



présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le grade de

DOCTEUR ES SCIENCES PHYSIQUES

par

Eric DESTOBBELEER

DOCTEUR DE 3ème CYCLE



**EMPLOI DE LA MODULATION DE LARGEUR
D'IMPULSIONS DANS LES
REDRESSEURS MONOPHASES**

Soutenu le 5 Décembre 1986 devant la Commission d'Examen

MM.	G.	SEGUIER	Président, Rapporteur
	B.	TRANNOY	Rapporteur
	M.	IVANES	Rapporteur
	P.	GRIFFE	Examinateur
	F.	NOTELET	Examinateur
	J.P.	PASCAL	Examinateur
	P.	PETIT	Examinateur
	A.	WIART	Examinateur

AVANT-PROPOS

Les recherches dont les résultats sont résumés dans ce mémoire ont été effectuées sous la direction de Monsieur le Professeur G. SEGUIER dans le cadre du Laboratoire "Applications des Redresseurs de Puissance et Machines Electriques" de l'Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres-Artois. Nous tenons à témoigner notre profonde gratitude à M. SEGUIER qui nous a guidé avec attention et bienveillance tout au long de ce travail.

Nous remercions très vivement Monsieur le Professeur B. TRANNOY, de l'Institut National Polytechnique de Toulouse et Monsieur le Professeur IVANES, de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, qui ont suivi avec intérêt l'avancement de notre étude et ont accepté d'en évaluer les résultats. Nous sommes heureux que Monsieur le Professeur F. NOTELET, de l'IUT de Béthune fasse aussi partie de notre Jury.

Ce travail porte sur les possibilités offertes par la Modulation de Largeur d'Impulsions pour le redresseur d'entrée des engins de grande traction.

Nous sommes très honorés par la présence dans notre Jury de Monsieur G. PETIT, Ingénieur en Chef Hors Classe de la Société Nationale des Chemins de Fer, et de Monsieur P. GRIFFE, Ingénieur en Chef à la Régie Autonome des Transports Parisiens.

Les liens qui unissent notre Laboratoire avec l'Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité ont conduit Monsieur J.P. PASCAL, Chef de la Division Technologies Nouvelles de cet Institut à jouer un rôle important lors de la définition de cette étude. Nous sommes heureux qu'il soit là au moment où nous exposons les résultats obtenus.

Notre travail constitue l'essentiel de la contribution universitaire d'un contrat d'aide à la recherche signé par le Ministère de la Recherche et de l'Industrie avec la Société Jeumont-Schneider et l'Université de Lille Flandres Artois.

Nous exprimons notre profonde gratitude à Monsieur A. WIART, Directeur Scientifique de la Société Jeumont-Schneider, des conseils et encouragements qu'il nous a apportés et de sa présence dans notre Jury.

Nous remercions très vivement Monsieur MOULIN qui a été l'expert désigné par le Ministère de la Recherche et de l'Industrie pour examiner la demande de Contrat et qui suit maintenant le déroulement de celui-ci.

La collaboration avec Jeumont-Schneider nous a été particulièrement précieuse. Nous tenons à remercier en particulier Messieurs BONAL, DEBRUYNE et JONARD.

Nous remercions tous nos collègues de l'UFR d'IEEA et plus particulièrement Monsieur J.J. FRANCHAUD pour l'aide qu'il nous a apportée dans la réalisation du montage expérimental.

Nous exprimons notre vive gratitude à Madame C. LEMAIRE, à Monsieur H. HUYGHE et à Monsieur HOUZE, qui ont assuré la frappe du texte, en ont réalisé les figures et permis la réalisation pratique de ce mémoire.

INTRODUCTION

×L'accroissement du nombre et de la puissance unitaire des équipements utilisant les semiconducteurs de puissance conduit à attacher de plus en plus d'importance à la réduction des perturbations qu'ils engendrent.

Cela amène à remettre en question des structures de convertisseurs statiques qui semblaient apporter une solution définitive à certains types de transformations.

C'est ici le cas pour la transformation alternatif-continu normalement assurée par des redresseurs à diodes ou à thyristors fonctionnant en commutation naturelle. Nous allons en effet montrer l'intérêt d'un convertisseur alternatif-continu fonctionnant en commutation forcée suivant la technique de la Modulation de la Largeur d'Impulsions×

Le passage de la commutation naturelle à la commutation forcée semble particulièrement intéressant dans le cas des engins de grande traction. En effet, ceux-ci sont alimentés en monophasé et leur puissance unitaire est grande en égard à la puissance de court-circuit du réseau qui les alimente. Aussi nous limiterons notre étude des redresseurs à M.L.I. alimentés en monophasé.

Avant de présenter plus en détail notre travail, il nous semble utile de le situer par rapport aux études antérieures.

1- LES ETUDES ANTERIEURES⁽¹⁾

Les ouvrages consacrés aux redresseurs insistent de plus en plus sur les perturbations induites par ces convertisseurs dans le réseau alternatif qui les alimente. (G. SEGUIER [1] montre comment la réduction de ces perturbations consitute un des principaux éléments du choix de la structure à adopter pour chaque grand domaine d'applications.

1.1. Le facteur de puissance

Un redresseur perturbe le réseau alternatif qui l'alimente car

- . il se comporte en générateur de courants harmoniques
- . il consomme de la puissance réactive.

L'étude de ces harmoniques , de leur propagation et des nuisances qu'ils produisent a donné lieu à de très nombreuses publications; la IEEE [2] cite 541 références et la question semble loin d'être épuisée.

La consommation de puissance réactive se traduit, à puissance active donnée, par une augmentation du courant dans la partie alternative du redresseur et dans tout ce qui est en amont, par une augmentation de la chute de tension. Cela conduit à accroître le courant et la tension de dimensionnement du transformateur, de la ligne, des sous-stations,... Les inconvénients de la consommation de réactif conduisent à considérer celle-ci comme une perturbation au même titre que la génération d'harmoniques [3] .

Le facteur de puissance F rend simultanément compte des harmoniques et de la consommation de réactif.

Si l'on désigne par

V , la valeur efficace de la tension supposée sinusoïdale,

I , celle du courant,

(1) Les chiffres entre crochets renvoient à la bibliographie annexée en fin de mémoire.

φ_1 , le déphasage de celui-ci par rapport à la tension
 I_h , la valeur efficace de l'harmonique h (h=2,3,4,...)

le facteur de puissance est donné par

$$F = \frac{V I_1 \cos \varphi_1}{V I} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1$$

Il est inférieur à l'unité

à cause des harmoniques :

$$I_1 = (I^2 - \sum_{h=2}^{\infty} I_h^2)^{1/2}$$

à cause de la consommation de puissance réactive $VI_1 \sin \varphi_1$

$$\cos \varphi_1 = [1 - (\frac{V I_1 \sin \varphi_1}{V I})^2]^{1/2}$$

1.2. L'amélioration du facteur de puissance

Dans sa thèse récente, J. BONAL [4] a rappelé l'importance d'un bon facteur de puissance pour les engins de traction et présenté les moyens utilisés ou en expérimentation, permettant d'améliorer ce facteur.

En traction, les harmoniques générés par le redresseur d'entrée sont particulièrement gênants car la caténaire constitue une excellente antenne. A cause de la puissance relative importante des engins, ces harmoniques de courant donnent lieu à des harmoniques de tension élevés. Toujours à cause de cette puissance relative élevée, la chute de tension due à la composante réactive est importante.

- La première façon d'améliorer le facteur de puissance est de substituer aux redresseurs en pont complet à thyristors un pont mixte ou un pont complet à commande asymétrique [5], [6].

- On peut mettre en série plusieurs ponts à commandes décalées et les commander de façon séquentielle pour qu'un seul consomme du réactif [7], [8], [9].

- A un tel groupement on peut ajouter des filtres qui jouent le double rôle d'absorbeurs d'harmoniques et de compensateurs du réactif. Il y a eu des réalisations à l'étranger [10] et en France [11]. Cette solution est souvent adoptée sur les engins récents.

- L'expérience acquise sur les hacheurs a conduit à explorer les possibilités offertes par la commutation forcée. On a commandé deux des bras du pont redresseur pour centrer les créneaux du courant absorbé sur les milieux des alternances de la tension d'alimentation [12]. C'est notamment le procédé utilisé sous le nom de "montage LUB" sur certaines locomotives des chemins de fer allemands [13]. Mais le gain en facteur de puissance est assez modeste ; il faudrait mettre plusieurs ponts ainsi commandés en série [4].

Il se révèle que si on accepte de passer de la commutation naturelle à la commutation forcée, il faut le faire "hardiment", c'est-à-dire adopter la Modulation de Largeur d'Impulsions.

1.3. La Modulation de Largeur d'Impulsions

La Modulation de Largeur d'Impulsions (ou Pulse Width Modulation) a d'abord été adoptée pour les onduleurs autonomes alimentés par une source de tension.

Au lieu de former la tension alternative de sortie d'un seul créneau par alternance, on la forme de plusieurs de même amplitude, de largeurs et de phases convenables. Cela permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension alternative et de repousser vers les hautes fréquences les harmoniques qu'elle contient, donc de faciliter le filtrage.

Cette modulation est déjà clairement présentée dans l'ouvrage de BEDFORD et HOFT [14]. Les traités consacrés à la variation de vitesse des moteurs à courant alternatif [15], [16] lui réservent une place importante.

Dans leur ouvrage sur les changeurs directs de fréquence GYUGYI et PELLY [17] montrent comment utiliser la MLI pour faire varier la valeur des signaux obtenus par modulation linéaire des fonctions d'existence.

Les chercheurs du L.E.E.I. de Toulouse [18] ont systématisé la recherche des lois de modulation adaptées aux divers types de source et de charge⁽¹⁾.

Le recours à la MLI pour améliorer les caractéristiques des redresseurs à jusqu'ici donné lieu à peu de publications. Assez curieusement -du moins à première vue- les études ont porté sur les redresseurs alimentés en triphasé [19] à [22]. En triphasé il est en effet assez aisé d'obtenir un bon facteur de puissance avec les redresseurs usuels à commutation naturelle.

Nous allons montrer pourquoi en monophasé, où le gain possible en facteur de puissance est à priori plus intéressant, l'étude de redresseurs fonctionnant en MLI n'avait pas été entreprise.

2- LE REDRESSEMENT EN MONOPHASE AVEC MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS

Travailler en Modulation de Largeur d'Impulsions pour un redresseur monophasé consiste d'abord à redresser les deux alternances de la tension d'entrée, puis à appliquer à la sortie cette tension redressée pendant plusieurs intervalles convenablement choisis durant chaque alternance. Il faut donc fermer et ouvrir le circuit, non plus sous une tension constante comme dans un hacheur ordinaire, mais sous une tension variable, forte quand les commutations ont lieu près du milieu des alternances, faible quand elles ont lieu près de leurs extrémités.

D'autre part, en redressement monophasé, on n'a affaire qu'à de très faibles puissances sauf, en grande traction, où la puissance est de plusieurs mégawatts par redresseur.

L'idée de faire du redressement en MLI pour les équipements de grande traction s'est développée au fur et à mesure qu'apparaissait la possibilité d'employer un "interrupteur" puissant apte à assurer les commutations nécessaires [23]. Avec les transistors de puissance, il semble qu'on ne puisse atteindre la puissance nécessaire. Avec les thy-

(1) Sur chacun des thèmes : redresseurs, harmoniques, filtrage, Modulation de Largeur d'Impulsions, il serait possible de rassembler plusieurs centaines de références bibliographies...sans être exhaustif. Nous nous sommes limités à quelques publications de synthèse ou particulièrement typiques.

ristors ordinaires, la variation de la tension d'une coupure à l'autre conduirait à une source auxiliaire pour charger les condensateurs de soufflage.

D'une longue série de discussions entre les spécialistes de Département Traction de la Société Jeumont-Schneider et les chercheurs du Laboratoire "Applications des Redresseurs de Puissance et Machines Electriques" de l'Université de Lille, avec les conseils de la SNCF et de l'IRT, est née l'idée d'une recherche sur un convertisseur

- . présentant une structure très simple
- . demandant beaucoup à un "interrupteur commandé"
- . utilisé au mieux de ses possibilités grâce à une commande par microprocesseur.

Dès les premières investigations [24], [25], [26], les possibilités entrevues ont été si intéressantes que cette recherche a bénéficié d'une aide du Ministère de la Recherche et de la Technologie.

3- PRESENTATION DE L'ETUDE

Le convertisseur étudié dans ce mémoire comporte essentiellement un hacheur série directement relié à un pont à diodes. Une loi de Modulation de Largeur d'Impulsions particulière permet de commander le hacheur de façon à obtenir une tension de sortie de valeur moyenne continûment variable et de ne créer que des harmoniques de rang élevé dans le courant alternatif appelé par le pont à diodes.

- . L'architecture du convertisseur proprement dit est très simple
- . L'élévation du rang des harmoniques du courant à l'entrée permet de se contenter d'un simple filtre passe-bas entre le réseau et le pont pour éliminer ces harmoniques du courant pris au réseau.
- . La tension à la sortie du hacheur contient inévitablement un terme important de fréquence égale à deux fois celle f du réseau, mais les autres termes sont de fréquence élevée. Le lissage du courant de sortie sera lui aussi allégé car il peut être spécifiquement adapté au terme de fréquence $2f$.

L'étude de l'ensemble nécessite la prise en compte simultanée d'une dizaine de paramètres (valeur relative du courant de sortie, valeur relative de la tension de sortie, valeurs des trois éléments du dispositif de lissage, nombre d'impulsions par alternance, calage de ces impulsions, valeurs de l'inductance et de la capacité du filtre d'entrée). Aussi nous a-t-il semblé bon de procéder par étapes successives de complexité croissante, en dégagant à l'issue de chacune d'elles quelques conclusions quant aux valeurs à donner à certains paramètres. Cela simplifie l'étude des étapes suivantes.

- *Le premier chapitre* est consacré au principe de l'étude du convertisseur. On suppose celui-ci alimenté par une source de tension alternative parfaite et débitant sur un récepteur de courant continu parfait. Cela permet de présenter la loi de modulation et le choix du nombre d'impulsions.

- *Le deuxième chapitre* traite de l'ensemble filtre d'entrée-convertisseur. On suppose le récepteur parfait mais on tient compte des effets du filtre. Cela permet de déterminer les éléments de celui-ci pour obtenir un bon facteur de puissance à l'entrée de l'ensemble.

Une étude du *déphasage* des trains d'impulsions montre comment on peut obtenir cette valeur élevée du facteur de puissance dans une très grande plage de variations de la charge.

- *Le troisième chapitre* étudie l'ensemble filtre d'entrée-convertisseur-charge. La nature réelle du récepteur est alors prise en compte. Nous montrons l'intérêt d'un circuit compensateur placé entre le hacheur et la maille à courant continu. Ce circuit permet de réduire l'ondulation du courant fourni à la charge tout en conservant les performances établies antérieurement lorsqu'on négligeait cette ondulation.

- *Le quatrième chapitre* présente le montage *expérimental* de faible puissance qui nous a servi à vérifier et à illustrer les résultats établis par le calcul ou la simulation.

Nous avons en effet mis au point un programme permettant de simuler numériquement l'ensemble filtre-convertisseur-charge tant en régime permanent qu'en régime dynamique.

Ce programme a été utilisé, dans les trois premiers chapitres, pour affiner les résultats d'études analytiques approchées. Avec le montage expérimental, il constitue un outil pour apporter des éléments de réponse aux problèmes que l'exploitation industrielle de l'ensemble étudié ne manquera pas de soulever.

CHAPITRE 1

PRINCIPE - ETUDE DU CONVERTISSEUR

Le convertisseur étudié en vue de réduire les perturbations induites par une locomotive dans la ligne monophasée qui l'alimente comporte (figure 1.1), en aval du transformateur d'entrée,

un filtre formé d'une inductance L_1 et une capacité C ,

un pont à quatre diodes D_1, D_2, D_3 et D_4 ,

un hacheur série schématisé par un thyristor T , commandé à l'ouverture et à la fermeture, avec sa diode de roue libre D_5 .

Nous envisageons le cas où le récepteur, alimenté à travers l'inductance de lissage L_2 , est un moteur à courant continu. Mais ce pourrait être un autre convertisseur alimentant un moteur synchrone ou asynchrone.

La figure 1.1. indique les notations utilisées dans tout ce mémoire.

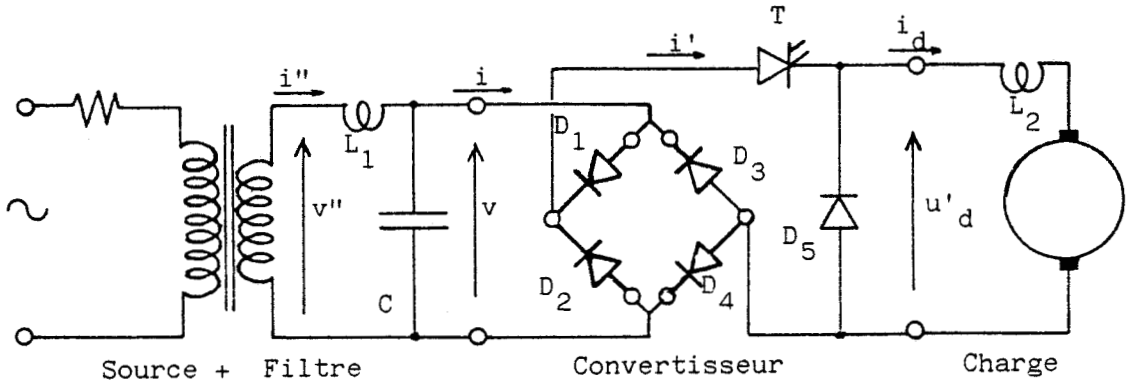


Figure 1.1

Dans ce premier chapitre, consacré au *convertisseur* et à ses *lois de modulation*, nous nous limiterons à l'étude de la partie du schéma représentée sur la figure 1.2 et supposons :

- que la source de tension alternative alimentant le convertisseur est parfaite, c'est-à-dire qu'elle fournit une tension sinusoïdale

$$v = V_m \sin \omega t$$

- que le récepteur de courant continu est parfait, c'est-à-dire que l'ondulation du courant de sortie i_d est négligeable et qu'on peut confondre sa valeur instantanée avec sa valeur moyenne I_d

$$i_d = I_d$$

- que les semiconducteurs sont parfaits : chute de tension directe nulle, courant de fuite nul, temps de montée et de descente négligeables.

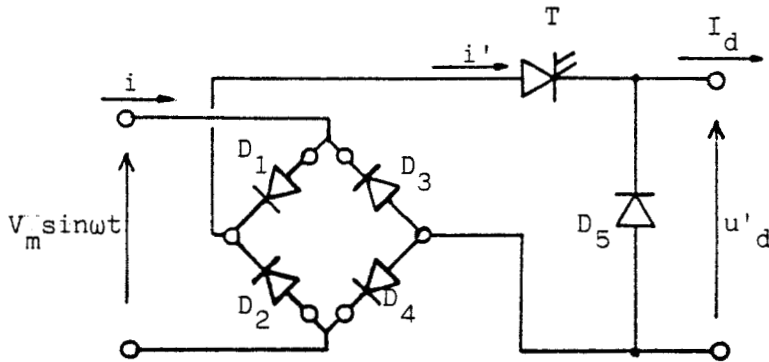


Figure 1.2

I - PRINCIPE DU CONVERTISSEUR. BUTS ASSIGNES

- La particularité du convertisseur est la mise en série directe du redresseur et du hacheur, alors que souvent on interpose entr'eux une inductance en série et un condensateur en parallèle.

L'ensemble pont à diodes-hacheur se comporte en hacheur en série avec un 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.

Quand le thyristor commandé (sous-entendu, à la fermeture et à l'ouverture) T débite,

le courant i' est égal à I_d ;

si v est positif, i' passe par les diodes D_1 et D_4 :

$$i = I_d,$$

si v est négatif, i' passe par les diodes D_2 et D_3 :

$$i = -I_d.$$

- Par la commande de T, on *centre* les alternances positive et négative du courant d'entrée i sur celles de la tension d'entrée v ; on peut rendre ainsi le fondamental du courant *en phase* avec la tension. De cette façon on supprime la puissance réactive consommée par le convertisseur.

Toujours par la commande de T, en effectuant un *découpage* judicieux du courant i' donc du courant i pendant chacune de ses alternances, on peut *supprimer les premiers harmoniques* du courant i . Cela facilitera le filtrage de ce courant comme on le verra au chapitre suivant.

On cherche donc à obtenir les formes d'ondes représentées en haut de la figure 1.3 :

tension d'entrée v ,

courant d'entrée i , égale à $+i'$ ou $-i'$ suivant le signe de v , avec i' égal à I_d quand T conduit la tension de sortie u'_d .

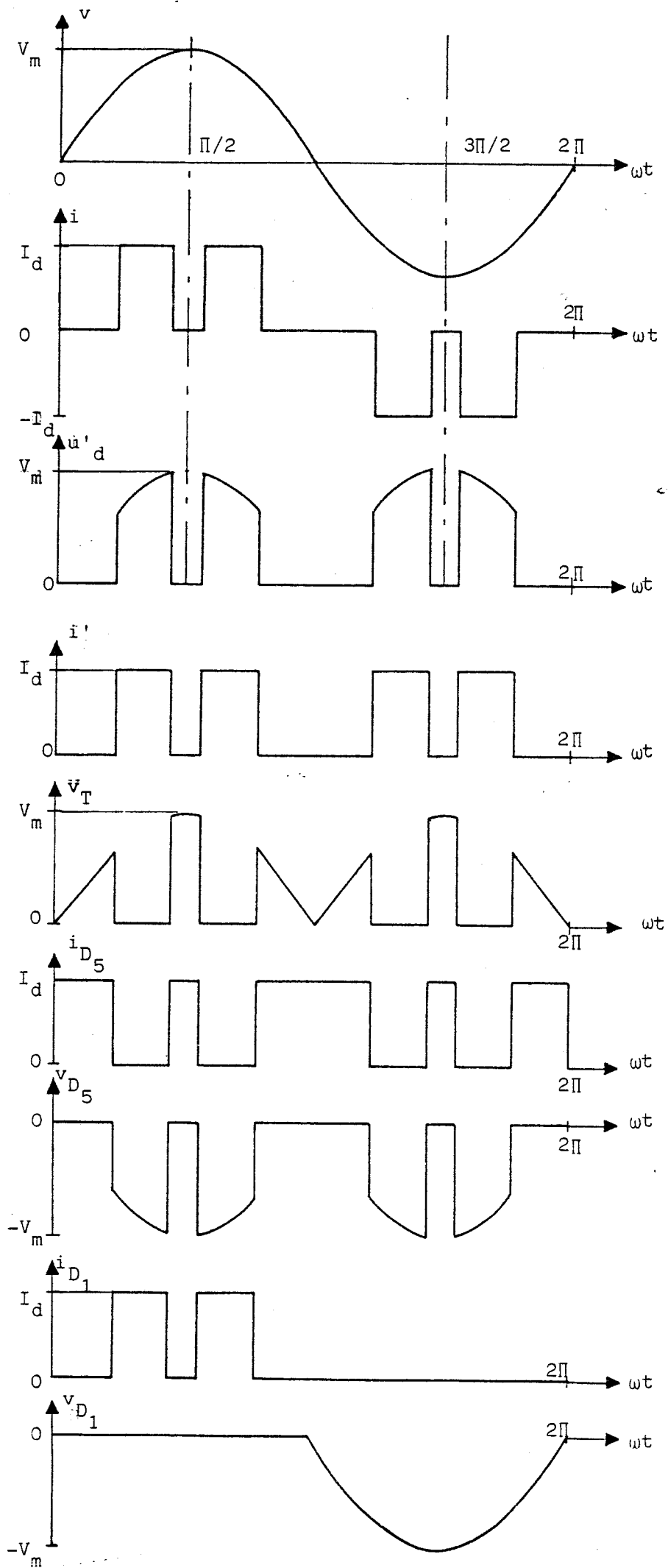


Figure 1.3

- Sur la même figure on a ajouté les formes d'onde des courants dans les semi-conducteurs et des tensions à leurs bornes.

Quand T conduit,

$$\text{si } v \text{ est positif : } i_5 = i_{D_1} = i' = I_d = i_{D_4} > 0$$

$$u'_d = v > 0$$

$$v_{D_2} = v_{D_3} = v_{D_5} = -v < 0$$

$$\text{si } v \text{ est négatif : } I_d = i_{D_3} = -i = i_{D_2} = i' > 0$$

$$u'_d = -v > 0$$

$$v_{D_1} = v_{D_4} = v_{D_5} = v < 0$$

Quand T est bloqué,

$$\text{si } v \text{ est positif : } i_5 = I_d ; i_{D_1} = i_{D_2} = i_{D_3} = i_{D_4} = i' = 0$$

$$v_{D_1} = 0 ; v_{D_4} = 0 ; v_T = v > 0$$

$$v_{D_2} = v_{D_3} = -v < 0$$

$$\text{si } v \text{ est négatif : } i_5 = I_d ; i_{D_1} = i_{D_2} = i_{D_3} = i_{D_4} = i' = 0$$

$$v_{D_2} = 0 ; v_{D_4} = 0 ; v_T = -v > 0$$

$$v_{D_1} = v_{D_4} = v < 0$$

- Le convertisseur doit permettre de faire varier la valeur moyenne U'_{do} de la tension de sortie u'_d .

On compare U'_{do} à la valeur U_{do} qu'on aurait si le thyristor commandé T conduisait en permanence :

$$\frac{U'_{do}}{U_{do}} = \frac{U'_{do}}{\frac{2}{\pi} v_m} \quad (1.1)$$

II- ANGLES DE COMMANDE

Le fonctionnement du convertisseur est caractérisé par le nombre p et la phase des "impulsions" de courant que le thyristor commandé laisse passer durant chaque alternance de la tension v .

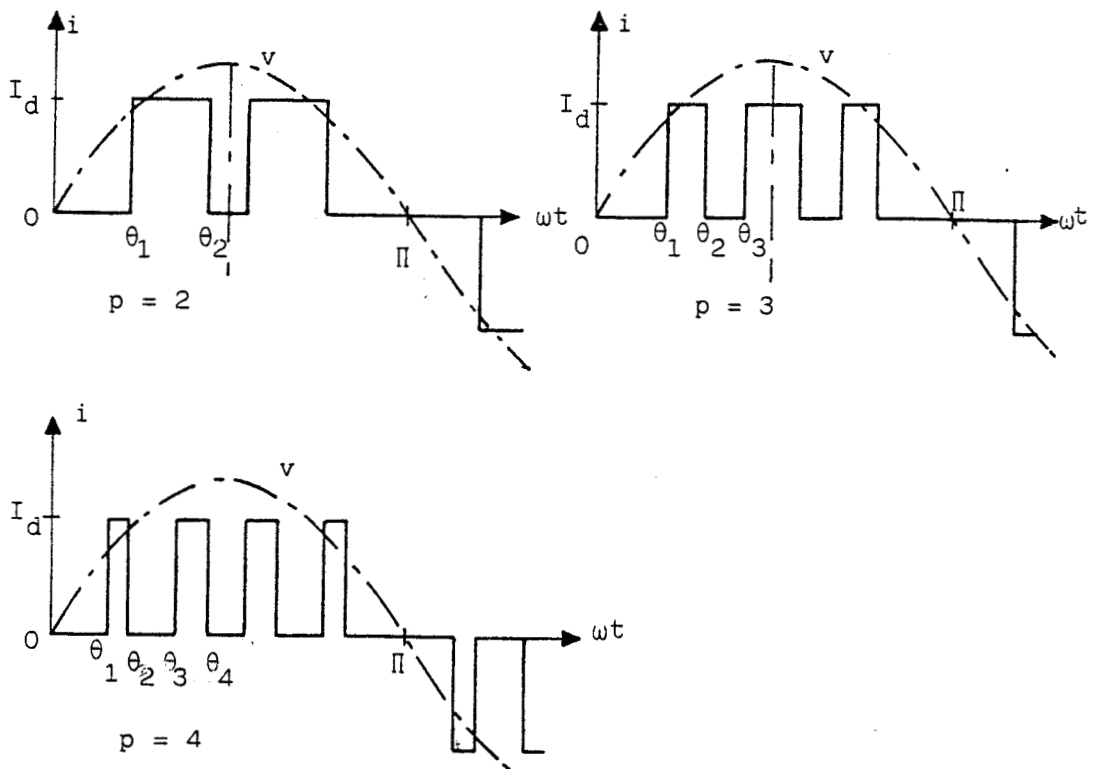


Figure 1.4

L'onde de courant i doit être symétrique par rapport aux milieux de chaque alternance de v pour que le fondamental de i soit en phase avec v et que le développement en série de i ne contienne pas d'harmonique de rang pair.

Aussi p angles, $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p$ suffisent à caractériser les signaux. La figure 1.4 montre comment on repère ces angles pour $p = 2$, pour $p = 3$, pour $p = 4$.

Si p est pair, le premier créneau va de θ_1 à θ_2 , le second de θ_3 à θ_4 , ... le $(p/2)^{\text{ième}}$ de θ_{p-1} à θ_p , ... et le $p^{\text{ième}}$ de $\pi - \theta_2$ à $\pi - \theta_1$.

Si p est impair, le créneau $(p+1)/2$ va de θ_p à $\pi - \theta_p$.

II.1. Relations générales

. Valeur des harmoniques du courant d'entrée

Vu les symétries, le développement en série du courant alternatif i ne comporte, outre le fondamental, que les harmoniques de rang impair :

$$i = I_1 \sqrt{2} \sin \omega t + I_3 \sqrt{2} \sin 3\omega t + \dots + I_{2k+1} \sqrt{2} \sin(2k+1)\omega t + \dots$$

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

le calcul de I_{2k+1} par

$$I_{2k+1} \sqrt{2} = \frac{4}{\pi} I_d \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin(2k+1)\omega t \, d\omega t + \dots + \int_{\theta_{2n-1}}^{\theta_{2n}} \sin(2k+1)\omega t \, d\omega t \right]$$

donne

$$I_{2k+1} \sqrt{2} = \frac{4}{\pi} \frac{I_d}{2k+1} \sum_{i=1}^n [\cos(2k+1)\theta_{2i-1} - \cos(2k+1)\theta_{2i}] \quad (1.2)$$

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

le calcul de I_{2k+1} par

$$I_{2k+1} \sqrt{2} = \frac{4}{\pi} I_d \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin(2k+1)\omega t \, d\omega t + \dots + \int_{\theta_{2n+1}}^{\pi/2} \sin(2k+1)\omega t \, d\omega t \right]$$

donne

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

On peut encore utiliser la relation (1.2) à condition de remplacer :

n par $n+1$

θ_{2n+2} par $\pi/2$.

. Valeur moyenne de la tension redressée

Vu les symétries, on peut calculer la valeur moyenne U'_{do} de la tension redressée sur un quart de période de la tension d'alimentation.

- Si p est pair et égal à $2n$,

$$U'_{do} = \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^n \int_{\theta_{2i-1}}^{\theta_{2i}} V_m \sin \omega t \, d\omega t.$$

Donc

Donc

$$\boxed{\frac{U'_{do}}{U_{do}} = \sum_{i=1}^n [\cos \theta_{2i-1} - \cos \theta_{2i}]}$$
 (1.3)

- Si p est impair et égal à $2n+1$, on écrira, comme on l'a fait pour les harmoniques du courant,

$$\frac{U'_{do}}{U_{do}} = \sum_{i=1}^{n+1} [\cos \theta_{2i-1} - \cos \theta_{2i}] ,$$

avec $\theta_{2n+2} = \pi/2$.

II.2. Calcul des angles de commande

La façon d'utiliser au mieux les possibilités du convertisseur consiste à choisir les angles $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p$ de façon à éliminer les premiers harmoniques du courant i , ceux qui sont les plus difficiles à réduire par le filtre d'entrée. La valeur à donner à ces angles doit évidemment varier avec la profondeur du régalge, $1-U'_{do}/U_{do}$, de la tension de sortie.

Les p relations donnant les p angles sont données l'une par la valeur de U'_{do}/U_{do} , les $p-1$ autres par l'annulation des $p-1$ premiers harmoniques impairs :

$$\left. \begin{aligned} \cos \theta_1 - \cos \theta_2 + \cos \theta_3 - \dots - \cos \theta_p &= U'_{do}/U_{do} \\ \cos 3\theta_1 - \cos 3\theta_2 + \cos 3\theta_3 - \dots - \cos 3\theta_p &= 0 \\ \cos 5\theta_1 - \cos 5\theta_2 + \cos 5\theta_3 - \dots - \cos 5\theta_p &= 0 \\ &\dots\dots\dots \\ \cos(2p-1)\theta_1 - \cos(2p-1)\theta_2 + \cos(2p-1)\theta_3 - \dots - \cos(2p-1)\theta_p &= 0 \end{aligned} \right\} (1.4)$$

La résolution de ce système non linéaire de p équations à p inconnues n'est aisé que pour p égal à 2. Le système

$$\left\{ \begin{aligned} \cos \theta_1 - \cos \theta_2 &= U'_{do}/U_{do} \\ \cos 3\theta_1 - \cos 3\theta_2 &= 0 \end{aligned} \right.$$

a pour solution

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_1 = \frac{\pi}{3} - \text{Arc sin} \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \frac{U'_{do}}{U_{do}} \right) \\ \theta_2 = \frac{2\pi}{3} - \theta_1 \end{array} \right.$$

Pour les valeurs élevées de p , la résolution a été effectuée sur un calculateur numérique.

Les résultats obtenus pour $p=2$, $p=3$, $p=4$, $p=5$, $p=6$, $p=7$, $p=8$, $p=9$, $p=10$, $p=11$, $p=12$, $p=13$, $p=14$ et $p=15$ ont permis de tracer les caractéristiques des planches⁽¹⁾ 1.1, 1.2, 1.3 et 1.4. On a hachuré les zones correspondant aux intervalles de conduction de T .

L'examen de ces caractéristiques montre que

1° Les p créneaux donnant le courant i durant chacune de ses alternances se réduisent, quand U'_{do}/U_{do} tend vers zéro, à p impulsions régulièrement réparties tout au long de l'alternance.

Quand U'_{do}/U_{do} croît, les intervalles de conduction s'élargissent et cela d'autant plus qu'ils sont plus près de l'axe de l'alternance.

2° Les p courbes donnant les variations de p angles θ en fonction de U'_{do}/U_{do} ne sont pas des droites (ce n'est que pour p égal à 2 que les écarts avec une variation linéaire sont faibles). Toutes ces courbes sont incurvées vers le bas.

Les angles θ d'indice impair décroissent sans cesse quand U'_{do}/U_{do} croît. Les angles d'indice pair (sauf θ_p , si p est pair) augmentent d'abord, passent par un maximum puis diminuent quand U'_{do}/U_{do} arrive près de son maximum.

Pour les valeurs paires du nombre p d'impulsions, les variations des angles sont régulières. Pour les valeurs impaires de p , au voisinage immédiat du maximum de U'_{do}/U_{do} tous les angles diminuent avec une très grande rapidité.

(1) Pour en faciliter la consultation, les diverses planches de caractéristiques relatives à un chapitre sont regroupés à la fin de celui-ci.

3° La tension moyenne U'_{do} ne peut atteindre U_{do} . Il y a un "déchet de tension" qui entraîne un accroissement notable de la puissance de dimensionnement du convertisseur et de son alimentation. (Cet inconvénient est inhérent à la Modulation de Largeur d'Impulsions).

Le maximum de U'_{do} est atteint

. pour p pair, lorsque θ_p atteint $\pi/2$,

. pour p impair, lorsque θ_1 s'annule.

Le maximum de U'_{do} diminue un peu quand p croît. Il est égal à :

0,866 U_{do} , pour $p=2$,

0,836 U_{do} , pour $p=3$

0,817 U_{do} , pour $p=4$,

0,809 U_{do} , pour $p=5$,

0,802 U_{do} , pour $p=6$,

0,799 U_{do} , pour $p=7$,

0,791 U_{do} , pour $p=8$.

Pour les fortes valeurs de p , il reste toujours voisin de $0,787 U_{do}$.

4° La mise en oeuvre d'une commande avec de tels angles nécessite l'emploi d'un *microprocesseur*. Il faut disposer en mémoire des différents θ pour un grand nombre de valeurs de U'_{do}/U_{do} . Ensuite pour celle des valeurs de U'_{do}/U_{do} désirée, on sort les angles correspondants afin de commander T.

On voit la différence avec les procédés de modulation utilisant les techniques analogiques. Les angles γ sont obtenus par l'intersection d'une onde de modulation d'ordinaire triangulaire avec une onde de référence d'ordinaire sinusoïdale. Quand l'amplitude de la référence croît, les angles varient toujours dans le même sens.

A nombre d'impulsions donné, la commande analogique donne, par rapport à la commande numérique, des écarts angulaires importants, c'est-à-dire qu'elle est loin d'annuler les premiers harmoniques impairs.

II.3. Remarque sur la réduction du "déchet de tension"

En abandonnant une à une les p conditions imposées aux p angles, on peut évidemment amener la tension de sortie moyenne U'_{do} jusqu'à son maximum U_{do} .

Pour p égal à 2, quand θ_2 atteint $\pi/2$, on peut continuer à diminuer θ_1 . On a alors un seul créneau par alternance, l'harmonique 3 n'est plus supprimé.

Pour p égal à 3, quand θ_1 est nul, on peut faire varier θ_2 et θ_3 pour augmenter U'_{do} tout en continuant à annuler l'harmonique 3, mais non le 5. Quand U'_{do} atteint $\sqrt{3}/2$, les angles θ_1 et θ_2 sont nuls, l'angle θ_3 égale $\pi/6$. On peut continuer à augmenter U'_{do} en faisant varier par θ_3 la largeur du seul créneau restant.

D'une façon générale, avec p créneaux on ne peut annuler les $p-1$ premiers harmoniques impairs que jusqu'aux valeurs de U'_{do}/U_{do} indiquées au paragraphe précédent. Au-delà, on diminue le nombre de créneaux et, par là, le nombre d'harmoniques supprimés.

Mais dès qu'ils réapparaissent ces harmoniques croissent très rapidement. Vouloir réduire "le déchet de tension" c'est supprimer pour les fortes valeurs de U'_{do} l'intérêt de la Modulation de la Largeur d'Impulsions.

Sur la planche 1.5, on a indiqué, pour $p=6$ par exemple, comment il faut faire varier les angles si l'on veut amener U'_{do} jusqu'à U_{do} . Pour chaque zone on a indiqué le rang des harmoniques supprimés.

Au-dessous on a montré comment varient ces harmoniques lorsqu'ils réapparaissent. Leurs valeurs efficaces $I_{11}, I_9, I_7, I_5, I_3$ sont rapportées à $(2\sqrt{3}/\pi)I_d$.

III- CARACTERISATION DU COURANT D'ENTREE

III.1. Taux d'harmoniques. Facteur de puissance

- Le *taux d'harmoniques* τ du courant alternatif absorbé i est donné par le rapport

$$\tau = \frac{\sqrt{\sum_h I_h^2}}{I_1}$$

où I_1 désigne la valeur efficace du fondamental
 I_h , celle de l'harmonique de rang h .

Le calcul de I_1 et de $(\sum_h I_h^2)^{1/2}$ est aisé.

. Le fondamental I_1 est en phase avec la tension d'alimentation. On peut le déduire directement de la conservation de la puissance active.

$$\frac{V_m}{\sqrt{2}} I_1 = U'_{do} I_d$$

et, puisque $U_{do} = \frac{2}{\pi} V_m$,

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \frac{U'_{do}}{U_{do}}$$

On rapportera toutes les valeurs efficaces relatives au courant à celle I_{10} du fondamental qu'on aurait si T conduisait en permanence donnant ainsi un courant i formé de créneaux rectangulaires de largeur égale à π .

$$\boxed{I_{10} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d} \quad (1.5)$$

Dans ces conditions,

$$\boxed{\frac{I_1}{I_{10}} = \frac{U'_{do}}{U_{do}}} \quad ; \quad (1.6)$$

quel que soit p , la valeur relative du fondamental du courant d'entrée est égale à celle de la tension redressée de sortie.

. La valeur efficace I du courant d'entrée peut se calculer, en raison des symétries, sur un quart de période.

$$I^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 d\omega t = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} i^2 d\omega t$$

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

$$\boxed{\frac{I}{I_{10}} = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \left(\sum_{i=1}^n \theta_{2i} - \theta_{2i-1} \right)^{1/2}} \quad ; \quad (1.7)$$

En prenant pour n , la valeur indiquée dans le calcul de I_{2K+1} et de U'_{do} .

Puisque $I = \sqrt{I_1^2 + \sum_h I_h^2}$, on passe de I_1 à I à $(\sum_h I_h^2)^{1/2}$ et à τ par

$$\begin{aligned} (\sum_h I_h^2)^{1/2} &= \sqrt{I^2 - I_1^2} \\ \tau &= \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} \end{aligned} \quad (1.8)$$

Le tracé des courbes donnant τ en fonction de U'_{do}/U_{do} pour les diversés valeurs de p n'est pas très parlant : τ augmente quand U'_{do} diminue non pas parce que les harmoniques augmentent mais parce que le fondamental décroît plus vite qu'eux.

- Il est préférable de suivre les variations de $\sqrt{\sum_h I_h^2}$ qui traduit l'importance de l'ensemble des harmoniques.

Sur la figure 1.5, on a tracé les variations de cette somme quadratique en fonction de U'_{do}/U_{do} pour p égal à 1 (un créneau par alternance, courbe en traits mixtes), pour p égal à 2 puis à 6.

On voit que c'est pour les valeurs moyennes de U'_{do}/U_{do} que les harmoniques sont les plus importants.

D'autre part $(\sum_h I_h^2)^{1/2}$ dépend très peu de p . On retrouve là une propriété bien connue de la Modulation de Largeur d'Impulsions : elle permet de rejeter vers des fréquences plus élevées les harmoniques, elle ne permet pas de réduire le taux global.

On arrive à la même conclusion en suivant l'évolution du facteur de puissance F .

Puisque le fondamental du courant i est en phase avec la tension v , le facteur de puissance à l'entrée du pont à diodes a pour expression

$$F = \frac{I_1 \cdot V_m / \sqrt{2}}{I \cdot V_m / \sqrt{2}} = \frac{I_1}{I}$$

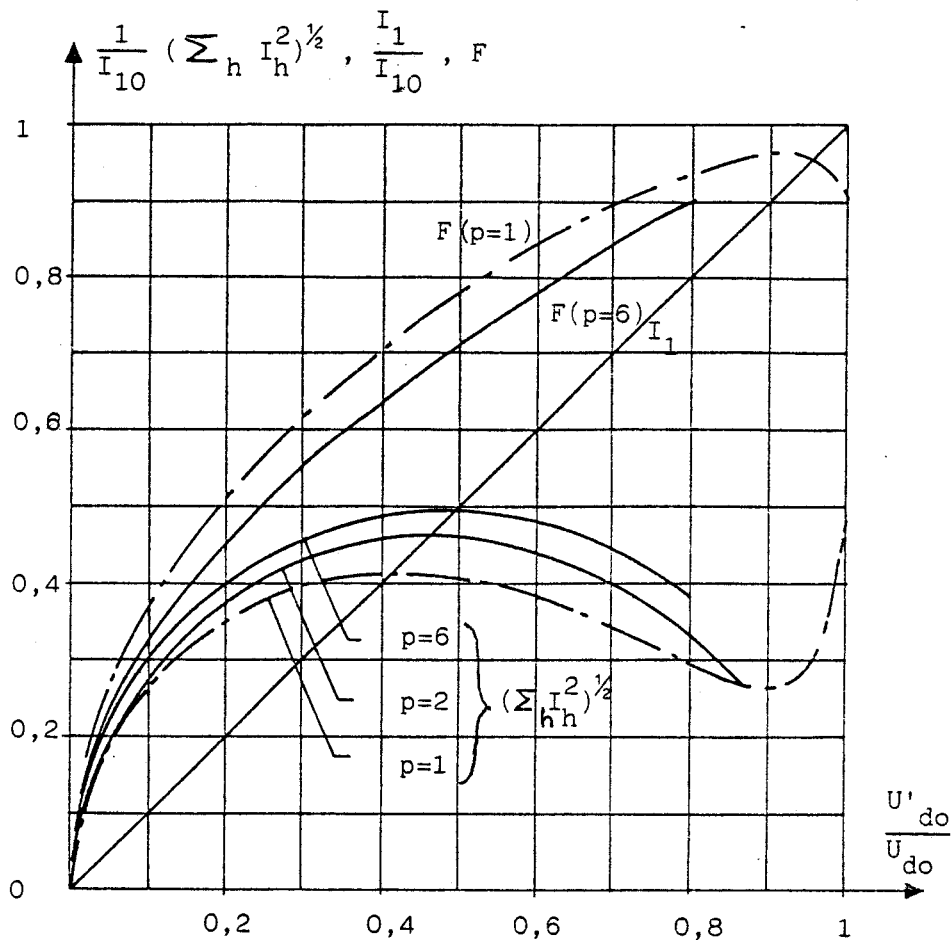


Figure 1.5

On a tracé sur la figure 1.5, les variations de F en fonction de U'_{do}/U_{do} pour p égal à 1 (courbe en traits mixtes) et pour p égal à 6 (Les courbes tracées pour les autres valeurs de p seraient très voisines).

