-2 CIRCUIT COMPENSATEUR

Dans le calcul des éléments du circuit compensateur nous négligerons R devant la réactance présentée par L à $u'_{d\ 6}$.

Pour éviter la réapparition de i_5 dans les courants d'entrée du convertisseur il faut supprimer $i_{d\ 6}$ dans son courant de sortie i_d . Le terme $i_{d\ 6}$ sera en quadrature retard sur $u'_{d\ 6}$. Si on peut consommer, en plus, un courant $i_{d\ 6o}$ en quadrature avance sur $u'_{d\ 6}$, alors, ce courant, étant en opposition de phase avec $i_{d\ 6}$, pourra annuler l'effet de ce dernier. Pour cela il suffit que $i_{d\ 6o}$ circule dans un condensateur pur sous l'effet de $u'_{d\ 6}$. Cependant, cette méthode présente l'inconvénient de laisser circuler $i_{d\ 6}$ dans la charge.

Dans ces conditions, dans le but d'éliminer $i_{d\ 6}$ dans le courant de sortie du convertisseur et dans celui de la charge, on adoptera un filtre en série avec cette dernière, de façon à ce que l'ensemble filtre-charge présente, simultanément, une impédance infinie à $u'_{d\ 6}$ et une forte impédance aux autres termes de u'_d , ce qui permettrait, en plus, d'atténuer convenablement les harmoniques de courant correspondants.

Les éléments de ce filtre seront calculés, compte tenu de L , à l'aide de ceux du circuit parallèle proposé, que nous allons calculer ci-après.

3-4-2-1 Circuit parallèle

Puisque la charge constitue pour u'_d un circuit presque purement inductif, § 3.4.1, un condensateur d'une certaine valeur en parallèle avec la charge consommerait un courant d'amplitude égale à celle de i_{d6} , qui parcourt L , mais en opposition de phase: on aurait une totale compensation de i_{d6} .

Or un telle branche ne comportant qu'un condensateur présenterait une très faible impédance aux harmoniques de rang élevé de u'_d , ce qui donnerait naissance à des forts courants harmoniques. D'où le choix d'une branche $L_0 C_0$ en parallèle avec la charge, montrée sur la figure 3-4, présentant:

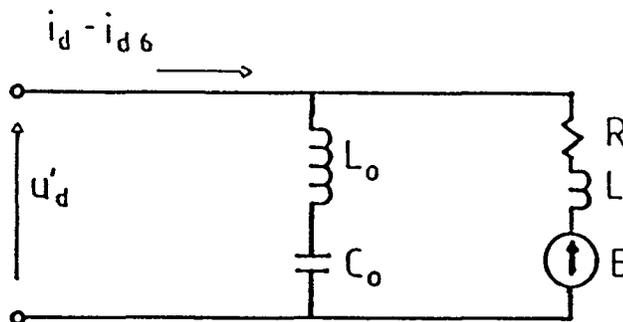


Figure 3-4

- . une impédance de type capacitif à u'_d et
- . une forte impédance aux termes de rang supérieur à 6 de u'_d .

La branche $L_0 C_0$ est caractérisée par sa pulsation de coupure ω_0 définie par :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = K_0 \omega \quad (3-40)$$

Aussi, puisque u'_d ne comporte que des termes de pulsation $6k\omega = n\omega$

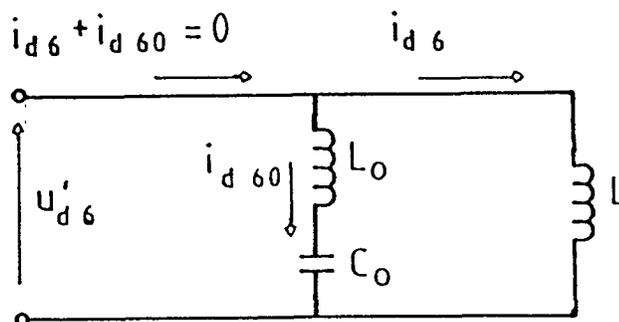


Figure 3-5

, avec $k=1,2,3,\dots$, le circuit $L_0 C_0$ ne peut pas être accordée sur la fréquence de l'un d'entre eux. D'où, $K_0 \neq n = 6k$, où $k=1,2,3,\dots$.

La figure 3-5 présente le circuit pour u'_{d6} seul.

La compensation de i_{d6} y est donnée par $i_{d6} + i_{d60} = 0$; alors, cette compensation et le circuit de la figure 3-5 donnent:

$$\frac{1}{6\omega C_0} - 6\omega L_0 = 6\omega L \quad (3-41)$$

: il faut que la branche $L_0 C_0$ présente une impédance de type capacitif et par conséquence consomme un courant $i_{d60} = -i_{d6}$.

- On peut, maintenant, calculer, en fonction de K_0 , les valeurs de L_0 et de C_0 .

. les expressions 3-40 et 3-41 donnent:

$$L_0 = \frac{L}{K_0^2/36 - 1} \quad (3-42)$$

. et de 3-41 et 3-42 on obtient:

$$C_0 = \frac{1}{\omega^2 L} \left(\frac{1}{36} - \frac{L}{K_0^2} \right) \quad (3-43)$$

. les expressions 3-42 et 3-43 montrent que:

. K_0 doit être supérieur à 6

. l'augmentation de K_0 augmente peu C_0 mais réduit fortement L_0

- Déterminons les valeurs possibles de K_0 .

L'impédance présentée par $L_0 C_0$ aux harmoniques de pulsation $n\omega$ de u'_d , n étant supérieur à 6, est donnée par: $Z_n = n\omega L_0 - \frac{1}{n\omega C_0}$. D'où, en

et considérant 3-41 et 3-42 on a:

$$Z_n = 6\omega L \frac{6(n^2 - K_0^2)}{K_0^2 - 36} \quad (3-44)$$

Or, l'impédance présentée par L à u'_{d6} dans le circuit de la figure 3-5 est $Z_{L6} = 6\omega L$. D'où,

$$Z_{nr} = \frac{Z_n}{Z_{L6}} = \frac{6(n^2 - K_0^2)}{K_0^2 - 36} \quad (3-45)$$

expression donnant l'impédance relative, par rapport à Z_{L6} , présentée par la branche $L_0 C_0$ aux harmoniques d'ordre supérieur à 6 de u'_d .

La figure 3-6 montre, en fonction du rang $n=6k$, avec $k=2,3,\dots$ l'évolution de Z_{nr} pour différentes valeurs de K_0 . Les courbes ainsi obtenus et 3-44 permettent de dire que:

- . plus K_0 tend vers 6, plus Z_{nr} est grande.
- . K_0 doit être inférieur 12; en effet, pour $K_0 = 12$, Z_{nr} est nulle: la sortie apparaîtrait comme un court-circuit pour u'_{d12} .
- . plus K_0 tend vers 6, plus Z_{nr} est grande.
- . K_0 doit être inférieur 12; en effet, pour $K_0 = 12$, Z_{nr} est nulle: la sortie apparaîtrait comme un court circuit pour u'_{d12} .

D'où les valeurs possibles de K_0 données par:

$$6 < K_0 < 12$$

(3-46)