A cause des harmoniques, le facteur de puissance à l'entrée du pont est bon mais pas excellent. Il est meilleur que celui que donnerait un pont monophasé tout thyristors ($F=0,90 U'_{do}/U_{do}$), mais comparable à celui que donnerait un simple pont mixte. L'augmentation du nombre de créneaux par alternance n'entraîne pas d'augmentation du facteur de puissance.

La structure proposée et sa commande seraient sans intérêt s'il n'y avait pas le filtre d'entrée.

III.2. Valeurs des premiers harmoniques

- On vient de voir que l'évaluation globale des harmoniques ne permet pas de mettre en évidence l'intérêt de la structure et de l'augmentation de p . Elle ne montre pas l'accroissement du rang des premiers harmoniques non éliminés et les facilités qui en résultent en matière de filtrage.

Il faut donc suivre les variations individuelles avec U'_{do}/U_{do} des premiers harmoniques restants.

La valeur efficace de l'harmonique de rang h est donnée par la relation (1.2)

$$I_h = I_{10} \frac{1}{h} \sum_{i=1}^n [\cos h \theta_{2i-1} - \cos h \theta_{2i}]$$

avec $n = p/2$, si p est pair

$n = (p+1)/2$, si p est impair, alors $\theta_{2n+2} = \pi/2$.

Pusqu'il y n'y a que des harmoniques impairs et qu'on a éliminé les $(p-1)$ premiers de ceux-ci, les harmoniques restants sont de rang

$$\boxed{h = 2p + 2k + 1} \quad , \quad (1.9)$$

avec $k = 0, 1, 2, \dots$

- On a représenté sur les planches 1.6 et 1.7, pour $p=2, p=3, \dots, p=12$, les variations en fonction de U'_{do}/U_{do} des quatre premiers harmoniques I_{2p+1} , I_{2p+3} , I_{2p+5} et I_{2p+7} . Leurs valeurs efficaces sont rattachées à I_{10} .

L'observation de ces familles de courbes appelle deux remarques :

1° Plus p est grand, plus les caractéristiques tracées pour les valeurs successives de p se ressemblent. A partir de p égal à 5, pour U'_{do}/U_{do} compris entre 0 et 0,75, les valeurs des quatre premiers harmoniques restants sont pratiquement les mêmes. Pour U'_{do}/U_{do} égal à 0,5 par exemple, I_{11} pour $p=5$, I_{13} pour $p=6$, I_{15} pour $p=7$, ..., ont tous la même valeur relative.

2° Si p est pair, les valeurs des harmoniques varient de façon régulière jusqu'au maximum de U'_{do} . Si p est impair, pour les valeurs de U'_{do} voisines du maximum, les harmoniques varient très rapidement ; cela tient aux variations également très rapides des angles θ dans cette zone. Pour illustrer cette remarque nous avons, sur la planche 1.6, tracé la variation de I_{11} , I_{13} , I_{15} et I_{17} lorsque, p étant égal à 5, le rapport U'_{do}/U_{do} va de 0,77 à 0,809.

Si l'on écarte les faibles valeurs de p et les valeurs de U'_{do}/U_{do} voisines des maxima de ce rapport, on peut conclure qu'à U'_{do}/U_{do} donné, les premiers harmoniques restants, I_{2p+1} , I_{2p+3} , ... ont les mêmes valeurs quel que soit p .

III.3. Taux d'harmoniques pondérés

Pour évaluer l'intérêt de l'augmentation de p eu égard au filtrage qui sera ajouté ensuite, on peut utiliser la notion de taux d'harmoniques pondérés.

Cette pondération a été proposée par J. LESENNE et G. SEGUIER [27] précisément pour comparer les divers modes de modulation. Les filtres du second ordre, dès qu'on est suffisamment éloigné de la fréquence de résonance, affaiblissement des harmoniques à peu près proportionnellement au carré de leur rang. D'où l'idée de ne pas travailler sur les valeurs des harmoniques avant filtrage mais ces valeurs divisées chacune par le carré du rang.

Le taux d'harmoniques pondérés est défini par

$$\tau_p = \frac{1}{I_1} \left[\sum_h \left(\frac{I_h}{h^2} \right)^2 \right]^{1/2}$$

En nous limitant aux quatre premiers harmoniques, nous avons tracé sur la planche 1.8, les variations, en fonction de U'_{do}/U_{do} , du rapport

$$\frac{1}{I_1} \left(\sum_{h=2p+1}^{2p+7} \frac{I_h^2}{h^4} \right)^{1/2}$$

pour p successivement égal à 2, à 3, à 4, ..., à 12.

- A nombre d'impulsions p donné, ce rapport décroît quand U'_{do}/U_{do} croît. Toutefois pour les valeurs impaires de p , il présente un brusque remontée au voisinage immédiat du maximum de U'_{do} . Cette remontée, liée à celle de I_{2p+1} qui après s'être annulé recroît très vite, est d'autant plus nette que p est plus réduit.

- A valeur donnée de U'_{do}/U_{do} , lorsque p croît la décroissance de ce rapport est d'abord très nette puis se réduit progressivement. Cela montre que, même en s'en tenant au seul principe,

- . on a intérêt à prendre une valeur *suffisante* de p ,
- . le choix d'une *très grande* valeur de p n'est pas utile.

IV- CARACTERISATION DE LA TENSION DE SORTIE

Dans un redresseur classique [1] , l'augmentation de l'indice de pulsation réduit à la fois,

- . le taux d'harmoniques de la tension redressée de sortie
- . le taux d'harmoniques des courants alternatifs d'entrée.

Cela tient à la conservation de la puissance instantanée ; les variations de cette puissance sont liées aux harmoniques de la tension côté sortie, aux harmoniques des courants côté entrée.

De même, ici, il convient de voir dans quelle mesure l'augmentation du nombre p d'impulsions par alternance agit sur les harmoniques de la tension de sortie et facilite le lissage du courant fourni au récepteur.

Le développement en série de la tension de sortie u'_d (voir figure 1.3) de période double de celle de la tension d'entrée, ne peut comporter compte tenu des symétries, en plus du terme moyen que des termes en cosinus pairs

$$u'_d = U'_{do} - U'_{d2} \sqrt{2} \cos 2 \omega t \dots \mp U'_{d2K} \sqrt{2} \cos 2K\omega t \pm \dots$$

La valeur efficace U'_{d2K} de l'harmonique de rang $2K$ est donnée par

$$U'_{d2k} = \frac{U_{do}}{\sqrt{2}} \left(\left[\sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{2k-1} \cos(2k-1)\theta_{2i} - \cos(2k-1)\theta_{2i-1} \right) - \frac{1}{2k+1} \cos(2k+1)\theta_{2i} - \cos(2k+1)\theta_{2i-1} \right] \right) \quad (1.10)$$

Sur la planche 1.9, on a tracé, pour les premières valeurs de p, les variations en fonction de U'_{do}/U_{do} des valeurs efficaces des cinq premiers harmoniques non nuls du développement en série de la tension u'_d . (On s'est limité à la plage des variations de U'_{do} comprise entre zéro et $0,75 U_{do}$, où pour p impair les angles θ ne présentent pas des variations très rapides).

IV.1. L'harmonique de pulsation 2ω

La valeur de l'harmonique de pulsation 2ω est *indépendante de p* et proportionnelle à U'_{do} .

On peut d'ailleurs déduire directement la valeur de U'_{do} de la conservation de la puissance instantanée. Le fondamental I_1 du courant d'entrée, en phase avec la tension v, correspond à une puissance

$$V_m \sin \omega t I_1 \sqrt{2} \sin \omega t = \frac{V_m}{\sqrt{2}} I_1 (1 - \cos 2\omega t)$$

Cela nécessite du côté sortie, où le courant I_d est supposé constant, un harmonique 2 dans la tension u'_d tel que

$$I_d (U'_{do} - U'_{d2} \sqrt{2} \cos 2\omega t) = \frac{V_m I_1}{\sqrt{2}} (1 - \cos 2\omega t)$$

Donc

$$U'_{d2} \sqrt{2} = U'_{do} \quad (1.11)$$

IV.2. Les autres harmoniques

Les autres harmoniques présents dans la tension u'_d sont ceux de rang

$$2k = 2p + 2k', \quad (1.12)$$

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

c'est-à-dire les harmoniques 4, 6, 8, 10, 12, ... pour $p=2$,
6, 8, 10, 12, 14, ... pour $p=3$,
8, 10, 12, 14, 16, ... pour $p=4$,
10, 12, 14, 16, 18, ... pour $p=5$, etc.

Ils correspondent aux harmoniques du courant d'entrée. Le premier de ceux-ci, de pulsation $(2p+1)\omega$, donne avec la tension v , un terme de pulsation $2p\omega$ et un de pulsation $(2p+2)\omega$ dans l'expression de la puissance instantanée, donc dans celle de la tension de sortie. De même pour les harmoniques suivants en $(2p+3)\omega$, $(2p+5)\omega$, ...

L'examen des courbes de la planche 1.9 montre que, sauf pour les faibles valeurs de p , les caractéristiques ont mêmes allures.

Quand p augmente d'une unité, U'_{d2k} varie en fonction de U'_{do}/U_{do} comme $U'_{d(2k-2)}$ pour la valeur précédente de p .

On retrouve pour les harmoniques de la tension de sortie la même propriété que pour les harmoniques du courant d'entrée : le décalage du spectre de 2ω chaque fois que p augmente d'une unité.

Cet examen de la tension redressée conduit en ce qui concerne le *lissage du courant redressé* i_d , aux conclusions suivantes :

- si p est suffisant, les harmoniques du courant i_d correspondant à ceux de rang $2p+2k'$ de la tension u'_d seront faciles à réduire. Si le récepteur présente une inductance (notée L_2 sur le schéma de la figure 1.1) d'une valeur notable, cela suffit pour rendre très faible ces courants harmoniques.

- il en est autrement de l'harmonique 2, dont l'existence et l'importance sont liées au principe même de l'alimentation en monophasé du convertisseur. Pour réduire fortement l'harmonique 2 du courant i_d , sans donner à L_2 une valeur prohibitive, il faut recourir à une *action spécifique* : l'emploi d'un circuit bouchon accordé sur la pulsation 2ω par exemple.

V- REMARQUES SUR LA LIMITATION DU NOMBRE D'IMPULSIONS

L'augmentation du nombre p d'impulsions par alternance du courant d'entrée facilite la réalisation du filtre d'entrée et accroît son efficacité.

Mais trois raisons conduisent à limiter la valeur de p :

- l'augmentation des pertes par commutation
- la réduction de la plage de réglage possible de la tension de sortie
- l'accroissement de la précision de la commande nécessaire.

Evaluer quantitativement ces trois raisons suppose qu'on définisse les semiconducteurs utilisés et leurs circuits d'aide à la commutation.

Dans le domaine des hacheurs de très forte puissance utilisés en grande traction monophasée, il semble qu'on puisse avec les thyristors GTO [23] atteindre des fréquences de commutation de 600 à 1000 Hz. Cela correspond à un nombre d'impulsions par alternance p de 6 à 10.

Nous nous attacherons plus particulièrement ici à l'évaluation des deux dernières limitations car elles sont liées au procédé de Modulation proposé.

V.1. Plage de réglage de la tension de sortie

Etant donnée la durée des intervalles de commutation d'un hacheur, il est nécessaire de prévoir une valeur minimale pour les temps théoriques de conduction et de blocage. Dans le cas d'un hacheur de forte puissance, ces temps ne semblent pas pouvoir être réduits à moins d'une cinquantaine de microsecondes.

Nous avons pris comme limite 55 μ s, ce qui à la fréquence de 50 Hz correspond à 1 degré.

- C'est la durée minimale des *intervalles de conduction* qui donne la valeur minimale qu'on peut donner à U'_{do}/U_{do} .

Des p impulsions c'est la première, celle de largeur $\theta_2 - \theta_1$, qui est la plus brève. Nous avons porté sur la figure 1.6, les valeurs de U'_{do}/U_{do} correspondant à $\theta_2 - \theta_1$ égal à 1° , pour les quinze premières valeurs de p . On voit que la valeur de U'_{do}/U_{do} au dessous de laquelle on ne peut descendre dépasse 5% pour $p=5$, 10% pour $p=8$, 20% pour $p=11$.

- C'est la durée minimale des *intervalles de blocage* qui indique la valeur maximale qu'on peut donner à U'_{do}/U_{do} .

Si p est pair, c'est l'intervalle de blocage situé de part et d'autre de $\omega t = \pi/2$ qui est le plus bref. Sa largeur est réduite à 1° quand U'_{do}/U_{do} rend θ_p égal à $89,5^\circ$.

- Si p est impair, c'est l'intervalle de blocage situé de part et d'autre de $\omega t = 0$ qui se rétrécit le plus vite. Sa largeur est réduite à 1° quand U'_{do}/U_{do} rend θ_1 égal à $0,5^\circ$. (En réalité, il faut limiter U'_{do}/U_{do} à la valeur qui fait entrer dans la zone où les angles varient d'une façon extrêmement rapide. Le début de celle-ci est très voisin du maximum de U'_{do}/U_{do} .)

On a porté sur la figure 1.6, les valeurs maximales de U'_{do}/U_{do} .

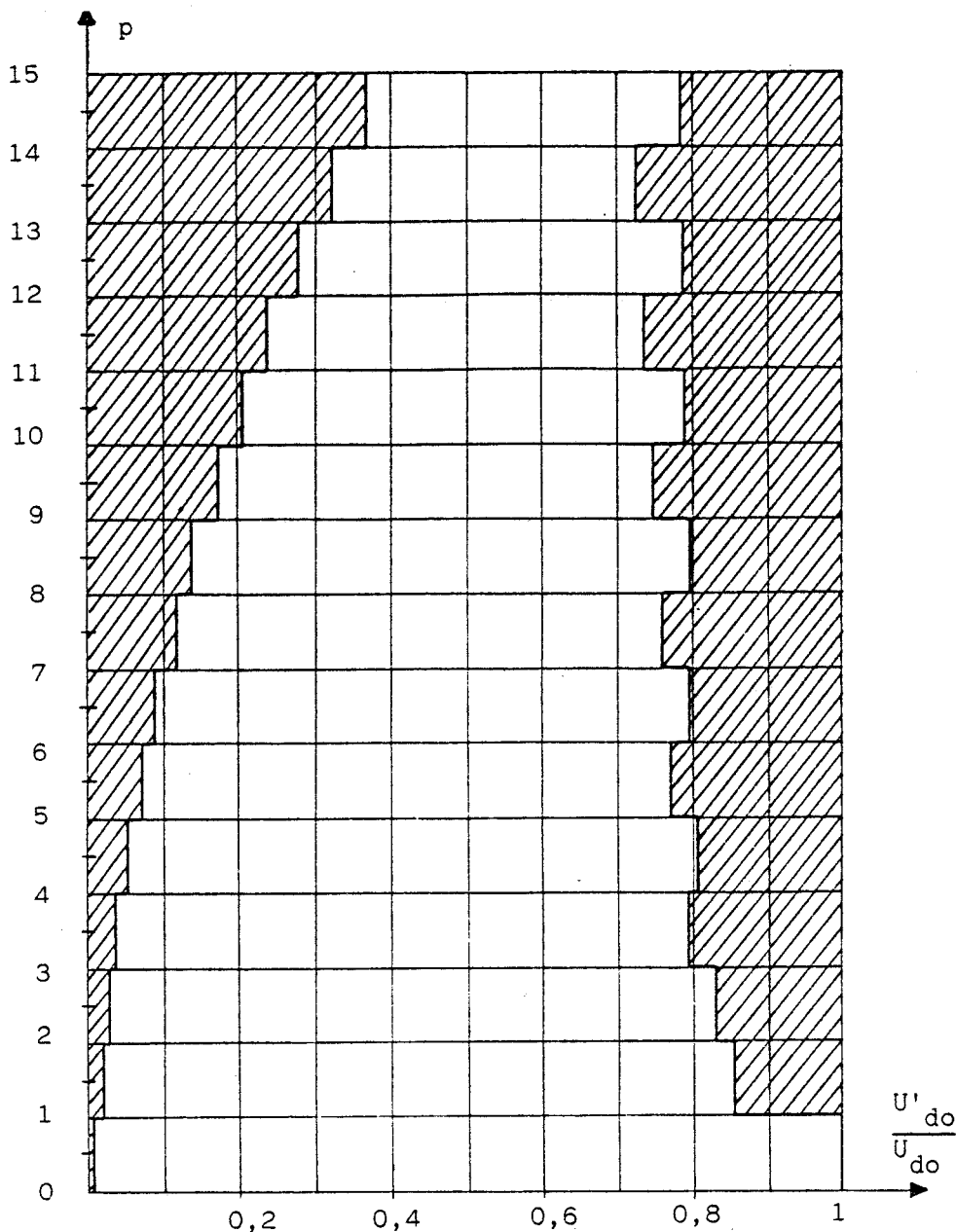


Figure 1.6

- L'examen de la figure 1.6 montre que c'est la valeur minimale de U'_{do}/U_{do} qui limite surtout l'augmentation de p. Il faut pouvoir réduire la valeur de la tension appliquée au moteur au démarrage (qui constitue un régime à fort courant donc à commutations difficiles).

Les valeurs impaires de p sont un peu plus favorables car elles permettent d'atteindre un maximum légèrement plus fort.

Avec une largeur minimale des temps théoriques de blocage et de conduction égale à 1°, il semble que l'on ne puisse guère aller au-delà de p=7 :

$$\begin{aligned} \text{pour } p=5, & \quad 0,052 < U'_{do}/U_{do} < 0,80 \\ \text{pour } p=6, & \quad 0,070 < U'_{do}/U_{do} < 0,775 \\ \text{pour } p=7, & \quad 0,092 < U'_{do}/U_{do} < 0,79 \end{aligned}$$

V.2 Précision des angles de commande

L'annulation de chacun des p-1 premiers harmoniques impairs du courant d'entrée suppose l'annulation de la somme de p cosinus (voir le système 1.4). Plus p est grand, plus la précision avec laquelle les angles θ sont définis doit être élevée pour que la valeur des harmoniques théoriquement supprimés reste négligeable.

- La valeur relative I_h/I_{10} de l'un de ces harmoniques, donnée par la relation générale

$$\frac{I_h}{I_{10}} = \frac{1}{h} \sum_{i=1}^n (\cos h\theta_{2i-1} - \cos h\theta_{2i}),$$

est nulle, si on donne aux p angles intervenant dans cette somme leurs valeurs théoriques.

Si on tolère un écart ϵ sur la valeur d'un angle, le cos h θ correspondant devient

$$\cos h(\theta + \epsilon) = \cos h\theta \cos h\epsilon + \sin h\theta \sin h\epsilon.$$

Si ϵ est évalué en radians, comme sa valeur est très faible

$$\cos h(\theta + \epsilon) - \cos h\theta \approx h\epsilon \sin h\theta.$$

Si l'écart est le même pour les p angles et si les erreurs correspondantes s'ajoutent, I_h/I_{10} au lieu d'être nul aura pour valeur

$$\frac{I_h}{I_{10}} = \frac{1}{h} h\epsilon \sum_{i=1}^n |\sin h\theta_i|.$$

La valeur moyenne de ces sinus, s'ils sont régulièrement répartis, est égale à $2/\pi$; ce qui donne :

$$\frac{I_h}{I_{10}} = \frac{1}{h} h \epsilon \quad p \frac{2}{\pi} = p \frac{2\epsilon}{\pi} \quad (1.13)$$

Il s'agit évidemment d'un maximum puisqu'on suppose le même écart de définition pour les p angles et l'addition des effets de ces p écarts.

- Si l'on définit les angles à $0,1^\circ$ près, l'écart maximum entre valeur exacte et valeur arrondie est de $0,05^\circ$. Il est de $0,1^\circ$ si on définit les angles à $0,2^\circ$ près, de $0,25^\circ$ si on les définit à un demi degré près.

Les valeurs relatives maximales possibles des harmoniques théoriquement nuls seront :

. Définition à $0,1^\circ$ près :

$$\frac{I_h}{I_{10}} \text{ en } \% = 0,055p$$

. Définition à $0,2^\circ$ près :

$$\frac{I_h}{I_{10}} \text{ en } \% = 0,111 p$$

. Définition à $0,5^\circ$ près

$$\frac{I_h}{I_{10}} \text{ en } \% = 0,278 p$$

avec $h = 3,5, \dots, 2p-1$.

- La figure 1.7 illustre un exemple.

Pour p égal à 5 et $U'_{do}/U_{do} = 0,5$, le calcul des angles annulant les harmoniques 3,5,7 et 9 à mieux de 10^{-3} près a donné

$$\begin{aligned} \theta_1 &= 24^\circ,6723 \\ \theta_2 &= 33^\circ,6202 \\ \theta_3 &= 50^\circ,7441 \\ \theta_4 &= 67^\circ,3954 \\ \theta_5 &= 79^\circ,8919 \end{aligned}$$

On a calculé la valeur de ces harmoniques en prenant :

$$\theta_1=24^{\circ},7 ; \theta_2=33^{\circ},6 ; \theta_3=50^{\circ},7 ; \theta_4=67^{\circ},4 ; \theta_5=79^{\circ},9$$

puis

$$\theta_1=24^{\circ},6 ; \theta_2=33^{\circ},6 ; \theta_3=50^{\circ},8 ; \theta_4=67^{\circ},4 ; \theta_5=79^{\circ},8$$

et enfin

$$\theta_1=24^{\circ},5 ; \theta_2=33^{\circ},5 ; \theta_3=50^{\circ},5 ; \theta_4=67^{\circ},4 ; \theta_5=80^{\circ}$$

Ces valeurs ont été reportées sur la figure 1.7.

On a fait le même calcul pour U'_{do}/U_{do} égal à 0,25 et 0,755.

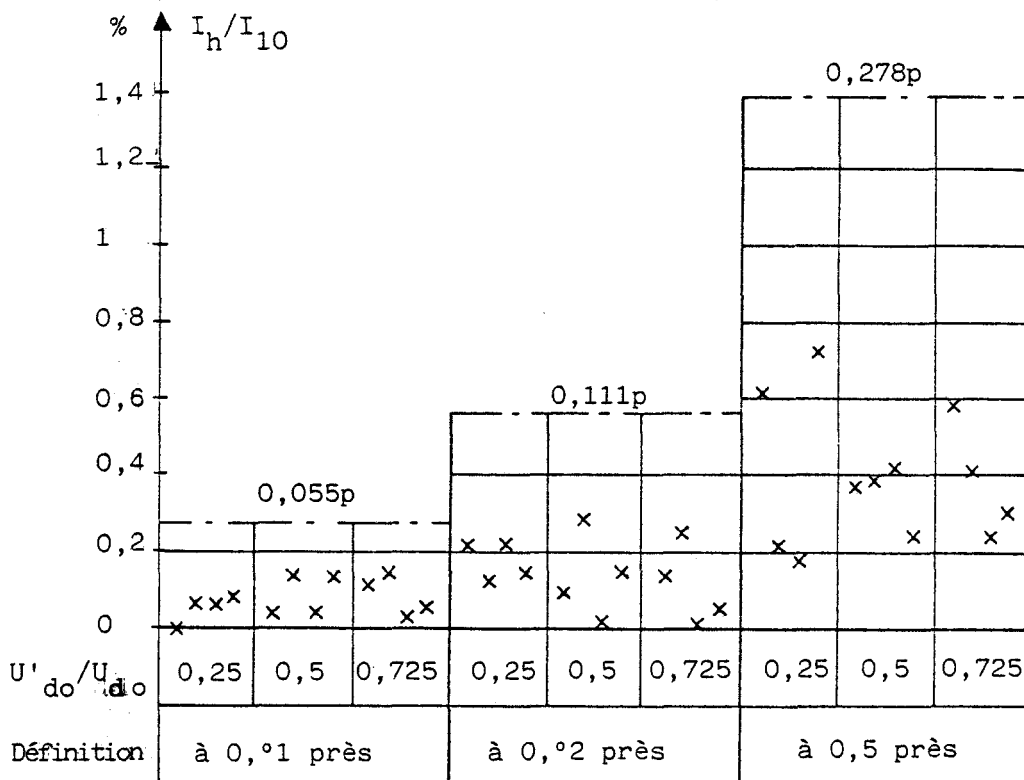


Figure 1.7

On voit que pour p égal à 5, les valeurs trouvées sont pour la plupart nettement inférieures à celles données par la relation (1.13). Cela est encore plus net quand p augmente car la probabilité d'obtention de p écarts maximaux et de leur addition diminue rapidement.

- Ce calcul montre que l'on peut se contenter d'une précision du cinquième de degré pour les angles qu'on met en mémoire si p reste inférieur à 9. On est alors assuré que l'harmonique 3 n'atteindra pas, du fait de cette approximation, une valeur relative supérieure à un pour cent.

V.3. Remarque sur la synchronisation

En fait les angles de commande sont transformés en temps, compte tenu de la fréquence nominale f de la tension d'alimentation.

La détection du passage de la tension v par un zéro croissant, par exemple⁽¹⁾ initialise le train de $2p$ intervalles de fermeture correspondant à une période.

- Mais la fréquence f' réelle de la tension v peut différer légèrement de sa valeur nominale. Le courant i a encore la même période $1/f'$ que v , mais ne présente plus les diverses symétries qui simplifiaient son développement en série. De plus les conditions (1.4) ne sont plus exactement réalisés.

Tous les harmoniques, harmoniques pairs⁽²⁾ et harmoniques impairs antérieurement supprimés, réapparaissent.

La figure 1.8 montre une onde de courant i calculée sur la fréquence f , déclenchée tous les $1/f'$, avec ($f' < f$).

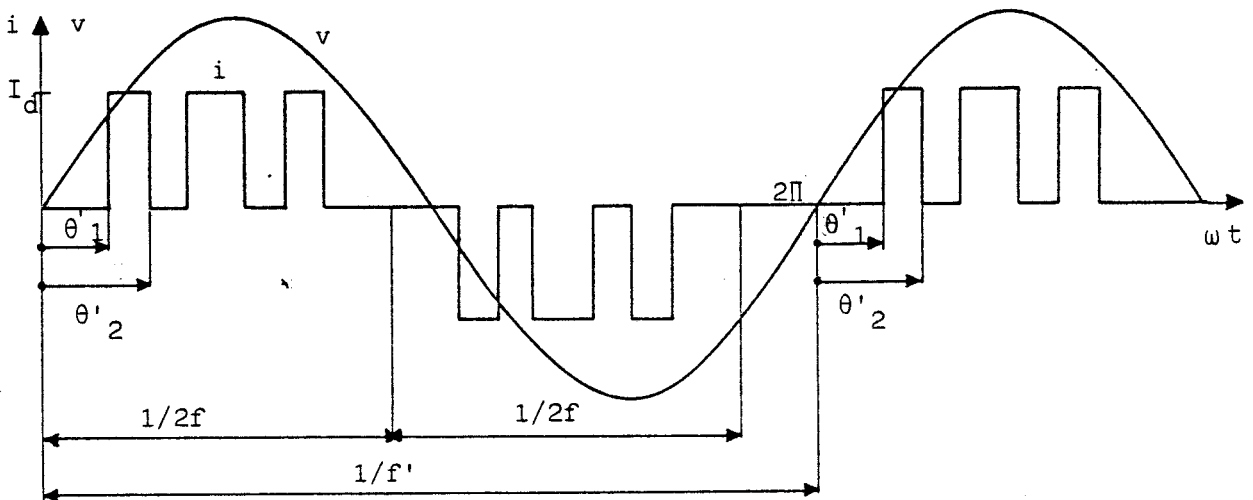


Figure 1.8

(1) On verra au chapitre suivant, la possibilité de modifier l'initialisation du train d'impulsions.

(2) Pour synchroniser les harmoniques pairs, on pourrait théoriquement caler les impulsions négatives par rapport au passage par un zéro décroissant de v . Mais la détection des zéros ne peut être très précise et on risquerait d'avoir un taux d'harmoniques encore plus fort.

- Pour calculer la valeur relative de l'harmonique h (h pair ou impair quelconque), il faut prendre en compte les 2p impulsions que compte chacune des périodes du courant i :

les p impulsions positives, situées entre θ'_1 et θ'_2 , θ'_3 et θ'_4 , ..., θ'_{2p-1} et θ'_{2p} .

les p impulsions négatives, situées entre θ'_{2p+1} et θ'_{2p+2} , θ'_{2p+3} et θ'_{2p+4} , ..., θ'_{4p-1} et θ'_{4p} .

La valeur relative de l'harmonique h est donnée par

$$\frac{I_h}{I_{10}} = \sqrt{A_h^2 + B_h^2}$$

avec

$$A_h = \frac{1}{4h} \left\{ \sum_{i=1}^p (\cos h\theta'_{2i-1} - \cos h\theta'_{2i}) - \sum_{i=p+1}^{2p} (\cos h\theta'_{2i-1} - \cos h\theta'_{2i}) \right\}$$

$$B_h = \frac{1}{4h} \left\{ \sum_{i=1}^p (\sin h\theta'_{2i} - \sin h\theta'_{2i-1}) - \sum_{i=p+1}^{2p} (\sin h\theta'_{2i} - \sin h\theta'_{2i-1}) \right\}$$

et

$$\theta'_1 = \theta_1 \frac{f'}{f} ; \theta'_2 = \theta_2 \frac{f'}{f} ; \dots ; \theta'_p = \theta_p \frac{f'}{f}$$

$$\theta'_{p+1} = (\pi - \theta_p) \frac{f'}{f} ; \theta'_{p+2} = (\pi - \theta_{p-1}) \frac{f'}{f} ; \dots ; \theta'_{2p} = (\pi - \theta_1) \frac{f'}{f}$$

$$\theta'_{2p+1} = (\pi + \theta_1) \frac{f'}{f} ; \theta'_{2p+2} = (\pi + \theta_2) \frac{f'}{f} ; \dots ; \theta'_{4p} = (\pi + \theta_{2p}) \frac{f'}{f}$$

Le calcul des harmoniques montre

1° que la valeur des premiers augmente, comme celle du fondamental, avec la largeur des impulsions ou de U'_{do}/U_{do} , mais dès que p est suffisant ($p \geq 4$ ou 5) cette valeur dépend peu de p.

2° que, dès que f'/f s'écarte notablement de l'unité, les harmoniques impairs de rang élevé ont des valeurs comparables que p soit tel que h soit supérieur ou inférieur à 2p+1, c'est-à-dire que ces harmoniques soient ou non supprimés quand f'/f égale 1.

Le tableau 1.1 donne par exemple, pour $p=7$ et $p=12$, la valeur rapportée à I_{10} du fondamental et des premiers harmoniques, pour les valeurs des angles donnant $U'_{do}/U_{do}=0,75$ quand f'/f égale 1.

g	f'/f	p = 7					p = 12				
		0,97	0,995	1	1,005	1,03	0,97	0,995	1	1,005	1,03
1	73,68	74,78	74,98	75,17	76,02	73,64	74,71	75,0	75,09	75,92	
2	3,23	0,52	0	0,51	2,94	3,17	0,51	0	0,50	2,88	
3	1,87	0,31	0	0,30	1,76	1,78	0,29	0	0,29	1,66	
4	1,41	0,24	0	0,23	1,34	1,29	0,21	0	0,21	1,21	
5	1,19	0,20	0	0,20	1,15	1,03	0,17	0	0,17	0,98	
6	1,08	0,19	0	0,19	1,07	0,87	0,15	0	0,15	0,83	
7	1,04	0,19	0	0,19	1,05	0,76	0,13	0	0,13	0,74	
8	1,05	0,20	0	0,20	1,09	0,69	0,13	0	0,12	0,67	
9	1,12	0,22	0	0,22	1,20	0,64	0,12	0	0,12	0,63	
10	1,25	0,25	0	0,26	1,40	0,61	0,12	0	0,12	0,61	
11	1,48	0,32	0	0,33	1,77	0,59	0,12	0	0,12	0,59	
12	1,89	0,44	0	0,46	2,49	0,57	0,12	0	0,12	0,59	
13	2,69	0,69	0	0,74	4,24	0,57	0,13	0	0,13	0,60	
14	4,68	1,45	0	1,69	12,44	0,58	0,13	0	0,13	0,62	
15	15,25	22,69	23,04	22,96	16,47	0,59	0,15	0	0,15	0,65	
16	13,5	1,81	0	1,45	1,85	0,62	0,16	0	0,16	0,70	
17	1,62	7,47	9,47	11,26	13,64	0,66	0,18	0	0,19	0,77	
18	13,3	3,26	0	3,39	17,44	0,71	0,22	0	0,22	0,87	
19	14,15	18,13	16,99	15,35	4,28	0,79	0,26	0	0,27	1,02	
20	7,79	0,06	0	0,48	7,95	0,90	0,33	0	0,35	1,25	
21	3,73	11,28	11,81	11,84	5,64	1,07	0,44	0	0,48	1,63	
22	9,66	1,32	0	0,93	0,71	1,34	0,64	0	0,70	2,38	
23	1,42	2,96	4,02	4,83	3,43	1,80	1,04	0	1,20	4,37	
24	5,18	1,32	0	1,22	3,12	2,81	2,22	0	2,91	20,6	
25	2,21	2,33	1,63	0,91	0,50	6,39	22,4	23,3	22,98	7,22	

Tableau 1.1 : Harmoniques du courant d'entrée en pour cent de I_{10}



On a calculé ces valeurs pour f'/f égal à 1, à 0,995 et à 1,005 (variations normales) à 0,97 et 1,03 (variations anormales).

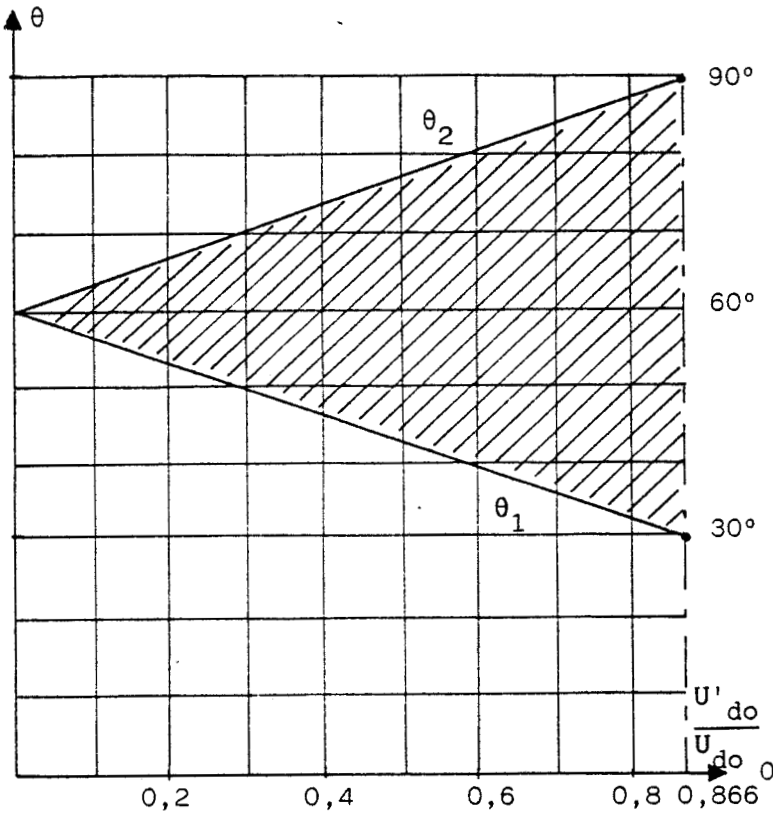
Les résultats tels ceux du tableau 1.1 amènent à deux conclusions.

1° Les faibles variations de fréquence habituellement rencontrées dans le réseau industriel n'engendrent pas d'importants harmoniques de basse fréquence dans le courant d'entrée. Le tableau des instants d'ouverture et de fermeture calculés pour la fréquence nominale et mis en mémoire est utilisable.

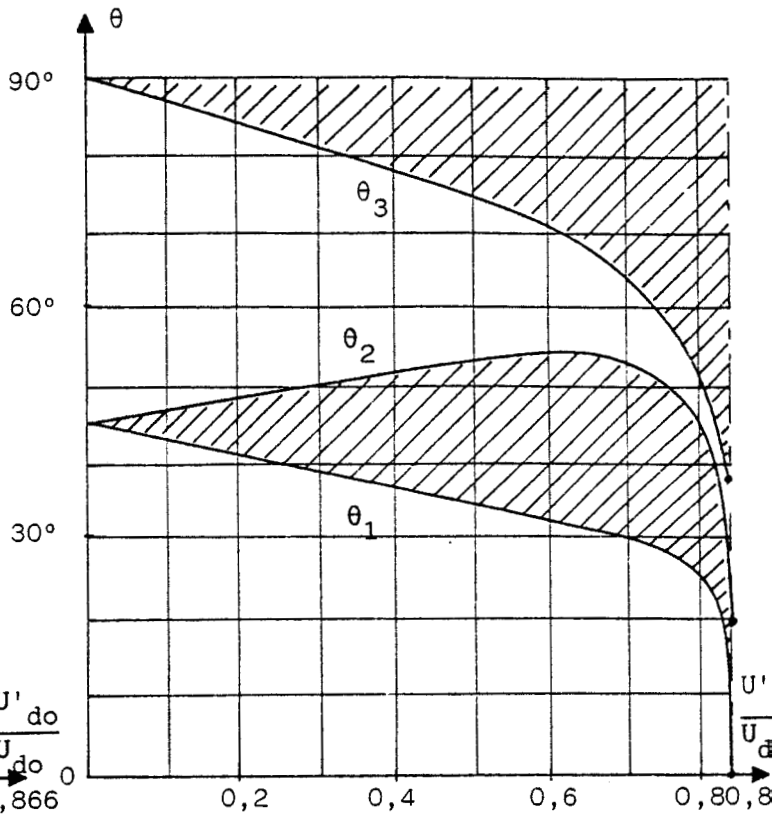
2° il *serait illusoire* de vouloir repousser très haut en fréquence le premier harmonique non supprimé en donnant à p des valeurs très élevées. Le moindre écart avec la théorie (définition des angles, variation de la fréquence et surtout imperfections de la réalisation) annihilerait l'avantage escompté, alors que les inconvénients liés à l'augmentation de p , notamment

l'augmentation des pertes par commutation
et la réduction de la plage de réglage,
seraient, eux, bien réels.

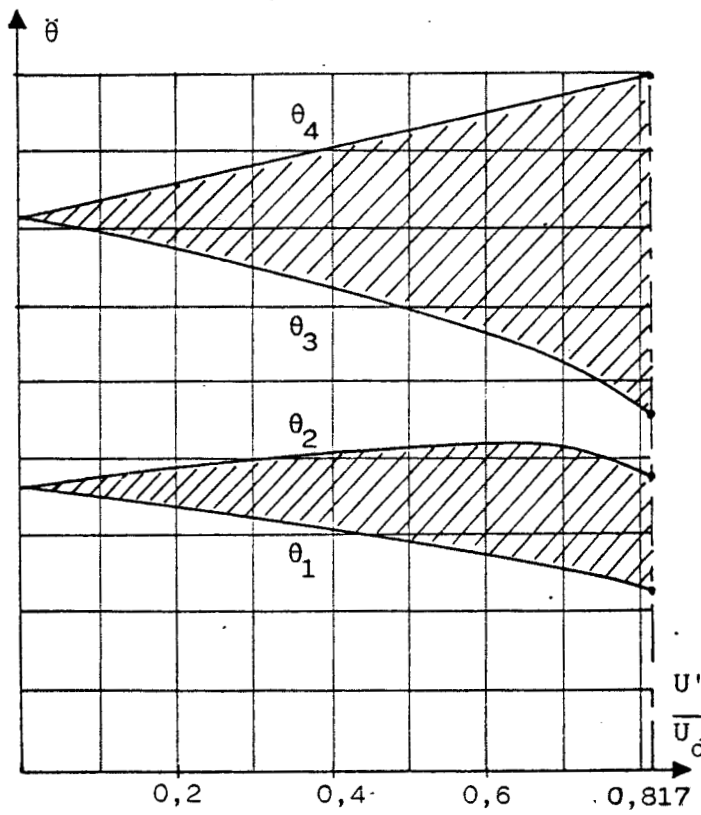
Dans la gamme des puissances considérées ici, il semble raisonnable de se limiter à $p=5$, $p=6$ ou $p=7$. Pour de plus faibles puissances on pourrait adopter des valeurs de p un peu plus élevées.



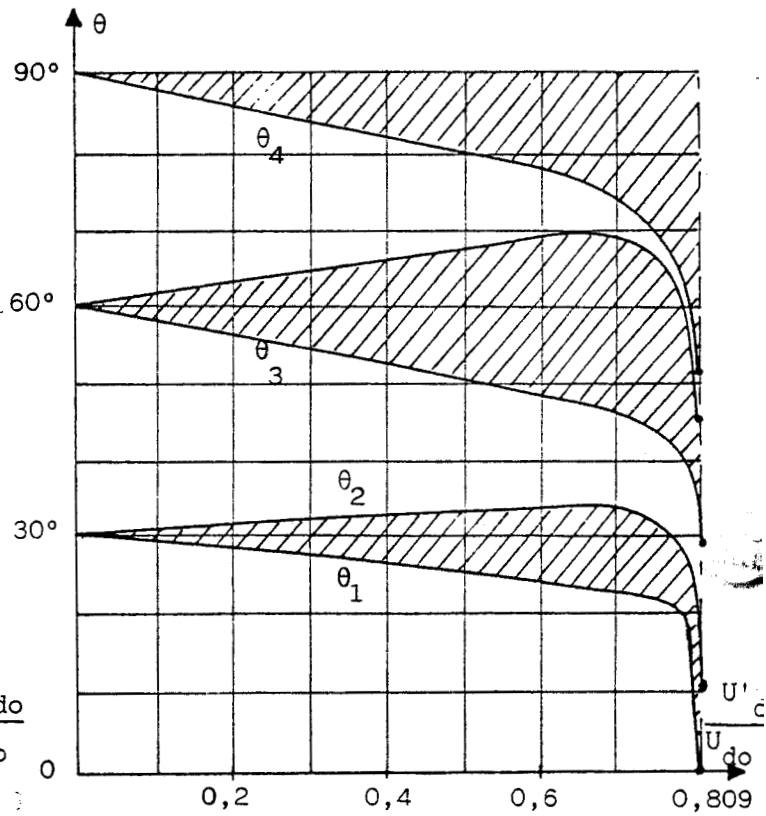
p = 2



p = 3



p = 4



p = 5

Planche 1.1. ANGLES DE COMMANDE

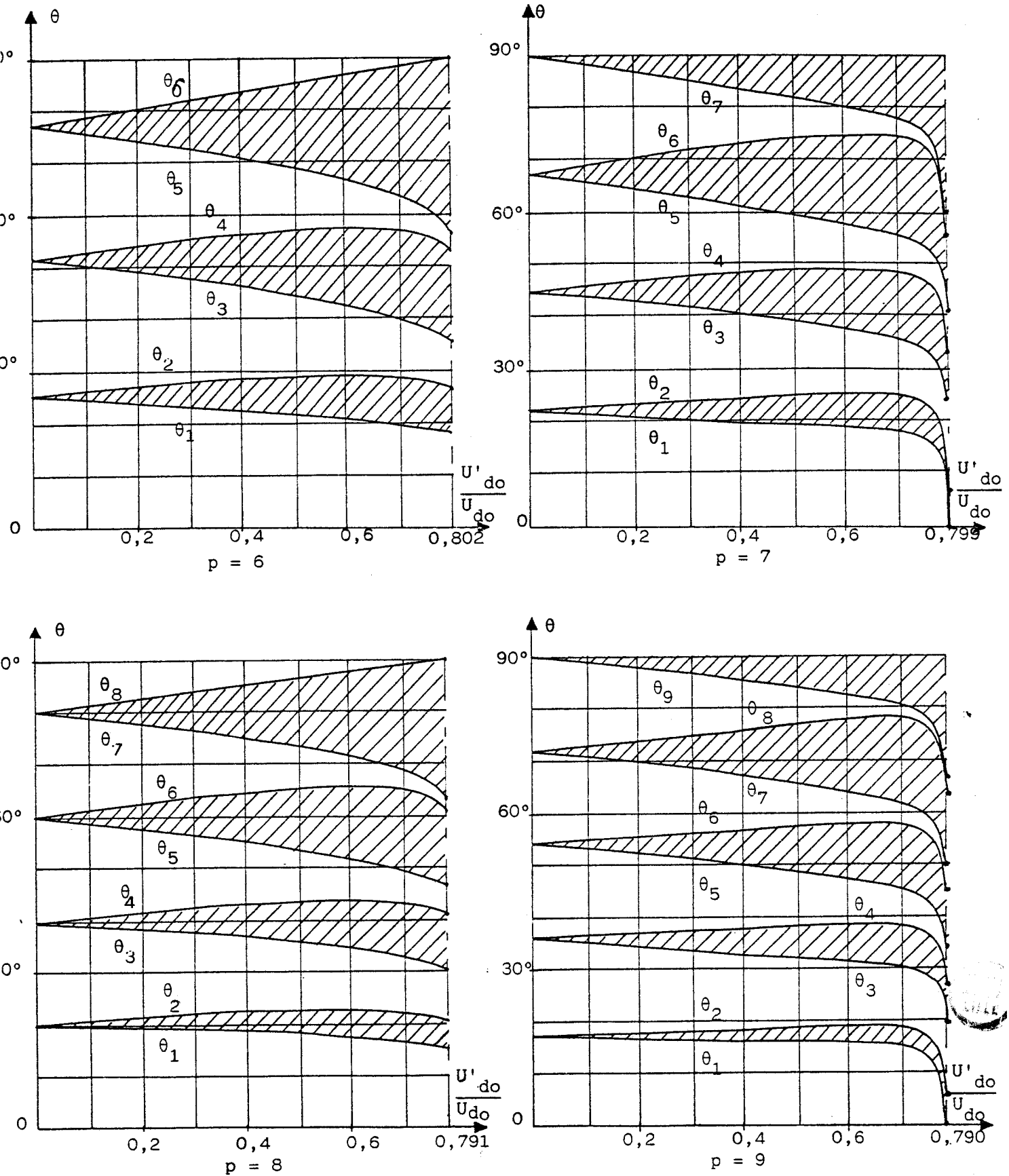
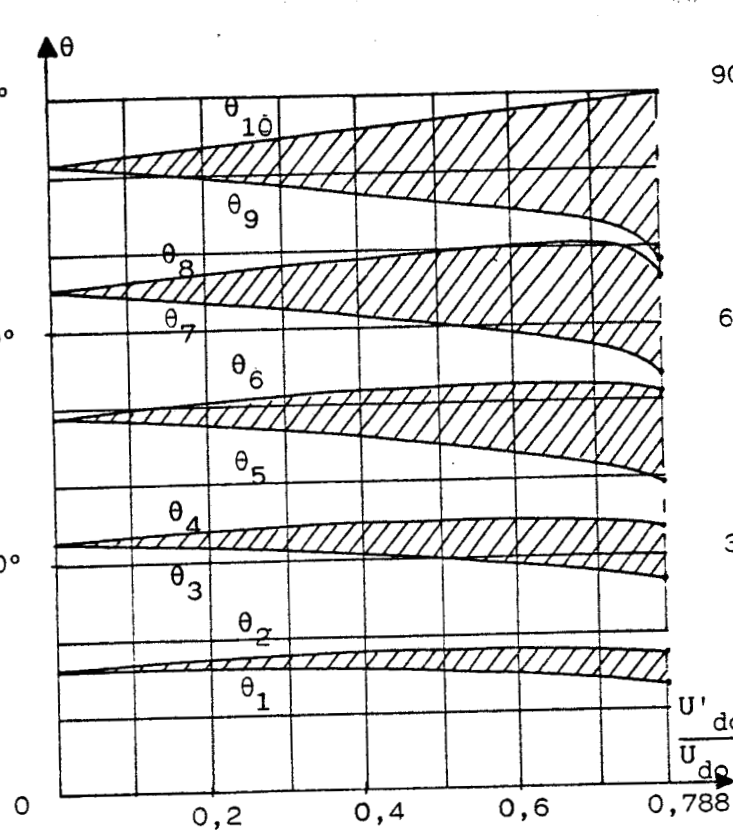
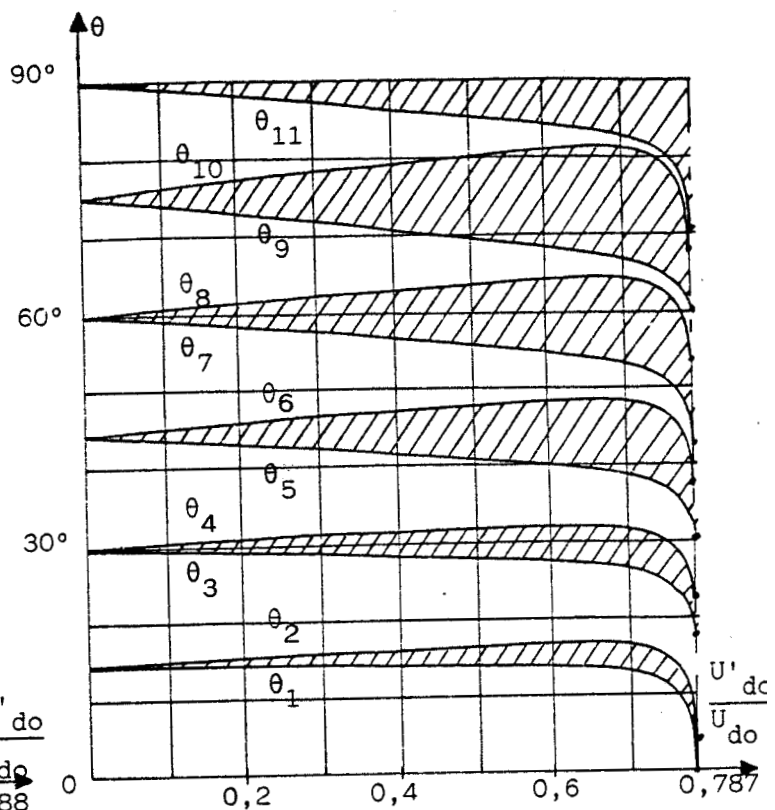


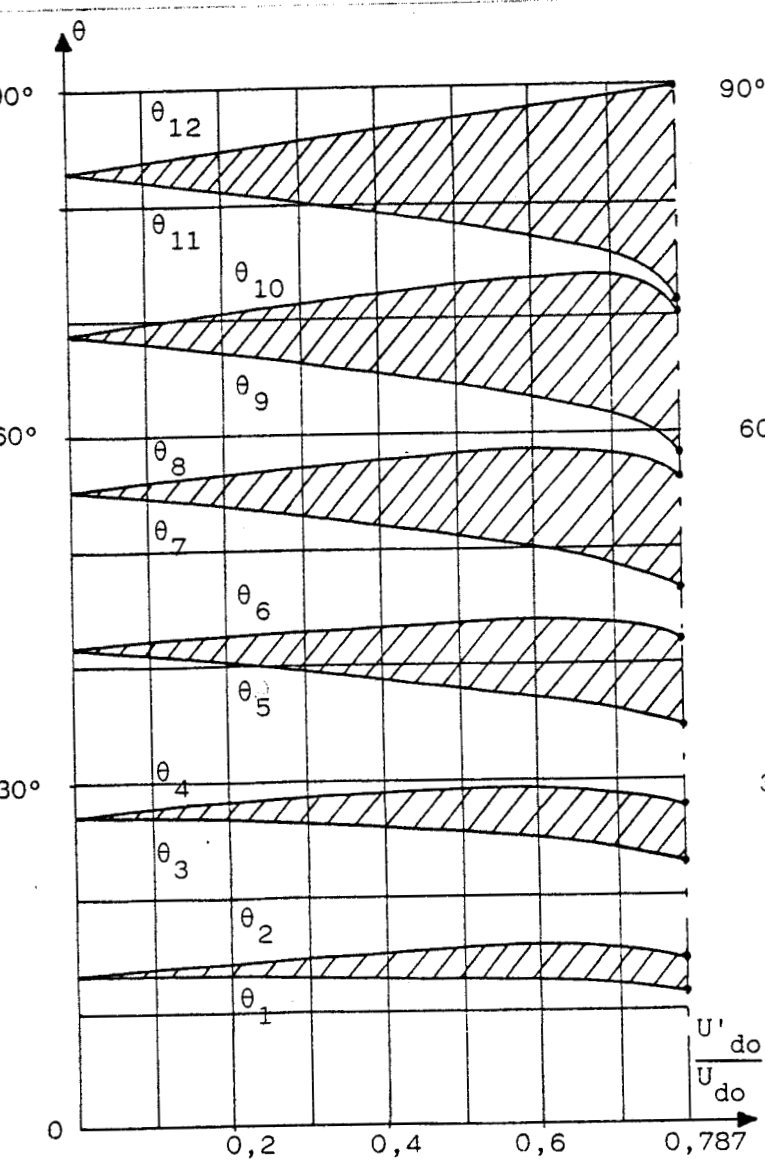
Planche 1.2. ANGLES DE COMMANDE (suite)



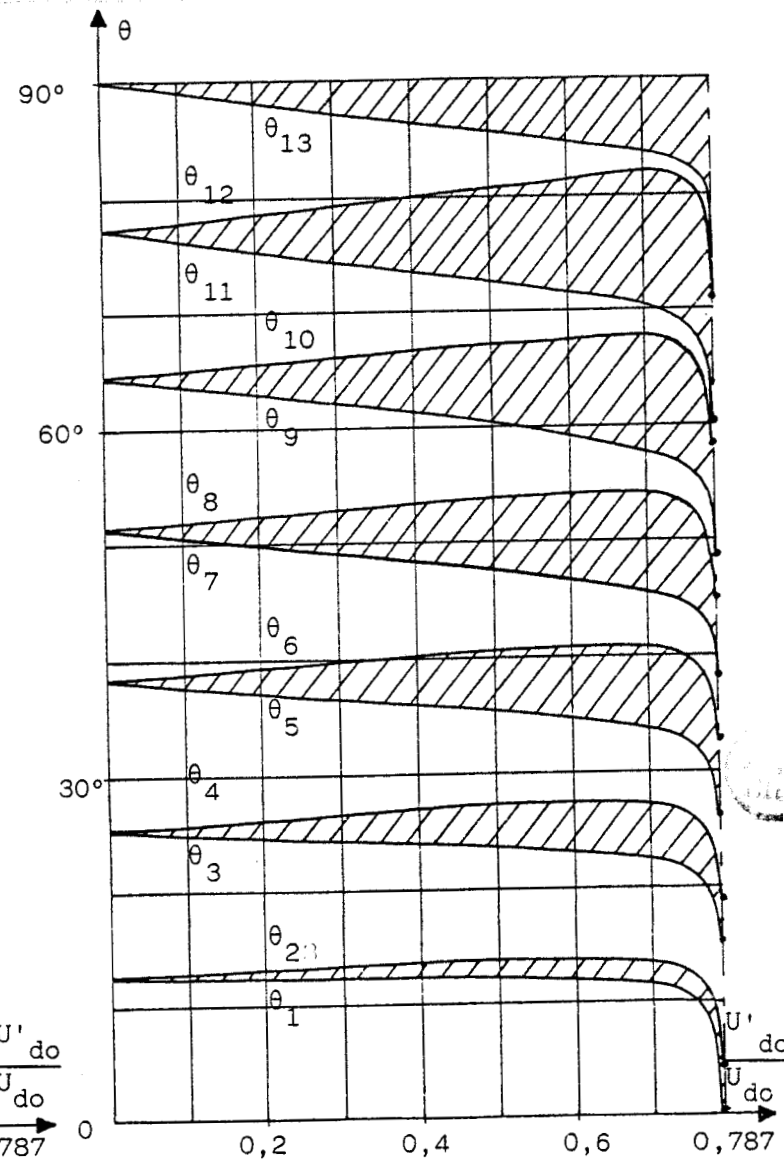
$p = 10$



$p = 11$



$p = 12$



$p = 13$

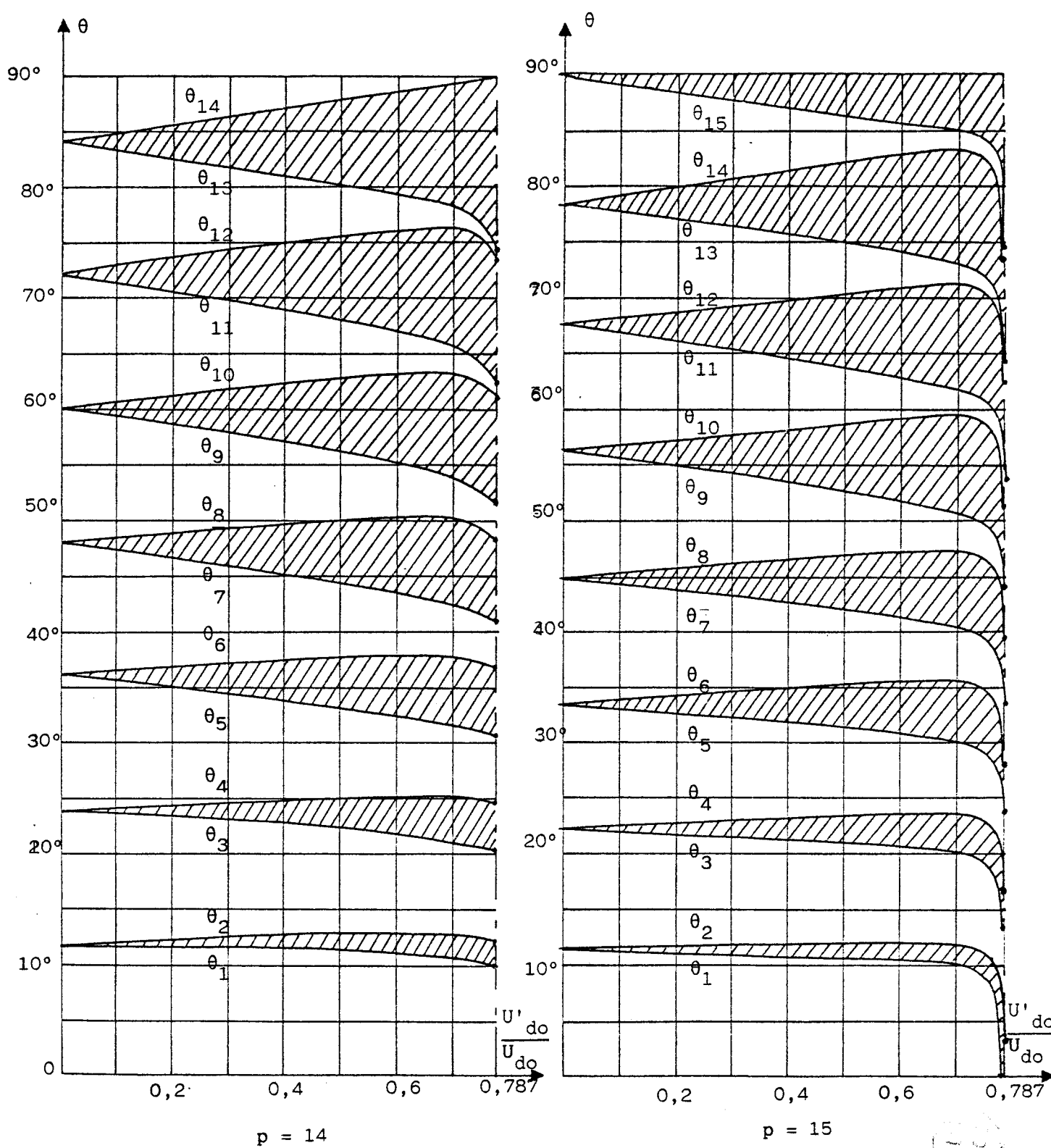


Planche 1.4. ANGLES DE COMMANDE (suite)



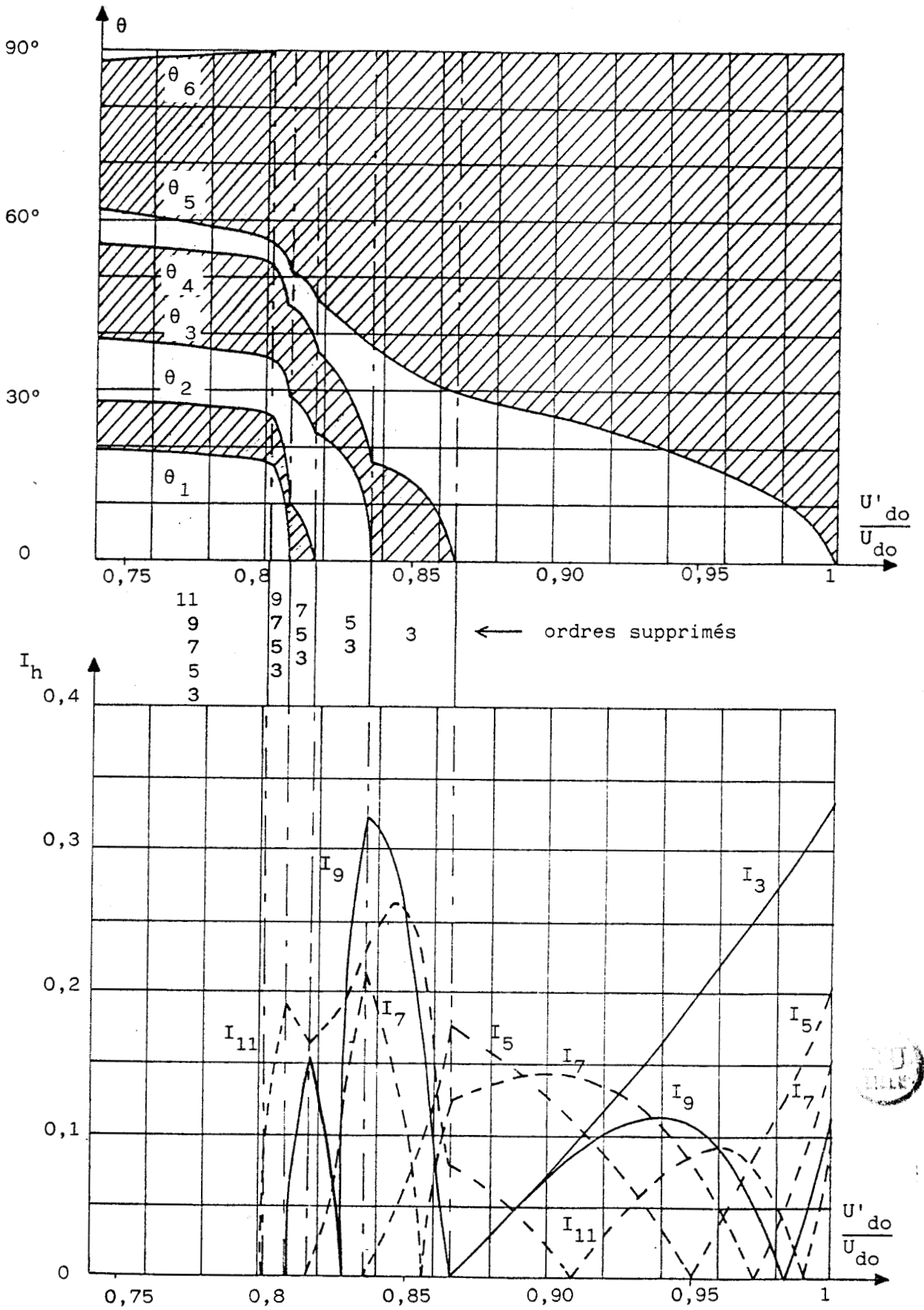


Planche 1.5. SUPPRESSION DU "DECHET DE TENSION"
(p = 6)

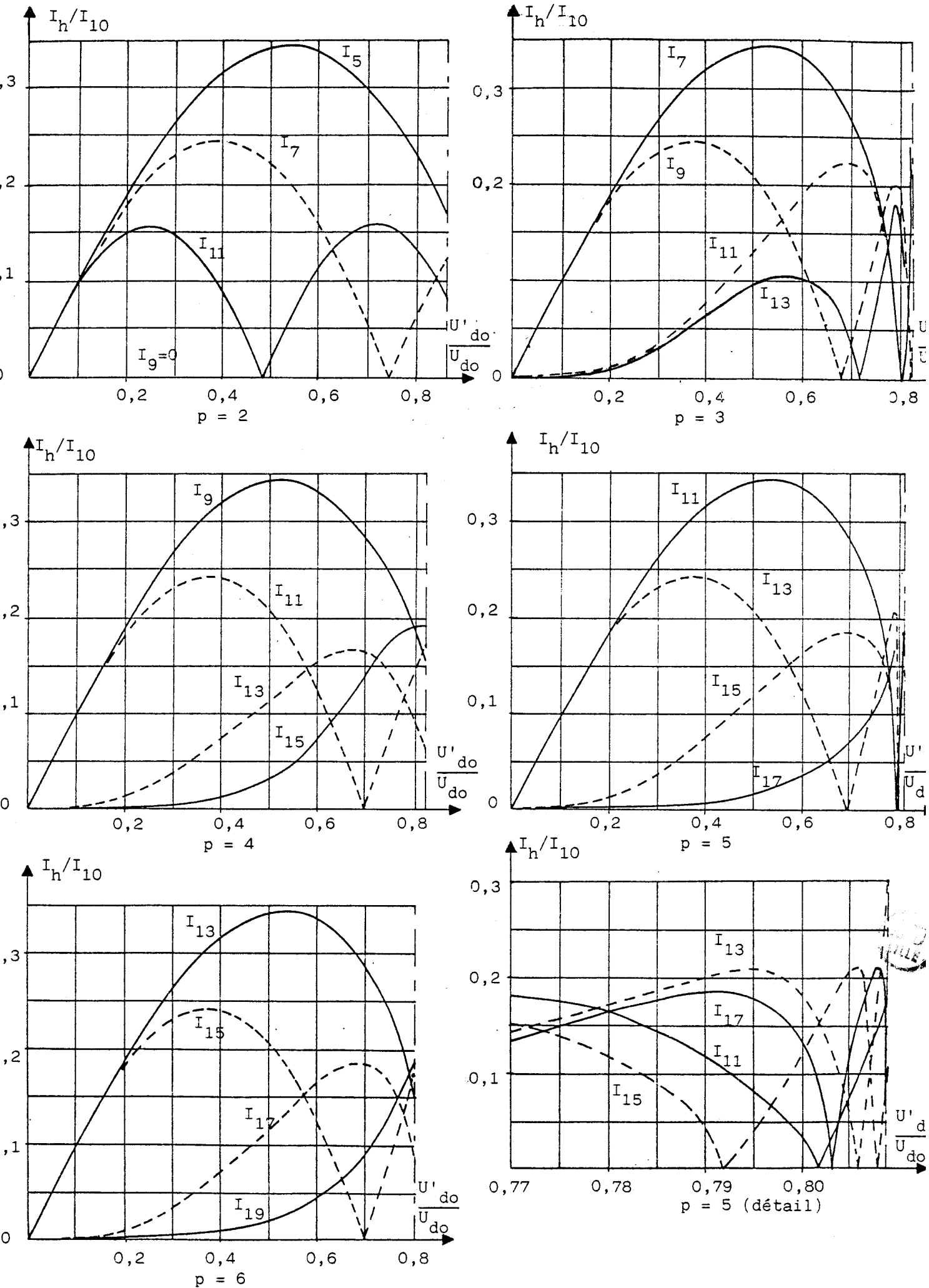
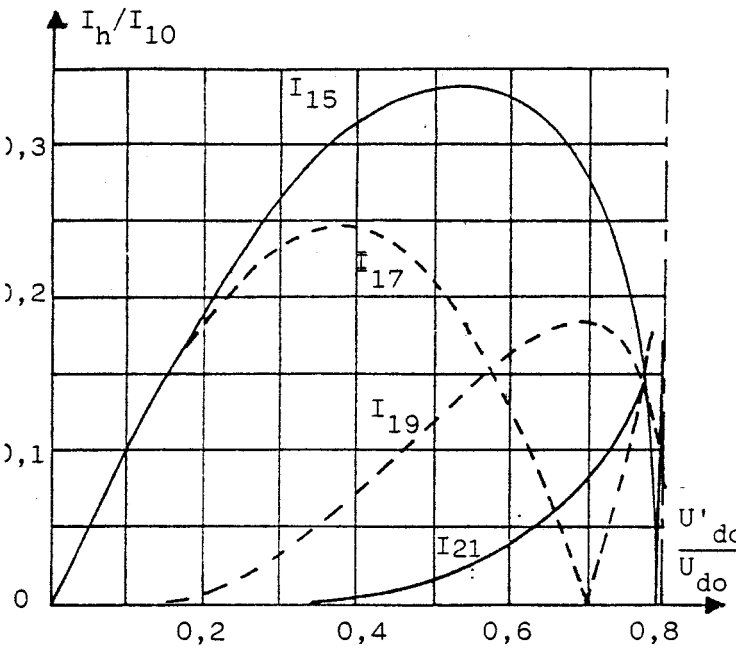
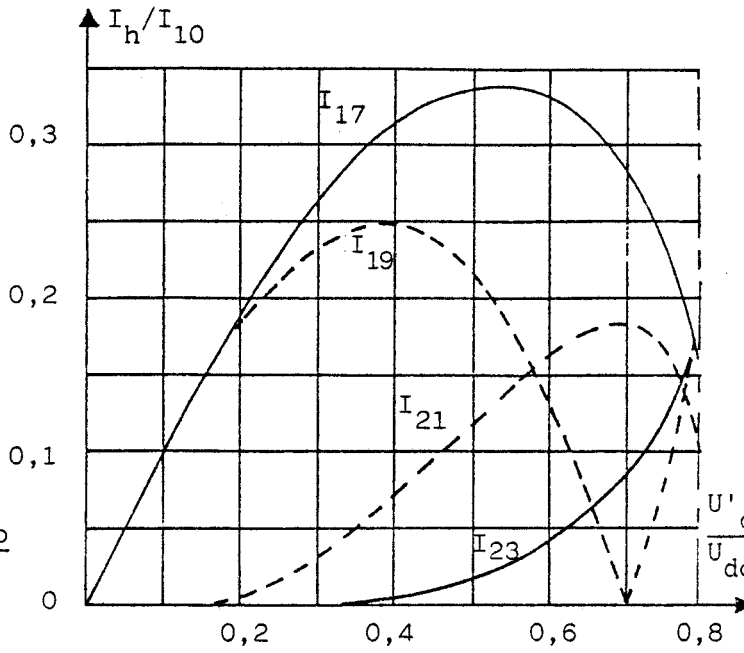


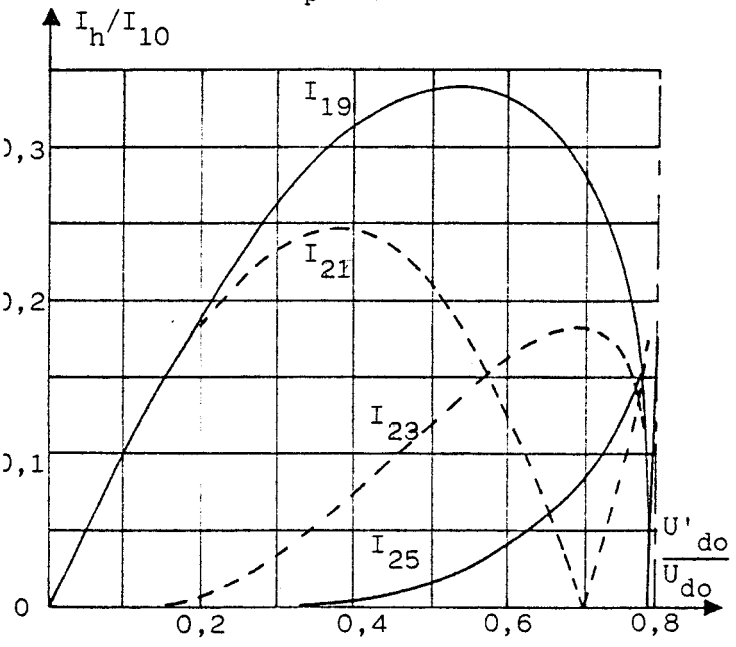
Planche 1.6. HARMONIQUES DU COURANT D'ENTREE



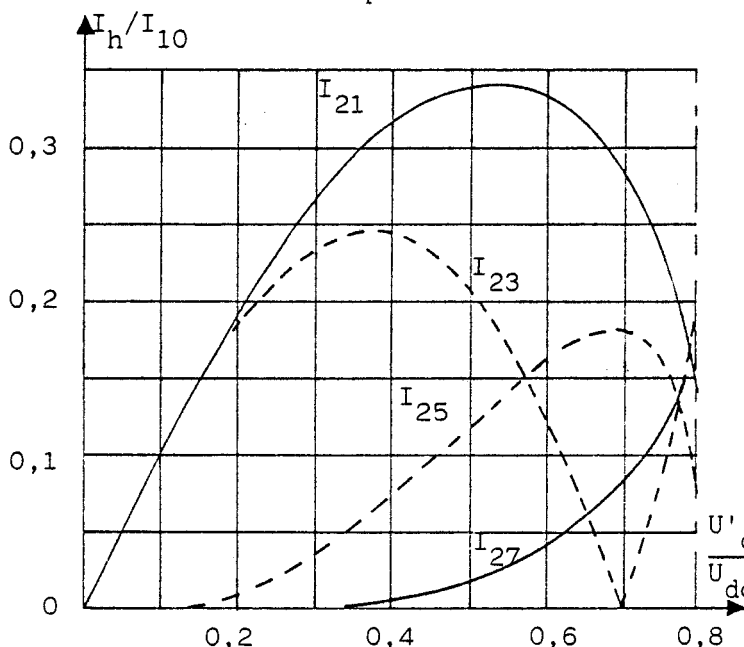
$p = 7$



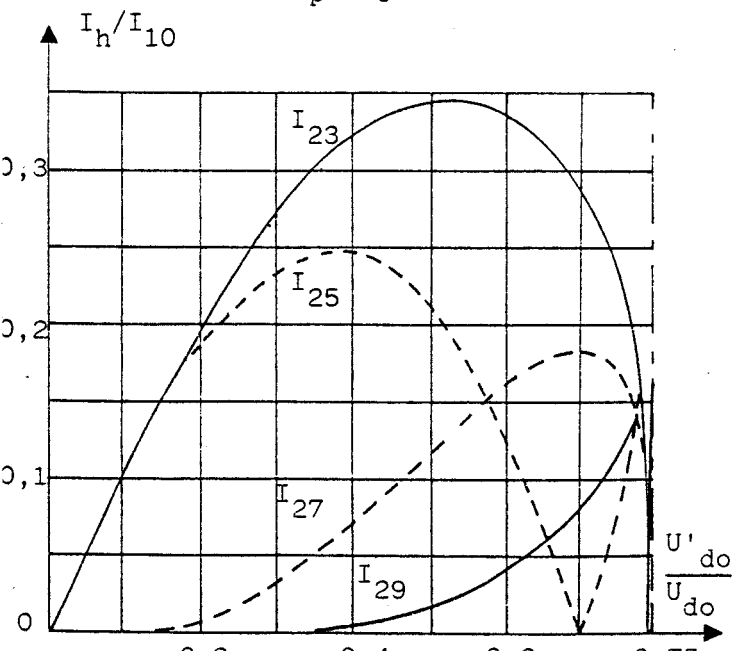
$p = 8$



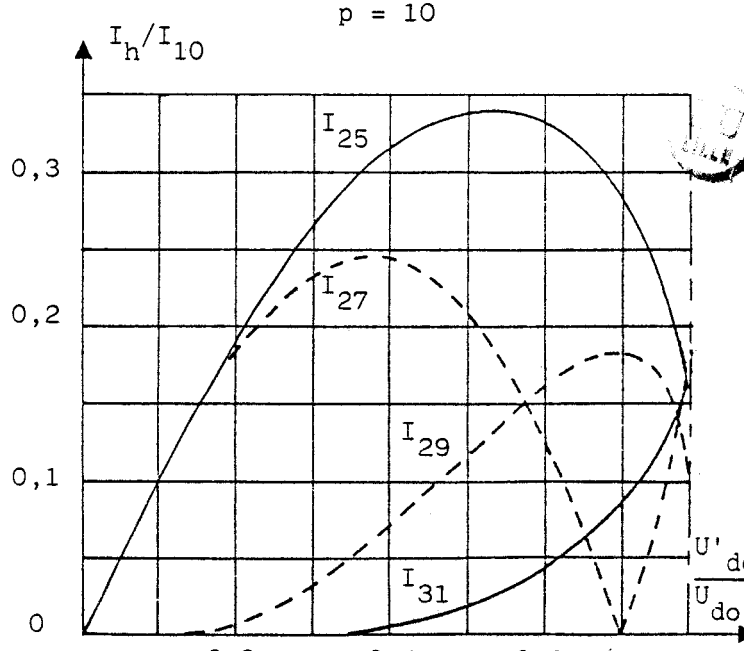
$p = 9$



$p = 10$



$p = 11$



$p = 12$

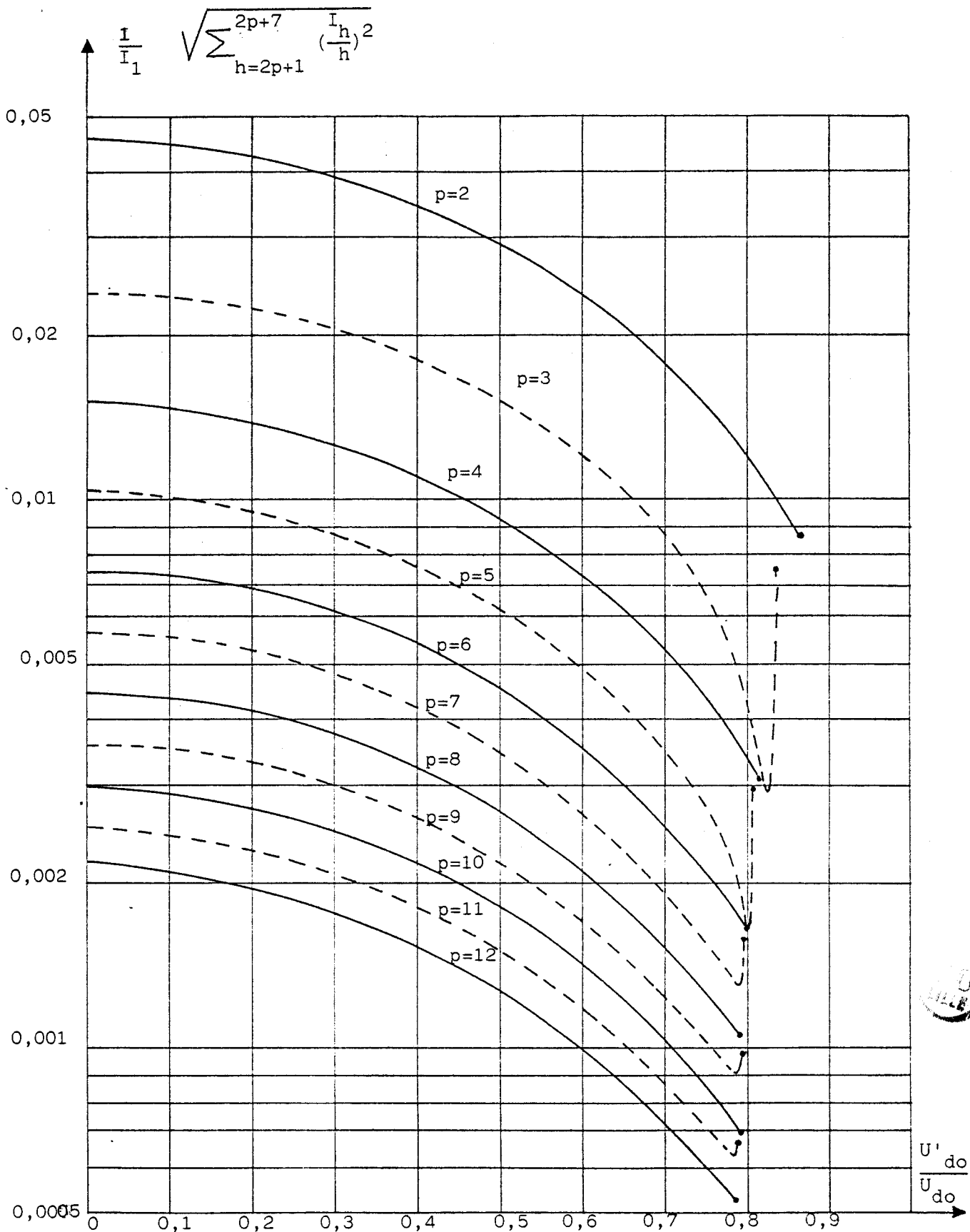


Planche 1.8. TAUX D'HARMONIQUES PONDERES DU COURANT D'ENTREE

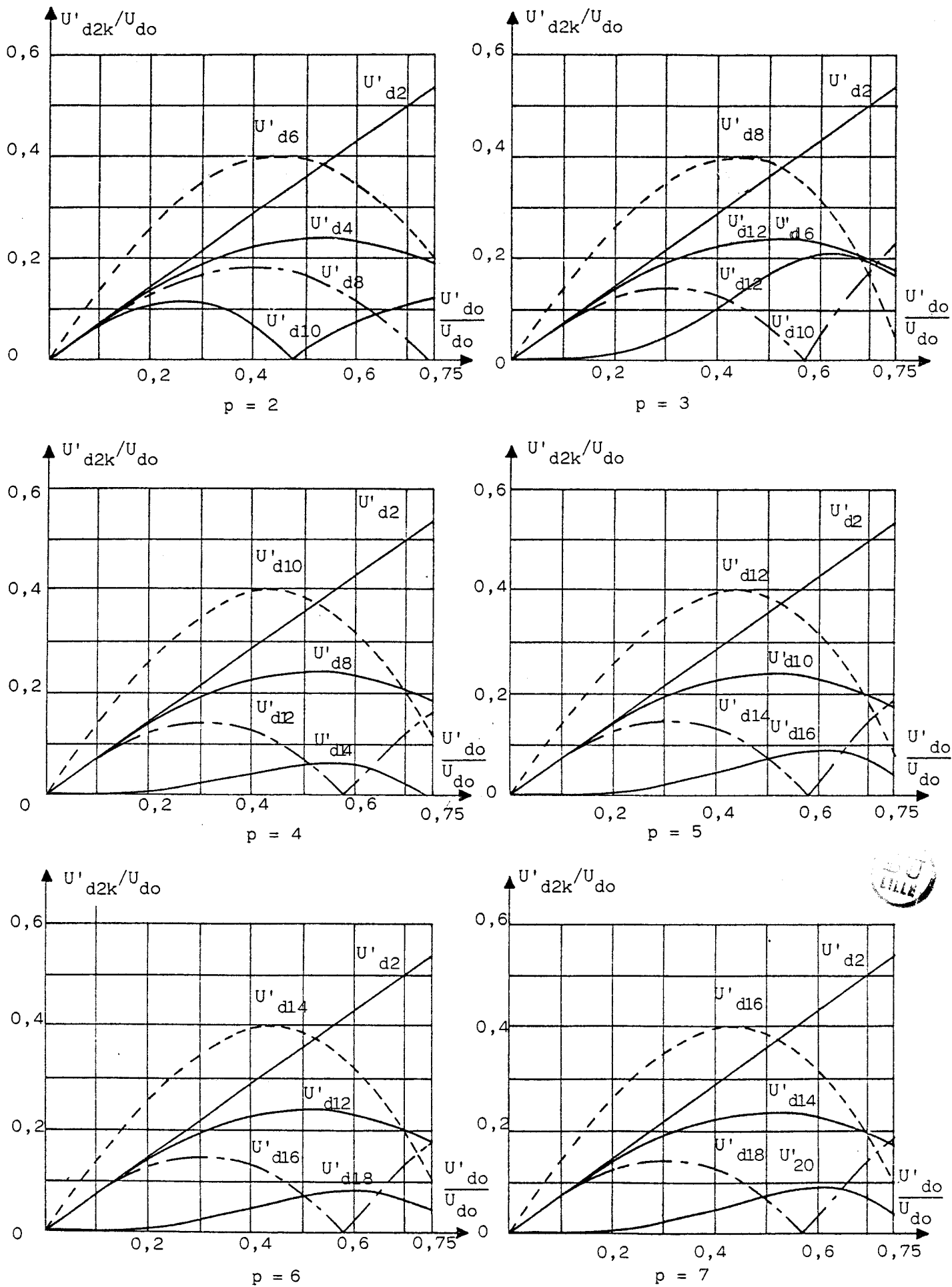


Planche 1.9. HARMONIQUES DE LA TENSION DE SORTIE

CHAPITRE 2

ETUDE DE L'ENSEMBLE FILTRE-CONVERTISSEUR

L'étude du seul convertisseur présentée au chapitre précédent a montré que la Modulation de Largeur d'Impulsions serait sans intérêt si le convertisseur n'était précédé d'un filtre; qu'elle avait pour but d'alléger celui-ci tout en le rendant plus efficace.

- Nous allons examiner maintenant l'ensemble convertisseur-filtre, en supposant encore le récepteur de courant redressé I_d parfait ; nous utiliserons donc le schéma de la figure 2.1.

L'inductance L_1 regroupe la réactance du réseau au niveau de la sous-station, la réactance de la sous-station, celle de la caténaire et la réactance de fuites du transformateur d'entrée toutes ramenées au secondaire du transformateur. On peut éventuellement y adjoindre une inductance additionnelle.

C'est donc maintenant à l'entrée de L_1 qu'est rapportée la source de tension sinusoïdale parfaite

$$v'' = V''_m \sin \omega t.$$

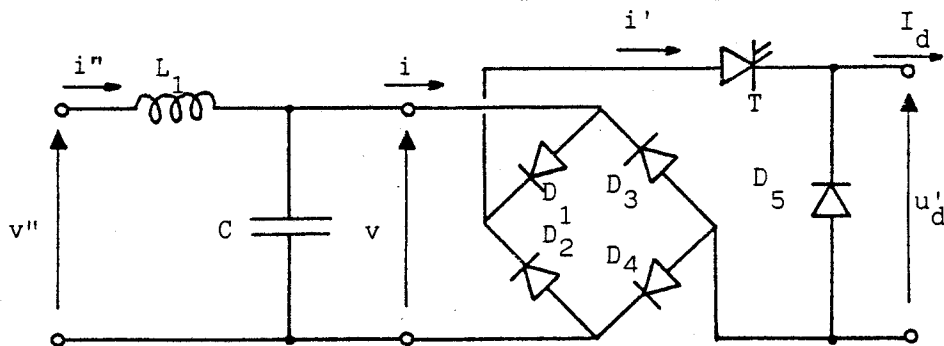


Figure 2.1

Puisque le courant de sortie I_d est encore supposé constant, le calcul des angles permettant de supprimer les premiers harmoniques du courant i et donc du courant i'' n'a pas à être repris.