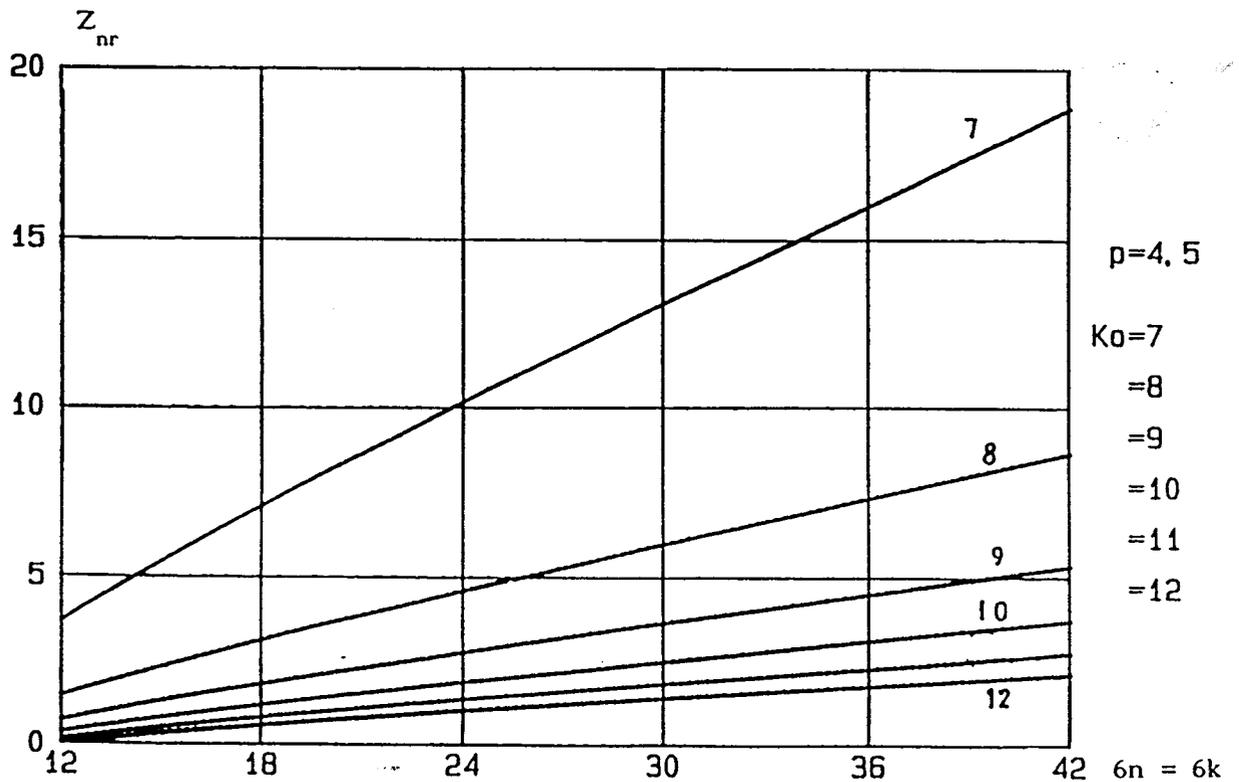


Figure 3-6

3-4-3-2 Circuit série

3-4-3-2-1 Passage du circuit parallèle au circuit série

Dans le circuit de la figure 3-4 la branche $L_0 C_0$ a pour but d'éliminer i_{d6} dans le courant i_d . Alors, en ce qui concerne cet harmonique, on a à la sortie du convertisseur, figure 3-5, un circuit bouchon formé par C_0 en parallèle avec L . Mais la charge, se trouvant dans l'une des branches du circuit bouchon, est parcourue par tous les harmoniques de i_d , y compris par i_{d6} . Il serait préférable de l'alimenter par le courant $i_d - i_{d6}$.

Cela permet de passer du schéma de la figure 3-4 à celui de la figure 3-7, où le circuit bouchon $L'_0 C'_0$ est en série avec le récepteur.

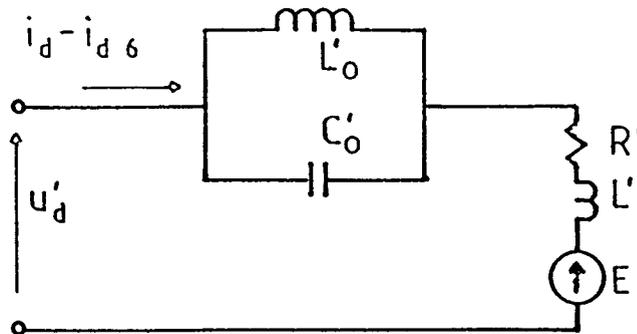


Figure 3-7.

Le circuit bouchon est caractérisé par sa pulsation de coupure ω'_0 définie par:

$$\omega'_0 = \frac{1}{\sqrt{L'_0 C'_0}} \quad (3-46')$$

L'inductance L' sert à limiter les valeurs des courants harmoniques de rang élevé pour lesquels C_0 constitue un court circuit, et joue, donc, maintenant le rôle que jouait L_0 dans la configuration précédente.

3-4-3-2-2 Calcul de L'_0 , C'_0 et L'

Pour que le circuit de la figure 3-7 donne les effets escomptés vis à vis des harmoniques de u'_d , il doit présenter à ces harmoniques la même impédance que celui de la figure 3-5. Alors, les valeurs de L'_0 , C'_0 et L' découlent de la comparaison de ces impédances.

— Puisque l'on néglige R devant L, l'impédance totale Z_{tn} , que le circuit de la figure 3-4 présente au terme de pulsation $n\omega$ de u'_d , est donnée par le circuit de la figure 3-5. On obtient:

$$Z_{tn} = j n\omega L \frac{n^2 \omega^2 L_0 C_0 - 1}{n^2 \omega^2 L'_0 C'_0 - 1} \quad (3-47)$$

Z_{tn} , caractérisée par L_0 et C_0 , rend nul le terme i_{d6} si pour $n=6$ elle devient infinie. Alors, il faut que:

$$36 \omega^2 (L + L_0) - 1 = 0 \quad (3-48)$$

Pour les autres valeurs de n, elle doit rester finie: autrement dit, on doit avoir:

$$n^2 \omega^2 L_0 C_0 - 1 \neq 0 \quad (3-49)$$

expression qui, à l'aide 3-40, devient:

$$n^2 / K_0^2 - 1 \neq 0 \quad (3-49')$$

D'où la nécessité de rendre $K_0 \neq n$

- Aussi, en négligeant R' devant L', l'impédance totale Z'_{tn} , que le circuit de la figure 3-7 présente au terme de pulsation $n\omega$ de u'_d , est donnée par:

$$Z'_{tn} = j n\omega (L' + L'_0) \frac{(L' / (L' + L'_0)) (n^2 \omega^2 L'_0 C'_0 - 1)}{n^2 \omega^2 L'_0 C'_0 - 1} \quad (3-50)$$

L'impédance Z'_{tn} , caractérisée par L'_0 et C'_0 , rend nul le terme i_{d6} si pour $n=6$ elle devient infinie. Alors, il faut que:

$$36 \omega^2 L'_0 C'_0 - 1 = 0 \quad (3-51)$$

Pour les autres valeurs de n elle doit rester finie, autrement dit, on doit avoir:

$$\frac{L'}{L' + L'_0} (36 \omega^2 L'_0 C'_0 - 1) \neq 0 \quad (3-52)$$

- Dans ces conditions, d'abord, les deux circuits devant annuler i_{d6} , la comparaison de 3-48 avec 3-51 donne:

$$(L + L_0) C_0 = L'_0 C'_0 \quad (3-53)$$

ensuite, Z_{tn} et Z'_{tn} devant rester finies pour $n \neq 6$, de 3-49 et 3-52 on obtient:

$$L_0 C_0 = \frac{L'}{L'+L_0} L'_0 C'_0 \quad (3-54)$$

Finalement, ces impédances devant présenter le même comportement aux harmoniques de u'_d , la comparaison de 3-47 avec 3-50 donne:

$$L = L' + L'_0 \quad (3-55)$$

Des trois dernières relations, on déduit:

$$L' = \frac{L L_0}{L + L_0} \quad (3-56)$$

De 3-55 et 3-56 on obtient:

$$L'_0 = \frac{L^2}{L + L_0} \quad (3-57)$$

Et 3-53 et 3-57 donnent:

$$C'_0 = \left(\frac{L + L_0}{L} \right)^2 C_0 \quad (3-58)$$

Maintenant, pour exprimer L'_0 , C'_0 et L' en fonction de L et K_0 il suffit de remplacer L_0 et C_0 par leurs expressions 3-42 et 3-43 dans celles donnant L'_0 , C'_0 et L' . On obtient:

$$L' = \frac{36}{K_0^2} L, \quad L'_0 = \left(1 - \frac{36}{K_0^2} \right) L, \quad C'_0 = \frac{1}{36\omega^2 L} \frac{1}{(1-36/K_0^2)} \quad (3-59)$$

On peut dire, à l'aide de 3-59, que si K_0 croît la valeur de L'_0 augmente et celle de C'_0 diminue.

CHAPITRE 4

MONTAGE ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

Pour vérifier et illustrer les calculs et les résultats prévus dans l'étude théorique du convertisseur proposé, nous avons réalisé un montage expérimental de faible puissance.

Dans le chapitre 2 on avait mis en évidence que le cas le plus intéressant est celui où le convertisseur travaille avec cinq impulsions par alternance. En conséquence, le fonctionnement du montage expérimental correspond à ce nombre d'impulsions.

On présente, d'abord, les différentes parties de l'ensemble du montage et, ensuite, les résultats obtenus.

4-1 PRESENTATION DU MONTAGE

Le montage expérimental est caractérisé par la valeur nominale de la tension redressée U_{do} égale à 297 volts. Ce choix de U_{do} vient du fait que nous prenons comme tension d'entrée du convertisseur la tension du réseau triphasé 220 volts, 50 Hz. En effet, le redressement de cette tension, selon 1-1, donne

$$U_{do} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{220\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 297,10 \text{ volts}$$

4-1-1 Charge du convertisseur

La charge du convertisseur est constituée par une machine à courant continu fonctionnant en moteur qui entraîne une autre machine à courant continu fonctionnant en génératrice; celle-ci débite sur des rhéostats.

Les deux machines ont une puissance nominale de 10 kw et une vitesse nominale de 1500 tr/min. Pour l'une d'entre elles, la tension nominale d'induit est de 220 volts et le courant nominal 45.50 ampères; pour l'autre, 340 volts et 29.42 ampères, respectivement.

Les deux machines sont à excitation séparée et leurs inducteurs sont alimentés par l'intermédiaire d'un pont redresseur à six diodes.