- Dans un premier temps, on supposera que la commande du hacheur est encore calée sur le fondamental de la tension à l'entrée du convertisseur v (cette tension n'est plus maintenant sinusoïdale). Cela permettra de voir comment il convient de choisir la fréquence de coupure de filtre.

A cause de la puissance réactive créée par le condensateur C , le facteur de puissance à l'entrée du filtre s'écarte notablement de l'unité pour certaines valeurs de la charge. Aussi nous montrerons comment corriger la commande pour tenir compte de cette puissance réactive.

I - LES DEUX EFFETS DU FILTRE

Le filtre produit deux effets :

de la sortie vers l'entrée, il réduit les harmoniques du courant,
de l'entrée vers la sortie, il accroît la tension fondamentale.

Le choix de la fréquence de coupure doit favoriser le premier effet qui est bénéfique, réduire le second qui est gênant.

On peut évaluer approximativement ces deux effets.

I.1. Transmission des courants harmoniques

Le convertisseur se comporte comme un générateur de courants harmoniques débitant sur le circuit résonnant parallèle formé par L_1 et C (figure 2.2).

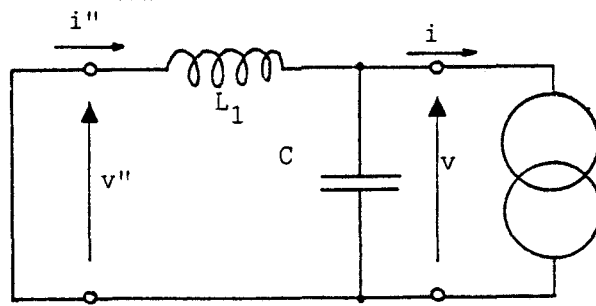


Figure 2.2

Pour l'harmonique de pulsation $h\omega$, en notation complexe, les courants à l'entrée et à la sortie du filtre sont liés à la tension à la sortie par

$$\bar{I}''_h = -\frac{\bar{V}_h}{j L_1 h\omega} ; \bar{I}_h = -\bar{V}_h \left(\frac{1}{j L_1 h\omega} + j C h\omega \right)$$

Le rapport de ces courants est donc :

$$\frac{\bar{I}''_h}{\bar{I}_h} = \frac{1}{1 - L_1 C h^2 \omega^2}$$

Si l'on désigne par ω_r , la pulsation de résonance et par K_r le rapport de celle-ci à ω ,

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{L_1 C}} ; K_r = \frac{\omega_r}{\omega} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C \omega^2}} \quad , \quad (2.1)$$

les courants de rang h sont liés par

$$\frac{I''_h}{I_h} = \frac{1}{\left| 1 - h^2 \left(\frac{\omega}{\omega_r} \right)^2 \right|} = \frac{1}{\left| 1 - \left(\frac{h}{K_r} \right)^2 \right|} \quad (2.2)$$

Plus la pulsation $h\omega$ d'un harmonique est supérieure à la pulsation de résonance ω_r du filtre, plus celui-ci l'affaiblit.

1.2. Transmission de la tension fondamentale

En ce qui concerne la tension d'alimentation de pulsation ω , la source débite, à travers l'inductance L_1 , sur la capacité C en parallèle avec l'entrée du pont à diodes (figure 2.3). Puisque le fondamental du courant i est en phase avec celui de la tension v , l'ensemble convertisseur-charge vu de l'entrée du pont peut, en ce qui concerne le fondamental, être assimilé à une conductance G .

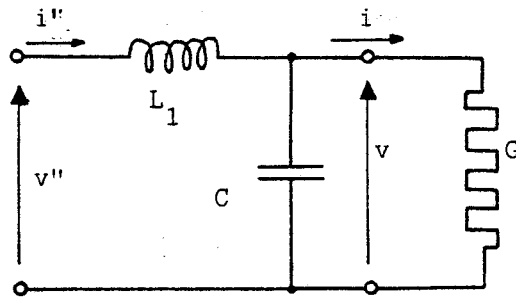


Figure 2.3

D'où la relation liant la valeur \$V_1\$ de la tension aux bornes du condensateur à la tension \$V''\$ de la source

$$\overline{V}_1 = \frac{1}{G + j C \omega} \frac{\overline{V}''}{j L_1 \omega + \frac{1}{G + j C \omega}} \frac{\overline{V}''}{1 + j L_1 \omega (G + j C \omega)}$$

$$\frac{V_1}{V''} = \frac{1}{\sqrt{(1 - L_1 C \omega^2)^2 + (L_1 \omega G)^2}}$$

ou, en mettant en évidence \$\omega_r\$ et \$K_r\$

$$\boxed{\frac{V_1}{V''} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2\right]^2 + (L_1 \omega G)^2}} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{1}{K_r^2}\right)^2 + (L_1 \omega G)^2}}} \quad (2.3)$$

- La conductance \$G\$ varie avec le courant \$I_d\$ consommé par le récepteur et la profondeur du réglage de la tension de sortie.

Dans le cas d'un moteur à courant continu de grande traction on peut prendre comme courant nominal 1500A et comme tension nominale 1500V.

$$I_{d \text{ nom}} = 1500A$$

$$U'_{d \text{ nom}} = 1500V$$

Si compte-tenu du "déchet de tension" et de la chute de tension, on prend le maximum de \$U'_d\$ égal à \$0,75 U_{do}\$

$$1500 = 0,75 \frac{2}{\pi} V_1 \sqrt{2}$$

donne \$V_1\$ de l'ordre de 2250 volts.

Le fondamental du courant d'entrée [relations (1.5) et (1.6)] est donné par

$$I_1 = I_d \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{U'_{do}}{U_{do}} \right)$$

Pour $I_d = 1500A$ et à tension de sortie maximale

$$I_{1nom} \approx 1500 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 0,75 \approx 1000A$$

(on vérifie que $U'_{dnom} I_{dnom} = V_1 I_{1nom}$).

La conductance I_1/V_1 est donc de l'ordre de 0,55 à plein débit et à tension de sortie maximale.

Elle diminue quant I_d et U'_d diminuent, puisque

$$I_1 = I_d (U'_{do}/U_{do})$$

L'inductance L_1 , intervenant à côté de G dans la relation (2.3) dépend de l'inductance à l'entrée de la locomotive, de l'inductance de fuites du transformateur et de l'addition ou non d'une inductance additionnelle.

Si l'on prend une chute de tension inductive totale $L_1\omega I_1$ de 20 à 25% de V_1 , on voit que la réactance $L_1\omega$ est de l'ordre de

$$(0,2 \text{ à } 0,25) \frac{2250}{1000} \approx 0,5 \Omega$$

Le produit $L_1\omega G$ est à plein courant et à pleine tension voisin de 0,25 donc nettement inférieur à l'unité.

Sauf au voisinage de la résonance, le second terme du dénominateur du rapport V_1/V'' peut être négligé devant le premier. On pourra alors écrire :

$$\frac{V_1}{V''} = \frac{1}{|1 - (\frac{\omega}{\omega_r})^2|} \quad (2.3')$$

I.3. Placement de la fréquence de résonance

La comparaison des relations (2.2) et (2.3') montre que la même courbe permet de suivre les deux effets du filtre.

Si l'on trace (figure 2.4) la courbe donnant $1/[1 - (\omega/\omega_r)^2]$ en fonction de ω/ω_r , elle donne la valeur approchée de V_1/V'' . A condition de prendre comme abcisse $h\omega/\omega_r$, elle donne aussi la valeur du rapport I''_h/I_h .

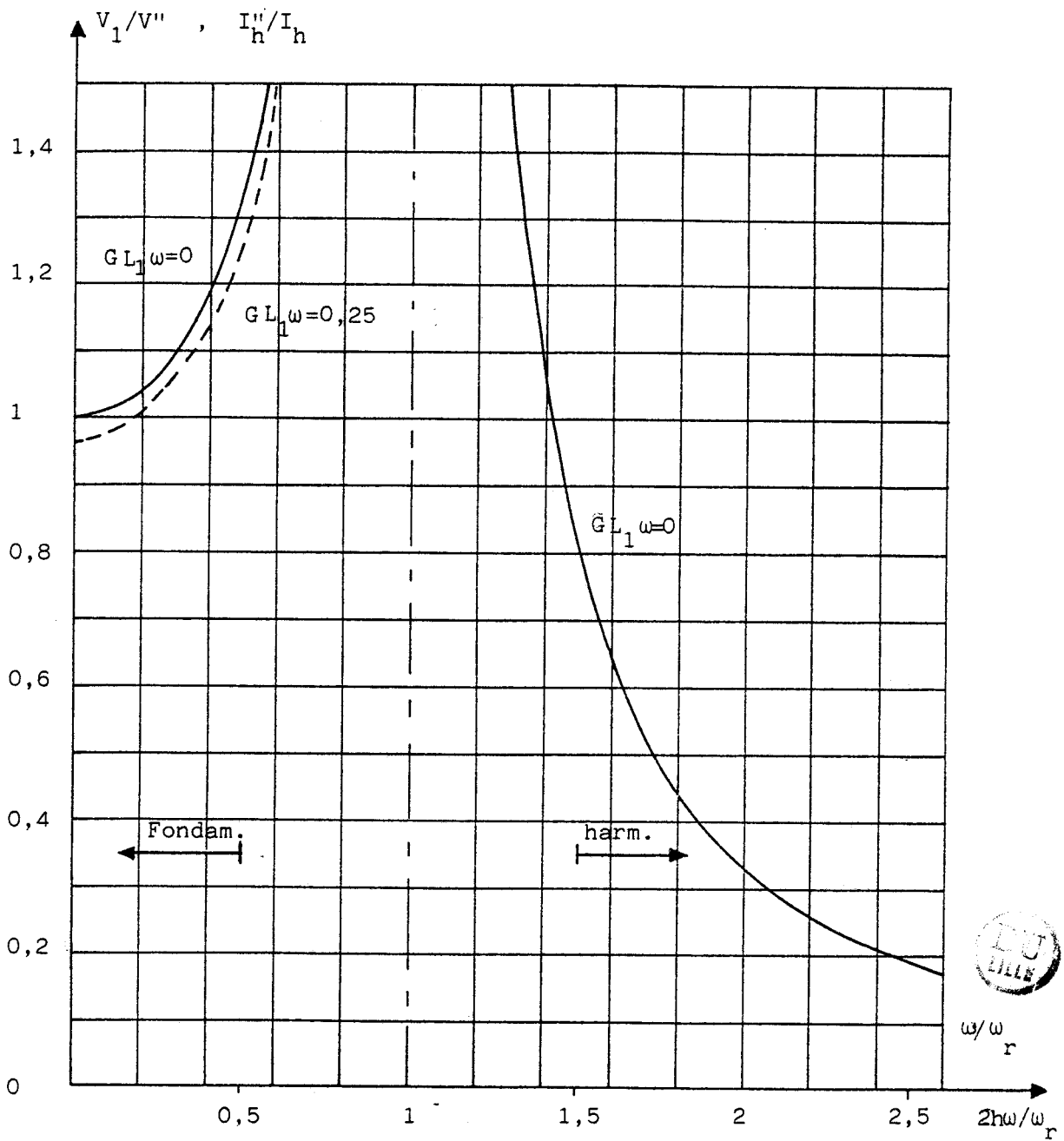


Figure 2.4

Pour ω/ω_r inférieur à l'unité, on a tracé en traits interrompus sur la figure 2.4 les variations de V_1/V'' pour $L_1G\omega$ égal à 0,25. On voit que l'écart avec la courbe correspondant à $L_1C\omega$ nul n'est pas très grand.

L'examen de la figure 2.4 montre que
 pour que V_1 diffère peu de V' d'une part,
 pour que, pour tous les harmoniques présents, I''_h soit nettement
 inférieur à I_h d'autre part,
 il faut que

- ω soit nettement inférieur à ω_r
- $h\omega$ soit nettement supérieur à ω_r pour tous les harmoniques.

Le premier harmonique non supprimé étant celui de rang $2p+1$, il faut

$$\omega < \omega_r < (2p+1)\omega$$

$$\boxed{1 < K_r < 2p+1} \quad (2.4)$$

Cette double inégalité est d'autant plus facile à satisfaire que le nombre p d'impulsions par alternance est plus grand.

C'est l'emploi de la Modulation de Largeur d'Impulsions qui permet de se contenter d'un filtre aussi simple que celui proposé ici.

Si le premier harmonique à atténuer était celui de rang 3, il faudrait [26] dériver à l'entrée du pont à diodes des circuits résonnants série accordés sur les fréquences des premiers courants harmoniques à atténuer.

II - ETUDE QUANTITATIVE APPROCHEE DU FILTRE

Pour déterminer la pulsation de coupure ω_r du filtre et la valeur des éléments L_1 et C qui composent celui-ci, trois phénomènes sont à considérer :

- . l'affaiblissement à donner au premier harmonique restant,
- . la puissance réactive créée par le condensateur,
- . la nécessité d'alimenter le convertisseur par une source de tension, avant d'envisager un compromis.

II.1. Affaiblissement du premier harmonique restant

Puisque $L_1 C \omega^2$ égale $1/K_r^2$, le filtre est globalement d'autant moins onéreux qu'on peut adopter une valeur plus grande de K_r . On déduit le maximum de K_r de la réduction A à donner au premier harmonique restant, celui de pulsation $(2p+1)\omega$.

Puisque $2p+1$ est supérieur à K_r , la relation (2.2) peut s'écrire successivement

$$\frac{I''_{2p+1}}{I_{2p+1}} = \frac{1}{\left(\frac{2p+1}{K_r}\right)^2 - 1} = \frac{1}{\sqrt{\left[\left(\frac{2p+1}{K_r}\right)^2 - 1\right]^2}} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{2p+1}{K_r}\right)^4 - 2\left(\frac{2p+1}{K_r}\right)^2 + 1}}$$

Si l'on veut que I''_{2p+1}/I_{2p+1} égale $\frac{1}{A}$, il faut que

$$\left(\frac{2p+1}{K_r}\right)^4 - 2 \left(\frac{2p+1}{K_r}\right)^2 = A^2 - 1$$

ce qui donne

$\left(\frac{2p+1}{K_r}\right)^2 = 1+A$ (la racine $(1-A)$ ne peut convenir puisque négative) ou

$$K_r = \frac{2p+1}{\sqrt{1+A}}$$

Pour obtenir un affaiblissement supérieur ou égal à A , il faut donc

$$K_r = \frac{\omega_r}{\omega} \leq \frac{2p+1}{\sqrt{1+A}} \text{ ou } L_1 C \omega^2 \geq \frac{1+A}{(2p+1)^2} \quad (2.5)$$

Pour $A \geq \sqrt{2}$ (affaiblissement > 3dB), il faut $K_r \leq 0,644 (2p+1)$

$A \geq 2$ (affaiblissement > 6dB), il faut $K_r \leq 0,577 (2p+1)$

$A \geq 5$ (affaiblissement > 14dB), il faut $K_r \leq 0,408 (2p+1)$

$A \geq 10$ (affaiblissement > 20dB), il faut $K_r \leq 0,302 (2p+1)$

Remarque : Si le nombre d'impulsions par alternances p est suffisamment élevé, on pourra, même avec un filtre réduit, obtenir une forte valeur de A .

Si A égale 5 par exemple, on est assuré que :

- . les harmoniques de rang supérieur à $2p+1$ verront leur valeur divisée par plus de 5.
- . la somme quadratique des harmoniques du courant d'entrée (voir figure 1.5) sera inférieure à $0,1 I_{10}$.

Dans ces conditions, sauf dans la zone où U'_{do}/U_{do} est très faible (mais on a vu que le fonctionnement dans cette zone n'était pas possible en pratique), le taux d'harmoniques du courant d'entrée sera négligeable.

II.2. La puissance réactive créée par le condensateur

Si l'on réduit suffisamment les harmoniques du courant d'entrée, le facteur de puissance F à l'entrée est pratiquement égal au facteur de déplacement $\cos \varphi''$, en désignant par φ'' le déphasage du courant I'' par rapport à la tension V'' . L'écart entre $\cos \varphi''$ est l'unité est dû à la puissance réactive Q_1 créée (ou absorbée) à la fréquence fondamentale.

La puissance réactive Q_c créée par le condensateur $V_1 I_{c1}$ est à peu près constante, comme le fondamental V_1 de la tension v . La puissance réactive Q_L consommée par l'inductance L_1 , soit $L_2 \omega I''^2$, varie avec le courant fondamental I_1 absorbé par le convertisseur

$$Q_1 = Q_c - Q_L$$

A vide ($I_1=0$), puisque $L_1 C \omega^2$ est inférieur à l'unité, Q_c est supérieur à Q_L et Q_1 est positif. Quand I_1 croît, Q_1 diminue ; il peut s'annuler et changer de signe.

La figure 2.5 rappelle le schéma utilisé pour l'étude du fondamental et donne le diagramme vectoriel des courants et des tensions pour I_1 nul, pour Q_1 positif, pour Q_1 nul et pour Q_1 négatif.

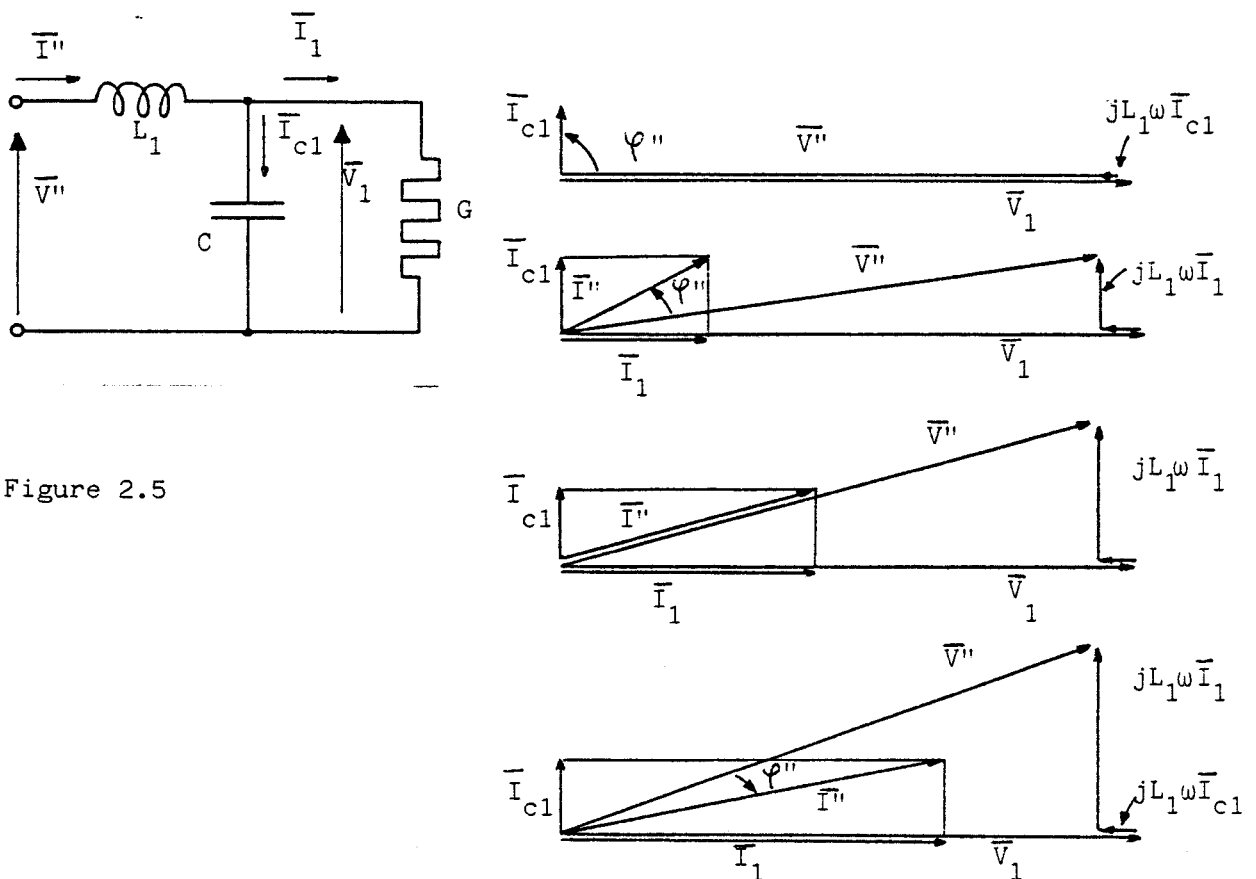


Figure 2.5

Le problème de la puissance réactive optimale à faire créer au condensateur a été étudié par J BONAL [4] ; il est lié au régime moyen de fonctionnement prévu pour la locomotive. Il présente ici la particularité que la puissance réactive fondamentale en aval de L_1 est nulle.

- Nous envisageons successivement l'influence du choix de C sur
- . le courant I'' pris à la source,
 - . la variation de la tension V_1 ,
 - . le facteur de déplacement $\cos \varphi''$.

a) courant pris à la source

Le courant de fréquence fondamentale I_{c1} absorbé par le condensateur correspond à une augmentation du courant I'' pris à la source indépendante de L_1 .

$$I_{c1} = C \omega V_1$$

$$I'' = \sqrt{I_{c1}^2 + I_1^2}$$

D'où

$$\frac{I''}{I_{1nom}} = \sqrt{\left(\frac{I_{c1}}{I_{c1nom}}\right)^2 + \left(\frac{I_1}{I_{c1nom}}\right)^2} \quad (2.6)$$

En haut de la planche 2.1, on a représenté les variations, en fonction de I_1/I_{1nom} , de I''/I_{1nom} pour

$$I_{c1}/I_{1nom} = 0,10 \text{ ou } C\omega/G_{nom} = 0,10$$

$$I_{c1}/I_{1nom} = 0,20 \text{ ou } C\omega/G_{nom} = 0,20$$

$$I_{c1}/I_{1nom} = 0,30 \text{ ou } C\omega/G_{nom} = 0,30$$

L'augmentation de C présente un premier inconvénient ; elle augmente le courant dans l'inductance et les pertes Joule dans la résistance de celle-ci.

b) variation de la tension V_1

Les diagrammes vectoriels de la figure 2.5 montrent que la tension d'entrée V'' est liée au fondamental V_1 de la tension à la sortie du filtre par

$$V'' = \sqrt{(V_1 - L_1 \omega I_{c1})^2 + (L_1 \omega I_1)^2}$$

ou en mettant en évidence I_{c1}/I_{1nom} et $L_1 \omega I_{1nom}/V_1$

$$\frac{V''}{V_1} = \sqrt{\left(1 - \frac{L_1 \omega I_{1nom}}{V_1} \cdot \frac{I_{c1}}{I_{1nom}}\right)^2 + \left(\frac{L_1 \omega I_{1nom}}{V_1} \cdot \frac{I_1}{I_{1nom}}\right)^2} \quad (2.7)$$

Le bas de la planche 2.2 montre les variations du rapport V_1/V'' , pour les trois valeurs de I_{c1}/I_{1nom} indiquées précédemment et pour

$\frac{L_1 \omega I_{1nom}}{V_1}$	ou $L_1 \omega G_{nom}$	= 0,10
"	"	= 0,20
"	"	= 0,30
"	"	= 0,40

A vide, à cause de C, il y a élévation de la tension de l'entrée vers la sortie. Cette surtension diminue au fur et à mesure que la charge croît ; pour les fortes valeurs relatives de L_1 , elle s'inverse et V_1 est inférieur à V'' .

L'examen des courbes montre que la chute de tension V_1 au fur et à mesure que I_1 croît dépend assez peu de la capacité. Elle croît rapidement en fonction de L_1 .

Cette chute de tension en charge est évidemment gênante car elle conduit à surdimensionner le transformateur et son alimentation. Pour la limiter il faut limiter la valeur du rapport $L_1 \omega I_{1nom}/V_1$ ou $L_1 \omega G_{nom}$.

La relation (2.7) donne

à vide,
$$\left(\frac{V_1}{V''}\right)_0 = \frac{1}{1 - L_1 G_{\text{nom}} \frac{C \omega}{G_{\text{nom}}}}$$

à pleine charge,
$$\left(\frac{V_1}{V''}\right)_{I_{1\text{nom}}} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - L_1 G_{\text{nom}} \frac{C \omega}{G_{\text{nom}}}\right)^2 + (L_1 \omega G_{\text{nom}})^2}}$$

D'où la chute de tension entre la marche à vide et la marche à pleine puissance, rapportée à la tension V_1 à pleine puissance

$$\begin{aligned} \frac{\Delta V_1}{V_1} &= \frac{\left(\frac{V_1}{V''}\right)_0 - \left(\frac{V_1}{V''}\right)_{I_{1\text{nom}}}}{\left(\frac{V_1}{V''}\right)_{I_{1\text{nom}}}} = \frac{\left(\frac{V_1}{V''}\right)_0}{\left(\frac{V_1}{V''}\right)_{I_{1\text{nom}}}} - 1 \\ &= \sqrt{1 + \left(\frac{L_1 \omega G_{\text{nom}}}{1 - L_1 \omega G_{\text{nom}} \frac{C \omega}{G_{\text{nom}}}}\right)^2} - 1 \end{aligned}$$

On en déduit

$$\left(\frac{L_1 \omega G_{\text{nom}}}{1 - L_1 \omega G_{\text{nom}} \frac{C \omega}{G_{\text{nom}}}}\right)^2 = \left(1 + \frac{\Delta V_1}{V_1}\right)^2 - 1$$

$$L_1 \omega G_{\text{nom}} = \sqrt{2 \frac{\Delta V_1}{V_1} + \left(\frac{\Delta V_1}{V_1}\right)^2} \left(1 - L_1 \omega G_{\text{nom}} \frac{C \omega}{G_{\text{nom}}}\right)$$

$$L_1 \omega G_{\text{nom}} = \frac{\sqrt{2 \Delta V_1 / V_1 + (\Delta V_1 / V_1)^2}}{1 + \frac{C \omega}{G_{\text{nom}}} \sqrt{2 \Delta V_1 / V_1 + (\Delta V_1 / V_1)^2}} \quad (2.8)$$

Cette relation montre bien qu'à $\Delta V_1 / V_1$ donné, la valeur de $L_1 \omega$ décroît un peu quand C croît.

En première approximation, si on néglige l'effet du courant de capacité et si $\Delta V_1 / V_1$ est assez faible pour qu'on puisse négliger $(\Delta V_1 / V_1)^2$ devant $2 \Delta V_1 / V_1$, il vient

$$L_1 \omega G_{\text{nom}} \approx \sqrt{\frac{2 \Delta V_1}{V_1}}$$

Cette relation simplifiée donnerait

$$\text{pour } \frac{\Delta V_1}{V_1} \leq 10\% \quad , \quad L_1 \omega G_{\text{nom}} \leq 0,45$$

$$\frac{V_1}{V_1} \leq 20\% \quad , \quad L_1 \omega G_{\text{nom}} \leq 0,63$$

c) facteur de déplacement $\cos \varphi''$

Puisqu'on néglige toutes les pertes, la puissance active à l'entrée du filtre, $V'' I'' \cos \varphi''$, est égale à la puissance active à la sortie du filtre et à la puissance active $U'_d I'_d$ à la sortie du convertisseur.

Si on néglige la puissance active portée par les harmoniques de la tension v et du courant i , la puissance à la sortie du filtre est $V_1 I_1$.

Alors

$$\begin{aligned} \cos \varphi'' &= \frac{V_1}{V''} \frac{I_1}{I''} \\ \cos \varphi'' &= \frac{V_1}{V''} \frac{I_1}{I_{1\text{nom}}} \cdot \frac{I_{1\text{nom}}}{I''} \end{aligned} \quad (2.9)$$

On peut calculer $\cos \varphi''$ pour chaque valeur de $I_1/I_{1\text{nom}}$, à partir de V''/V_1 et $I''/I_{1\text{nom}}$ donnés par les relations (2.6) et (2.7).

- La planche 2.2 donne les variations de $\cos \varphi''$, en fonction de $I_1/I_{1\text{nom}}$

pour $I_{c1}/I_{1\text{nom}}$ égal à 0,10 ; 0,20 ; 0,30

et

pour $L_1 \omega I_{1\text{nom}}/V_1$ égal à 0,10 ; 0,20 ; 0,30 et 0,40.

A $L_1 C \omega^2$ donné, $\cos \varphi''$ croît avec I_1 , atteint la valeur 1 puis diminue.

Comme le montre le troisième diagramme vectoriel de la figure 2.5, la valeur 1 de $\cos \varphi''$ est obtenue pour I_1 tel que

$$\begin{aligned} \frac{I_1}{I_{c1}} &= \frac{V_1 - L_1 \omega I_{c1}}{L_1 \omega I_1} \\ I_1 &= \sqrt{\frac{V_1 I_{c1} - L_1 \omega I_{c1}^2}{L_1 \omega}} \end{aligned}$$

ou, en première approximation, en négligeant $L_1 \omega I_{c1}$ devant V_1

$$\frac{I_1}{I_{1nom}} \approx \sqrt{\frac{V_1}{L_1 \omega I_{1nom}} \cdot \frac{I_{c1}}{I_{1nom}}}$$

Le maximum de $\cos \varphi''$ n'est donc atteint avant le fonctionnement en surcharge que si

$$\frac{L_1 \omega I_{1nom}}{V_1} \geq \frac{I_{c1}}{I_{1nom}}$$

L'examen des quatre jeux de courbes de la planche 2.2 montre que le paramètre essentiel est le courant du condensateur.

Pour obtenir une forte valeur de $\cos \varphi''$ dans une très grande plage de variation de puissance, il faut *réduire la capacité* le plus possible.

En augmentant l'inductance on améliore un peu les courbes en accroissant la rapidité de leur montée quand I_1 croît.

Pour obtenir $0,95 < \cos \varphi'' < 1$, dans toute la zone $0,5 < \frac{I_1}{I_{nom}} < 1$, par exemple, il faut

$$\begin{aligned} \frac{L_1 \omega I_{1nom}}{V_1} &\geq 0,123 \text{ pour } \frac{I_{c1}}{I_{1nom}} = 0,20 \\ &\geq 0,40 \text{ pour } \quad \quad \quad = 0,30 \end{aligned}$$

L'étude du seul fondamental, qui est indépendante du nombre p d'impulsions par alternances, conduirait donc à minimiser la valeur de C

- pour réduire le rapport I''/I_1
- pour réduire les variations de V_1/V''
- pour améliorer la courbe donnant $\cos \varphi''$.

II.3. Nécessité d'alimenter le convertisseur par une source de tension

Dès la présentation, au début du chapitre 1, de la structure de convertisseur étudiée, nous avons indiqué que celui-ci était alimenté par une source de tension grâce au condensateur.

C'est la nécessité de jouer effectivement ce rôle qui impose à C sa valeur minimale.

Si le filtre est efficace, son courant d'entrée i'' (figure 2.6) est pratiquement sinusoïdal, le courant fourni au convertisseur i étant formé d'une succession de créneaux, le condensateur doit fournir les variations de i . Son courant de charge i_c est donné par

$$i_c = i'' - i$$

et présente la forme d'onde représentée sur la figure 2.6 où on a pris un courant i'' légèrement déphasé en avant du fondamental de i et un peu supérieur (cf diagrammes vectoriels de la figure 2.5).

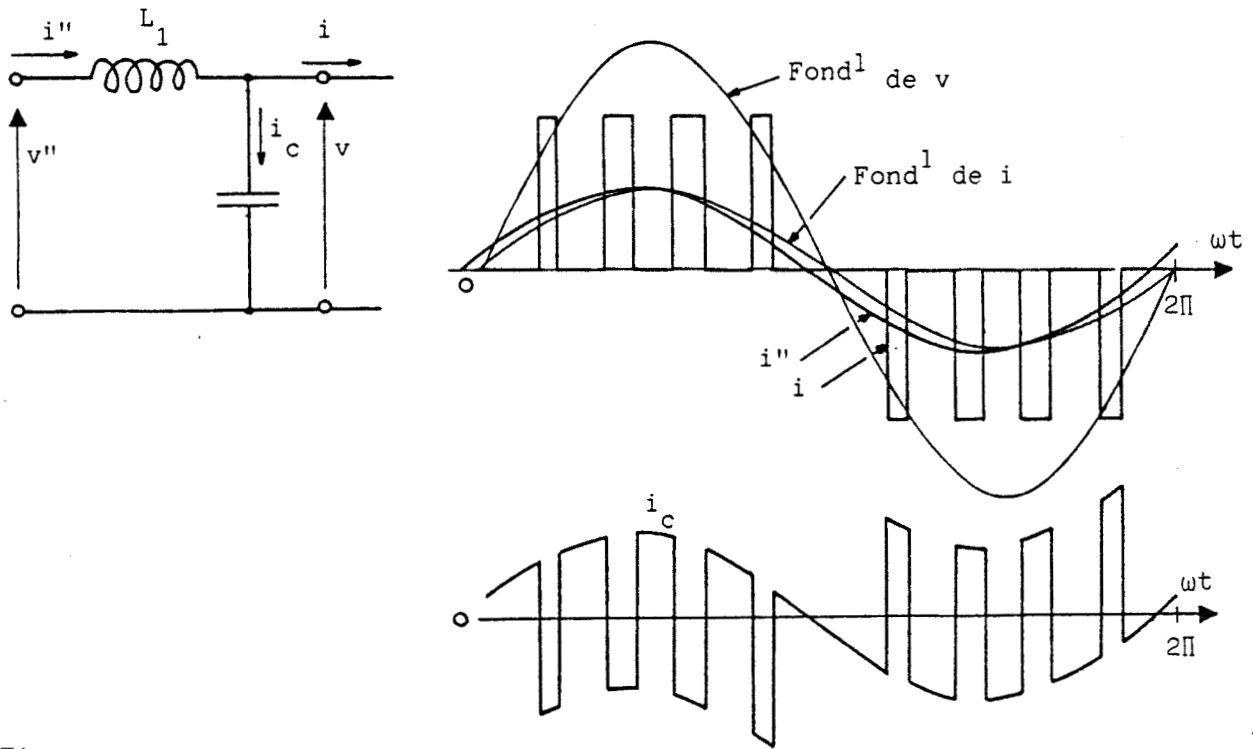


Figure 2.6

a) Déformation de la tension aux bornes du condensateur

- La tension v aux bornes du condensateur ne peut subir de discontinuité mais sa forme d'onde est altérée par les harmoniques qu'elle contient.

L'harmonique de rang h du courant i produit dans v un terme de même pulsation donné par

$$\bar{V}_h = - \frac{j}{Ch\omega} (-\bar{I}_h) \frac{j L_1 \omega h}{j(L_1 h \omega - \frac{1}{Ch\omega})} = j \bar{I}_h \frac{L_1 h \omega}{L_1 Ch^2 \omega^2 - 1} \quad (2.10)$$

Pour le premier harmonique restant ($h=2p+1$), $L_1 Ch^2 \omega^2$ est égal à

$$(2p+1)^2 L_1 C \omega_r^2 \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 = \left(\frac{2p+1}{K_r}\right)^2$$

Si K_r est nettement inférieur à $(2p+1)$, $L_1 Ch^2 \omega^2$ sera très grand devant l'unité. Il l'est encore plus pour les harmoniques de rang plus élevé.

On peut donc écrire

$$\bar{V}_h \approx \frac{j \bar{I}_h}{Ch\omega} \quad (2.10')$$

ce qui revient à dire que les harmoniques du courant i passent en totalité dans le condensateur.

- Pour avoir une idée de l'altération de la tension v on s'en tient à l'effet du *premier harmonique restant*, celui de pulsation $(2p+1)$

Si le fondamental de v est $v_1 = V_1 \sqrt{2} \sin \omega t$, cet harmonique est

$$i_{2p+1} = - I_{2p+1} \sqrt{2} \sin (2p+1) \omega t$$

et la tension qu'il produit aux bornes de C s'écrit

$$v_{2p+1} = - \frac{I_{2p+1} \sqrt{2}}{(2p+1)C\omega} \cos (2p+1) \omega t \quad (2.11)$$

La tension v , obtenue par l'addition de v_1 et de v_{2p+1} , a alors la forme d'onde représentée sur la figure 2.7.

Celle-ci traduit assez bien les réductions de $\{v\}$ pendant les intervalles où le hacheur conduisant, le condensateur voit sa charge diminuer.

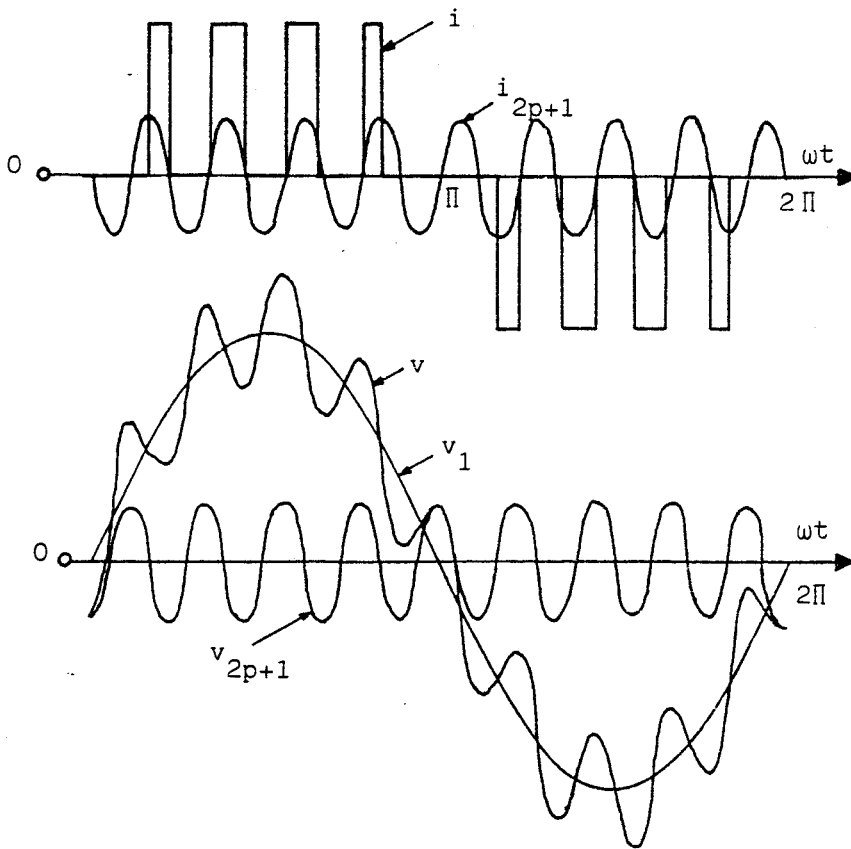


Figure 2.7

b) Valeur minimale de C

- Pour que l'aiguilleur de courant à diodes fonctionne comme prévu, il faut que v soit positif pendant toute l'alternance positive de son fondamental v_1 , qu'il soit négatif pendant toute l'alternance négative de v_1 .

La figure 2.7 montre que c'est à la fin du dernier créneau de courant i de chaque alternance que cette condition cessera d'être satisfaite si, à cause d'une valeur insuffisante de C , l'harmonique v_{2p+1} a une amplitude trop forte.

Le dernier minimum de v au cours de l'alternance positive de v_1 se produit pour ωt voisin de $\pi - \frac{\pi}{(2p+1)}$ et correspond à

$$v_{\min} = V_1 \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{2p+1} - V_{2p+1} \sqrt{2}$$

ou, compte-tenu de (2.10)

$$v_{\min} = V_1 \sqrt{2} \sin \frac{\Pi}{2p+1} - \frac{I_{2p+1} \sqrt{2}}{(2p+1)C\omega}$$

La valeur à donner à C pour que ce minimum soit supérieur ou égal à zéro est

$$C \geq \frac{I_{2p+1}}{(2p+1)\omega V_1 \sin \frac{\Pi}{2p+1}} \quad (2.12)$$

Quel que soit p, les courbes des planches 1.6 et 1.7 montrent que le maximum de I_{2p+1} est voisin de $0,35 I_{10}$. D'autre part on a vu que $I_{1\text{nom}}/I_{10}$, comme U'_{do}/U_{do} , ne pouvait être pris guère supérieur à 0,75. Enfin, si p est suffisant on peut confondre $\sin[\Pi/(2p+1)]$ avec $\Pi/(2p+1)$.

Avec ces approximations, pour avoir un fonctionnement normal à tous les régimes, la condition (2.12) devient :

$$C \omega V_1 \geq \frac{0,35 (I_{1\text{nom}}/0,75)}{(2p+1) \frac{\Pi}{2p+1}} = \frac{0,35}{0,75\Pi} I_{1\text{nom}}$$

$$\boxed{\frac{I_{1c}}{I_{1\text{nom}}} = \frac{C\omega}{G_{\text{nom}}} \geq 0,15} \quad (2.13)$$

c) Remarques

. Lorsque la capacité C est trop faible, au cours des créneaux du courant i les plus éloignés des axes des alternances, la tension v devient insuffisante pour compenser la chute de tension due au passage de I_d dans deux diodes et le semiconducteur commandé T. Le courant I_d est transféré progressivement à la diode de roue libre du hacheur D_5 . La diminution de i permet au condensateur de se recharger, mais dès que T débite à nouveau, v diminue. On assiste à une série d'impulsions très brèves du courant i.

La figure 2.8 schématise les formes d'ondes de la tension v et du courant i lorsqu'un tel défaut se produit pendant le premier créneau de l'alternance positive. Elle montre aussi les deux trajets suivis par le courant I_d durant cet intervalle où T est commandé à la fermeture.

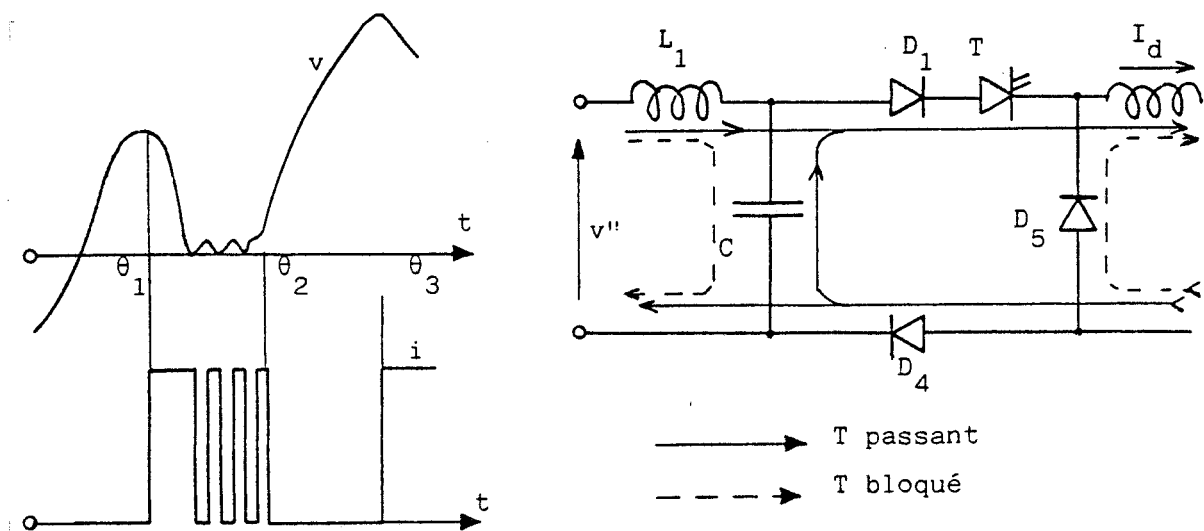


Figure 2.8

Un tel fonctionnement altère les caractéristiques mais surtout entraîne des pertes par commutation anormales dans les semiconducteurs.

. Pour les fortes valeurs de p , le calcul de la valeur minimale à donner à C par la méthode du premier harmonique restant, conduit à une valeur plus forte que celle trouvée par la simulation ou l'expérience.