Le refroidissement de chaque machine est assuré séparément par un ventilateur actionné par un moteur asynchrone triphasé à cage.

4-1-2 Valeurs des éléments de filtrage

Les valeurs des éléments des filtres d'entrée et de sortie du convertisseur dépendent de sa charge.

Le régime nominal du convertisseur, (§ 2.3.4), est défini par $P_{nom} = U'_{don} I_{dn}$. On se fixe $U'_{don} = 220$ volts et $I_{dn} = 45.50$ ampères, ce qui correspond aux valeurs nominales présentées au § 4.1.1. Déterminons, à ce régime, pour $p=5$, les paramètres à l'entrée du convertisseur: V_{1n} , I_{1n} et G_{1n} .

le réseau impose $V_{1n} = 127$ volts. Alors, à l'aide de 1-1, l'ouverture maximale de T est donnée par $U'_{don} / U_{don} = 0.74$.

l'expression 2-15 reste valable, d'où, $I_{1n} = P_{nom} / I_{1n} = 26.30$ ampères

On en déduit que $G_{1n} = 0.207$.

Les valeurs de L_1 et de C_1 sont liées aux limitations des celles de Z_L et de l'atténuation A dB, illustrées sur la figure 2-8-(b). De plus, le premier harmonique de courant restant étant i_7 , la fréquence de coupure f_r de ce filtre doit se trouver entre 50 Hz et 350 Hz (§ 2.2.3). On dispose d'éléments L_1 et C_1 variables par valeurs discrètes. Nous avons à notre disposition deux couples de valeurs remplissant les conditions nécessaires:

- . le premier constitue un filtre triphasé F1, d'éléments
 $L_1 = 3$ mH, $C_1 = 100$ μ F,
- . le deuxième constitue un filtre triphasé F2, d'éléments
 $L_1 = 6$ mH, $C_1 = 50$ μ F.

Dans les deux cas nous avons utilisé le même filtre de sortie F3 comprenant $L'_0 = 14$ mH, $C'_0 = 20$ μ F et $L' = 50$ mH. On a, alors, $f_r = 167.80$ Hz, $A = 10.50$ dB et Z_L valant, respectivement, 0.20 et 0.40 pour F1 et F2.

4-1-3 Convertisseur

On présente sur la figure 4-1 le schéma de puissance du convertisseur.

Le semiconducteur à ouverture et à fermeture commandées T est un DARLINGTON type KS221K15 de Westinghouse. Il est protégé par les circuits classiques d'aide à la commutation: inductance en série avec le collecteur du Darlington [12], résistance et diode D_L de décharge, pour l'aide à la mise en conduction; condensateur, branché entre collecteur et émetteur, en série avec une diode D_c shuntée par une résistance de décharge, pour l'aide à l'extinction.

La commande de base du Darlington, en plus de la génération et de la mise en forme des signaux de commande, permet, à partir de l'entrée tension collecteur, de protéger de Darlington des surintensités.

L'ensemble hacheur-carte de commande a été fourni par la Société Jeumont-Schneider.

Le redresseur d'entrée est un pont non commandé type SKD50/12, boîtier G15, monté sur un radiateur P1/120, le tout de SEMIKRON.

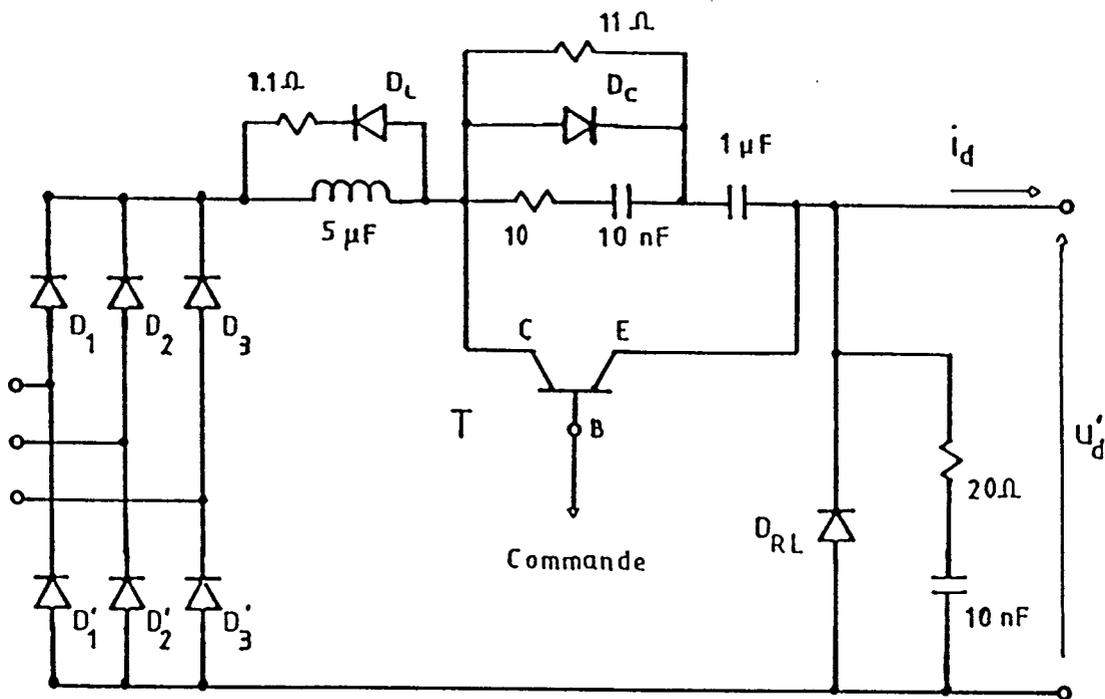


Figure 4-1

4-1-4 Commande par Microprocesseur

Le rôle du microprocesseur est double:

- . d'une part, il génère les impulsions de commande du hacheur selon les angles calculés, et,
- . d'autre part, il synchronise le train d'impulsions correspondant sur une période des tensions d'alimentation du pont redresseur par rapport au passage par zéro du fondamental d'une de ces tensions.

Le signal fondamental est obtenu par un filtrage énergétique de la tension choisie, suivi d'un comparateur. La tension d'entrée du filtre est fournie par un transformateur abaisseur.

4-1-4-1 Filtre

Pour éliminer les harmoniques contenus dans u_{AB} , tension à l'entrée du convertisseur, on utilise un filtre actif dont la structure est similaire à celle d'un filtre de Butterworth à deux étages.

On choisit un filtre d'ordre 4 et le montage crée une inversion de

signe du fondamental de la tension u_{AB} .

. La fonction de Butterworth de ce filtre est de la forme:

$$H_{B_4}(s) = \frac{1}{(s^2 + d_2 s + 1)(s^2 + d_1 s + 1)} \quad (4-1)$$

où chacun des facteurs quadratiques correspond à un étage du filtre.

La configuration d'un filtre actif de deuxième ordre est présentée sur la figure 4-2.

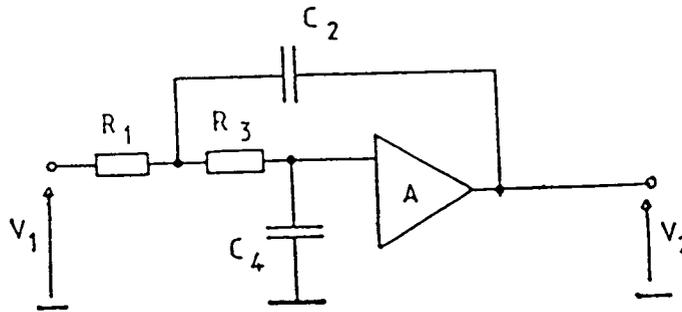


Figure 4-2

L'analyse du circuit donne,

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{A}{s^2 + ds + 1} \quad (4-2)$$

avec $s = j \frac{\omega}{\omega_p}$, $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_2 R_3 C_4}}$ et $d = [(R_1 + R_3)C_4 + (1-A)C_4 R_1] \omega_p$

En prenant $A=1$ et $R_1=R_3=R$ on aboutit au schéma de base d'un étage du filtre, présenté sur la figure 4-3

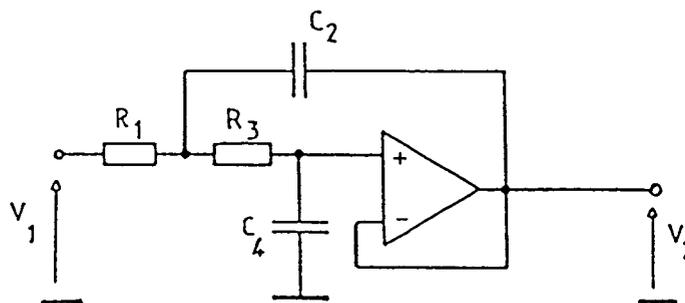


Figure 4-3

L'étage est caractérisé par:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{C_2 C_4}} \quad \text{et} \quad d = 2 \sqrt{C_4 / C_2} \quad (4-3)$$

Alors, le calcul de l'ordre m du filtre donne $m \geq 3.895$. On a pris $m=4$. Dans ces conditions, après avoir calculé les pôles de 4-1, on parvient à l'expression de la fonction de Butterworth:

$$H_B(s) = \frac{1}{(s^2 + 1.8478 s + 1)(s^2 + 0.7854 s + 1)} \quad (4-4)$$

Le premier étage est accordé à 50 Hz, fréquence du fondamental, et donne à sa sortie un signal déphasé de $\pi/2$ par rapport à celui à son entrée. Le deuxième étage permet un réglage aisé de la phase du signal de sortie; ce réglage est obtenu par l'intermédiaire des résistances variables, calculées pour assurer des écarts de la fréquence de coupure (de l'étage) autour de 50 Hz. Par commodité, on a conservé, dans le montage pratique, une seule résistance variable. La figure 4-4 présente, avec la valeur des éléments utilisés, le schéma pratique du filtre.

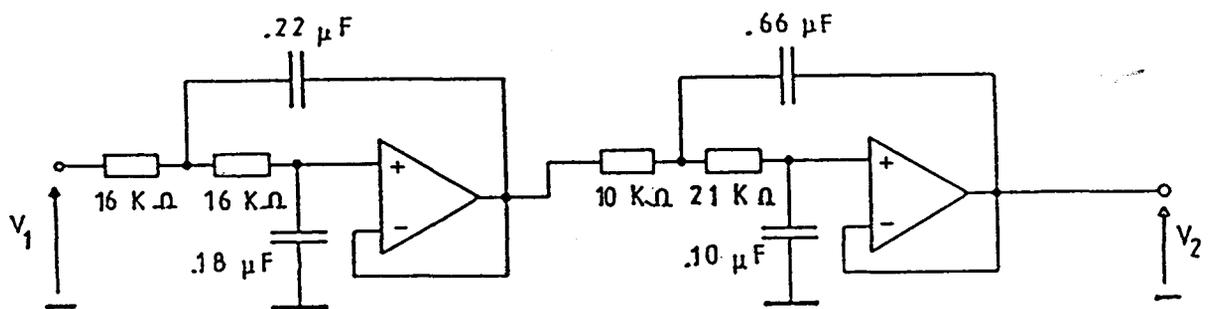


Figure 4-4

4-1-4-2 Microprocesseur

Le microprocesseur utilisé est le 8031 AH de la famille MCS-51 d'INTEL. Il est inclus dans un kit de mise au point SDK-51.

Ce microprocesseur possède deux registres de 16 bits pouvant fonctionner en TIMER ou en COUNTER et dans trois MODES différents. Dans la fonction Timer le registre est incrémenté à chaque cycle machine dont la durée est de 1 μ s. La programmation du registre 1 en fonction Timer et dans le Mode 1 permet, par basculement de la sortie du port I/O 8155, de générer le train d'impulsions de commande voulues et avec la précision désirée.

4-2 RESULTATS OBTENUS

Les résultats pratiques relevés sont regroupés en deux parties:

- . l'une, concernant le côté continu du montage, comporte: i_d , u'_d , u_d et
- . l'autre, relative au côté alternatif: u_{AB} , i_a , j_C , i'_A , les spectres d'un des courants à l'entrée du pont redresseur et d'un de ceux fournis par le réseau et le facteur de puissance à l'entrée du filtre triphasé.

4-2-1 Résultats côté continu

Le filtre de sortie est le filtre F3 présenté en § 4.1.2.. Les formes d'onde et contenus harmoniques sont relevés au point de fonctionnement défini par:

$$U'_{do}/U_{do} = 0.35, \quad U'_{do} = 118 \text{ V}, \quad I_d = 30 \text{ A}, \quad P/P_{nom} = 0.35.$$

L'analyse de ces relevés permet de dire que:

- . il y a une faible variation de l'amplitude des sommets de la tension u'_d , planche 4-1-a, due au léger déséquilibre existant entre les tensions du réseau, déséquilibre montré, sur la planche 4-1-(b), par la courbe donnant, lorsque le hacheur est déconnecté, les variations de u_d .
- . la forme d'onde de i_d est également représentée sur la planche 4-1-(a). La présence d'harmonique résiduel d'ordre 12 est nettement visible.
- . Le circuit F3 joue bien son rôle, en effet, le spectre de i_d porté sur la planche 4-2, donne, en pourcentage:

$$I_{d6}/I_d = 0.898, \quad I_{d12}/I_d = 8.99, \quad I_{d24}/I_d = 0.749.$$

4-2-2 Résultats côté alternatif

4-2-2-1 Montage avec les filtres F1 et F3

Les relevés présentés par la suite correspondent au régime de fonctionnement défini au § 4.2.1.

- On a porté sur la planche 4-3-(a) les oscillogrammes du courant i_A

à l'entrée du convertisseur et de la tension u_{AB} aux bornes d'un des condensateurs du filtre triphasé.

- . D'une part, les impulsions du courant i_A satisfont les trois conditions de symétries: de glissement, par rapport aux milieux des alternances et par rapport aux milieux des demi-alternances (§ 1.3).
- . D'autre part, la déformation de la tension u_{AB} , dûe aux harmoniques de courant provenant du convertisseur, est celle prévue dans l'étude théorique: la planche 4-3-(b) montre la forme d'onde théorique de u_{AB} , tracée à l'aide de 2-24 et 2-30, où l'on ne tient compte que de l'effet du premier harmonique restant i_7 .

- La planche 4-4 présente, dans le haut, le spectre d'un courant d'entrée, (i_A), du convertisseur et, dans le bas, celui d'un courant en ligne, (i'_A), fourni par le réseau.

- . On constate dans le courant i'_A la présence bien atténuée des harmoniques 3, 5 et 7. Ceux d'ordre 3 et 5 sont présents à cause des termes de même rang existant dans les tensions du réseau, comme le montre le spectre de la tension simple v'_{AN} montré sur la planche 4-5-(a).
- . En ce qui concerne le courant i_A , il comporte les harmoniques 3,5,7, 11,13,15,17,19. Les harmoniques 7,11,13,17, et 19, sont ceux prévus dans l'étude théorique en § 1.2.1.1. Il y a un faible résidu d'harmonique de rang 15 dont l'amplitude vaut 10% de celle du fondamental des courants.
- . Les planches 4-4, (a) et (b), montrent que le filtre joue bien le rôle que l'on en attendait.

- On présente sur la planche 4-5-(b) la forme d'onde du courant j_c dans l'un des condensateurs du filtre triphasé. La partie hachurée correspond à l'action des impulsions d'un des courants d'entrée du convertisseur, i_A par exemple, comme il a été montré dans l'étude théorique en § 2.3.5.1 .

4-2-2-2 Montage avec les filtres F2 et F3

4-2-2-2-a Evolution du facteur de déplacement avec la charge

Nous avons vu en § 2.3.4.3 que le facteur de déplacement variait

avec la charge à cause de l'évolution de la puissance réactive consommée par les inductances de filtrage. Les courbes des planches 4-6, (a) et (b), et 4-7, (a) et (b), vont illustrer ce phénomène.

Ce sont les oscillogrammes de tension simple et de courant en ligne d'alimentation. Les puissances transmises augmentent de la planche 4-6-(a) jusqu'à la planche 4-7-(b) et l'on observe que le courant qui est d'abord en avance sur la tension sur la planche 4-7-(a) devient en retard sur celle-ci dans la figure 4-7-(b).

. Les courbes de la planche 4-6, (a) et (b), correspondent, respectivement, aux fonctionnements définis par:

$$U'_{do} / U_{do} = 0.70, U'_{do} = 244 \text{ V}, I_d = 10 \text{ A}, P/P_{nom} = 0.244$$

$$U'_{do} / U_{do} = 0.70, U'_{do} = 234 \text{ V}, I_d = 20 \text{ A}, P/P_{nom} = 0.468$$

. Les courbes de la planche 4-7, (a) et (b), correspondent, respectivement, aux fonctionnements définis par:

$$U'_{do} / U_{do} = 0.70, U'_{do} = 226 \text{ V}, I_d = 30 \text{ A}, P/P_{nom} = 0.680$$

$$U'_{do} / U_{do} = 0.70, U'_{do} = 212 \text{ V}, I_d = 40 \text{ A}, P/P_{nom} = 0.850$$

On a présenté sur les planches 4-6 et 4-7 les courbes du courant i'_A fourni par le réseau et de la tension simple v'_{AN} correspondante

. D'abord, i'_A étant en avance sur v'_{AN} , leur déphasage correspondant, égal à 43° lorsque $P/P_{nom} = 0.244$ sur la planche 4-6-(a), se réduit à 14.50° quand $P/P_{nom} = 0.468$ sur la planche 4-6-(b). Ensuite, pour $P/P_{nom} = 0.68$, i'_A et v'_{AN} sont pratiquement en phase sur la planche 4-7-(a). Finalement, le courant i'_A est en arrière de v'_{AN} d'environ 5.5° lorsque $P/P_{nom} = 0.85$. sur la planche 4-7-(b).