L'examen des planches 1.1 à 1.4 montre les deux raisons de cet écart :

- . les créneaux latéraux sont plus étroits que les autres et entraînent donc une moindre décharge du condensateur
- . ces créneaux sont plus écartés des extrémités des alternances que ne le montre le premier harmonique restant dans i . L'axe du premier est à une distance $(\theta_2 - \theta_1)/2$ du début de l'alternance voisine de π/p et non de $\pi/(2p+1)$.

- Pour les faibles valeurs de p ou lorsque K_r est trop voisin de $2p+1$ les approximations faites pour établir la relation (2.13) sont moins légitimes.

En remplaçant

$$V_{2p+1} = \frac{I_{2p+1}}{C(2p+1)\omega} \text{ par } V_{2p+1} = \frac{I_{2p+1}}{C(2p+1)\omega} \frac{1}{1 - \left(\frac{K_r}{2p+1}\right)^2}$$

et, en tenant compte de la différence entre $\sin [\pi/(2p+1)]$ et $\pi/(2p+1)$, la condition (2.13) s'écrit :

$$\boxed{\frac{C\omega}{G_{\text{nom}}} \geq \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{K_r}{2p+1}\right)^2\right] \frac{2p+1}{\pi} \sin \frac{\pi}{2p+1}}} \quad (2.13')$$

- Mais dans l'un ou l'autre cas, compte tenu de la présence des autres harmoniques et de la diversité de leurs coefficients d'affaiblissement, la détermination précise du minimum de C nécessite la simulation numérique de l'ensemble.

. L'observation des planches 1.1 et 1.4 montre que pour les valeurs impaires de p les créneaux latéraux se rapprochent très rapidement des extrémités des alternances lorsque U'_{do}/U_{do} est voisin de son maximum. C'est une raison supplémentaire pour écarter les fonctionnements au voisinage immédiat de ce maximum.

II.4. Choix de L_1 et de C

. L'étude qui précède montre que pour choisir l'inductance L_1 et la capacité C les mieux adaptés à une valeur donnée de p, il est commode de tracer les courbes limites dans le système d'axes $L_1\omega G_{\text{nom}}$, $C\omega/G_{\text{nom}}$.

Les coordonnées du point retenu doivent être telles (figure 2.9.a)

- que le produit $L_1\omega G_{\text{nom}} \times C\omega/G_{\text{nom}}$ ou $L_1 C \omega^2$ soit au dessus de l'hyperbole (courbe C1) correspondant à l'affaiblissement A désiré [relation (2.5)]

- que $L_1 \omega G_{nom}$ soit inférieur à la valeur donnant le maximum de variation de tension $\Delta_1 V_1 / V_1$ accepté [courbe C2 donnée par la relation (2.8)]
- que $C \omega / G_{nom}$ soit supérieur à la valeur minimale de C assurant un fonctionnement sûr du convertisseur (courbe C3 déduite de la relation (2.13')).

La courbe C2 est indépendante de p ; la courbe C3 en dépend peu si ce nombre est élevé.

- Si p est suffisant, égal ou supérieur à 5 par exemple, la position des trois courbes est effectivement telle que représenté sur la figure 2.9.

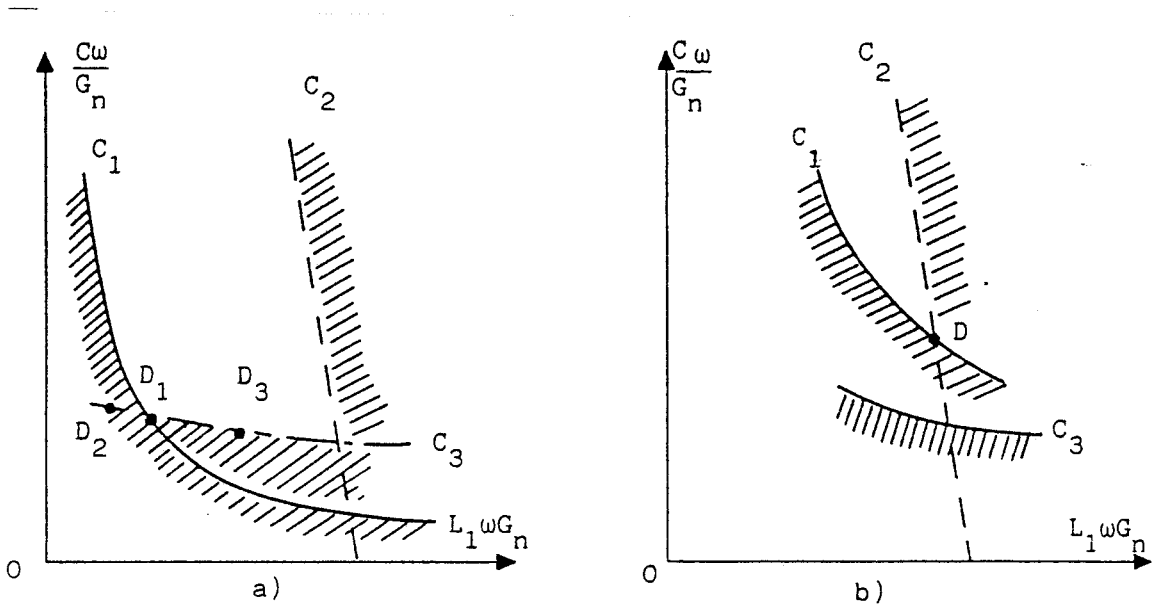


Figure 2.9

Le point normalement retenu dans l'espace délimité par les trois courbes est le point D_1 , car on a vu (§II.2.c) l'intérêt de minimiser $C\omega$ pour avoir un bon $\cos \varphi''$.

La limitation en $\Delta V_1 / V_1$ intervient peu ou pas du tout.

L'augmentation de p ne permet pas de diminuer sensiblement la valeur de C. Cette augmentation permet, à L_1 donné, d'augmenter A (la même courbe C1 correspond à un affaiblissement plus grand du premier harmonique restant), ou, à A donné, de diminuer L_1 (point D_2).

L'augmentation de L_1 (point D3) est parfois nécessaire pour limiter le courant dans la ligne et le transformateur en cas de court-circuit à l'entrée du convertisseur. D'autre part l'accroissement de L_1 améliore un peu $\cos \varphi$ comme l'a montré la planche 2.2.

- Si p est insuffisant, égal à 2 ou 3 par exemple, les trois courbes se placent comme indiqué sur la figure 2.9b.

Même en tolérant un $\Delta V_1/V_1$ important, on ne peut obtenir un affaiblissement que faible ou insuffisant malgré l'importance des valeurs à donner à L_1 et C .

. Pour illustrer ces remarques générales nous avons tracé sur les planches 2.3 et 2.4 les courbes ou familles de courbes permettant le choix de L_1 et C pour p égal à 2, 3, 4, 5, 6, 7 et 8.

Nous avons limité $L_1 \omega I_{1nom}/V_1$ ou $L_1 \omega G_{nom}$ et $C \omega V_1/I_{1nom}$ ou $C \omega/G_{nom}$ à 0,50, car au-delà l'inductance et la capacité correspondent à un coût vraiment excessif.

D'une façon générale, on peut admettre qu'un affaiblissement A égal à 5 commence à être intéressant, qu'une chute de tension relative $\Delta V_1/V_1$ de 10% est tolérable.

- Avec p égal à 2, pour obtenir A égal à 5, il faudrait prendre $L_1 \omega G_{nom}$ et $C \omega/G_{nom}$ tous deux voisins de 0,50 et $\Delta V_1/V_1$ serait de 20%. Le procédé de modulation et de filtrage étudié serait onéreux et peu performant.

Avec p égal à 3, on obtient un affaiblissement de 5 pour $C \omega/G_{nom} = 0,25$ et $L_1 \omega G_{nom} = 0,5$; $\Delta V_1/V_1$ est alors de 15%. La valeur de l'inductance nécessaire est encore excessive.

p égal à 4 est encore un peu insuffisant. Pour $A \approx 5$, il faut $C \omega/G_{nom} \approx 0,20$ et $L_1 \omega G_{nom} \approx 0,4$. La chute de tension $\Delta V_1/V_1$ est acceptable mais l'inductance encore trop forte.

- Les valeurs 5, 6 et 7 conduisent à des résultats intéressants et permettent de travailler dans les conditions prévues sur la figure 2.9a.

$C\omega/G_{nom}$ reste voisin de 0,175. Si l'on se contente de A voisin de 5, $L_1\omega G_{nom}$ nécessaire est voisin de 0,30, de 0,20 ou de 0,15 suivant que p vaut 5, 6 ou 7 on peut donc réduire ou supprimer l'inductance additionnelle ajoutée à la sortie du transformateur.

Si l'on maintient $L_1\omega G_{nom}$ à 0,3, on peut accroître l'affaiblissement du premier harmonique restant de 5,5 à 8 puis de 8 à 10 en passant de p égal à 5 à p égal à 6, puis de p égal à 6 à p égal à 7.

- Le choix d'une valeur plus élevée de p, ne semble guère justifié. Il ne permet pas de réduire $C\omega/G_{nom}$; les valeurs de A atteintes précédemment sont d'ordinaire suffisantes. Le seul intérêt serait de pouvoir réduire plus encore $L_1\omega G_{nom}$, mais pour des raisons de protection et de facteur de déplacement $\cos\varphi$ une réduction trop forte ne peut être adoptée.

On retrouve donc la conclusion formulée à l'issue de l'étude du convertisseur seul : du moins dans le cas des équipements de traction, on peut limiter p à 5, 6 ou 7.

III - SIMULATION NUMERIQUE. CARACTERISTIQUES

L'étude simplifiée qui précède ne permet que de dégrossir le choix des éléments du filtre à partir d'un compromis entre les performances et les contraintes techniques ou économiques. Elle ne permet pas de tenir compte avec précision des interactions entre tous les paramètres.

Pour affiner le choix des éléments et obtenir les caractéristiques précises il faut prendre en compte l'ensemble des paramètres. Pour cela une simulation numérique de l'ensemble filtre-convertisseur est nécessaire.

III.1. Simulation de l'ensemble filtre-convertisseur

- Nous avons mis au point un programme qui permet de résoudre numériquement le systèmes d'équations traduisant le fonctionnement du circuit de la figure 2.1 :

$$\left\{ \begin{array}{l} v'' - L_1 \frac{di''}{dt} = v \\ i'' = \frac{1}{C} \int v dt + i \end{array} \right.$$

avec $i = I_d$, quand T conduit et v est positif,
 $i = -I_d$, quand T conduit et v est négatif,
 $i = 0$, quand T est bloqué.

Le fonctionnement dépend de

- v'' , égale à $V''\sqrt{2} \sin \omega t$, la tension à l'entrée du filtre,
- I_d , le courant supposé constant à la sortie du convertisseur,
- L_1 , l'inductance série du filtre,
- C , la capacité dérivée de celui-ci,
- p , le nombre d'impulsions par alternance du courant i ,
- U'_{do}/U_{do} , la profondeur du réglage de la tension de sortie.

En fait p et U'_{do}/U_{do} déterminent les angles d'ouverture et de fermeture du semi-conducteur commandé T. Ces angles ont les valeurs indiquées au chapitre précédent.

- Pour chaque jeu de valeurs des paramètres, il s'agit d'établir le fonctionnement en régime établi lorsque la commande est calée sur le fondamental v_1 de la tension v à l'entrée du convertisseur. Cela suppose que la commande soit réalisée à partir d'un filtre accordé sur le fondamental et branché aux bornes de C.

On part de l'état au repos du montage et d'un train d'impulsions calé sur v'' . A la fin de la première période, on détermine le fondamental de v . A partir des valeurs de i'' et de v à la fin de la première période et avec des créneaux calés sur v_1 , on étudie la seconde période et ainsi de suite.

On estime le régime établi quand d'une période à la suivante, les valeurs de v rapportées à V'' et celle de i'' rapportées à I_{10} varient de moins de un millième, la valeur du déphasage entre v_1 et v'' varie de moins de un dixième de degré.

- A partir des valeurs de la tension v et du courant i connue tous les demi-degrés, on calcule

V_1 , la valeur efficace du fondamental de la tension v à l'entrée du convertisseur

- \hat{V} , la valeur crête de v qui donne notamment la contrainte en tension imposée aux semiconducteurs
- β , le déphasage de v_1 en arrière de v'' ,
- U_d , la valeur moyenne de la tension de sortie ; elle diffère de U'_{do} car pendant les intervalles de conduction de T , v diffère de v'' .
- I'' , la valeur efficace du courant i'' pris à la source,
- I''_1 , la valeur efficace de son fondamental i''_1 ,
- φ'' , le déphasage de i''_1 en avant de la tension v'' ,
- I''_{2p+1} , la valeur efficace du premier harmonique "restant"

De ces valeurs on peut donc déduire, la somme quadratique moyenne des harmoniques du courant i''

$$\left(\sum_h I_h^2 \right)^{1/2} = \sqrt{I''^2 - I_1''^2}$$

Puisqu'on néglige les pertes, la puissance active à l'entrée est égale à la puissance active $U'_d I_d$ à la sortie du convertisseur, d'où la valeur du facteur de puissance à l'entrée du filtre

$$F = \frac{U'_d I_d}{V'' I''}$$

III.2. Exemples de résultats obtenus

. La figure 2.10 montre les formes d'ondes du courant i'' et de la tension v'' à l'entrée du filtre, du courant i et de la tension v à sa sortie calculées pour

$$U_{do} = 1500V, \text{ soit } V'' = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} 1500 = 1670V,$$

$$I_d = 1500 \text{ A}$$

$$L_1 = 0,995 \text{ mH} ; L_1 \omega = 0,3\Omega,$$

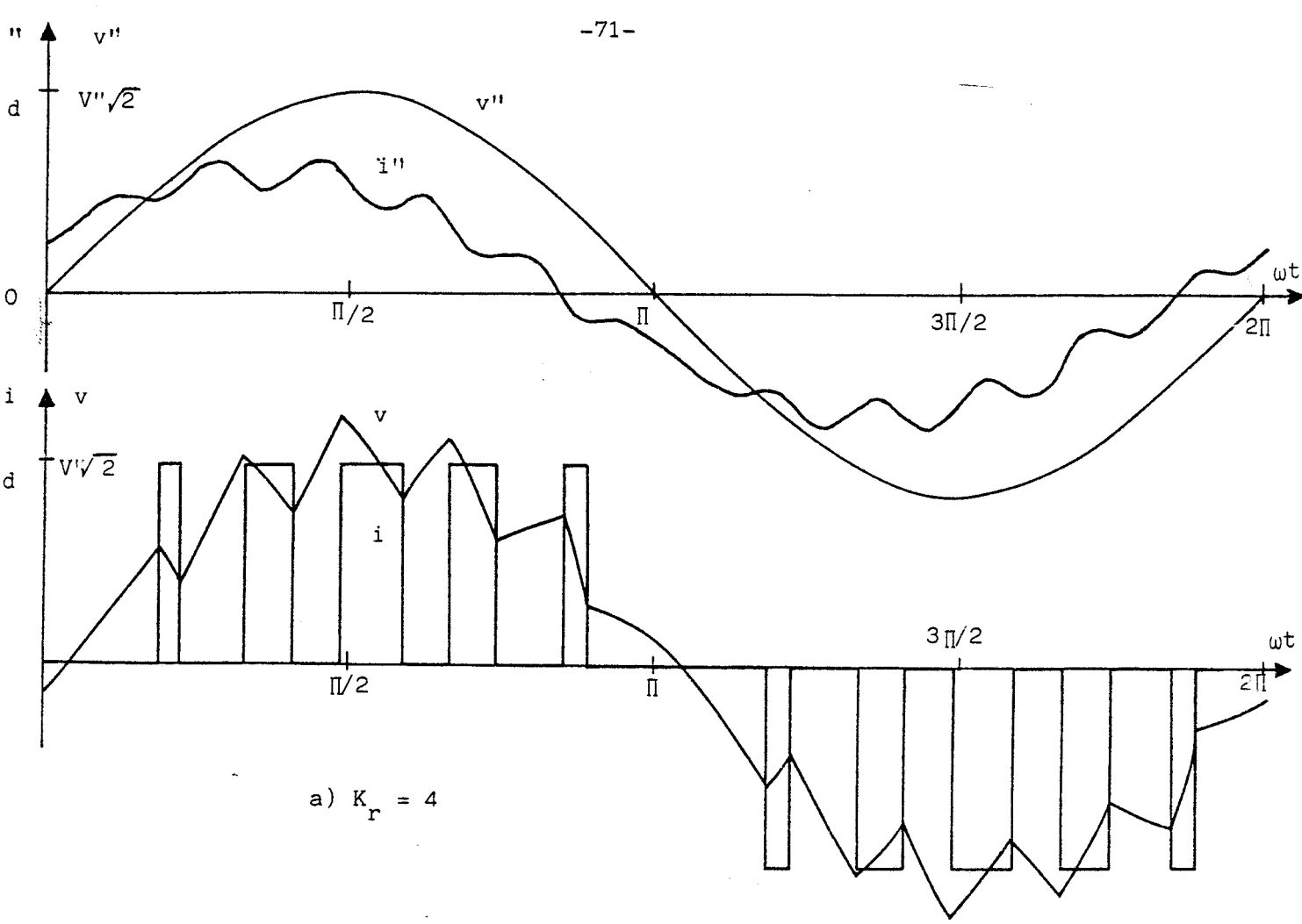
$$p = 5$$

$$U'_{do}/U_{do} = 0,4$$

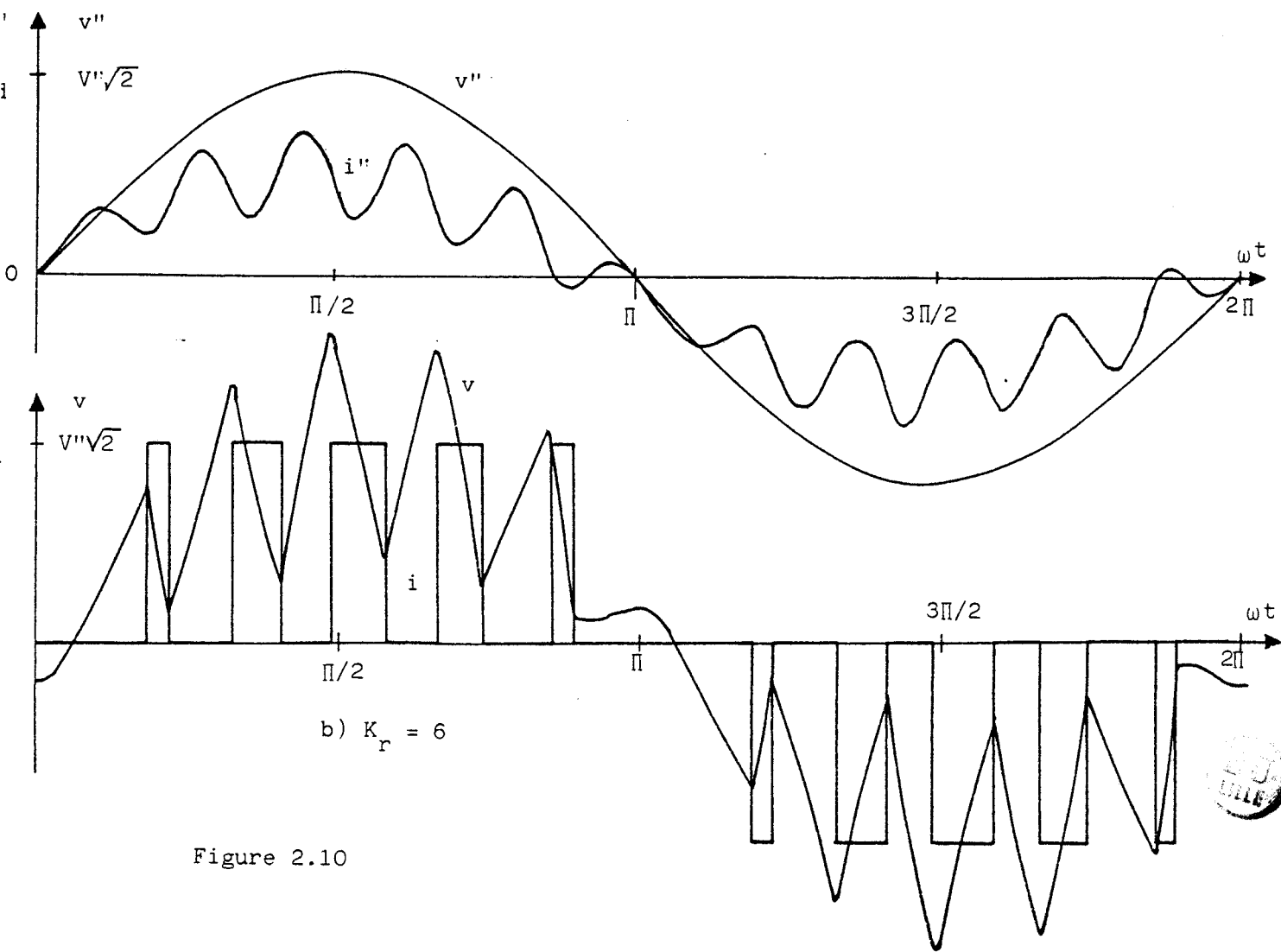
et trois valeurs de C .

Les trois valeurs de C sont

a) $C = 663\mu F$, qui donne $K_r = 4$



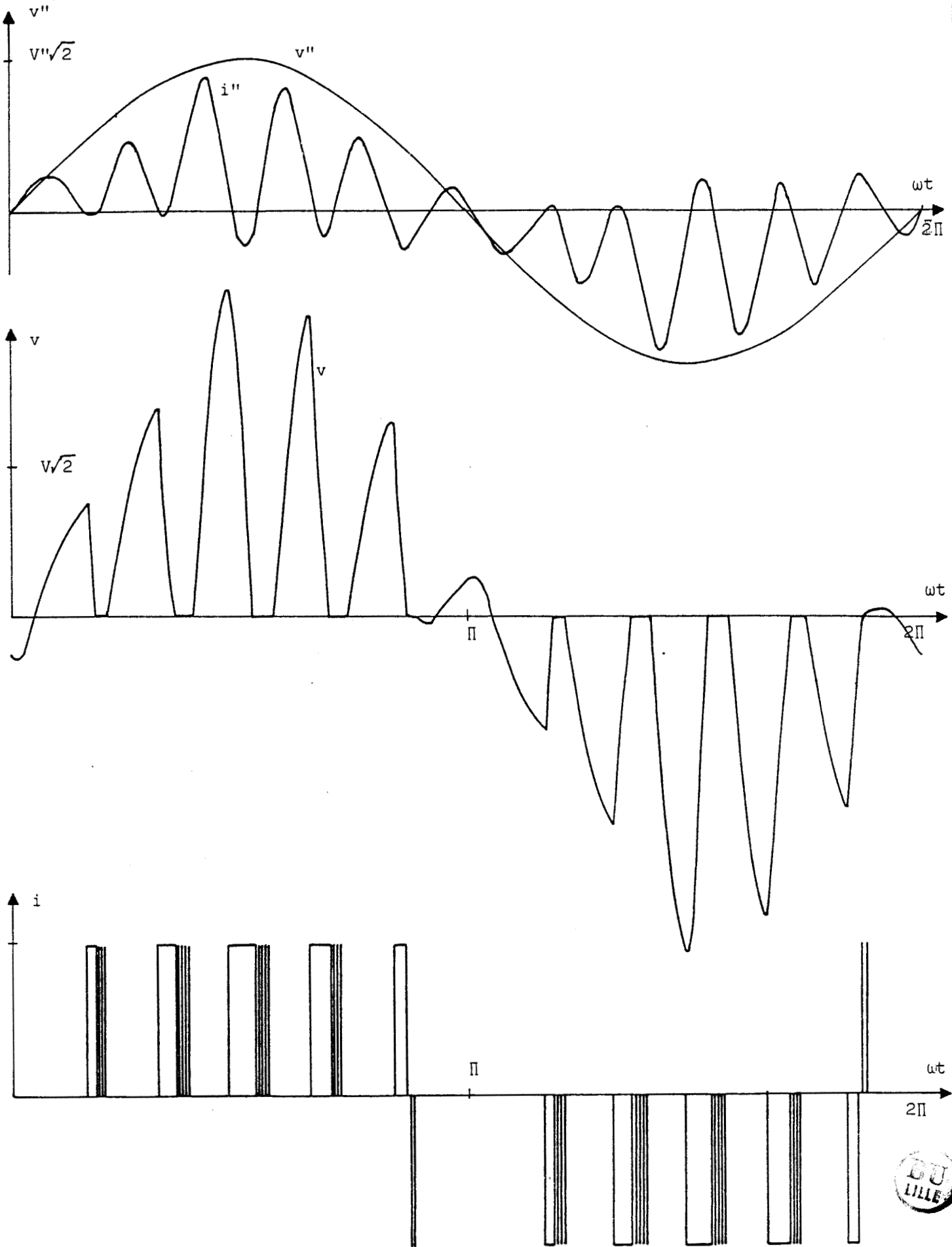
a) $K_r = 4$



b) $K_r = 6$

Figure 2.10





c) $K_r = 8$

Figure 2.10 (suite)



b) $C = 295 \mu F$, qui donne $K_r = 6$

c) $C = 168 \mu F$, qui donne $K_r = 8$.

U'_{do}/U_{do} égal à 0,40 correspond à la moitié environ de la puissance effectivement utilisable et à une amplitude du premier harmonique restant dans i' très importante.

Les tracés à ($K_r=4$) montrent un courant i'' présentant un taux d'harmoniques assez faible mais dont le fondamental est nettement déphasé en avant de v'' . La valeur crête de v dépasse peu l'amplitude de v'' .

Lorsqu'on diminue la valeur de C (tracés à $K_r=6$), le taux d'harmoniques de i'' croît mais le déphasage de son fondamental en avant de v'' diminue. Le taux d'harmoniques de la tension v et la valeur relative de son maximum deviennent importants.

Les tracés c ($K_r=8$) correspondent à une valeur de C trop faible. La tension v s'annule pendant les intervalles de conduction de T ; il en résulte vers la fin des créneaux du courant i , une série d'impulsions brèves ; lors du dernier créneau de chacune de ces alternances, ces impulsions sont de signe contraire au signe normal de i . D'autre part, on observe un taux d'harmoniques très élevé pour le courant i'' et la tension v . La valeur crête de celle-ci dépasse le double de l'amplitude de la tension d'entrée v'' .

. La planche 2.5, pour $p=5$, et la planche 2.6 pour $p=6$, donnent des exemples de caractéristiques calculées.

Dans les deux cas on a pris

$$I_{dnom} = 1500A ; U_{do} = 1500V ; L_f \omega = 0,3\Omega$$

En haut on a tracé pour I_{dnom} , les variations, en fonction de la valeur relative de la tension redressée de sortie U'_d ,

du facteur de puissance F à l'entrée du filtre,

de la somme des harmoniques $(\sum_h I_h^2)^{1/2}$ rapportée à I_{10}

du fondamental V_1 de la tension v rapporté à V'' ,

pour K_r successivement égal 3, à 4, à 5, à 6, et à 7.

Au-dessous, pour une valeur donnée de K_r , on a tracé, toujours en fonction de U'_d/U_{do} , les variations

du facteur de puissance F

du déphasage φ'' du fondamental de i'' en avant de v'' , pour I_d successivement égal à 1500A, à 750A et à 375 A.

Pour p égal à 5 et I_d égal à I_{dnom} , l'augmentation de K_r ou la réduction de C améliore d'abord la courbe donnant F en fonction de U'_d/U_{do} , Mais quand K_r passe de 5 à 6, pour les fortes valeurs de U'_d/U_{do} , F devient moins bon. Si K_r est pris égal à 7, cette détérioration est encore plus nette.

A I_d égal à I_{dnom} , on voit comment le taux d'harmoniques du courant i'' croît quand C diminue, comment V_1/V'' diminue avec la valeur de C .

Pour K_r égal à 5 qui donne à $I_d=I_{dnom}$, la meilleure caractéristique de facteur de puissance, ce facteur se détériore assez rapidement quand I_d diminue. Cela est dû au courant fondamental absorbé par C qui donne un déphasage φ'' de i''_1 en avant de v'' .

Pour p égal à 6, la meilleure courbe donnant F en fonction de U'_d/U_{do} est obtenue pour $K_r=6$, donc une capacité plus petite. Cela est dû au rang plus élevé du premier harmonique à arrêter.

La réduction de C entraîne une moindre détérioration de F quand I_d diminue.

Ces deux planches de caractéristiques montrent comment la simulation globale permet d'affiner et de nuancer les résultats de l'étude approchée du filtre.

A p et L_1 donnés elles permettent de situer le meilleur compromis entre les deux effets de la croissance de C ; l'effet bénéfique lié à un meilleur filtrage, l'effet nuisible lié à l'excès de puissance réactive créée.

Le programme établi permet de tracer des courbes analogues pour d'autres valeurs de p et de L_1 , ou, à p et C donnés, d'évaluer l'influence sur les caractéristiques des variations de L_1 .

IV - CORRECTION DE LA COMMANDE

. Puisque la création de puissance réactive par le condensateur est la principale cause de détérioration du facteur de puissance aux charges

moyennes et faibles, on peut remédier partiellement à cet inconvénient en faisant consommer de la puissance réactive par l'ensemble convertisseur-charge.

Pour cela il suffit de déphaser le fondamental I_1 du courant à l'entrée du convertisseur en arrière du fondamental V_1 de la tension à ses bornes.

Si φ_1 est le retard qu'on donne aux trains d'impulsions formant le courant i durant chacune de ces alternances, la puissance réactive consommée à l'entrée du filtre devient :

$$V_1 I_1 \cos \varphi_1 - C \omega V_1^2 + L_1 \omega I_1''^2$$

au lieu de

$$- C \omega V_1^2 + L_1 \omega I_1''^2 ,$$

en désignant par I_1'' le fondamental du courant d'entrée.

Le retard φ_1 doit évidemment varier avec I_1 et la loi de commande optimale $\varphi_1(I_1)$ dépend de L_1 et C .

- . Le retard φ_1 donné aux alternances du courant i
- . ne modifie pas la largeur à donner aux créneaux et aux intervalles qui les séparent pour supprimer les premiers harmoniques. La relation liant I_1 à I_d pour chaque valeur de U'_{do}/U_{do} n'est pas modifiée

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \frac{U'_{do}}{U_{do}} ,$$

U'_{do}/U_{do} désignant la valeur relative de la tension redressée de sortie quand le convertisseur est alimenté en sinusoïdal avec un décalage φ_1 nul.

- . mais le retard φ_1 modifie la valeur moyenne de U'_d de la tension redressée de sortie puisque l'interrupteur commandé T ne relie plus l'entrée et la sortie du convertisseur pendant les mêmes intervalles mais pendant des intervalles décalés de φ_1 .

. L'étude de la loi de commande optimale $\varphi_1(I_1)$ est, pour sa partie essentielle, indépendante du nombre p d'impulsions par alternance. Ce nombre donne les harmoniques restant dans le courant i , or la correction étudiée est une affaire de fondamental.

Aussi, dans une première approche, nous dégrossirons la loi de commande en ne tenant compte que du fondamental. Nous affinerons ensuite cette loi à partir de la simulation globale du montage. Nous montrerons comment on peut approximer de façon simple la loi trouvée et donnerons des exemples de résultats obtenus.

IV.1. Approximation du "premier harmonique"

Si l'on s'en tient au fondamental, le diagramme vectoriel liant les courants I_1 , I_{c1} et I''_1 et les tensions V_1 , $L_1\omega I''_1$ et V'' est celui de la figure 2.11.

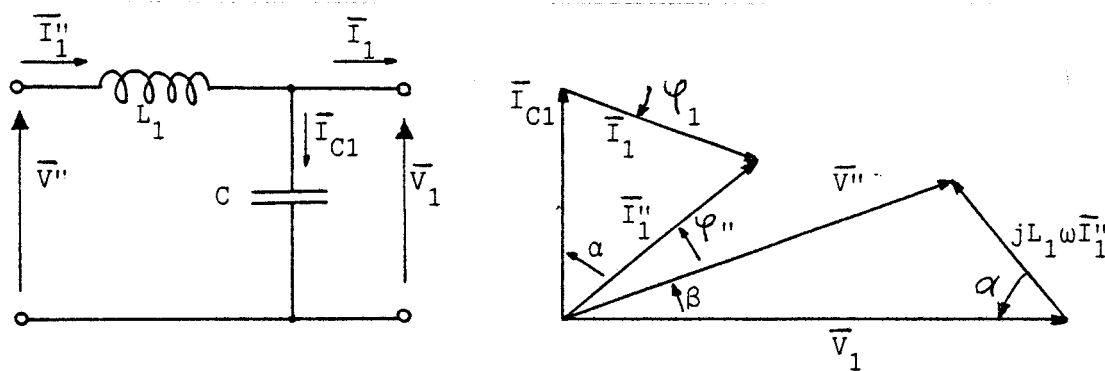


Figure 2.11

Le fonctionnement est déterminé par la tension d'entrée V'' par la tension U'_d et le courant I_d à fournir à la sortie.

Pour chaque régime on cherche la valeur de φ_1 qui rend maximum $\cos \varphi''$. (Négliger les harmoniques revient à confondre le facteur de puissance F à l'entrée du filtre avec le facteur de déplacement $\cos \varphi''$).

a) Conduite des calculs

Lorsqu'il n'y a pas décalage, l'égalité de la puissance active à l'entrée et à la sortie, du convertisseur donne

$$(V_1) \varphi_1=0 (I_1) \varphi_1=0 = (U'_d) \varphi_1=0 I_d$$

Lorsqu'il y a décalage,

$$V_1 I_1 \cos \varphi_1 = U'_d I_d$$

$$I_1 = \frac{U'_d I_d}{V_1} \sqrt{1 + \text{tg}^2 \varphi_1} \tag{2.14}$$

— Pour une valeur donnée de $U'_d I_d$, on suppose au départ V_1 égal à V'' et on se donne une valeur de φ_1 .

On calcule

$$\left. \begin{aligned} I_1 &\approx U'_d I_d \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_1 / V_1} \\ I_{c1} &\approx C \omega V_1 \end{aligned} \right\} \quad (2.15)$$

et on en déduit

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{tg} \alpha &= \operatorname{tg} \frac{I_1 \cos \varphi_1}{I_{c1} - I_1 \sin \varphi_1} \\ I''_1 &= \frac{I_1 \cos \varphi_1}{\sin \alpha} \end{aligned} \right\} \quad (2.16)$$

On peut alors, à l'aide du triangle des tensions différencier V_1 et V''

$$\begin{aligned} V''^2 &= V_1^2 + (L_1 \omega I''_1)^2 - 2V_1 L_1 \omega I''_1 \cos \alpha \\ V_1^2 - (2 L_1 \omega I''_1 \cos \alpha) V_1 + [(L_1 \omega I''_1)^2 - V''^2] &= 0 \end{aligned}$$

ou, puisque V_1 doit être positif,

$$V_1 = L_1 \omega I''_1 \cos \alpha + \sqrt{(L_1 \omega I''_1 \cos \alpha)^2 - (L_1 \omega I''_1)^2 + V''^2} \quad (2.17)$$

Avec cette valeur plus précise de V_1 , on recommence le calcul de I_1 et I_{c1} [relations (2.15)], de I''_1 et α [relations (2.16)], de V_1 [(relation (2.17))]. Par itérations successives, on arrive à la valeur de V_1 (on a estimé celle-ci atteinte lorsque les valeurs successives obtenues présentent une différence relative inférieure à 10^{-4}).

- Ayant V_1 et I''_1 , on calcule le déphasage β de $\overline{V''}$ en avant de $\overline{V_1}$ par

$$(L_1 \omega I''_1)^2 = V''^2 + V_1^2 - 2 V'' V_1 \cos \beta$$

ou

$$\cos \beta = \frac{V''^2 + V_1^2 - (L_1 \omega I''_1)^2}{2 V'' V_1} \quad (2.18)$$

d'où l'angle φ'' :

$$\varphi'' = \pi - \alpha - \beta$$

et le facteur de déplacement $\cos \varphi''$

b) Caractéristiques obtenues

Dans le cas où

$$U_{do} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V'' = 1500V$$

$$I_{dnom} = 1500A$$

$$L_1\omega = 0,3\Omega$$

on a calculé, pour diverses valeurs de K_r et de $U'_d I_d$, la valeur de φ_1 donnant le meilleur $\cos \varphi''$. Sur la planche 2.7, on a tracé en traits interrompus les variations de φ_1 optimum en fonction de $U'_d I_d / U_{do} I_{dnom}$, pour K_r égal à 4, 5 et 7.

Quand K_r est grand, c'est-à-dire C faible, pour les fortes charges il faut déphaser I_1 en avant de V_1 pour faire créer du réactif par le convertisseur. Quand I_1 diminue il faut réduire ce déphasage avant, l'annuler, puis déphaser I_1 en arrière de V_1 .

Pour les valeurs plus fortes de C , même à pleine charge la capacité crée trop de réactif et il faut déphaser I_1 en arrière de V_1 . Ce déphasage doit augmenter au fur et à mesure que la charge diminue.

Le maximum de φ_1 est évidemment limité par le fait que le dernier créneau du courant i de chaque alternance doit se produire avant que la tension v n'ait changé de signe.

Pour les faibles charges, on a intérêt à ramener φ_1 à zéro quand I_1 tend lui-même vers zéro.

IV.2. Calcul plus précis du calage optimum

Pour déterminer de façon plus précise l'angle de retard φ_1 optimum, on a utilisé le programme de simulation de l'ensemble filtre-convertisseur présenté au paragraphe III.1.

Mais à V'' , I_d , L_1 , C , p et U'_{do}/U_{do} , il faut ajouter comme variable φ_1 . A la fin des calculs effectués pour un jeu de paramètres donnés, on modifie φ_1 et cela jusqu'à ce que le facteur de puissance à l'entrée F passe par son maximum.

- Les calculs ont été effectués pour $p=6$, $\omega=100\pi$ rd/s, $U_{do}=1500V$ avec K_r successivement égal à 3, 4, 5, 6 et 7

U'_{do}/U_{do} successivement égal à 0,2 ; 0,4 ; 0,8

I_d successivement égal à I_{dn} , $I_{dn}/2$, $I_{dn}/4$, ($I_{dn}=1500A$)

L_1 successivement égal à $2L_{1n}$, L_{1n} , $L_{1n}/2$ ($L_{1n}=9,55.10^{-4}A$)

L'examen des résultats obtenus montre nettement qu'à valeur donnée de K_r , le même décalage optimum est obtenu pour les valeurs égales du produit $L_1 U'_{do} I_d$.

Aussi pour présenter les résultats est-il commode d'utiliser le rapport K_{PL} , défini par

$$K_{PL} = \frac{L_1}{L_{1n}} \frac{U'_{do}}{U_{do}} \frac{I_d}{I_{dn}} \quad (2.20)$$

qui caractérise à la fois la puissance transitée et l'inductance du filtre.

Le tableau 2.1 donne les résultats obtenus ; on en a déduit les courbes de la planche 2.7.

K_r	K_{PL}	0,025	0,05	0,10	0,20	0,40	0,80	1,6
3		2°,3	5°,2	10°,8	20°,1	20°,5	17°,1	- 6°,9
4		4°,8	10°,3	19°,7	18°,9	16°,5	6°,8	-13°,1
5		8°,1	16°,8	19°,6	18°,6	14°,2	0	-14°,5
6		11°,9	21°,3	18°,5	15°,9	9°,2	-3°,1	-17°,4
7		16°,4	20°,8	18°	13°,7	5°	-4°,5	-18°,4

Tableau 2.1. - Valeurs optimales de l'angle de retard φ_1

Sur cette planche, la comparaison des résultats obtenus par la méthode du premier harmonique (courbes en traits interrompus) et de ceux obtenus par la simulation (courbes en traits continus) montre

- . une bonne concordance des résultats pour les valeurs de φ_1 inférieures à 10°. Les écarts sont dus au fait que la simulation fait la distinction entre $\cos \varphi''$ et F.

. pour les valeurs plus élevées de φ_1 , qui correspondent aux faibles puissances, la limitation opérée par la simulation. En effet, le retard φ_1 ne doit pas excéder l'angle θ_1 pour qu'à la fin de chaque alternance de la tension v , celle-ci ne change pas de signe pendant le dernier créneau du courant i .

- C'est à cause de cette limitation que les courbes donnant l'optimum de φ_1 en fonction de K_{PL} diffèrent un peu quand le nombre d'impulsions par alternance p varie.

Ces courbes ont des allures très voisines, seule change la partie voisine du maximum de φ_1 . Le maximum de φ_1 diminue un peu quand p augmente.

Mais pour l'établissement de la loi de commande et sa simplification on peut utiliser les résultats obtenus pour p égal à 6.

IV.3. Simplification de la loi de commande. Exemple

. Nous avons cherché à approximer les caractéristiques en traits continus de la planche 2.7 par des polynômes de la forme

$$\varphi_1 = a_0 + a_1 K_{PL} + a_2 K_{PL}^2 + a_3 K_{PL}^3 + \dots$$

$a_0, a_1, a_2, a_3, \dots$ étant fonctions de K_r .

Les résultats obtenus sont assez décevants car les variations des coefficients a_0, a_1, \dots en fonction de K_r ne sont pas régulières.

Si l'on tient à trouver une loi unique simple, il faut se limiter à un polynôme d'ordre 2,

$$\varphi_{1app} = a_0 + a_1 K_{PL} + a_2 K_{PL}^2 \quad (2.21)$$

$$\text{avec } a_0 = a + b \text{Log}_e K_r$$

$$a_1 = a' + b' \text{Log}_e K_r$$

$$a_2 = a'' + b'' \text{Log}_e K_r$$

Mais cette recherche d'une loi unique conduit à des écarts notables pouvant atteindre 5°.

La figure 2.12 montre l'allure d'une courbe donnant l'optimum de φ_1 et son approximation (en traits interrompus) par une relation de la forme (2.21).

. Finalement il est beaucoup plus simple d'approximer la courbe par deux segments de droites (tracés en traits mixtes sur la figure 2.12), l'un ABC de pente positive très forte, l'autre CDE de pente négative. Eventuellement on élimine la partie correspondant à une valeur de φ_1 , excessive, eu égard à la valeur de θ_1 , pour retenir le tracé ABD'E.

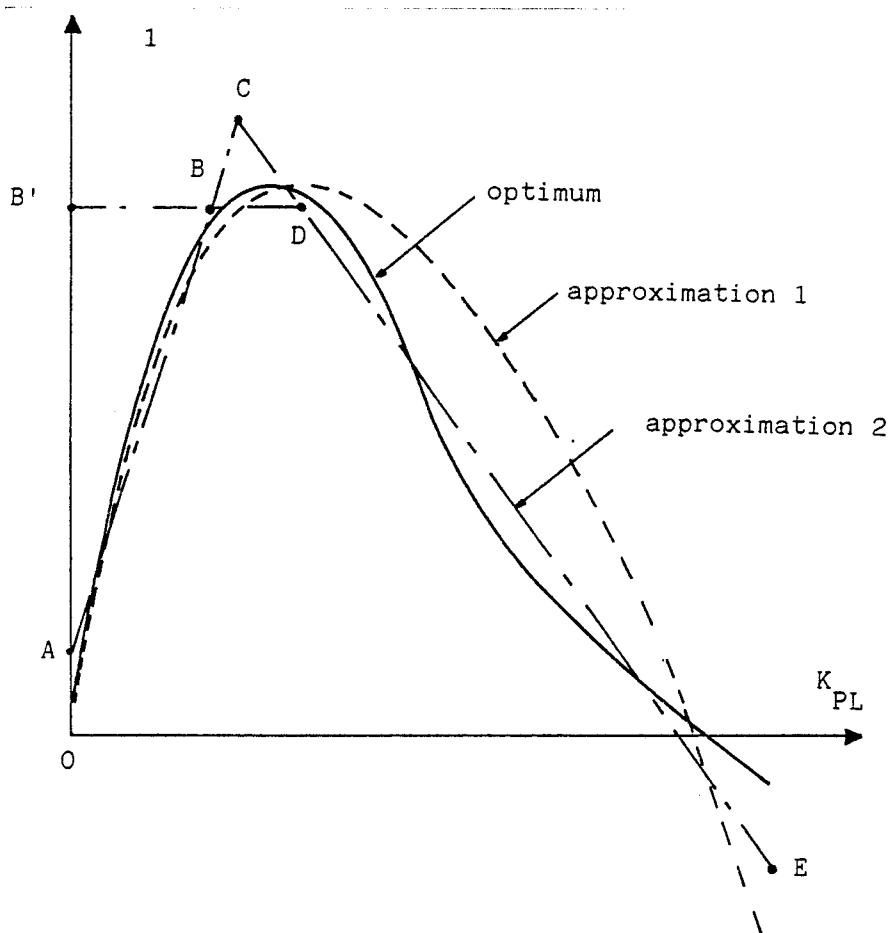


Figure 2.12

Pour les valeurs élevées de K_r , six ou plus, les points B et D correspondent à des valeurs relatives très faibles du courant à la sortie du filtre ; l'action sur φ_1 modifie peu la valeur et la phase du courant à l'entrée de celui-ci car ce courant est pratiquement confondu avec le courant absorbé par le condensateur. On peut simplifier encore la commande en suivant le tracé B'DE, c'est-à-dire

. en maintenant constant le décalage arrière (B'D)

. puis en diminuant linéairement ce décalage en fonction du courant I_1 .

. Pour montrer l'intérêt du décalage et la possibilité d'approcher la loi qui donne la variation de celui-ci, nous avons calculé par simulation les courbes de la planche 2.8. Elles donnent F en fonction de U'_d/U_{do} pour I_d successivement égal à I_{dn} , à $I_{dn}/2$ et à $I_{dn}/4$ dans le cas suivant :

$$U_{do}=1500V ; I_{dn}=1500A ; P=6 ; K_r=6 ; L_1\omega=0,3\Omega$$

- d'abord avec des créneaux centrés
- puis avec le décentrage optimum
- enfin avec le décentrage approché.

On n'a pas reproduit les courbes donnant l'importance relative des harmoniques ; elles sont pratiquement toutes confondues ; le décentrage est, comme prévu, un problème de fondamental.

La comparaison des trois familles de courbes montre l'intérêt du décentrage : le facteur de puissance pour le courant nominal est nettement accru ; lorsque I_d diminue, la décroissance de F est sensiblement réduite. L'écart, dû au passage du décentrage optimal à un décentrage déduit d'une loi de commande simplifiée, n'est perceptible sur aucune des trois courbes.

IV.4. Conséquences sur le choix du filtre

La possibilité d'améliorer nettement les caractéristiques de facteur de puissance par décentrage des créneaux du courant i conduit à préciser et à affiner le choix des éléments constitutifs du filtre.

Sur la planche 2.9, pour $U_{do}=1500V$, $I_{dn}=1500A$, $L_1\omega=0,3\Omega$, on a tracé les variations de F en fonction de U'_d/U_{do} lorsqu'on utilise pour chaque valeur de I_d et de U'_d/U_{do} le déphasage φ_1 donnant F maximum. Les courbes ont été calculées pour I_{dn} , $I_{dn}/2$ et $I_{dn}/4$, successivement.

pour $p = 5$ et $K_r = 5, K_r = 6, K_r = 7$

pour $p = 7$ et $K_r = 6, K_r = 7, K_r = 8$

pour $p = 9$ et $K_r = 7, K_r = 8, K_r = 9$.

Pour p égal à 5, le passage de $K_r=5$ à $K_r=6$ déteriorer: peu la courbe relative à I_{dn} , mais améliore fortement celles relatives à $I_{dn}/2$ et à $I_{dn}/4$. Si on passe de $K_r=6$ à $K_r=7$, le facteur de puissance pour $I_{dn}/2$ et surtout pour I_{dn} subit une réduction notable.

Pour p égal à 7, le passage de $K_r=6$ à $K_r=7$ est globalement bénéfique. Quand on passe à $K_r=8$, la légère augmentation de F pour $I_{dn}/4$ ne compense pas la forte réduction observée pour I_{dn} .

Pour p égal à 9, c'est pour $K_r=8$ qu'on obtient le meilleur compromis.

De ces valeurs on déduit que pour $p=6$, c'est entre K_r égal à 6 et K_r égal à 7 que se situe la zone intéressante. Pour p égal à 8, elle se situe entre K_r égal à 7 et K_r égal à 8.

En fonction de ce qu'on attend de la locomotive, l'importance attachée à certains modes de fonctionnement peut influencer le choix. Si on s'attache particulièrement aux performances au démarrage, c'est pour les forts courants et les faibles tensions qu'on cherchera à obtenir un facteur de puissance très élevé. D'autre part les remarques qui précèdent correspondent à une valeur particulière de $L_1\omega$. Celle-ci peut être remise en question.

Quoi qu'il en soit, cette étude du filtrage montre que, surtout si on y adjoint un décalage des impulsions, la Modulation de Largeur d'Impulsions, répond à ce qu'on attendait de ce convertisseur. Pour l'illustrer nous avons repris sur la figure 2.13 les caractéristiques relatives à $p=7$ et $K_r=7$ de la planche 2.9 ; à côté, nous avons porté la courbe donnant F en fonction de U'_d/U_{do} obtenue avec trois ponts mixtes à commandes décalées en série.

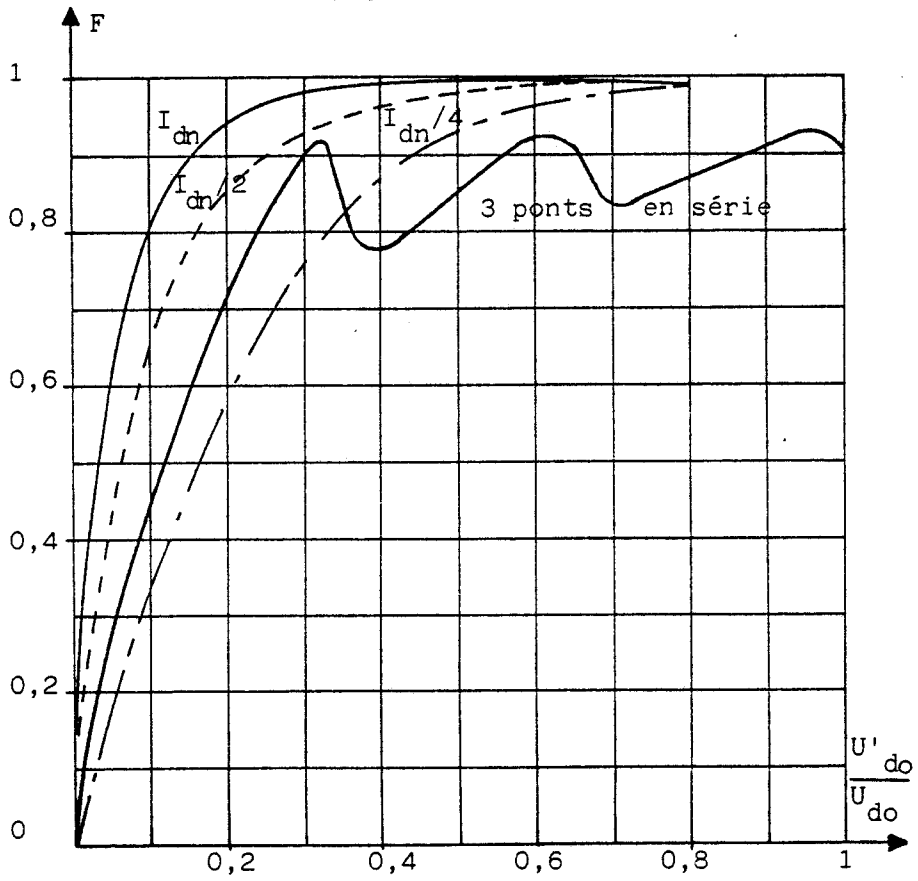


Figure 2.13



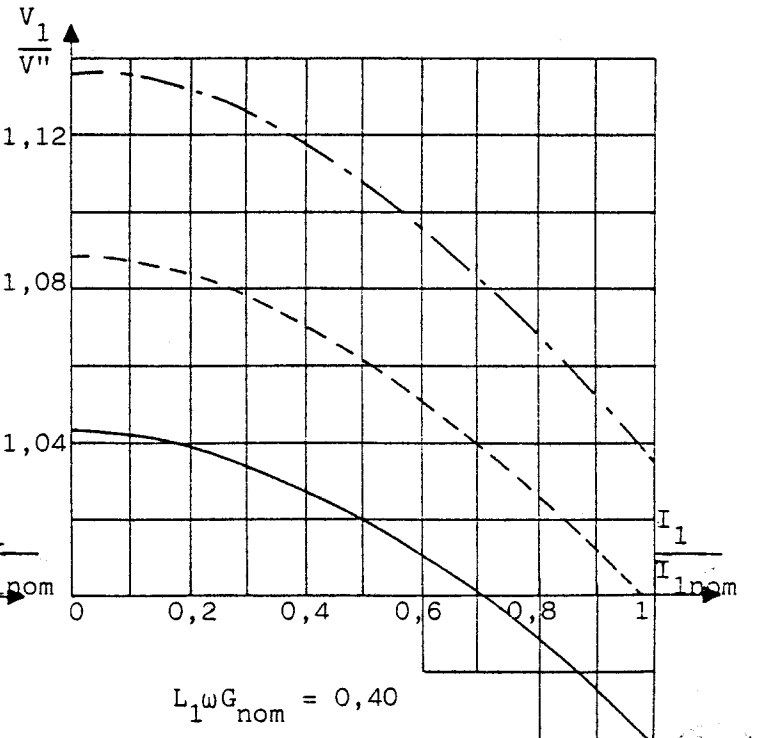
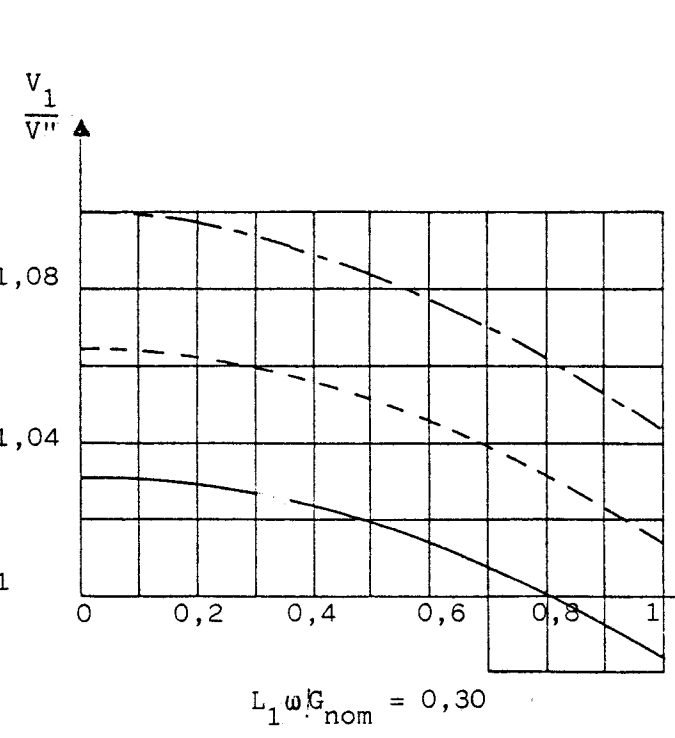
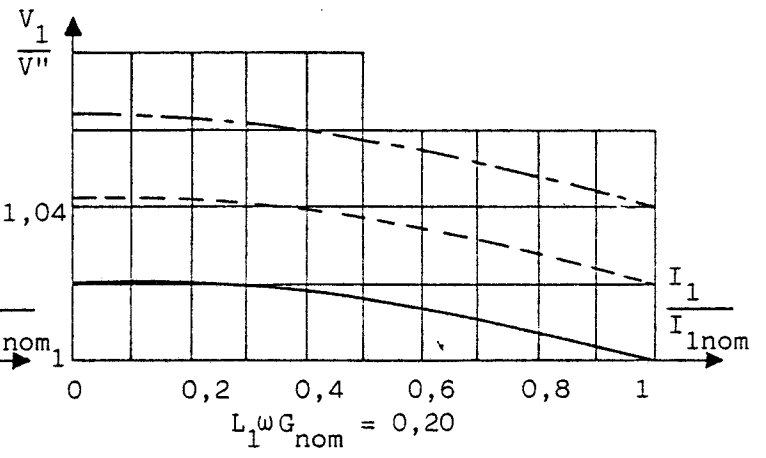
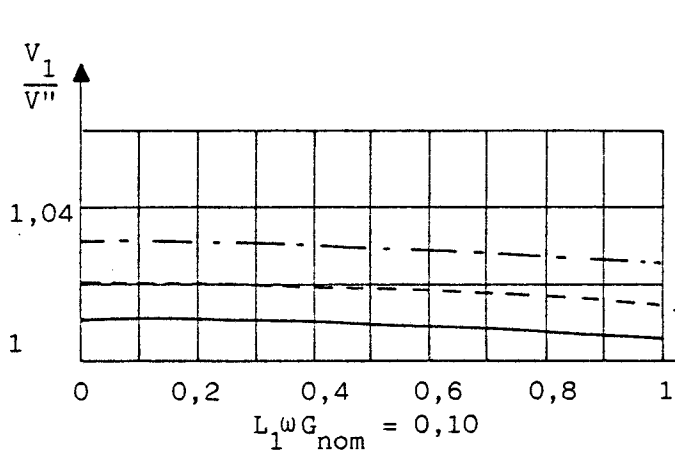
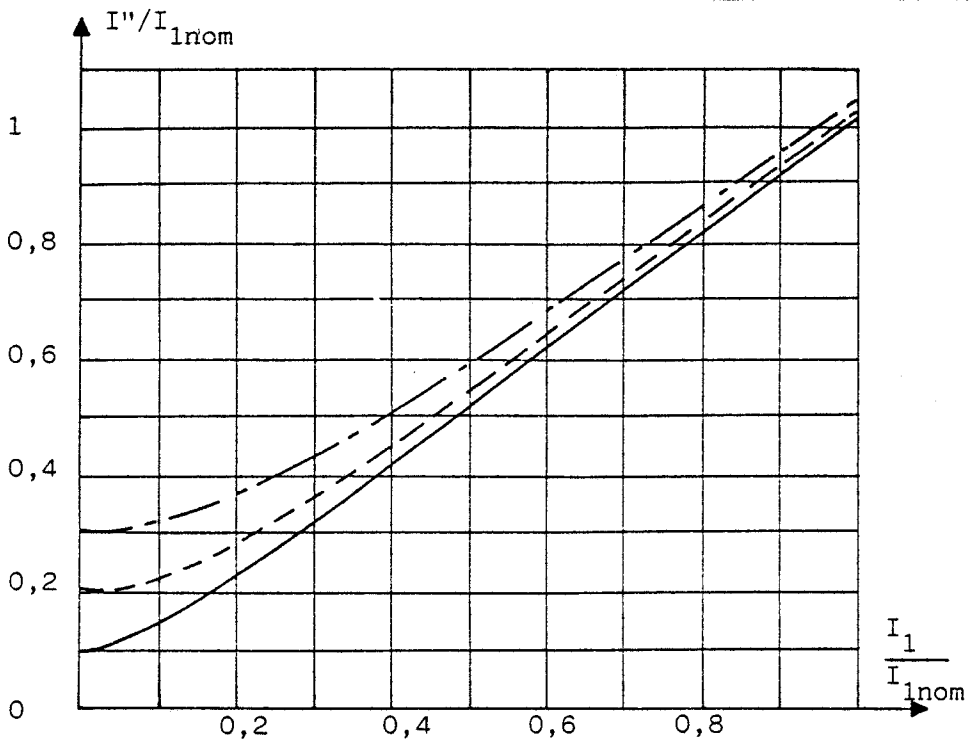


Planche 2.1. EFFETS DU FILTRE SUR LE FONDAMENTAL

— $\frac{I_{c1}}{I_{1nom}} = 0,10$; - - - $\frac{I_{c1}}{I_{1nom}} = 0,20$; - · - · $\frac{I_{c1}}{I_{1nom}} = 0,30$



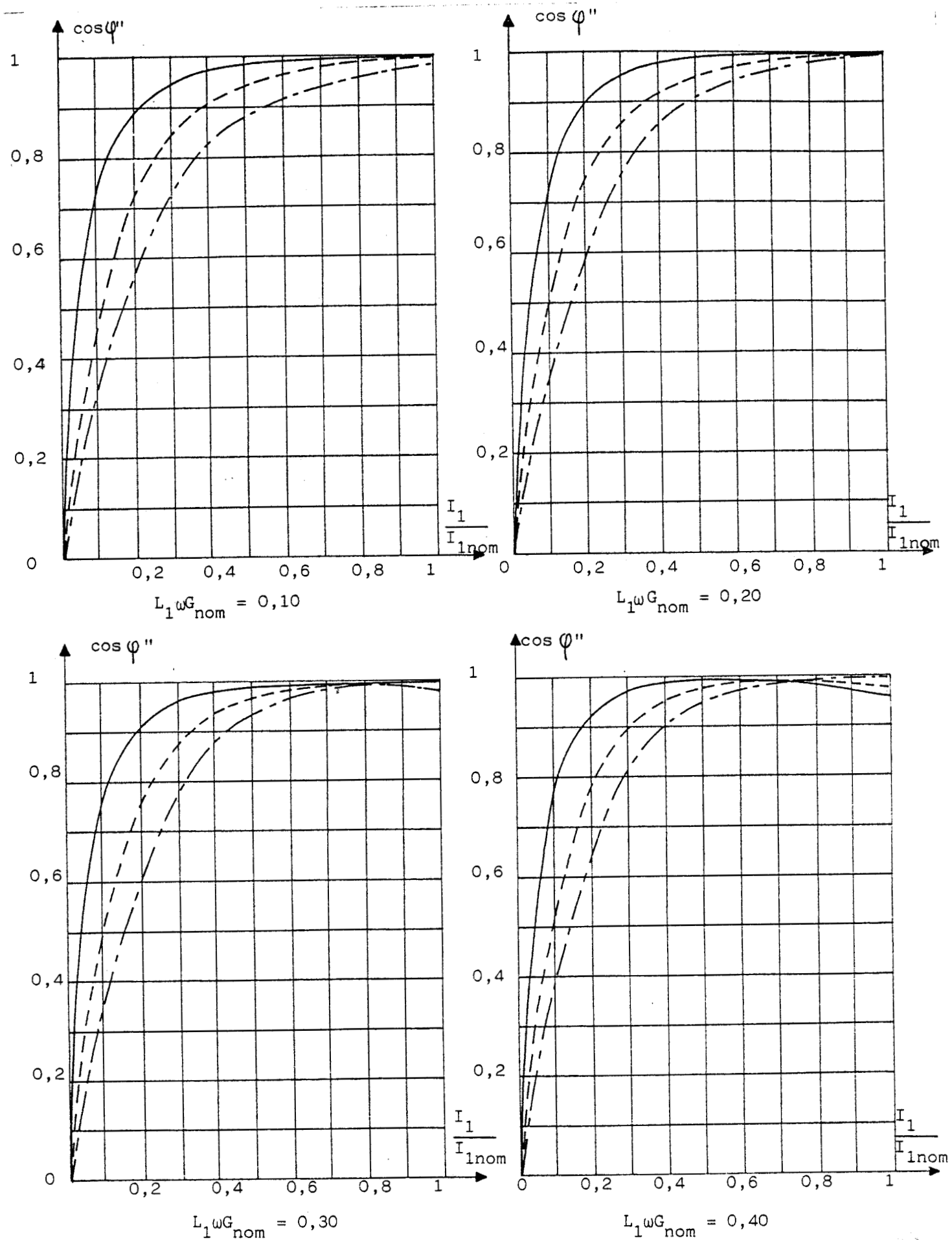


Planche 2.2. EFFETS DU FILTRE SUR LE FONDAMENTAL

—, $\frac{I_{c1}}{I_{1nom}} = 0,10$; - - -, $\frac{I_{c1}}{I_{1nom}} = 0,20$; - · - · -, $\frac{I_{c1}}{I_{1nom}} = 0,30$



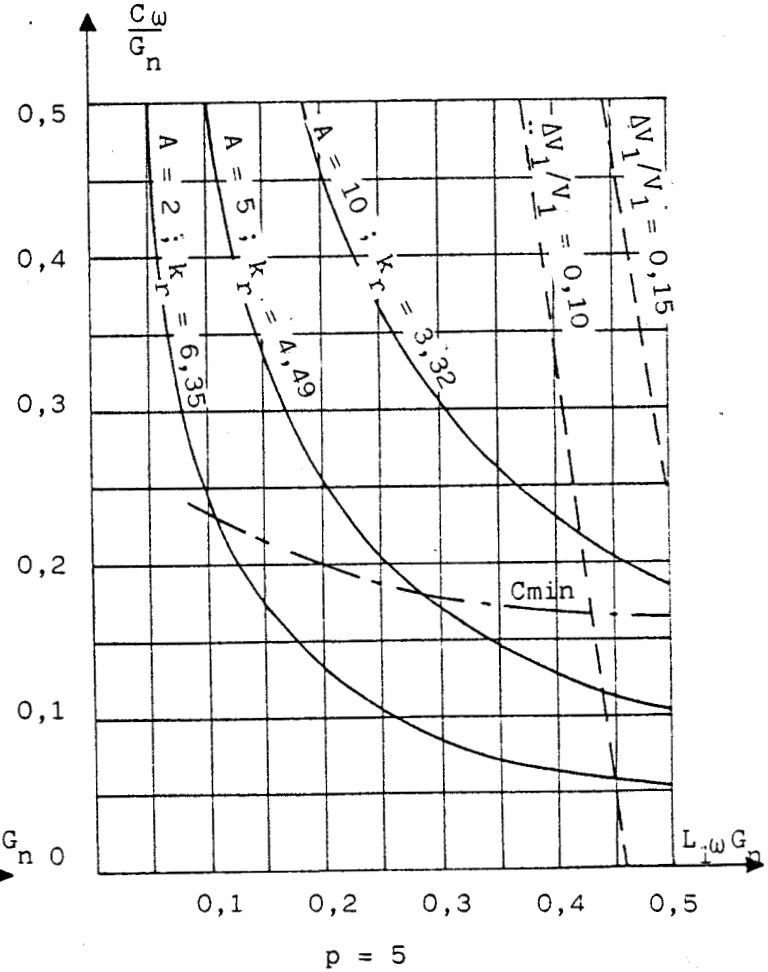
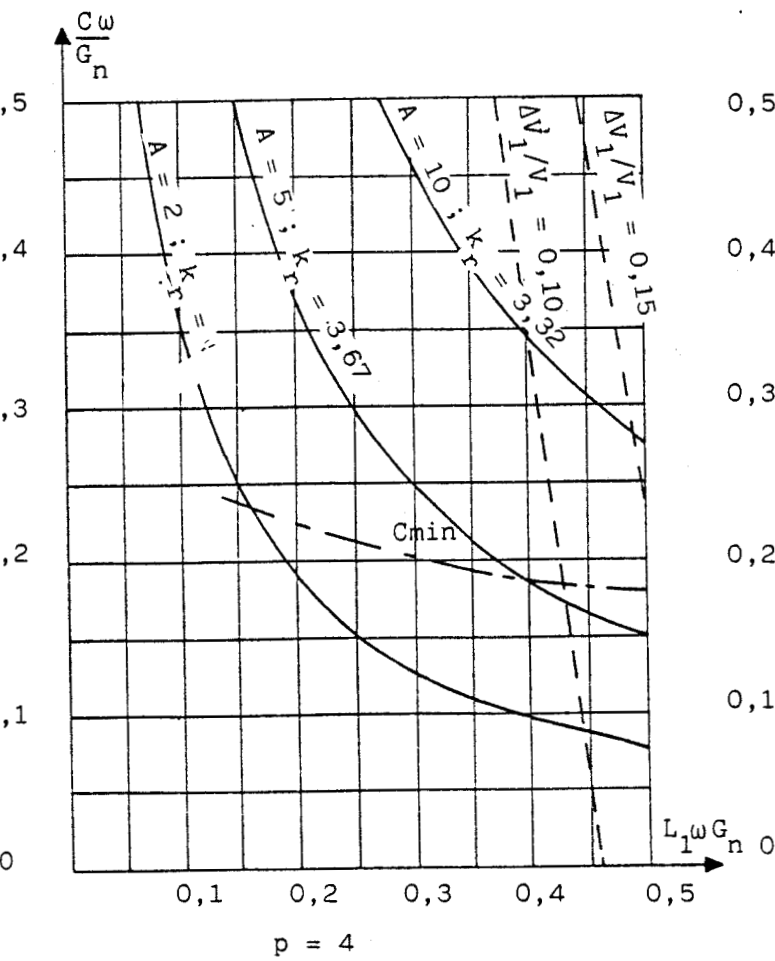
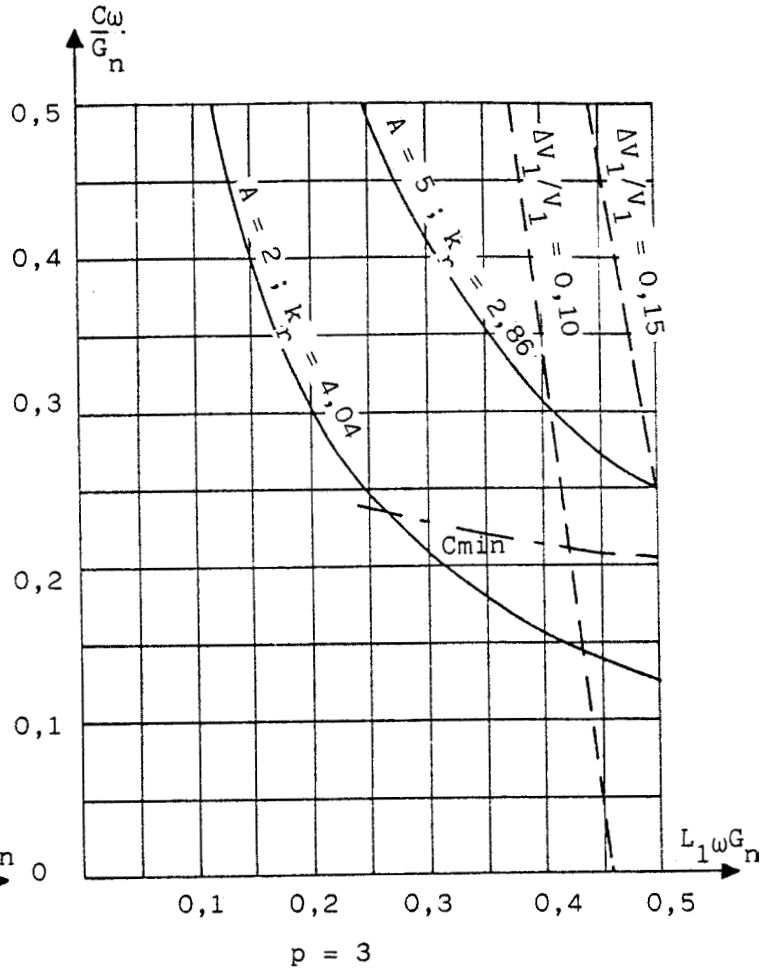
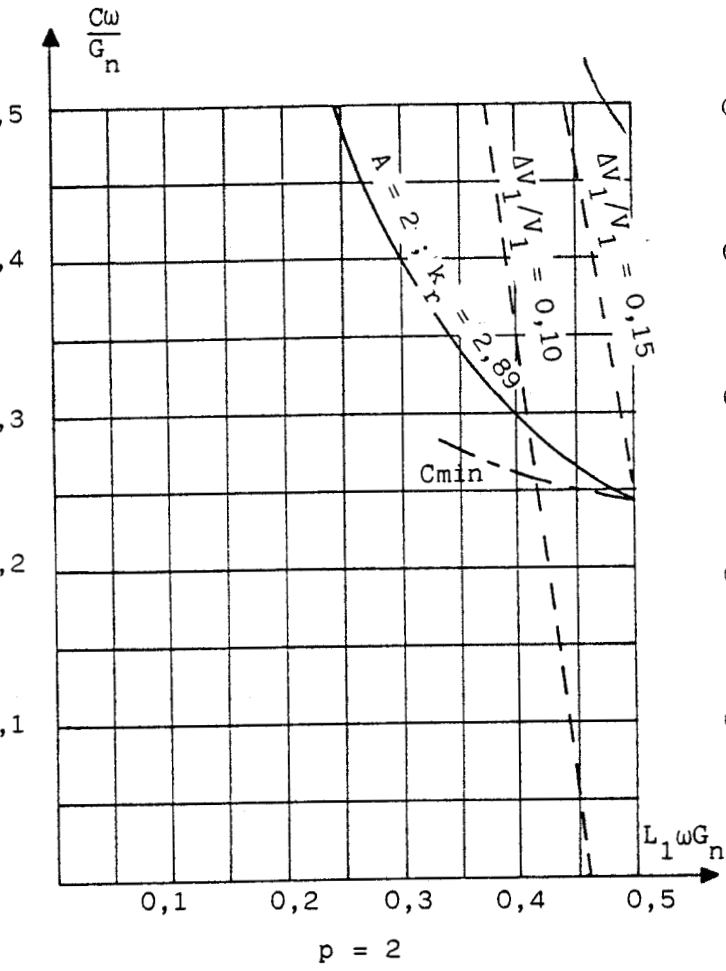


Planche 2.3. DETERMINATION DES ELEMENTS DU FILTRE

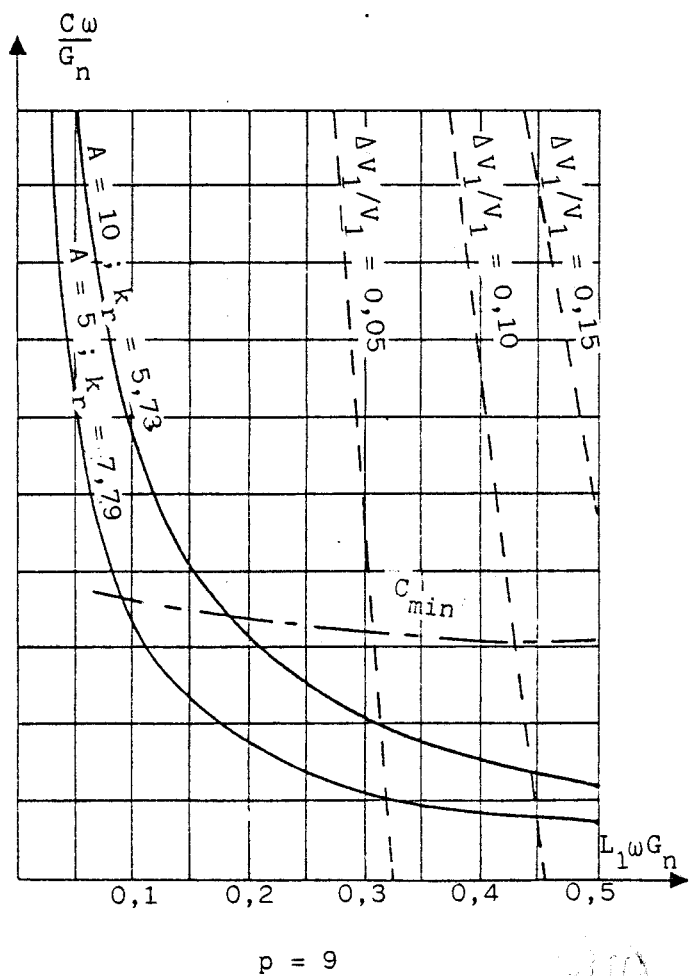
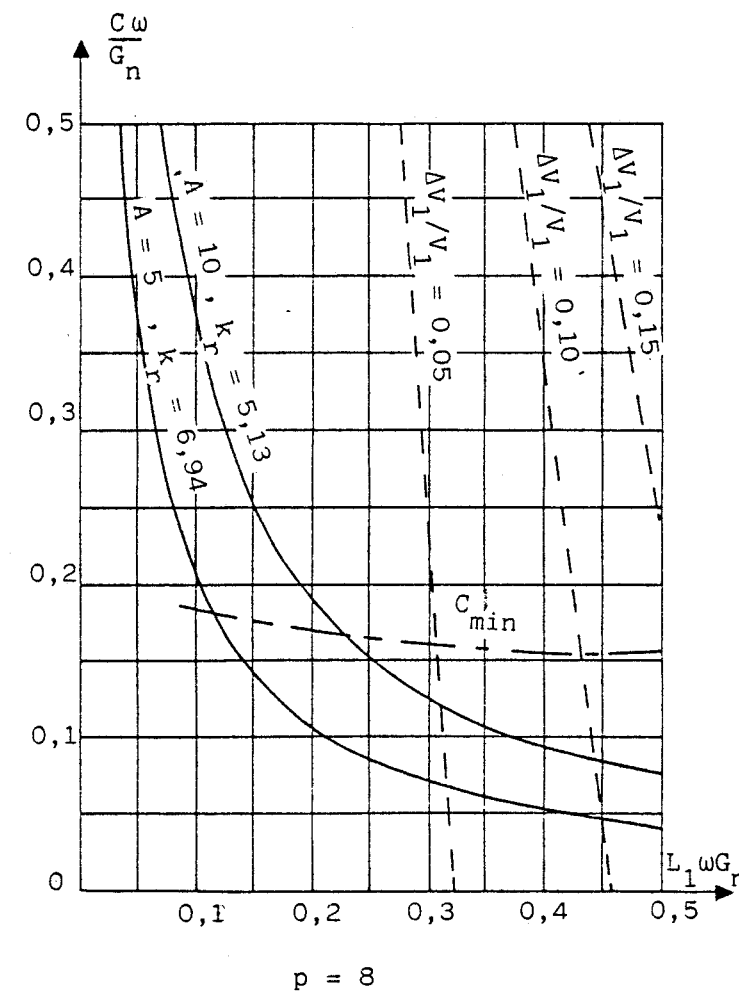
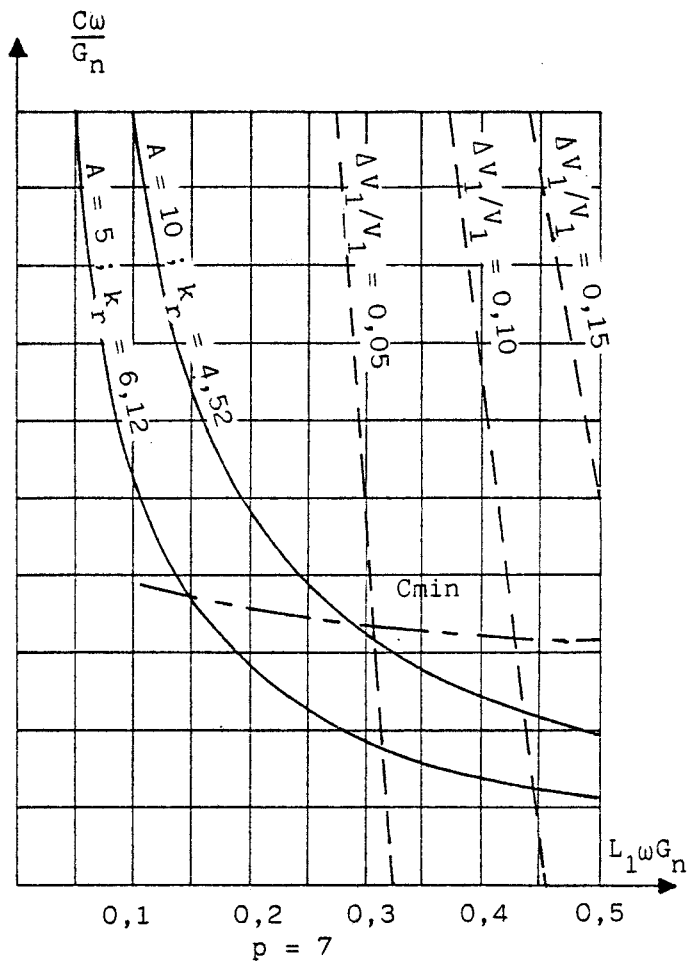
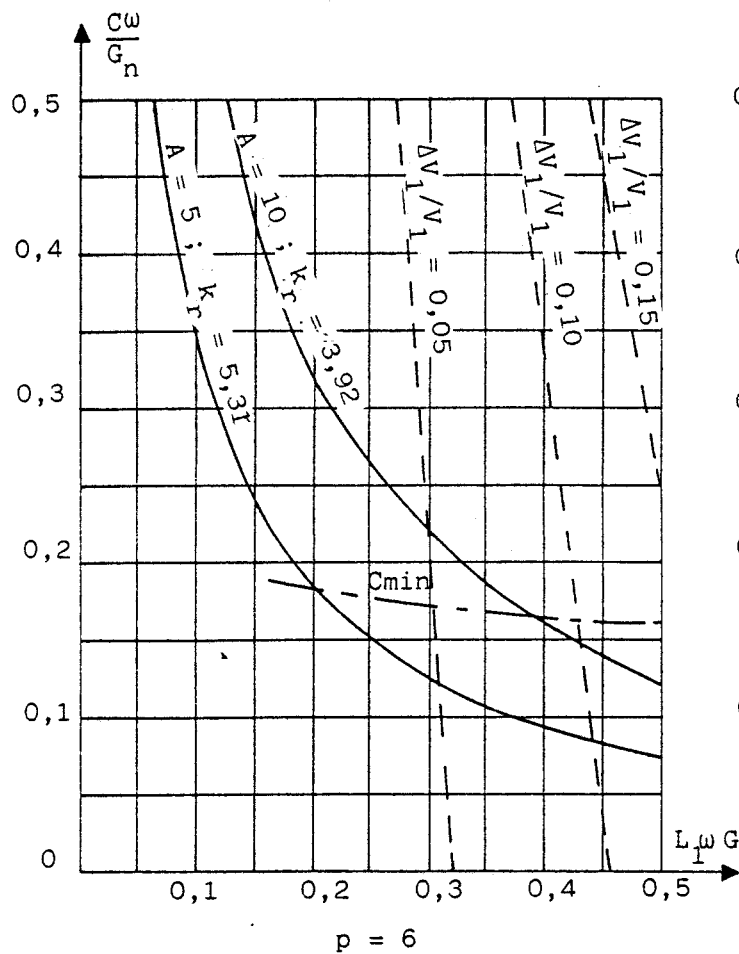


Planche 2.4 DETERMINATION DES ELEMENTS DU FILTRE (suite)



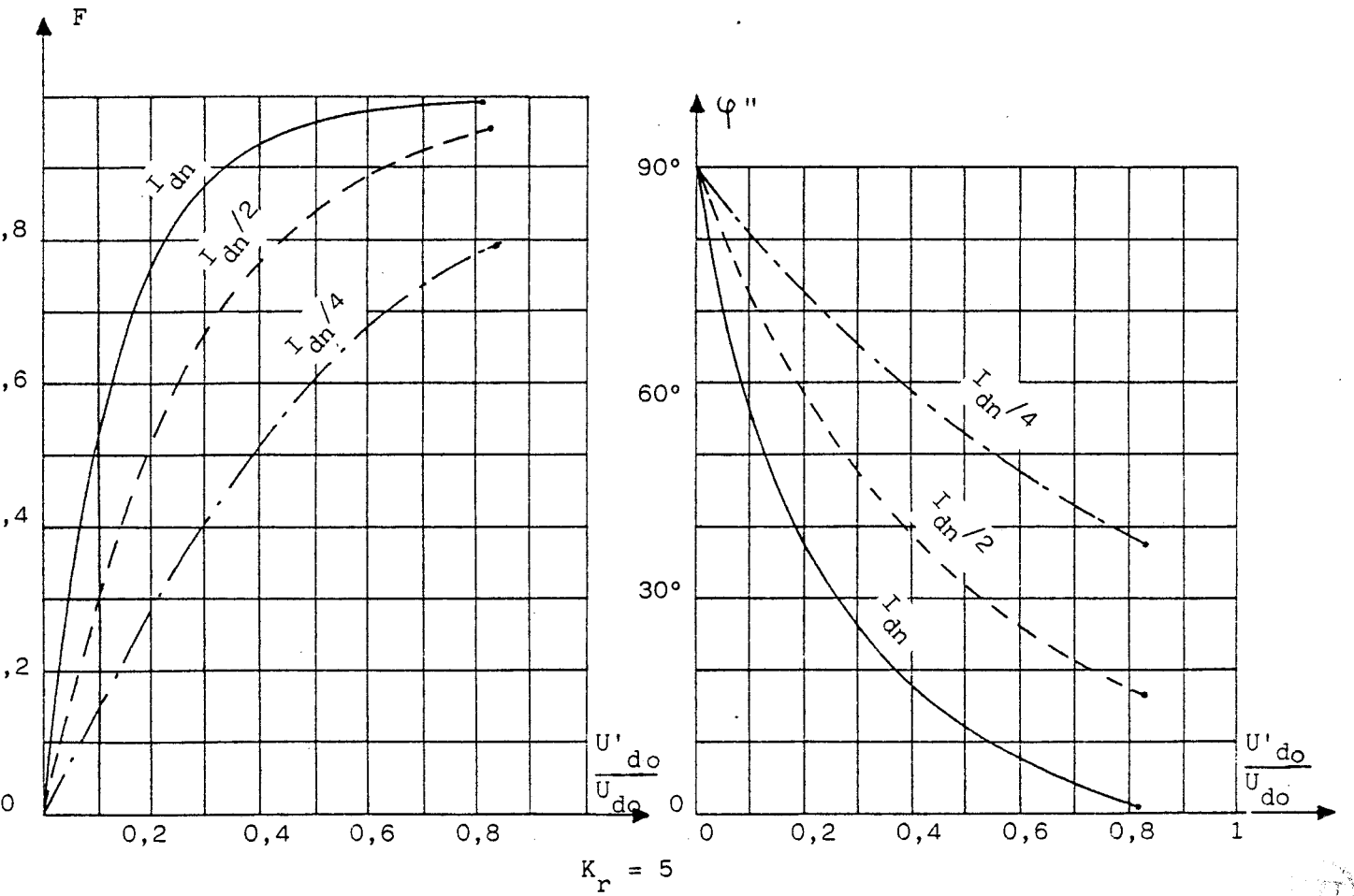
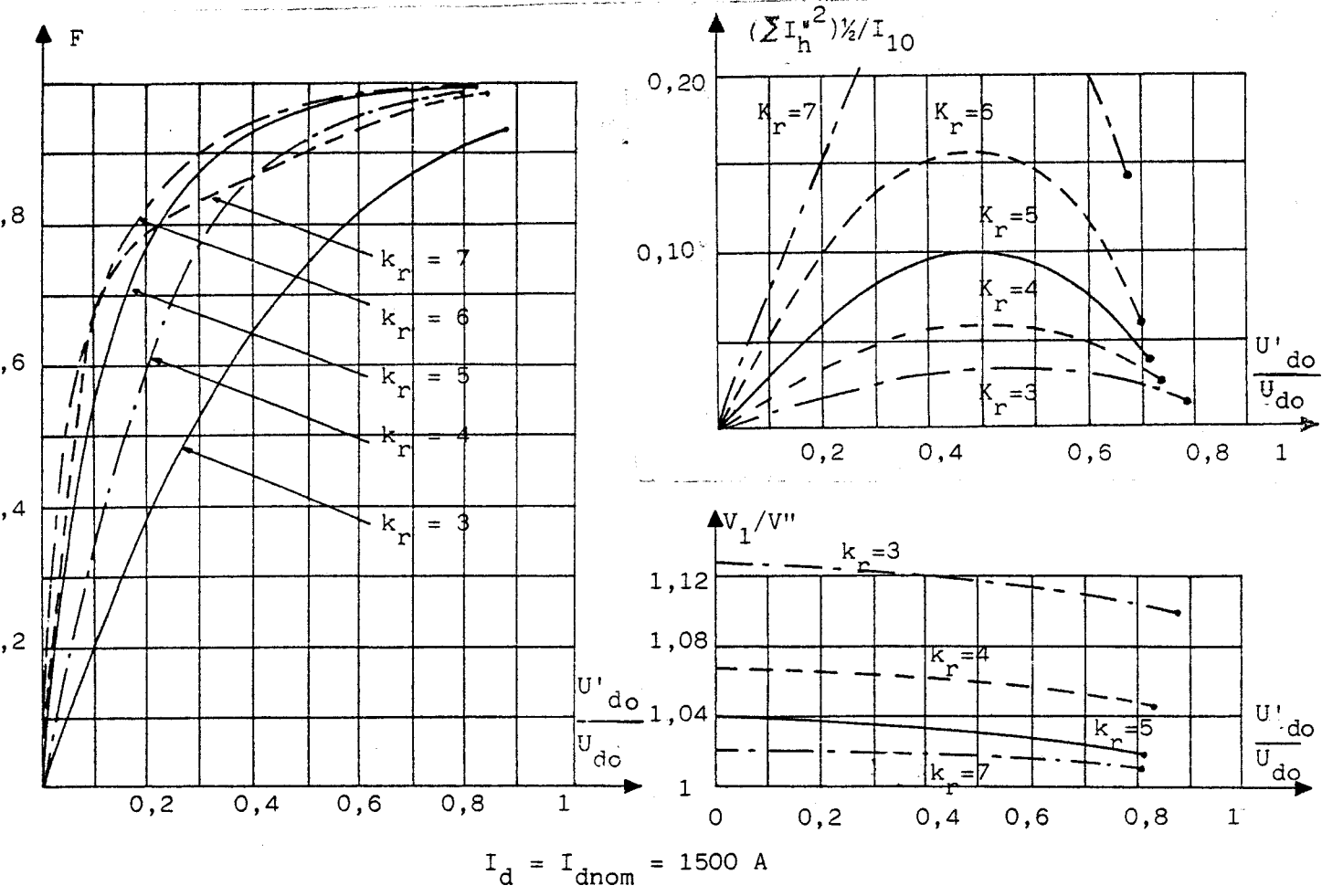