. Lorsque i'_A est en avance sur v'_{AN} , l'ensemble filtre-convertisseur-charge se comporte comme un récepteur de type capacitif et renvoie de la puissance réactive au réseau. Quand i'_A est en phase avec v'_{AN} , l'ensemble équivaut à un récepteur purement résistif. Et lorsque i'_A est en arrière de v'_{AN} , l'ensemble constitue un récepteur de type inductif et consomme de la puissance réactive.

4-2-2-2-3 Evolution du facteur de puissance avec la charge

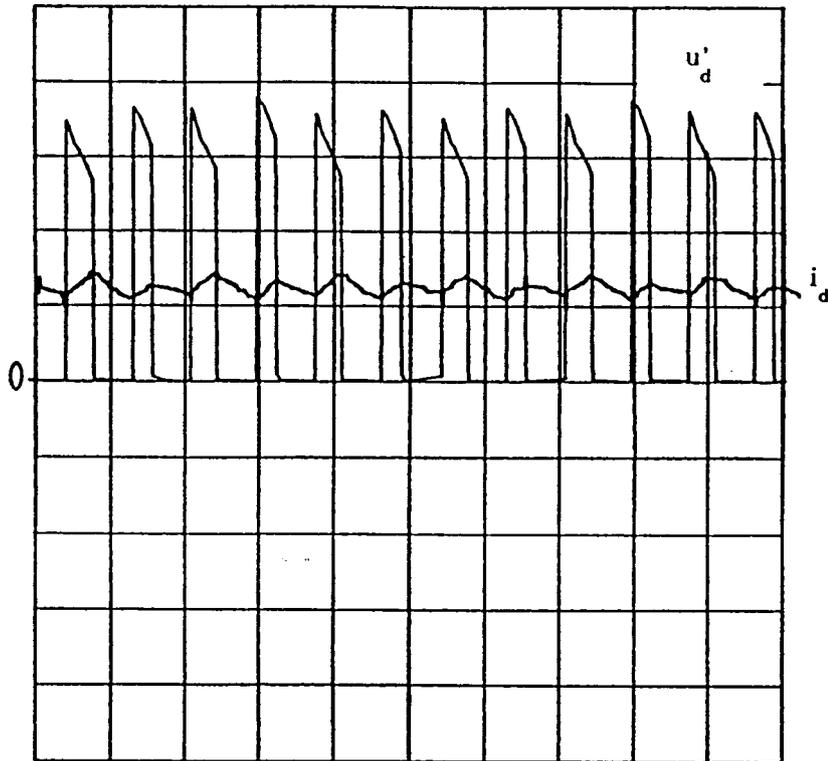
Il a été montré au § 2.3.2.2 que, avec une M.L.I. appropriée et un

filtre triphasé efficace, le facteur de puissance de l'ensemble est pratiquement égal à son facteur de déplacement, $\cos\phi_1'$. Les courbes de la planche 4-8 confirmeront cette prévision théorique.

Les résultats graphiques relevés de la planche 4-8 correspondent à la plage de variation de P/P_{nom} allant de 0.13 à 0.85; cette plage contient les régimes de fonctionnement définis au § 4.2.2.2.2.

La planche 4-8 regroupe les évolutions, en fonction de P/P_{nom} , du facteur de déplacement théorique et du facteur de puissance relevé à l'entrée de l'ensemble.

- . La courbe du $\cos\phi_1'$ théorique, tracé à l'aide de 2-23, ne tient compte que du premier harmonique de courant restant i_7 .
- . En ce qui concerne le facteur de puissance relevé, ses valeurs sont très proches de celles du facteur de déplacement théorique: d'abord, il augmente avec la charge, ensuite, passe par maximum aux environs de $P/P_{nom} = 0.75$, et finalement, diminue légèrement pour les charges s'approchant de la charge nominale.
- . On obtient un bon facteur de puissance, supérieur à 0.95, dans une large plage de variation de charge définie par $0.50 \leq P/P_{nom} \leq 1.00$.



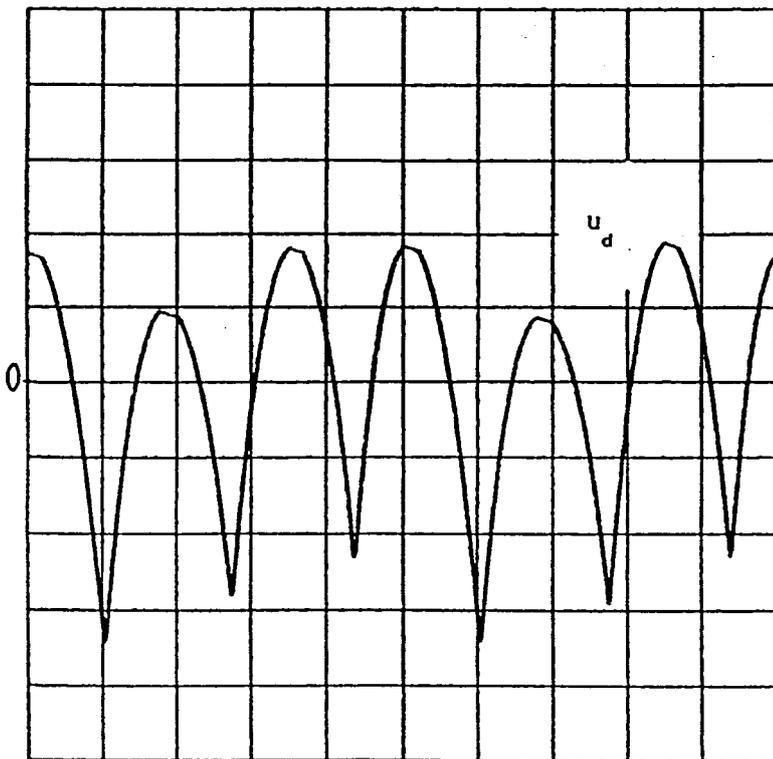
Echelles:

u'_d : 50 V/div.

i_d : 25 A/div.

t : 2 ms/div.

(a)



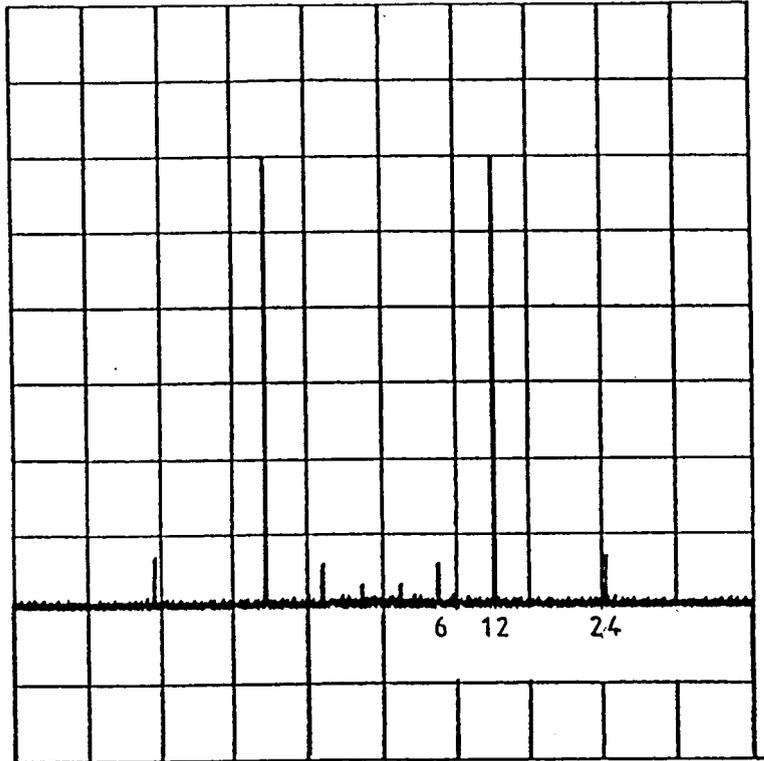
Echelles:

u_d : 5 V/div.

t : 2 ms/div.

(b)

Planche 4-1

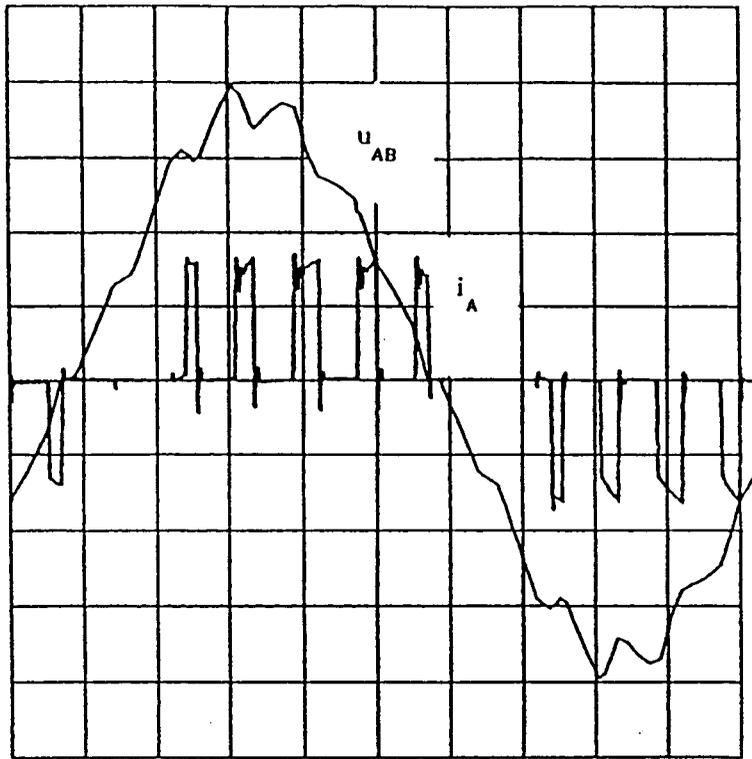


Spectre de i_d

Echelles:

i_d : .45 A/div.
 f : 391 Hz/div.

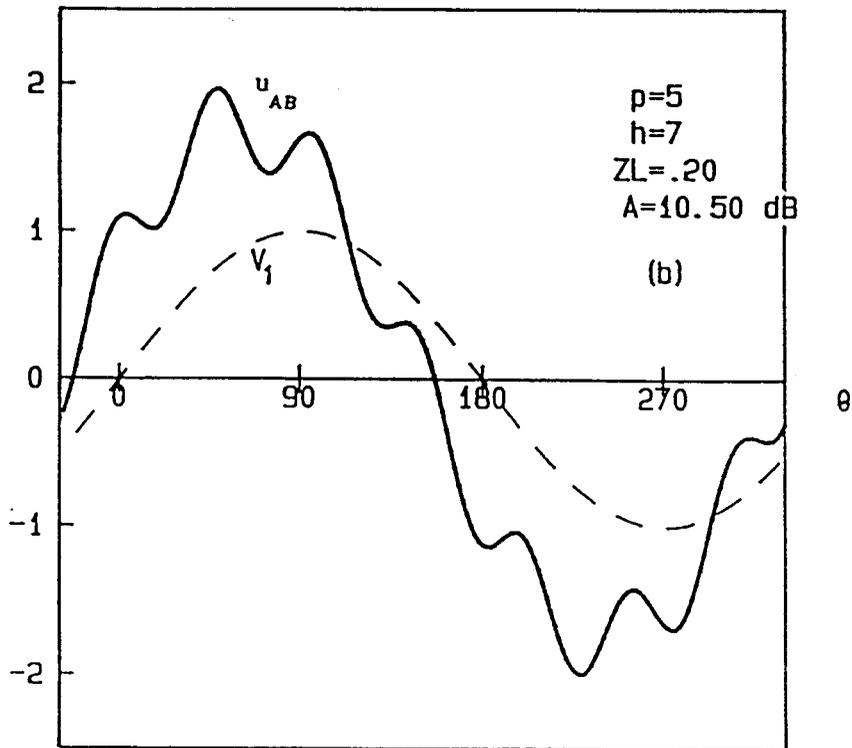
Planche 4-2



Echelles:

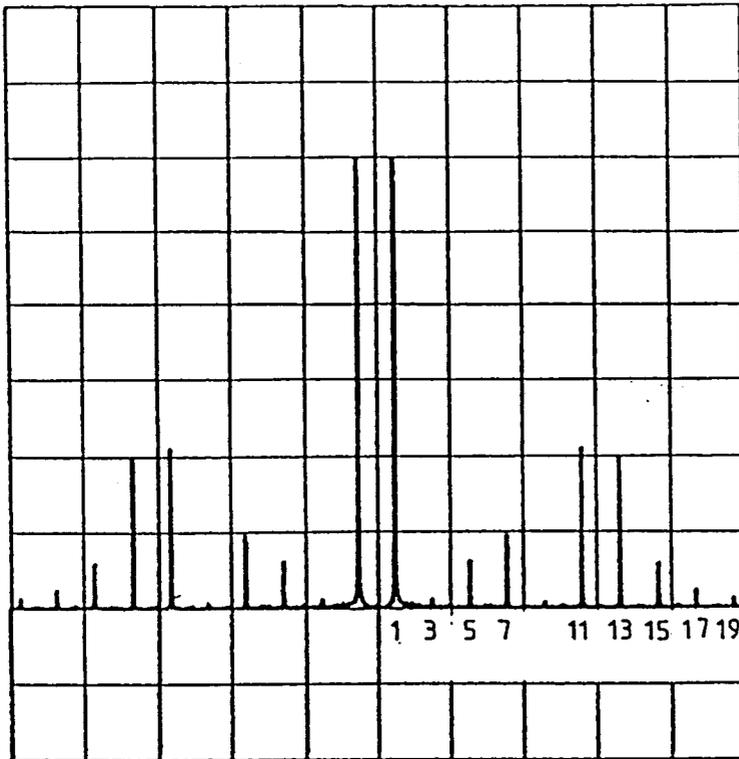
u_{AB} : 50 V/div.
 i_A : 20 A/div.
 t : 2 ms/div.

(a)



(b)

Planche 4-3



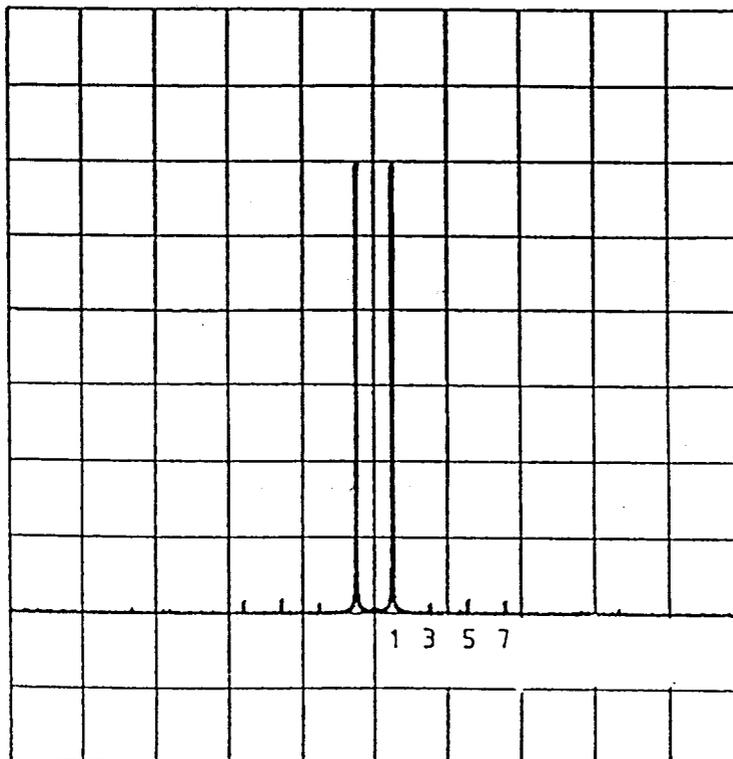
Spectre de i_A

Echelles:

i_A : 1.60 A/div.

f : 195 Hz/div.

(a)



Spectre de i'_A

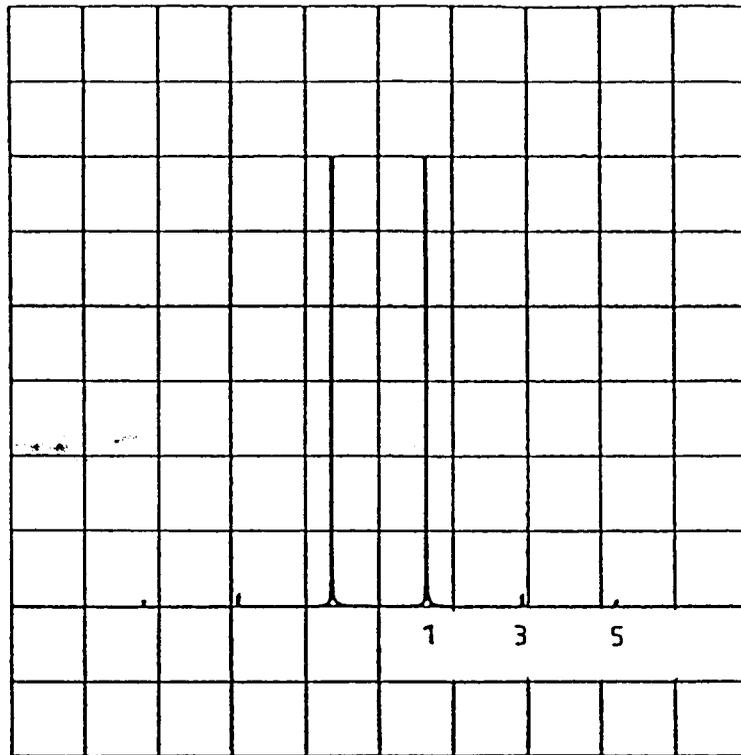
Echelles:

i'_A : 2.58 A/div.

f : 195 Hz/div.