Planche 2.5 CARACTERISTIQUES CALCULES POUR P = 5
 ($I_{dn} = 1500 \text{ A}$; $U_{do} = 1500 \text{ V}$; $L = 1 \text{ mH}$; $f = 50 \text{ Hz}$)



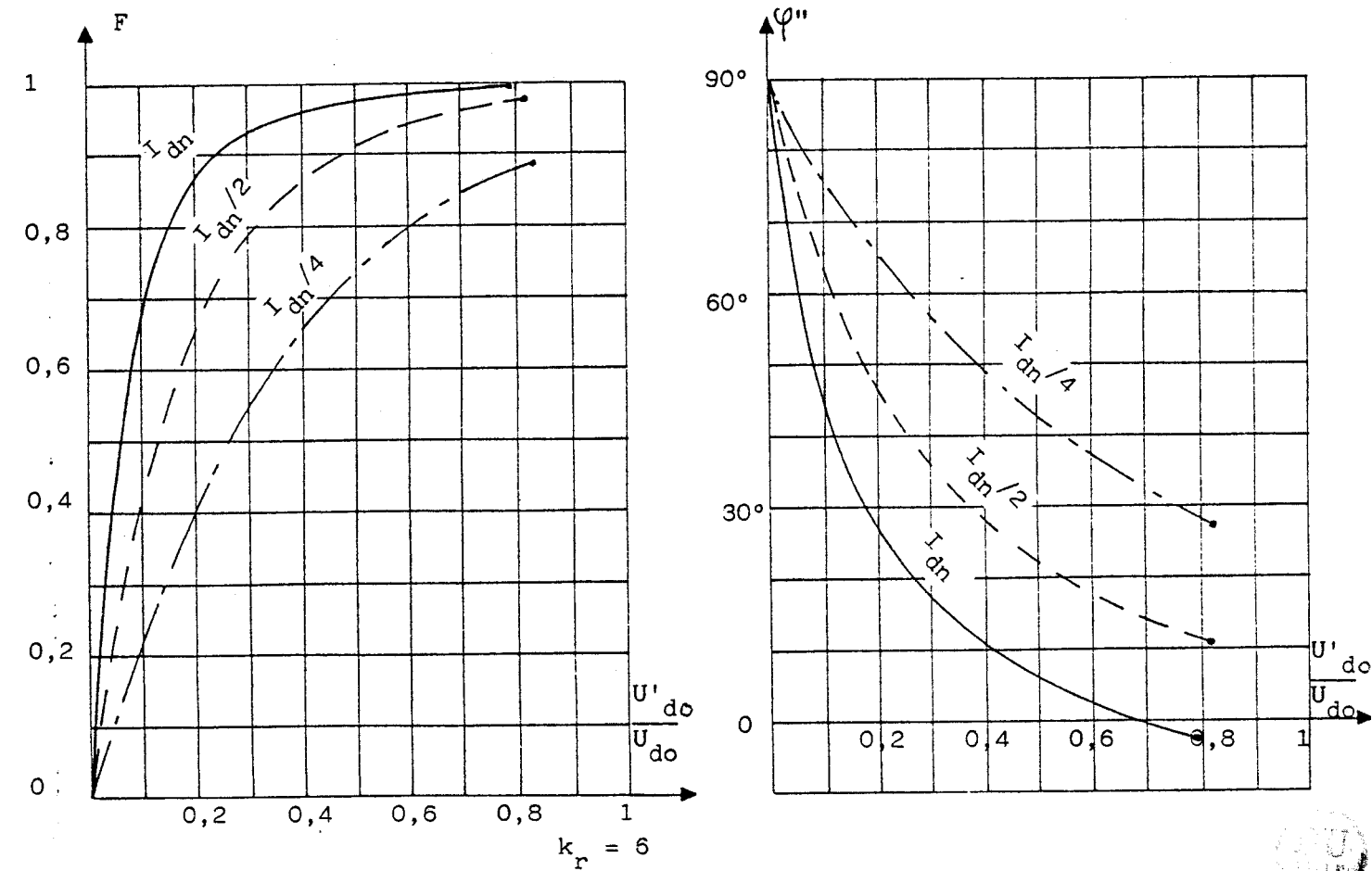
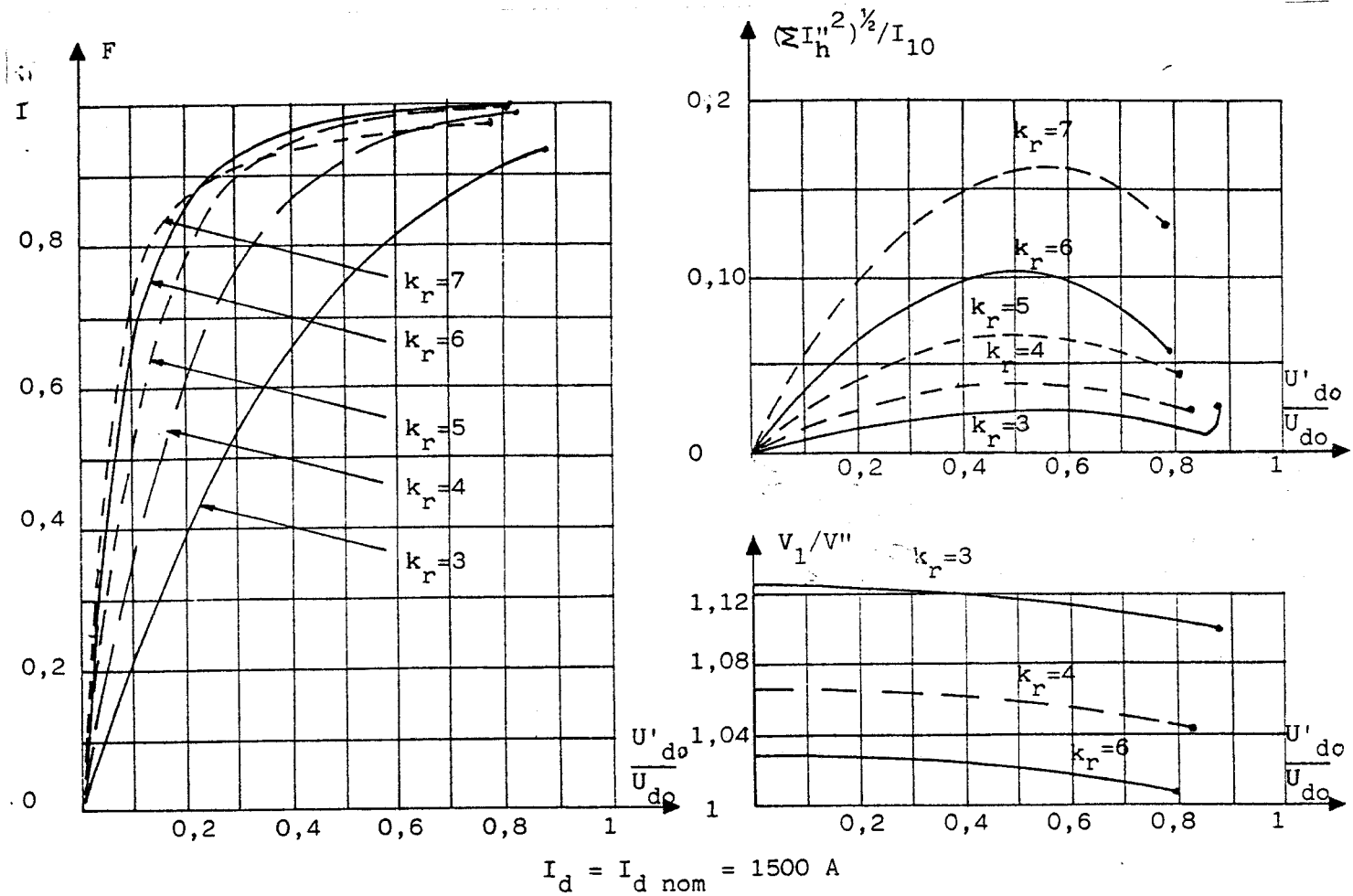


Planche 2.6 CARACTERISTIQUES CALCULEES POUR $p = 6$

($I_{dn} = 1500 \text{ A}$; $U_{do} = 1500 \text{ V}$; $L = 1 \text{ mH}$; $f = 50 \text{ Hz}$)

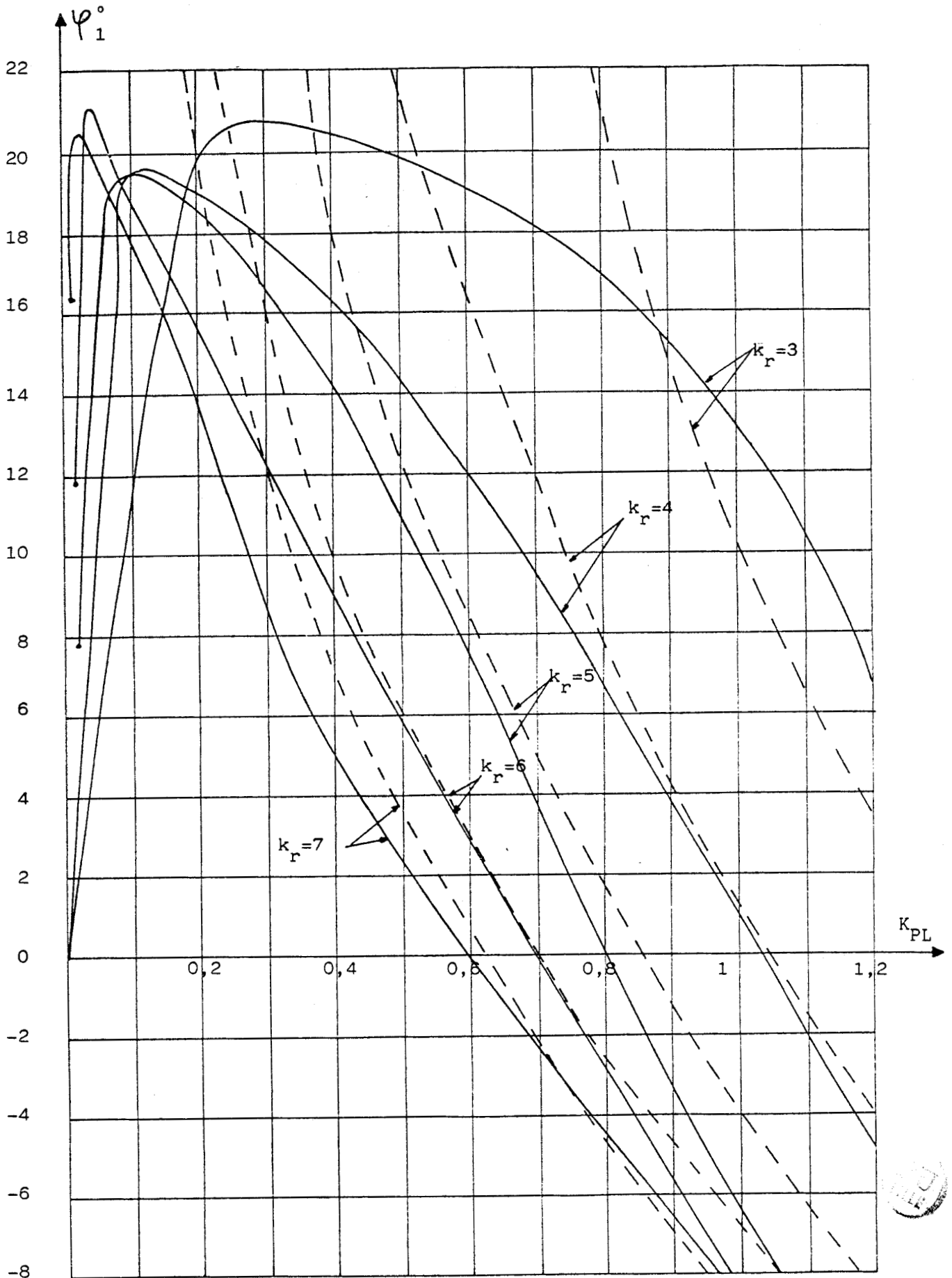
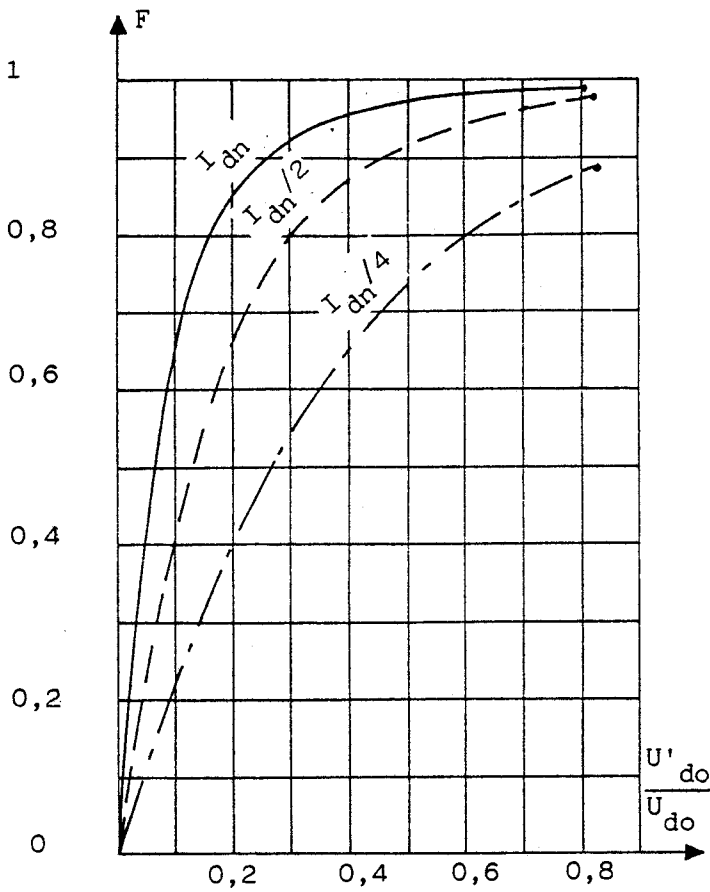


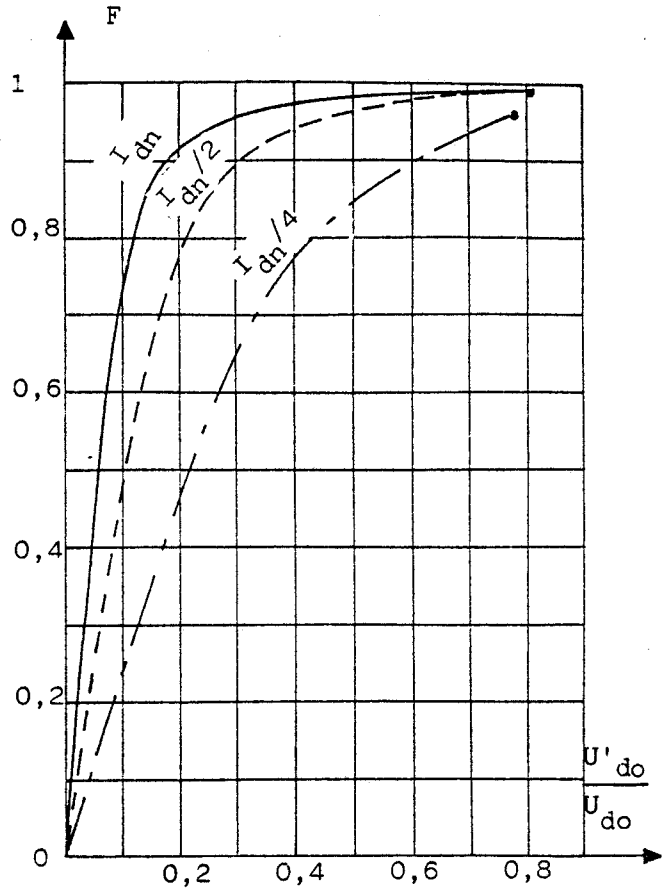
Planche 2.7 VARIATIONS DE L'ANGLE OPTIMUM DE CALAGE

--- méthode du premier harmonique
— simulation de l'ensemble

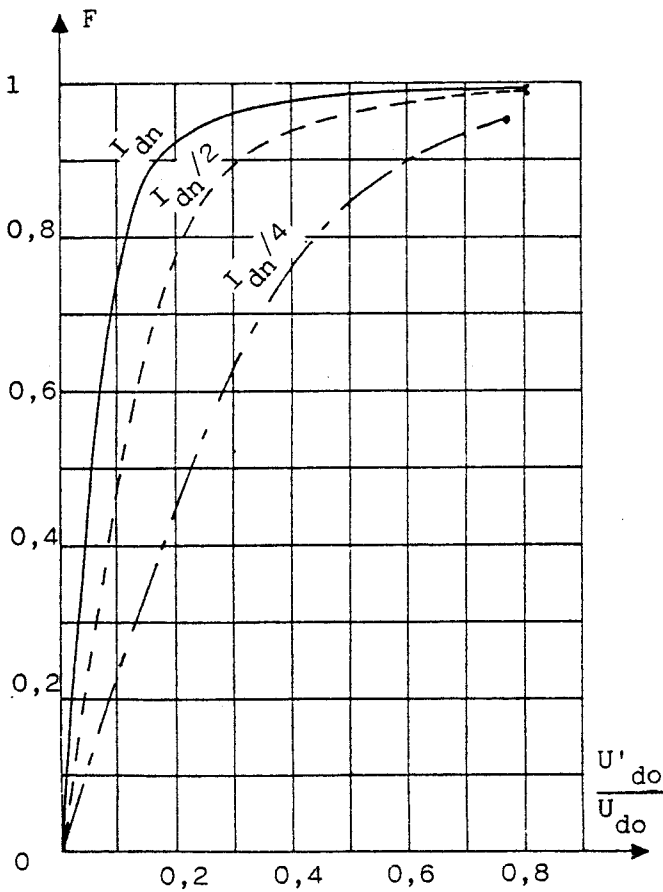




a) créniaux centrés



b) décentrage optimum



c) décentrage approché

Planche 2.8 AMELIORATION DU FACTEUR DE PUISSANCE PAR DECENTRAGE

($I_{dn} = 1500$ A ; $U_{do} = 1500$ V ; $L_1\omega = 0,3\Omega$; $p = 6$; $k_r = 6$)

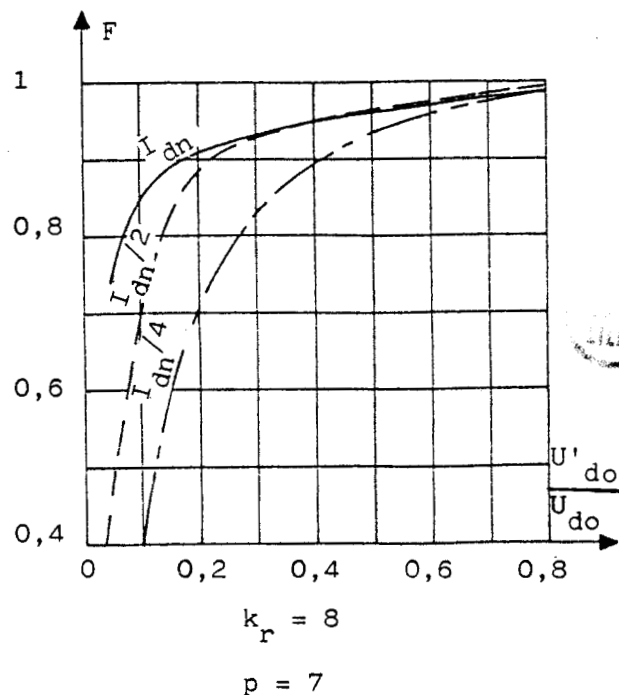
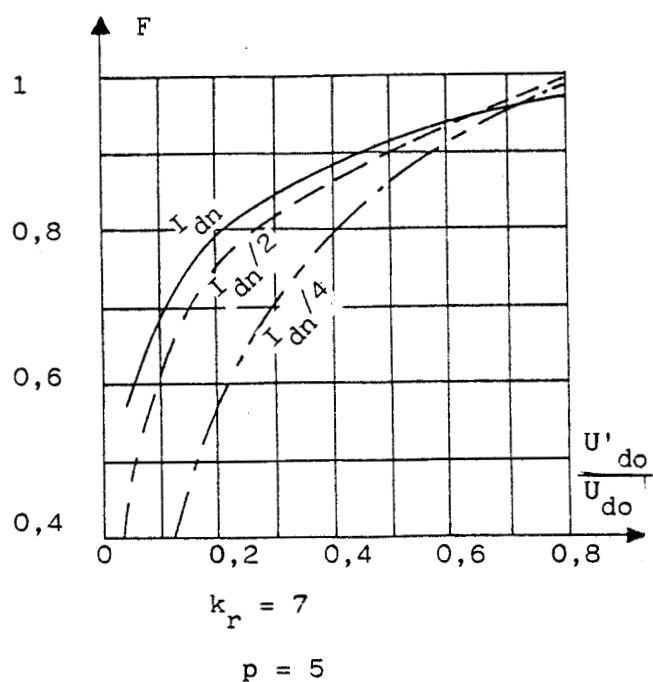
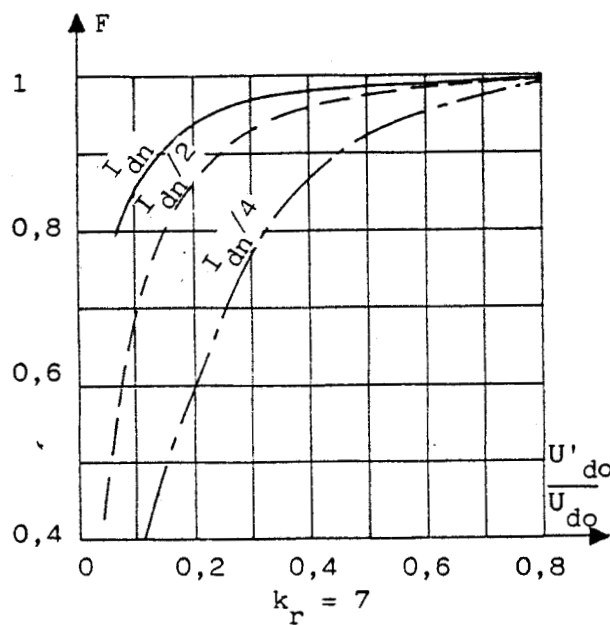
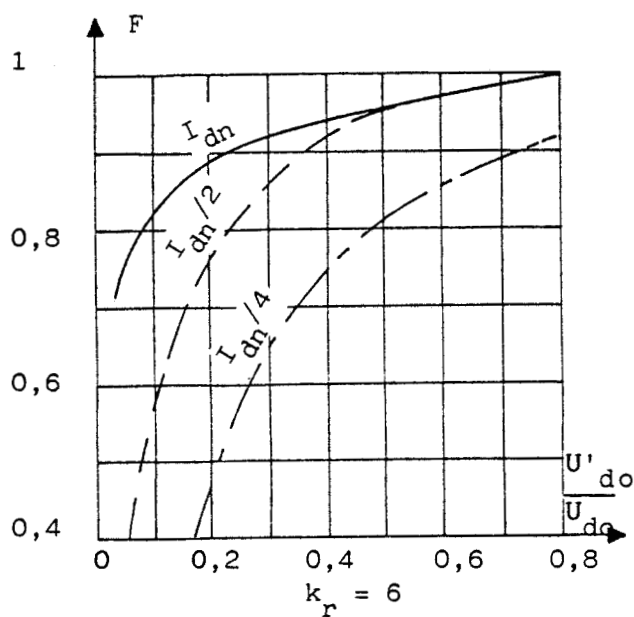
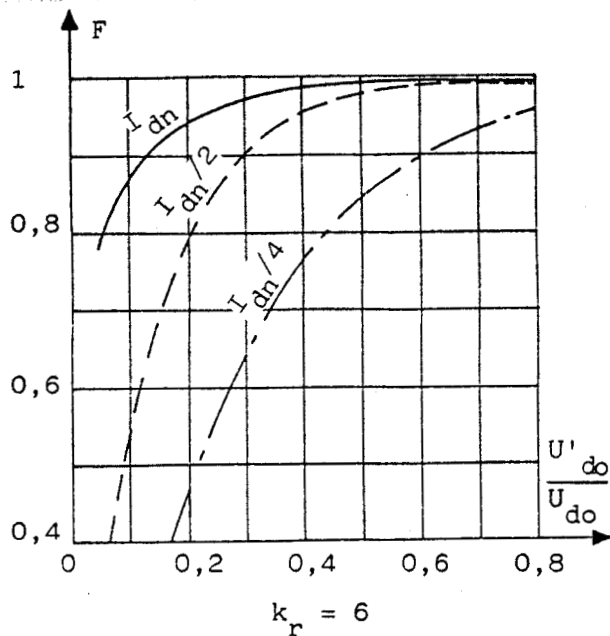
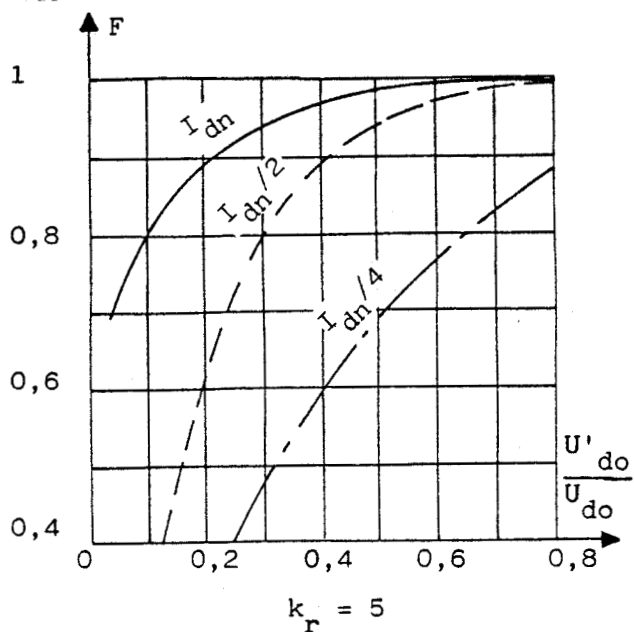


Planche 2.9 (début) CARACTERISTIQUES A DECENTRAGE OPTIMUM

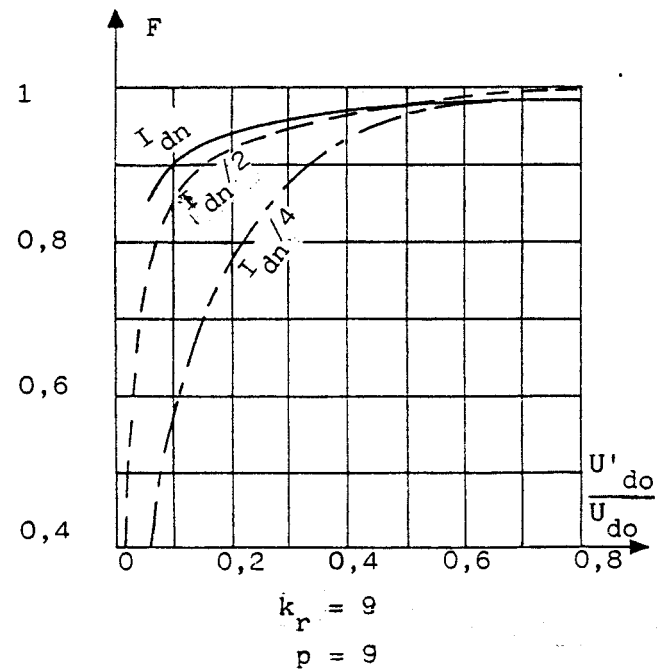
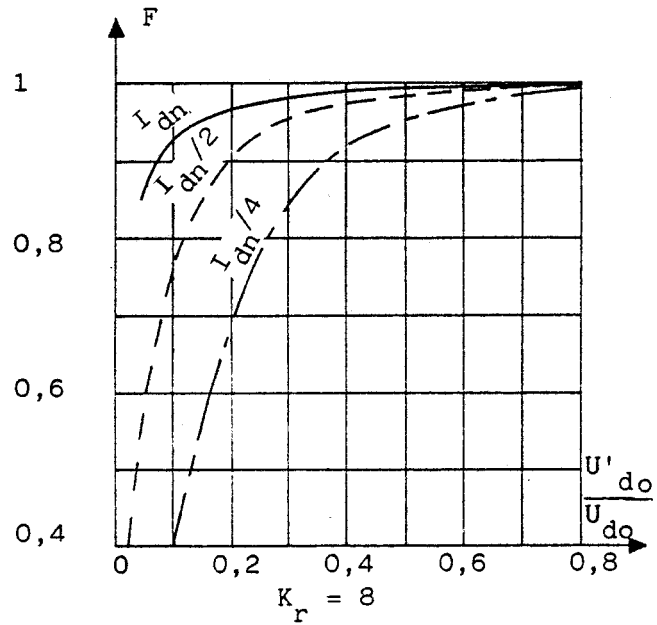
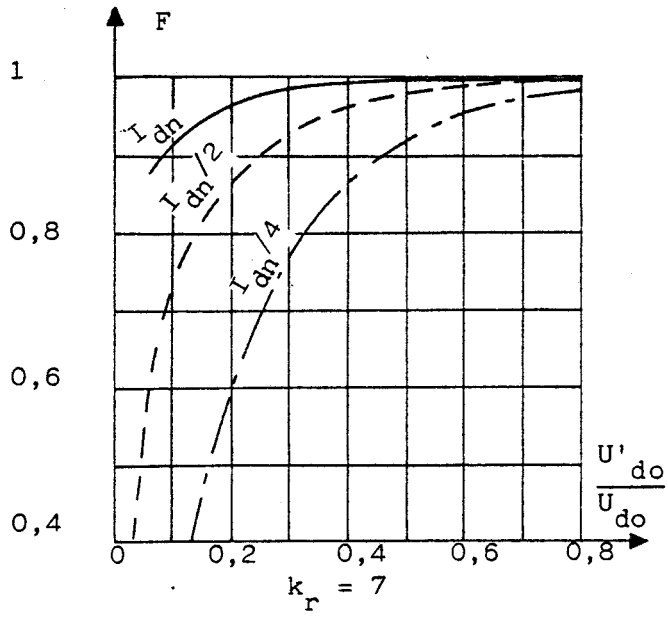


Planche 2.9 (suite) CARACTERISTIQUES DE FAC-
TEUR DE PUISSANCE POUR LE DECENTRAGE
OPTIMUM

$I_{dn} = 1500 \text{ A}$

$U_{do} = 1500 \text{ V}$

$L_1 \omega = 0,3 \Omega$



CHAPITRE 3

ETUDE DE L'ENSEMBLE FILTRE-CONVERTISSEUR-CHARGE

Dans les chapitres précédents on a supposé le courant i_d à la sortie du convertisseur parfaitement lissé. L'impédance présentée aux harmoniques de la tension u'_d n'étant pas infinie, ces harmoniques donnent des termes de même fréquence dans le courant i_d et modifient le courant à l'entrée du convertisseur.

Le terme le plus gênant du développement en série de la tension u'_d est l'*harmonique 2*, c'est-à-dire le terme de pulsation double de celle, ω , de la tension d'alimentation. Il tend à donner un terme de pulsation 3 dans le courant à l'entrée du convertisseur.

Le filtre d'entrée ayant été conçu pour arrêter les harmoniques de pulsation égale ou supérieure à $(2p+1)\omega$, la présence d'un harmonique 3 important remettrait en cause toute l'étude antérieure et rendrait sans intérêt l'emploi de la Modulation de la Largeur d'Impulsions.

Il est donc nécessaire de prévoir un dispositif "*compensateur*" entre la sortie du convertisseur et la charge proprement dite.

I - EFFET DE L'HARMONIQUE 2 DE LA TENSION REDRESSEE

Pour évaluer les effets de l'harmonique 2 de la tension redressée sur les courants en amont du convertisseur nous supposons d'abord que celui-ci est alimenté par une tension v sinusoïdale. Puis, grâce à la simulation numérique nous tiendrons compte du fait que c'est à l'entrée du filtre, et non à sa sortie, que la tension est sinusoïdale.

I.1. Harmoniques de la tension redressée

. La tension u'_d obtenue par le redressement double alternance d'une tension v de fréquence f contient nécessairement un terme de fréquence $2f$, puisque u'_d est une fonction périodique de fréquence $2f$.

L'application aux redresseurs d'indice de pulsation égal à 2 des relations générales [1] donne, comme amplitude relative de "l'harmonique" 2,

- pour le pont tout thyristors (figure 3.1a)

$$\frac{U'_{d2} \sqrt{2}}{U_{do}} = \cos\alpha \cdot \frac{2}{3} \sqrt{1 + 4\text{tg}^2\alpha}$$

avec

$$\frac{U'_{do}}{U_{do}} = \cos\alpha$$

- pour le pont mixte (figure 3.1b)

$$\frac{U'_{d2} \sqrt{2}}{U_{do}} = \frac{1}{3} \sqrt{2+3\sin^2\alpha+4\sin 2\alpha\sin\alpha+2\cos 2\alpha\cos\alpha}$$

avec

$$\frac{U'_{do}}{U_{do}} = \frac{1+\cos\alpha}{2}$$

Pour le redresseur à Modulation de largeur d'Impulsions (figure 3.1c), comme on l'a montré au chapitre 1, on a, d'après la relation (1.11),

$$\frac{U'_{do} \sqrt{2}}{U'_{do}} = 1$$

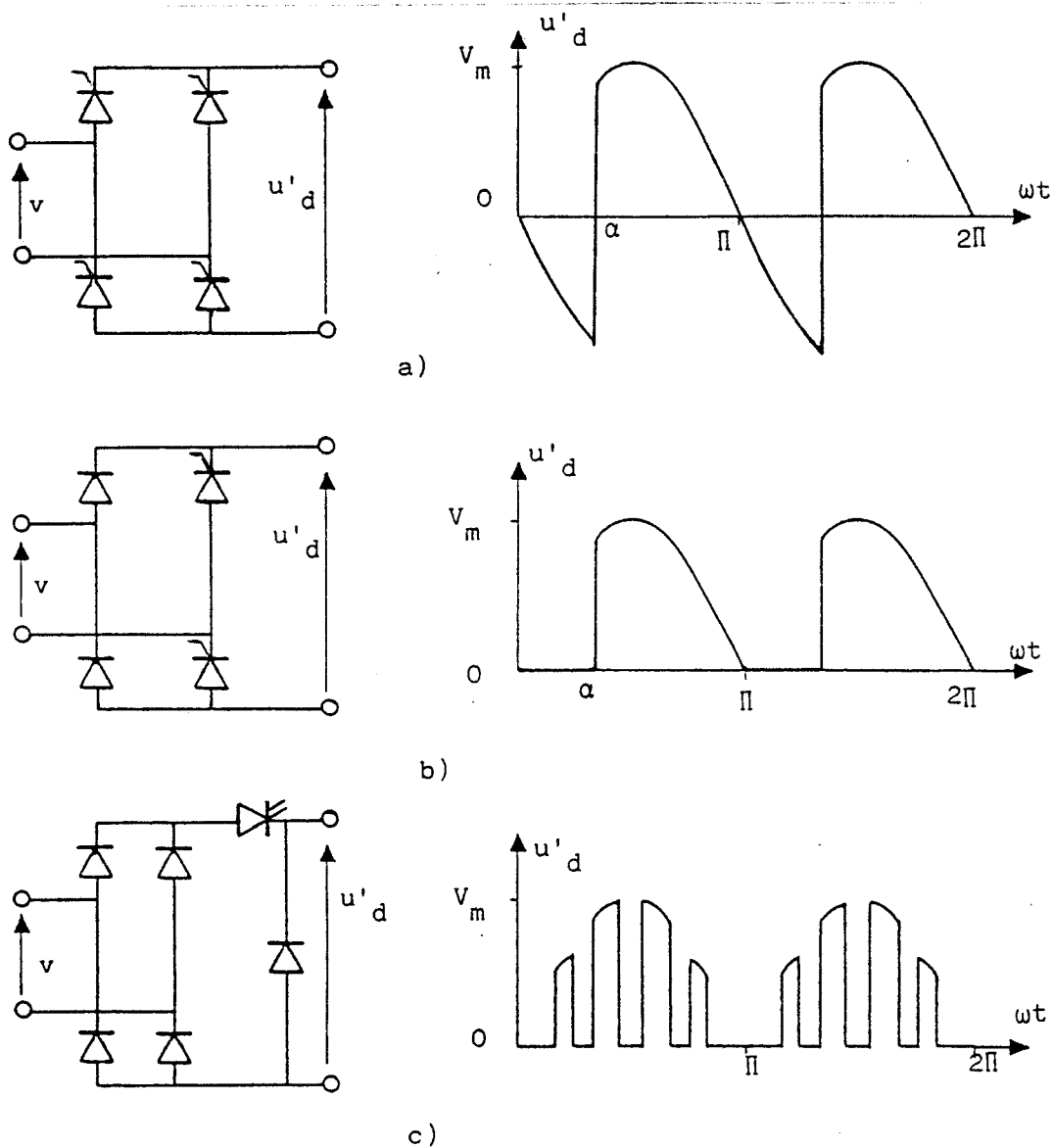


Figure 3.1

Le haut de la planche 3.1 montre les variations de $U'_d \sqrt{2}/U_{do}$ quand la tension redressée moyenne U'_{do} diminue, pour les trois types de redresseurs.

Le pont mixte est nettement meilleur que le pont complet. Le redresseur à MLI donne un harmonique 2 sensiblement plus faible que le pont mixte, mais qu'on ne saurait négliger.

. Pour ce qui est des *harmoniques de rang plus élevé*, le redresseur fonctionnant en MLI avec optimisation des angles de conduction diffère complètement des autres redresseurs. Dans le développement en série de la tension u'_d , après l'harmonique 2 le premier harmonique rencontré est celui de rang $2p$.

- Si p est suffisant et le récepteur sensiblement inductif les harmoniques de rang supérieur ou égal à $2p$ ne sauraient donner lieu à des courants importants.

Au bas de la planche 3.1, on a représenté les variations de l'amplitude rapportée à U_{do} des premiers harmoniques de rang supérieur à 2 :

- . harmonique 4 pour le pont complet et pour le pont mixte (les harmoniques 6, 8, ... ont des amplitudes plus faibles).
- . harmoniques 14 et 16 pour un redresseur à MLI à 7 impulsions par alternance.

Ces derniers ont une amplitude relative notable, mais vu leur fréquence leurs effets sont réduits.

Contrairement à ce qui se passe pour les autres redresseurs, l'harmonique de rang 2 pose un problème spécifique. On n'a pas à chercher à réduire les effets de tous les harmoniques pairs indistinctement mais il faut réduire ceux de l'harmonique 2 de la tension redressée.

I.2. Effet de l'harmonique 2 sur le courant d'entrée

Si la tension u'_d est appliquée à un récepteur de constantes R_2, L_2, E , son terme moyen U'_{do} donne la valeur moyenne du courant :

$$I_d = (U'_{do} - E) / R_2$$

Son harmonique 2 d'amplitude $U'_{d2} \sqrt{2}$ donne un courant i_{d2} d'amplitude :

$$I_{d2} \sqrt{2} = \frac{U'_{d2} \sqrt{2}}{\sqrt{R_2^2 + L_2^2 4\omega^2}}$$

En première approximation, on peut négliger l'effet de R_2 devant celui de L_2 et

- . prendre

$$I_{d2} = \frac{U'_{d2}}{2L_2 \omega} \quad (3.2)$$

. supposer le courant i_{d2} en quadrature arrière sur la tension qui le crée.

Si les trains de créneaux formant le courant i sont centrés sur les milieux des alternances de la tension v , telle que

$$v = V\sqrt{2} \sin \omega t$$

l'harmonique 2 de la tension u'_d est de la forme

$$u'_{d2} = -U'_{d2} \sqrt{2} \cos 2\omega t$$

et le courant i_{d2}

$$i_{d2} = I_{d2} \sqrt{2} \cos (2\omega t - \frac{\pi}{2}) = -I_{d2} \sqrt{2} \sin 2\omega t$$

La figure 3.2. montre successivement les formes d'ondes

- de la tension v et de la tension u'_d
- du courant i_d , égal à $I_d + i_{d2}$
- du courant i à l'entrée du convertisseur, égal à i_d quand T conduit pendant l'alternance positive de v , égal à $-i_d$ quand T conduit pendant l'alternance négative de v , nul quand T est bloqué.