(b)

Planche 4-4



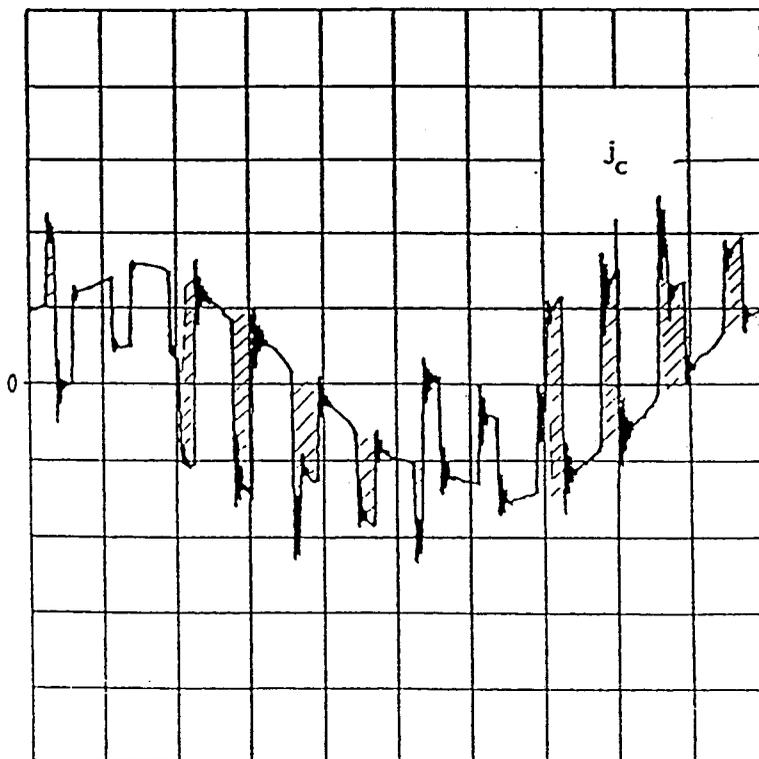
Spectre de v'_{AN}

Echelles:

v'_{AN} : 27.9 V/div.

f : 78.1 Hz/div.

(a)



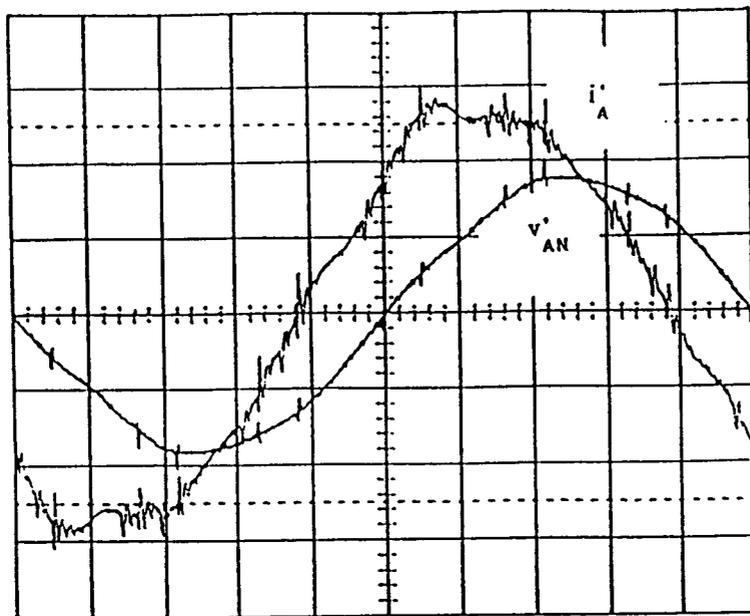
Echelles:

j_c : 10 A/div.

t : 2 ms/div.

(b)

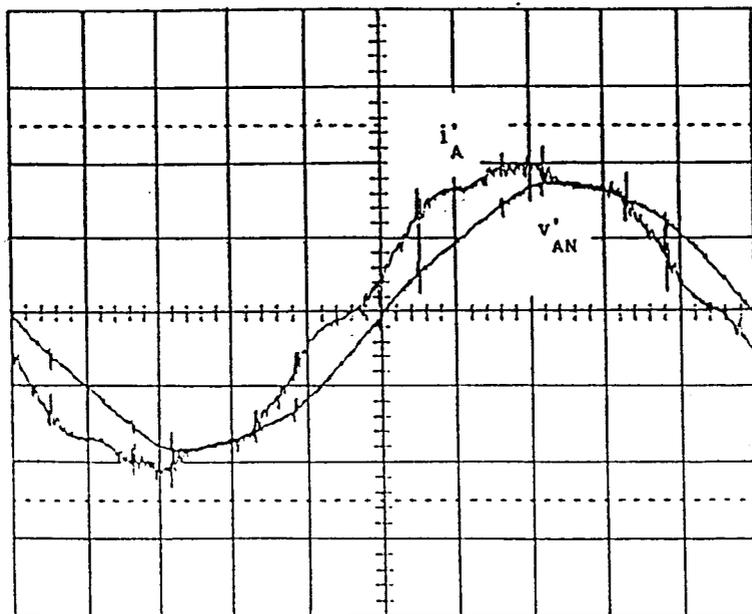
Planche 4-5



Echelles:

v'_{AN} : 100 V/div.
 i'_A : 5 A/div.
 t : 2 ms/div.

(a)

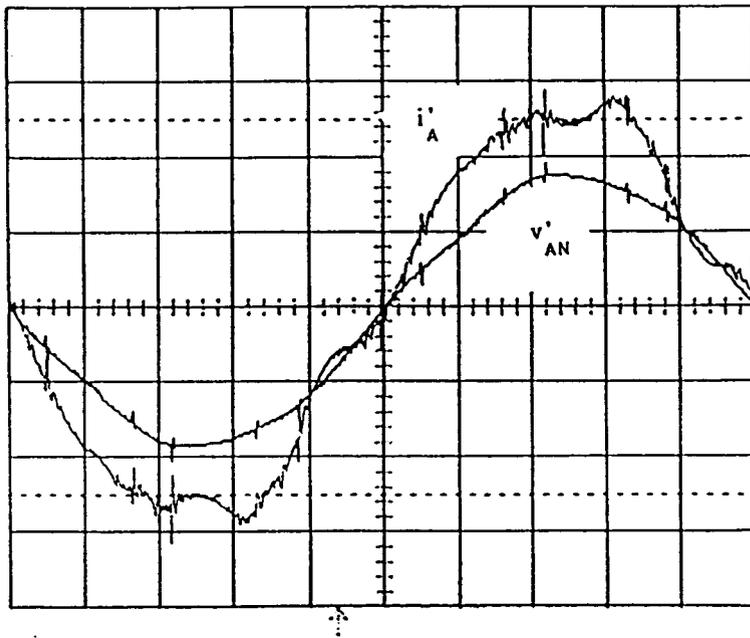


Echelles:

v'_{AN} : 100 V/div.
 i'_A : 10 A/div.
 t : 2 ms/div.

(b)

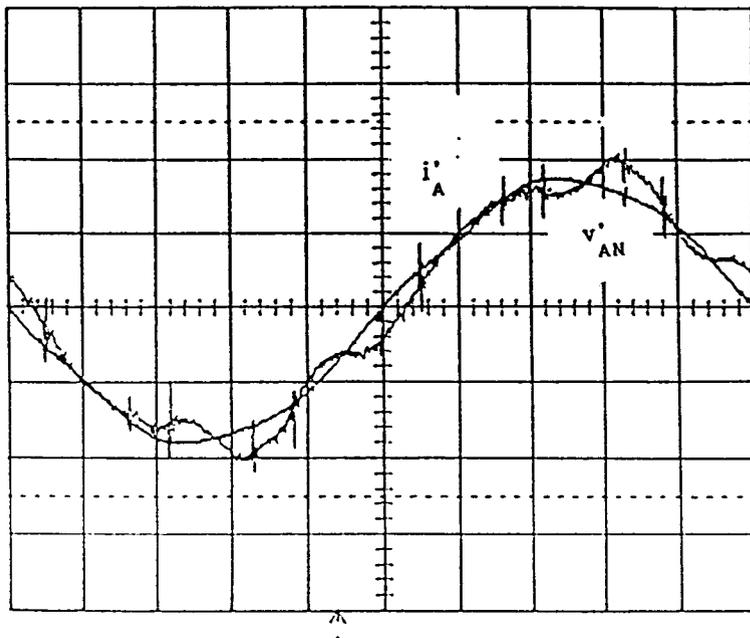
Planche 4-6



Echelles:

v'_{AN} : 100 V/div.
 i'_A : 10 A/div.
 t : 2 ms/div.

(a)



Echelles:

v'_{AN} : 100 V/div.
 i'_A : 20 A/div.
 t : 2 ms/div.

(b)

Planche 4-7

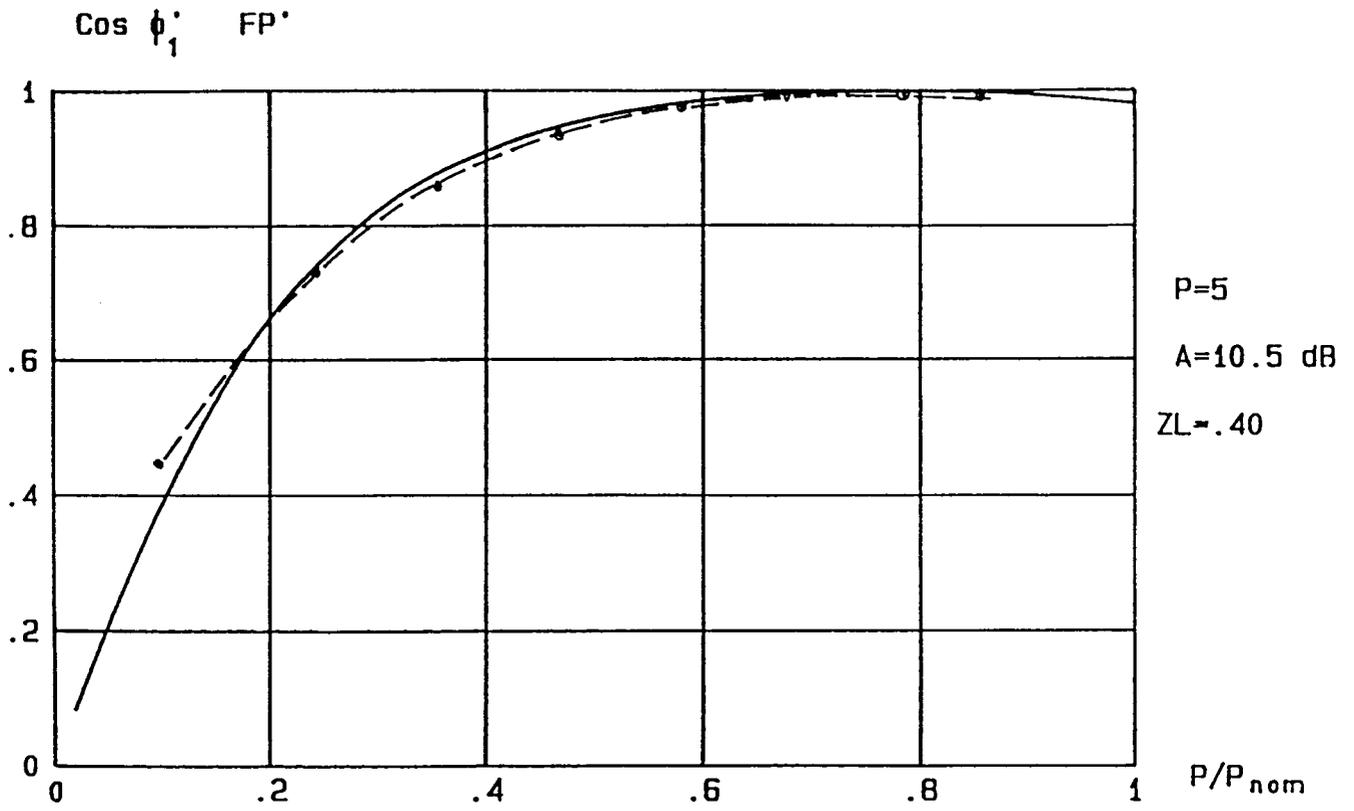


Planche 4-8

$\text{Cos } \phi_1'$ ——— théorique
 FP' - - - relevé

CONCLUSION

Nous avons étudié le *convertisseur seul*, en supposant alimenté par une source de tension sinusoïdale parfaite et débitant sur un récepteur de courant continu parfait.

Cela nous a permis de calculer les angles d'ouverture et de fermeture du hacheur en fonction de la profondeur du réglage de la tension de sortie, pour les diverses valeurs du nombre p de créneaux par alternance des courants d'entrée.

La nécessité d'appeler sur le réseau un système de courants équilibré nous a conduit à respecter trois symétries, d'où une limitation des valeurs de p possibles à quatre ou cinq.

Nous avons ensuite étudié l'ensemble *convertisseur-filtre d'entrée* en prenant pour ce dernier le schéma très simple de trois inductances série suivies de trois condensateurs en triangle. La fréquence de résonance du filtre doit être comprise entre celle du réseau et celle du premier harmonique de courant à atténuer.

Le principal problème tient au choix des capacités. Elles doivent être suffisantes pour jouer effectivement le rôle de source de tension vis à vis du convertisseur. Mais elles créent une puissance réactive qui surcompense le réactif absorbé par les inductances aux charges moyennes ou faibles.

Il faut adopter une valeur des capacités juste suffisante pour assurer un fonctionnement correct.

Nous avons enfin examiné l'ensemble *filtre d'entrée-convertisseur-filtre de sortie*. La tension redressée à la sortie du hacheur comporte inévitablement, outre le terme moyen et des harmoniques de rang élevé, un important harmonique six. Si on se contentait d'interposer une

simple inductance de lissage entre le convertisseur et le récepteur, on atténuerait bien les courants harmoniques de rang élevé mais il y aurait un important harmonique six. Cet harmonique dans le courant de sortie du convertisseur entraînerait la présence d'un harmonique cinq dans son courant d'entrée: tout l'intérêt de la Modulation de Largeur d'Impulsions serait réduit au néant.

Il faut prévoir une action spécifique sur l'harmonique six du courant de sortie du convertisseur de façon à le rendre négligeable.

Nous avons étudié deux schémas de filtre de sortie assurant l'annulation de l'harmonique six.

On arrive ainsi à un ensemble donnant, à tous les régimes, un taux d'harmoniques réduit des courants pris au réseau.

Dans toute la plage utile de tension de sortie, le facteur de puissance à l'entrée est excellent à plein courant de sortie; quand ce courant diminue le facteur de puissance ne se dégrade pas trop rapidement.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1]. D. STEEPER and R. STRATFORD.
" Reactive compensation and harmonic suppression for industrial power systems using thyristor converters."
IEEE. Trans. Ind. Appl., vol. IA-12, N° 3, pp. 232-254 May-June 1976
- [2]. J. R. LINDERS
" Electric waves distortions: their hidden costs and containment"
IEEE. Trans. Ind. Appl., vol. IA-15, N° 5, pp. 458-471, Sept-Oct 1979
- [3]. D. DIVAN and Th. BARTON.
" Considerations on the application of improved power factor converter structures."
IEEE. Trans. Ind. Appl., vol. IA-19, N° 6, pp. 1076-1083, Nov-Dec 1983
- [4]. M. BOOST and P. D. ZIOGAS.
" State-of-the-art carrier PWM techniques: a critical evaluation"
IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 24, N° 2, pp. 271-280. March-April 1988.
- [5]. Th. HABETLER and D. M. DIVAN
" Rectifier-inverter reactive component minimization."
IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 25, N° 2, pp. 307-316. March-April 1989.

- [6]. E SHARODI and S B DEWAN.
" Steady-state characteristics of the six-pulse bridge rectifier with input filter."
IEEE. Trans. Ind. Appl., vol. IA-21, N° 6, pp. 1418-1423 Nov-Dec 1985.
- [7]. L. MALESANI and T. PAOLO.
" Three-phase AC/DC converter with sinusoidal AC currents and minimum filter requirements."
IEEE. Trans. Ind. Appl., vol. IA-23, N° 1, pp. 71-77, Jan-Feb 1987
- [8]. E. DESTOBBELEER.
" Emploi de la Modulation de Largeur d'Impulsions dans les redresseurs monophasés."
Thèse de Docteur ès Sciences Physiques, Université de Lille, 1986
- [9]. J. BONAL.
" Etude comparative des moyens d'améliorer le facteur de puissance des locomotives monophasées."
Thèse de Docteur-Ingénieur. Université de Lille, Nov. 1984.
- [10]. J. P. PASCAL
" Etude de circuits d'aide à la commutation de thyristors GTO montés en série pour des applications en traction ferroviaire."
Thèse de Doctorat ès Sciences Physiques, Université de Paris 6, Jan. 1986.
- [11]. G. SEGUIER.
"Les convertisseurs de l'Electronique de Puissance. Tome 1: La conversion alternatif-continu."
Tech. et Doc. Lavoisier 1984.

[12]. R. BAUSIERE, F. LABRIQUE et G. SEGUIER

" Les convertisseurs de l'Electronique de Puissance. Tome 3: La conversion continu-continu."

Tec. et Doc. Lavoisier 1987.