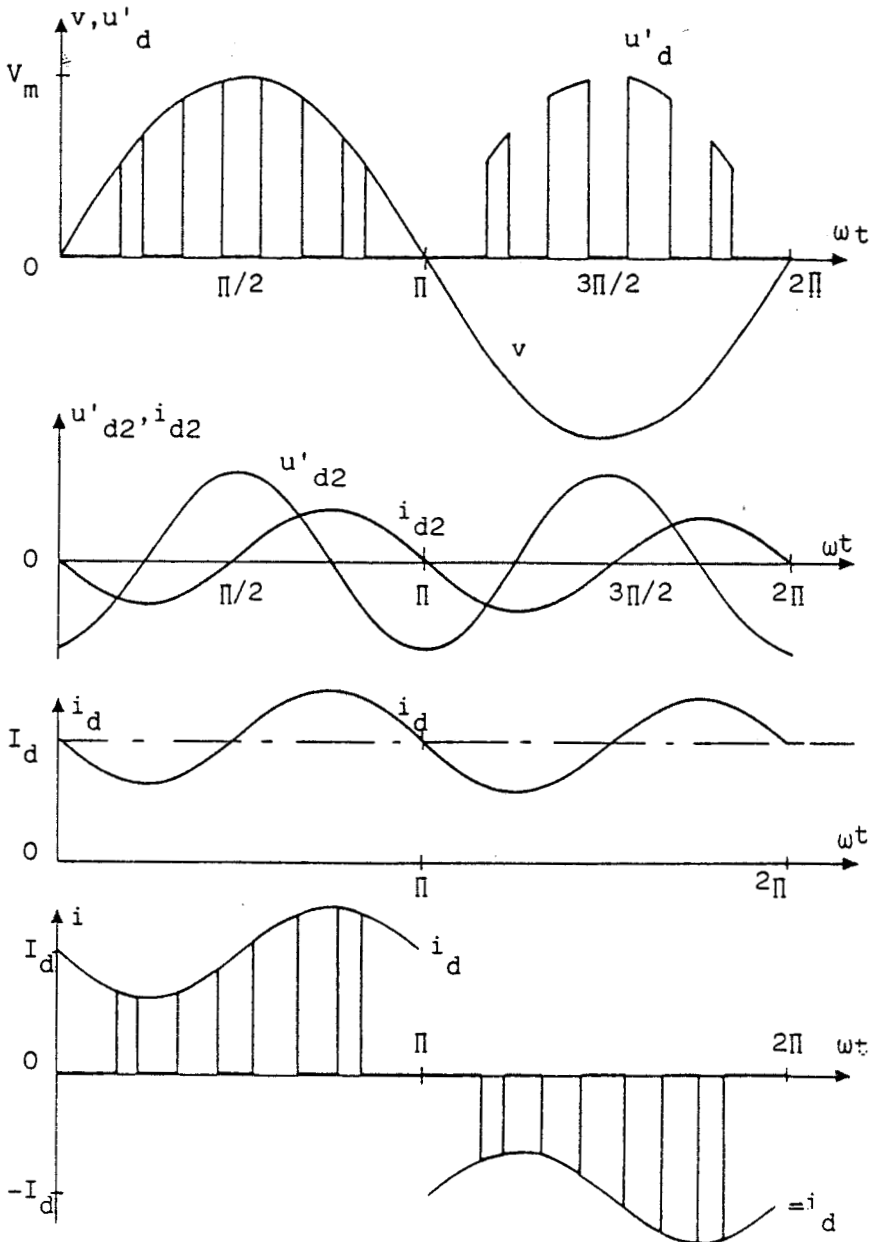


Figure 3.2

L'examen de la forme d'onde du courant i montre
 . que celui-ci ne comporte que des termes de rang impair

$$i(\omega t + \Pi) = -i(\omega t)$$

. que les créneaux situés dans la seconde partie des alternances ont une amplitude plus forte que ceux situés dans la première partie. L'harmonique 2 du courant de sortie entraîne un déphasage du fondamental du courant d'entrée⁽¹⁾.

I.3. Valeur de l'harmonique 3 du courant d'entrée

On peut passer directement de l'harmonique 2 du courant i_d à la sortie du convertisseur à celle de l'harmonique 3 du courant i à l'entrée de celui-ci, en utilisant la conservation de la puissance instantanée. En effet, le convertisseur ne comporte pas d'élément de stockage de l'énergie.

- A la sortie, si l'on ne tient compte que de l'harmonique 2, la tension est

$$u'_d = U'_{d0} - U'_{d2} \sqrt{2} \cos 2\omega t$$

et le courant

$$i_d = I_d - I_{d2} \sqrt{2} \sin 2\omega t$$

D'où la puissance instantanée

$$u'_d i_d = U'_{d0} I_d - U'_{d2} \sqrt{2} I_d \cos 2\omega t - U'_{d0} I_{d2} \sqrt{2} \sin 2\omega t + 2U'_{d2} I_{d2} \sin 2\omega t \cos 2\omega t$$

ou, compte-tenu de (3.1)

$$\begin{aligned} u'_d i_d &= U'_{d0} I_d \\ &- U'_{d0} I_d \cos 2\omega t \\ &- U'_{d0} I_{d2} \sqrt{2} \sin 2\omega t \\ &+ U'_{d0} I_{d2} \frac{1}{\sqrt{2}} \sin 4\omega t \end{aligned}$$

- A l'entrée, puisque la tension est $v = V\sqrt{2} \sin \omega t$, le courant i , pour permettre l'identification de v_i et de $u'_d i_d$, doit comporter un terme de pulsation ω et un de pulsation 3ω

(1) Le fait que la présence d'un harmonique 2 à la sortie entraîne la consommation de puissance réactive à la fréquence fondamentale ne doit pas surprendre. GUYGI et PELLÉY [17] ont montré que la conservation de la puissance réactive était sans cesse contredite dans les changeurs directs de fréquence.

$$i = I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi_1) + I_3 \sqrt{2} \sin(3\omega t - \varphi_3)$$

Donc

$$vi = 2VI_1 \sin \omega t \sin(\omega t - \varphi_1) \\ + 2VI_3 \sin \omega t \sin(3\omega t - \varphi_3)$$

ou

$$vi = VI_1 \cos \varphi_1 \\ - VI_1 \cos(2\omega t - \varphi_1) \\ + VI_3 \cos(2\omega t - \varphi_3) \\ - VI_3 \cos(4\omega t - \varphi_3)$$

Du fait que $vi = u'_d i_d$, quel que soit t , on déduit immédiatement

$$VI_1 \cos \varphi_1 = U'_{do} I_d, \text{ ou } \boxed{I_1 \cos \varphi_1 = \frac{U'_{do} I_d}{V}} \quad (3.3)$$

$$\varphi_3 = -\pi/2$$

$$VI_3 = U'_{do} \frac{I_{d2}}{\sqrt{2}}, \text{ ou } \boxed{I_3 = \frac{U'_{do}}{V} \frac{I_{d2}}{\sqrt{2}}} \quad (3.4)$$

Pour trouver la composante réactive du fondamental, on égale les termes en 2ω de vi et de $u'_d i_d$.

$$-U'_{do} I_d \cos 2\omega t - U'_{do} I_{d2} \sqrt{2} \sin 2\omega t = -VI_1 \cos(2\omega t - \varphi_1) + VI_3 \cos(2\omega t - \varphi_3)$$

$$\text{Puisque } \varphi_3 = -\pi/2 \text{ et que } U'_{do} I_d = VI_1 \cos \varphi_1$$

$$-VI_1 \cos \varphi_1 \cos 2\omega t - U'_{do} I_{d2} \sqrt{2} \sin 2\omega t = -VI_1 \cos \varphi_1 \cos 2\omega t - VI_1 \sin \varphi_1 \sin 2\omega t \\ - U'_{do} \frac{I_{d2}}{\sqrt{2}} \sin 2\omega t$$

Donc

$$I_1 \sin \varphi_1 = \frac{U'_{do}}{V} \frac{I_{d2}}{\sqrt{2}} \quad (3.5)$$

On trouve un résultat analogue à celui établi par B.R. PELLY [28] dans l'étude de la puissance réactive consommée par les cycloconvertisseurs.

La composante continue du courant de sortie donne la composante active du fondamental du courant d'entrée.

L'harmonique 2 du courant de sortie donne un harmonique 3 dans le courant d'entrée et une composante réactive au fondamental de ce courant.

I.4. Inadaptation du lissage classique

Le lissage du courant i_d par une simple inductance, comme indiqué sur la figure 1.1 au début de l'étude, ne peut convenir.

En traction électrique, on admet d'ordinaire un taux d'ondulation du courant après lissage de 20%

$$\frac{i_{dmax} - i_{dmin}}{2 I_d} = 0,2$$

Pour 1500 A de courant moyen, l'ondulation étant due essentiellement à l'harmonique 2, on aurait

$$I_{d2} \sqrt{2} = 300 \text{ A}$$

L'amplitude de la tension harmonique 2 étant égale à la tension redressée moyenne, pour un moteur 1500V, on a donc à pleine tension

$$U'_{d2} \sqrt{2} = 1500 \text{ V}$$

D'où la réactance de lissage nécessaire

$$L_2 2\omega = 1500/300 = 5 \Omega,$$

ce qui correspond à une inductance de 8 mH.

Les relations (3.3), (3.4) et (3.5) montrent que, quel que soit le réglage de la tension U'_{do} de sortie, on aurait

- à plein courant

$$I_1 \cos \varphi_1 = \left(\frac{U'_{do}}{V} \right) \times 1500 \text{ A}$$

$$I_3 = I_1 \sin \varphi_1 = \left(\frac{U'_{do}}{V_1} \right) \times 150 \text{ A}$$

- quand I_d diminuerait

$$I_3 \text{ et } I_1 \sin \varphi_1 \text{ resteraient constants.}$$

Malgré la valeur très importante donnée à l'inductance de lissage, on aurait donc un harmonique 3 égal à 10% de la partie utile du fondamental et restant constant quand celle-ci diminue.

Remarque

La résistance R_2 d'un moteur de traction est de l'ordre de

$$R_2 = 0,03\Omega$$

$L_2 2\omega$ étant de plusieurs ohms, on vérifie qu'il était tout-à-fait légitime de confondre l'impédance offerte à la composante u'_{d2} de la tension avec $2L_2\omega$ et de supposer i_{d2} en quadrature arrière sur u'_{d2} .

II - LE DISPOSITIF COMPENSATEUR

. Puisque, pour l'harmonique 2 de la tension redressée u'_d , la maille constituant la charge est presque purement inductive, nous avons pensé à compenser le courant i_{d2} qu'elle absorbe par un autre courant de même valeur mais en opposition de phase.

Pour cela on peut brancher un condensateur C_3 entre les bornes de sortie du convertisseur.

Le branchement direct de C_3 sur la tension u'_d n'est pas possible pour deux raisons :

- la première est que, pour que le convertisseur fonctionne comme prévu, il faut qu'il débite sur un récepteur de courant autrement dit que toutes les voies branchées à sa sortie comportent une inductance notable.

- la seconde est que le condensateur constituerait une impédance très faible pour les harmoniques de rang élevé de la tension u'_d ; ils donneraient lieu à des courants harmoniques importants.

Aussi doit-on brancher en série avec C_3 une inductance L_3 assez forte pour que l'ensemble $L_3 C_3$ forme une impédance suffisante pour les harmoniques de rang supérieur ou égal à $2p$.

On arrive ainsi au schéma d'ensemble représenté sur la figure 3.3.

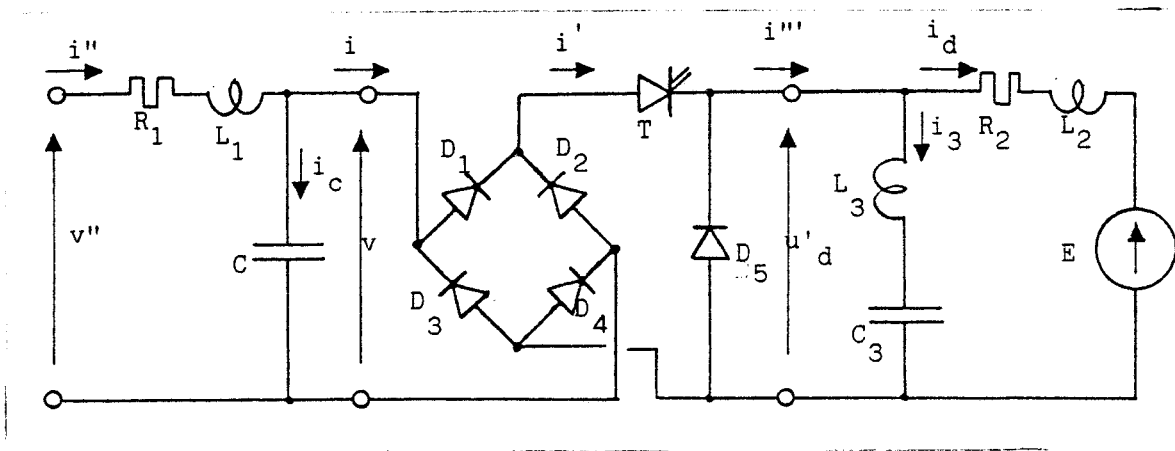


Figure 3.3.

. Le dipôle formé par C_3 et L_3 est un circuit résonnant qui doit être capacitif pour l'harmonique 2 de u'_d , inductif pour ses harmoniques de rang supérieur ou égal à $2p$. Il est caractérisé par sa pulsation de résonance ω_c .

$$\omega_c = \frac{1}{L_3 C_3} = K_c \omega \quad (3.6)$$

Le rapport K_c de ω_c à la pulsation de la tension d'alimentation doit donc être compris entre 2 et $2p$ ⁽¹⁾.

A valeur donnée de l'inductance de lissage L_2 , le choix de K_c suffit à déterminer L_3 et C_3 . En effet il faut que pour la pulsation 2ω , l'impédance de ce dipôle soit égale à celle de L_2

$$\frac{1}{2\omega C_3} - 2\omega L_3 = 2\omega L_2 \quad (3.7)$$

En tenant compte de (3.6), cette égalité devient

$$\frac{1}{2\omega C_3} - \frac{2}{K_c^2 \omega^2 C_3} = 2\omega L_2$$

D'où

$$C_3 = \frac{1}{L_2 \omega^2} \left(\frac{1}{4} - \frac{1}{K_c^2} \right) \quad (3.8)$$

$$\text{et } L_3 = \frac{L_2}{\frac{K_c^2}{4} - 1} \quad (3.9)$$

(1) Il faut éviter de prendre K_c entier pair pour ne pas risquer une résonance sur un harmonique anormal de u'_d .

. Pour l'harmonique de pulsation $n\omega$ l'impédance Z_n présentée par la dérivation $L_3 C_3$ a pour valeur

$$Z_n = L_3 n\omega - \frac{1}{C_3 n\omega}$$

$$= L_2 n\omega \frac{4}{K_c^2 - 4} - L_2 n\omega \frac{4 K_c^2}{n^2 (K_c^2 - 4)}$$

ou, en comparant à l'impédance présentée à l'harmonique 2 par l'inductance de lissage,

$$Z_{nr} = \frac{Z_n}{L_2 2\omega} = \frac{2n^2 - 2K_c^2}{n(K_c^2 - 4)} \quad (3.10)$$

La figure 3.4 donne, pour $K_c=3,5$ et $K_c=5$, la valeur de Z_{nr} pour les harmoniques que peut présenter u'_d si p est supérieur ou égal à 4.

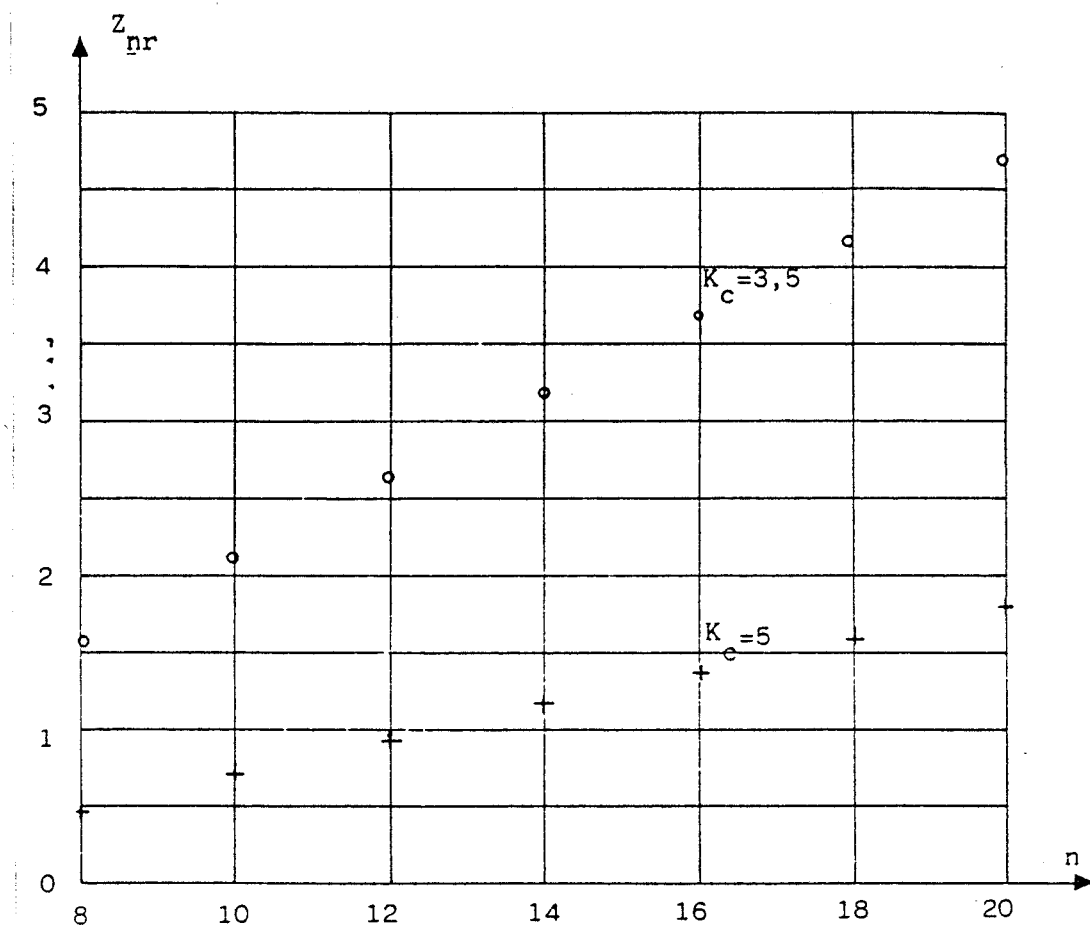


Figure 3.4

L'augmentation de K_c augmente un peu la valeur de C_3 mais permet de réduire notablement celle de L_3 . Elle a l'inconvénient de réduire $Z_{n,r}$ et donc d'accroître les courants harmoniques débités par le convertisseur ; elle n'affecte pas directement l'ondulation du courant dans le récepteur.

III - SIMULATION NUMERIQUE DE L'ENSEMBLE

Nous avons complété le programme présenté au chapitre 2 (§ III.1) pour prendre en compte la nature réelle de la charge et l'addition de la dérivation formée par L_3 et C_3 .

Ce programme traduit l'ensemble des relations suivantes :

$$v'' - R_1 i'' - L_1 \frac{di''}{dt} = v$$

$$i'' = \frac{1}{C} \int v dt + i$$

quand T conduit et v est positif

$$v = L_3 \frac{di_3}{dt} + \frac{1}{C_3} \int i_3 dt$$

$$v = R_2 i_d + L_2 \frac{di_d}{dt} + E$$

$$i = i_3 + i_d ; u'_d = v$$

quand T conduit et v est négatif

$$-v = L_3 \frac{di_3}{dt} + \frac{1}{C_3} \int i_3 dt$$

$$-v = R_2 i_d + L_2 \frac{di_d}{dt} + E$$

$$i = -i_3 - i_d ; u'_d = -v$$

quand T est bloqué

$$0 = L_3 \frac{di_3}{dt} + \frac{1}{C_3} \int i_3 dt$$

$$0 = R_2 i_d + L_2 \frac{di_d}{dt} + E$$

$$i = 0 ; u'_d = 0$$

$$\text{avec } E = \frac{1}{T} \int_0^T u'_d dt - \frac{1}{T} R_2 \int_0^T i_d dt$$

Une fois le régime établi pour un jeu donné de paramètres, le programme permet de calculer les valeurs caractéristiques des divers signaux (valeur moyenne, efficace, de crête, harmoniques) et le facteur de puissance à l'entrée de l'ensemble.

Tous les exemples de résultats que nous allons présenter ont été établis avec les données suivantes

$$U_{do} = 1500V \quad ; \quad I_{dn} = 1500A$$

$p = 7$; décalage suivant la loi simplifiée

$$L_1 = 0,955 \text{ mH} \quad ; \quad K_r = 7$$

Lorsqu'on tient compte de la charge réelle, on prend

$$R_2 = 0,03 \Omega \quad ; \quad L_2 = 6 \text{ mH}$$

III.1. Influence de la charge réelle sans compensation

a) Exemples de formes d'ondes

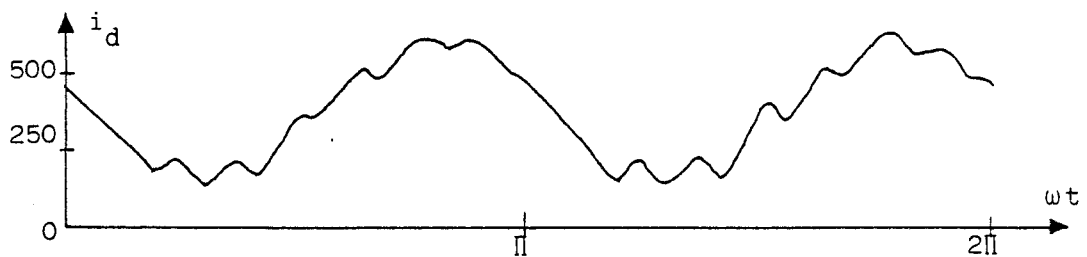
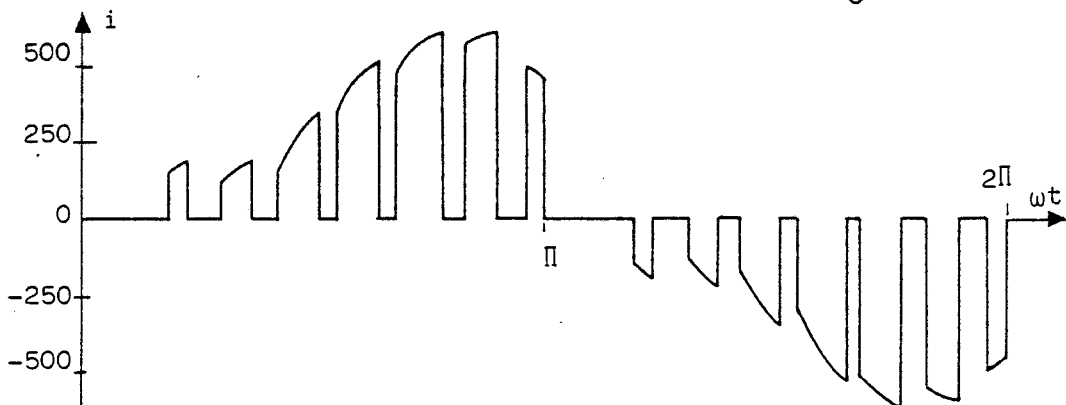
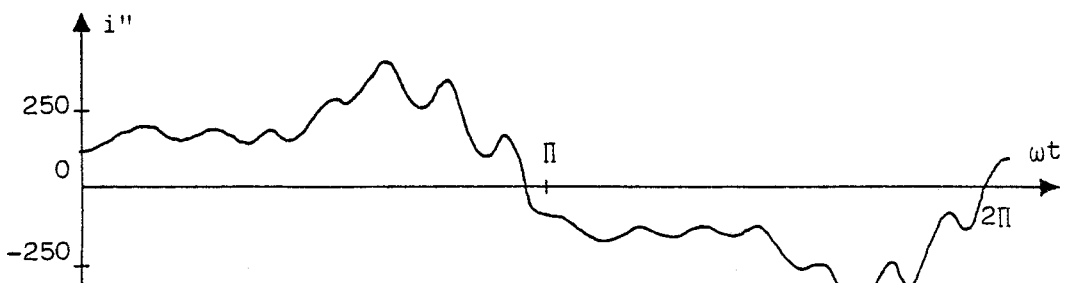
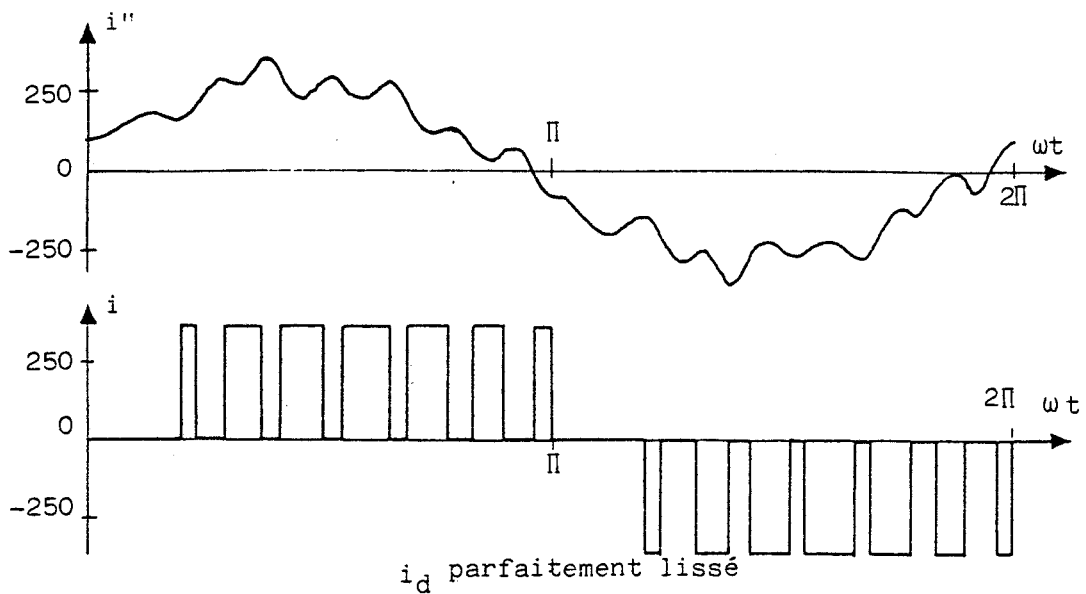
En haut de la figure 3.5, pour $U'_{do}/U_{do} = 0,6$ et $I_d = I_{dn}/4$, on a tracé les formes d'ondes
du courant i'' à l'entrée de l'ensemble du montage,
du courant i à l'entrée du convertisseur,
lorsque le courant i_d est supposé parfaitement lissé.

Au-dessous, pour les mêmes valeurs de U'_{do}/U_{do} et de I_d , on a repris le tracé des courants i'' et i et ajouté celui du courant i_d fourni à la charge, lors du débit sur la charge R_2, L_2, E réelle.

On voit bien la présence de l'harmonique 2 dans le courant redressé i_d , l'altération du courant d'entrée i'' due à un important harmonique 3.

Le courant i à l'entrée du convertisseur a bien l'allure qu'on avait prévue dans l'étude antérieure (figure 3.2).

L'harmonique 2 et ses effets ont ici une importance relative très élevée car le courant redressé moyen n'est ici égal qu'au quart de sa valeur nominale. Quand I_d augmente, l'harmonique 3 et ses effets restent sensiblement les mêmes puisqu'ils sont dus à la tension, leur importance relative décroît.



avec récepteur R_2, L_2, E
Figure 3.5

b) Harmoniques de la tension de sortie et du courant d'entrée

Toujours pour U'_{do}/U_{do} égal à 0,6 et I_d égal à $I_{dn}/4$ on a représenté sur la planche 3.2 le contenu harmonique de la tension de sortie u'_d du courant pris au réseau i'' .



- En haut, le courant redressé est supposé parfaitement lissé. Comme prévu dans les calculs, la tension u'_d comporte, outre le terme moyen U'_{do} , un terme de fréquence $2f$ de valeur efficace voisine de U'_{do} . Puis les premiers harmoniques importants sont ceux de rang 14, 16, 18 ... On note des traces d'harmoniques 6 et 8.

Le spectre du courant i'' montre l'efficacité du filtre d'entrée. Les harmoniques 15 et 19 sont très réduits. On note un harmonique 7 de faible valeur.

La présence du terme de rang 7 dans i'' , liée à celle des termes de rang 6 et 8 dans u'_d , est due au condensateur de filtrage C . La charge ou la décharge de C produit des variations rapides de la tension v à l'entrée du convertisseur donc modifie un peu sa tension de sortie.

- Le bas de la planche 3.2 montre, par comparaison, l'effet de la charge réelle.

Le contenu harmonique de la tension u'_d est peu modifié.

Mais on voit apparaître dans celui du courant i'' l'important harmonique 3 prévu dans les calculs.

c) Facteur de puissance et taux global d'harmoniques

La planche 3.3 montre les variations, en fonction de U'_d/U_{do} , pour I_d successivement égal à $I_{dn}/4$, à $I_{dn}/2$ et à I_{dn} ,

du facteur de puissance F à l'entrée de l'ensemble

du taux global d'harmoniques H du courant d'entrée i''

en haut, lorsque le courant i_d est supposé parfaitement lissé,

en bas, lorsqu'on tient compte du récepteur réel.

Le taux d'harmoniques H est défini par

$$H = \frac{1}{I''} \sqrt{I''^2 - I_1''^2}$$

en désignant par I'' la valeur efficace du courant i'' ,

par I_1'' la valeur efficace de son fondamental.

- Lorsque le récepteur de courant est supposé parfait, le facteur de puissance est donné par les caractéristiques établies à la fin du chapitre précédent. Le taux global d'harmoniques dépend peu de la valeur de I_d car tous les harmoniques sont fonctions du courant de sortie.

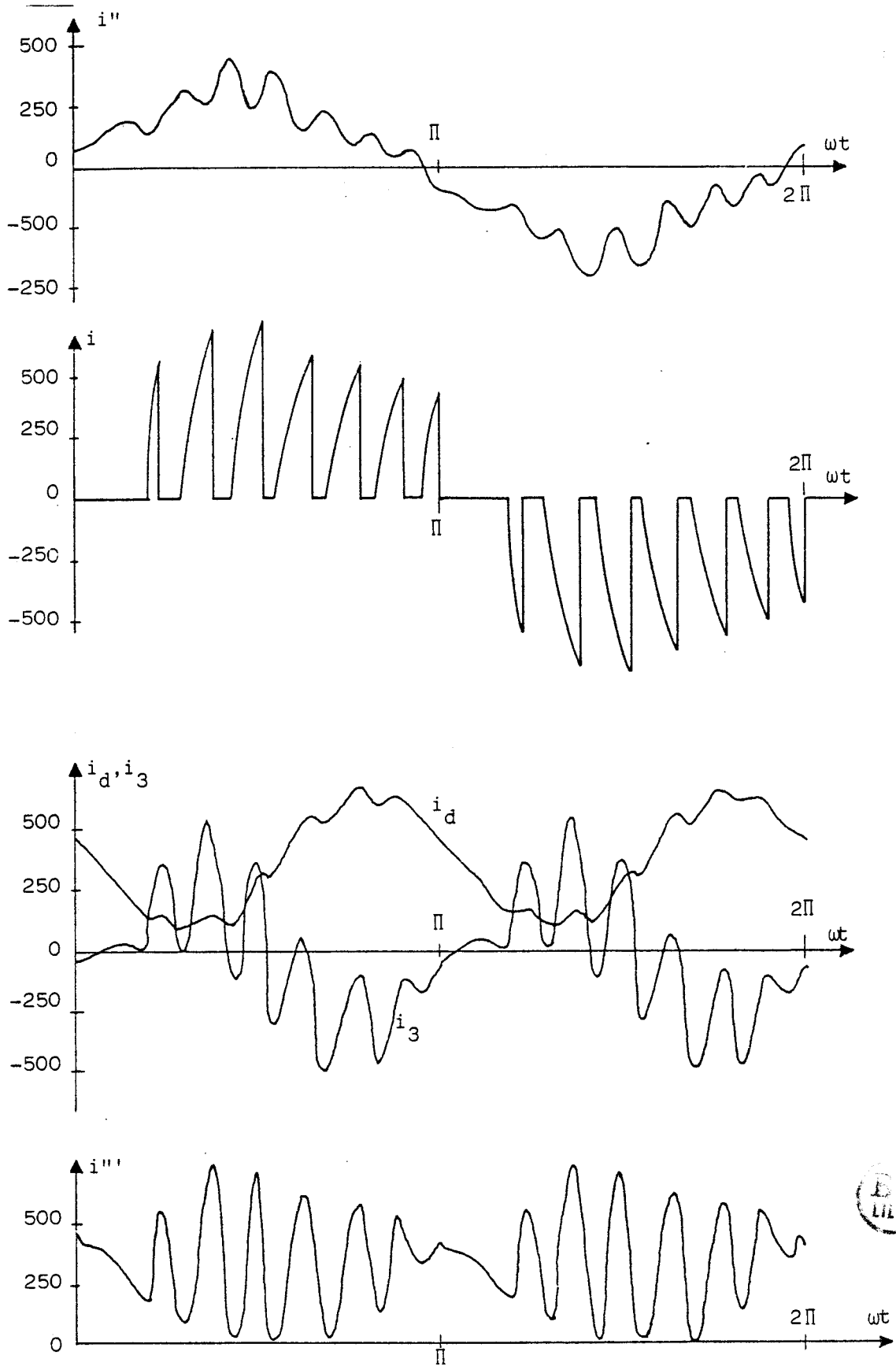


Figure 3.6 ($K_c = 5$)

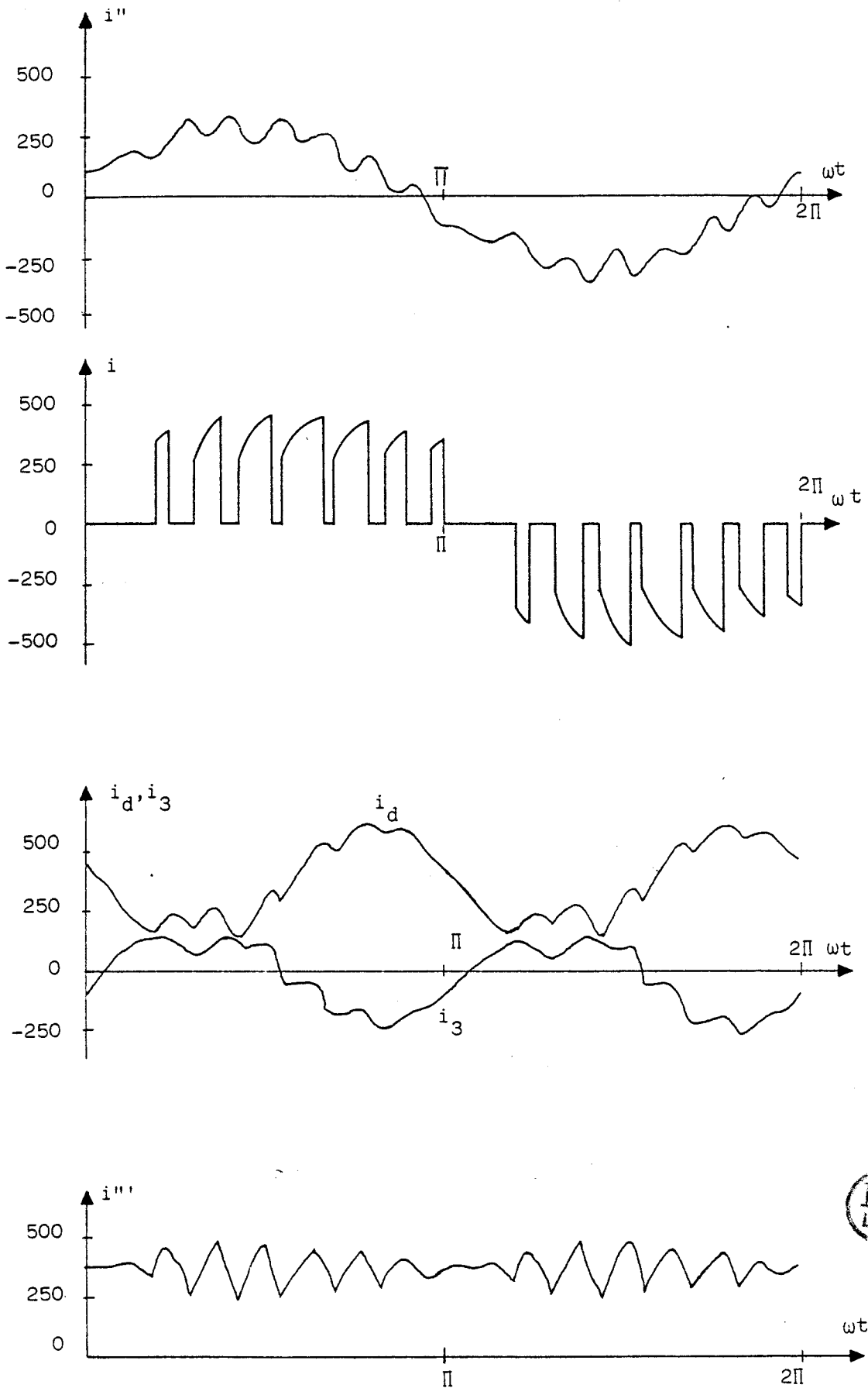


Figure 3.7 ($K_c = 3,5$)



- Lorsqu'on passe au récepteur réel, il en va autrement. L'harmonique 3 du courant d'entrée est fonction de la tension U'_d et non du courant I_d . Pour I_{dn} , cela se traduit par une augmentation de H quand U'_d croît, mais cette augmentation est relativement faible. Pour $I_{dn}/2$ elle est importante, pour $I_{dn}/4$ très importante.

Pour les faibles valeurs de U'_d , les valeurs du facteur de puissance sont pratiquement les mêmes que lorsque le récepteur était supposé parfait. Mais quand U'_d croît, à cause de l'augmentation du taux d'harmoniques, F croît moins vite ou même décroît.

On doit cependant noter que pour I_d faible et les valeurs moyennes de U'_d , F est plus fort avec le récepteur réel qu'avec le récepteur parfait. Cela est dû à la composante réactive $I_1 \sin \varphi_1$ dont la présence a été montrée au §I.3 ; elle accentue l'effet correcteur obtenue par le décentrage de la commande.

A cette remarque près, on voit que l'harmonique 2 du courant redressé, par le biais d'un important harmonique 3 du courant d'entrée, détériore de façon notable les performances de l'ensemble du convertisseur.

III.2. Influence du circuit compensateur

a) Formes d'ondes

Sur les figures 3.6 et 3.7, pour K_c égal à 5 et à 3,5, on a représenté les formes d'ondes

du courant i'' à l'entrée du montage,

du courant i à l'entrée du convertisseur,

du courant i_d fourni au récepteur

du courant i_3 dans le circuit compensateur

et du courant i'' égal à $I_d + i_3$ à la sortie du convertisseur en prenant encore $U'_{do}/U_{do} = 0,6$ et $I_d = I_{dn}/4$.

. Pour K_c égal à 5, on remarque que i_d a la même forme d'onde que sur la figure 3.5 lorsqu'il n'y avait pas de compensateur. L'addition de celui-ci ne modifie donc pas sensiblement i_d et u'_d .

Le terme de pulsation 2ω du courant i_3 est bien égal et opposé à celui de i_d et il n'y a plus de terme en 2ω dans le courant à la sortie du convertisseur. Le courant i'' ne présente plus la déformation due à l'harmonique 3.

Mais K_c égal à 5 correspond à une valeur trop faible de l'inductance L_3 du compensateur :

- le hacheur ne débite pas sur un récepteur de courant de qualité suffisante. Le courant i n'est pas formé de créneaux rectangulaires.

- surtout l'impédance offerte aux harmoniques de la tension u'_d par la branche $L_3 C_3$ est insuffisante comme le montre la forme d'onde du courant i_3 . Malgré le filtre on trouvera dans le courant d'entrée un harmonique de rang $2p+1$ anormalement important.

. Pour K_c égal à 3,5 (figure 3.7), on retrouve, comme précédemment,

un courant i_d et donc une tension u'_d peu affectés par le compensateur

un courant i_3 compensant le terme en 2ω du courant i_d .

Mais l'augmentation de L_3 a fortement réduit les termes de fréquence plus élevée du courant i_3 . Le courant i'' à la sortie du convertisseur est nettement moins ondulé ; les créneaux du courant i à son entrée sont d'amplitude plus régulière. Le courant i à l'entrée du montage diffère très peu de celui qu'on obtiendrait avec un récepteur parfait (tracé du haut de la figure 3.5).

b) Harmoniques de la tension de sortie du courant d'entrée

La planche 3.4 donne, toujours pour U'_{do}/U_{do} égal à 0,6 et I_d égal à $I_{dn}/4$, le contenu harmonique de la tension de sortie u'_d du courant pris à la source i''

lorsqu'on ajoute un circuit correcteur successivement caractérisé par $K_c=5$ puis par $K_c=3,5$.

Les spectres sont à comparer à ceux de la partie inférieure de la planche 3.2 où il n'y avait pas de compensateur.

On remarque que le contenu harmonique de la tension u'_d qui était peu affecté par le passage du récepteur parfait au récepteur réel, n'est guère modifié par l'addition du compensateur.

- Si K_c égale 5, cette addition produit la nette diminution escomptée de l'harmonique 3 du courant i'' . Mais à cause des forts harmoniques du courant i_3 , on trouve dans i'' un harmonique 15 important. De plus les harmoniques 5, 7, 9, 11 et 13 ne sont plus négligeables ; leur importance tient surtout aux déformations des "créneaux" à la sortie du filtre.

- Si K_c égale 3,5, on obtient une disparition presque complète de l'harmonique 3 du courant i'' . De plus les autres harmoniques ont tous des valeurs très faibles ou négligeables. Le contenu harmonique de i'' est pratiquement le même que celui que donnerait un récepteur parfait (spectre de i'' du haut de la planche 3.2).

c) Facteur de puissance et taux global d'harmoniques

Le circuit compensateur en réduisant l'harmonique 3 du courant i'' réduit le taux global d'harmoniques H de celui-ci et, par là, augmente le facteur de puissance F .

Sur la planche 3.5, pour K_c égal à 3,5, on a tracé les variations de F et de H en fonction de U'_d/U_{do} , pour I_d égal à $I_{dn}/4$, à $I_{dn}/2$ et à I_{dn} .

Le taux global d'harmoniques diffère très peu de celui déterminé pour un récepteur parfait (haut de la planche 2.3). Quant au facteur de puissance, les écarts sont imperceptibles.

IV - MODIFICATION DU SCHEMA DE COMPENSATION

IV.1. Passage d'un schéma à l'autre

Dans le schéma de la figure 3.3, l'addition de la maille L_3C_3 a pour but de faire absorber par celle-ci un courant de pulsation 2ω égal et opposé à celui absorbé par la maille de charge, afin que le courant i'' soit exempt d'harmonique 2. En ce qui concerne cet harmonique, à la sortie du convertisseur, on a donc un circuit bouchon formé par C_3 (amoindri par l'effet de L_3) en parallèle avec L_2 (puisque pour cet harmonique, la maille de charge peut se réduire à L_2).

Mais le moteur est dans l'une des branches du circuit bouchon et est donc parcouru par un courant de pulsation 2ω . Il semble donc préférable de l'alimenter par le courant i''' .

On passe alors au schéma de la figure 3.8 où le circuit bouchon $C'_3-L'_3$ est mis en série avec le moteur.

Il faut conserver directement en série avec celui-ci une inductance L'_2 pour limiter la valeur des courants harmoniques de rang élevé pour lesquels C'_3 constitue un court-circuit.

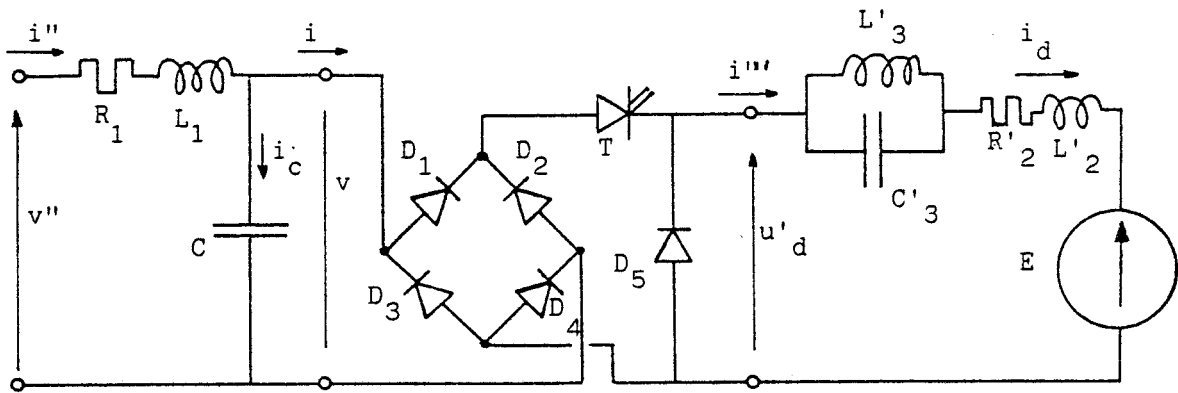


Figure 3.8

IV.2. Détermination des éléments équivalents

On peut déterminer les éléments L'_3, C'_3, L'_2 de telle façon que l'impédance pour les composantes alternatives de la tension u'_d vue de la sortie du convertisseur soit la même que celle qu'on avait avec le schéma de la figure 3.3

- Avec celui-ci, l'impédance totale Z_{tn} , vue du convertisseur, pour le terme de pulsation $n\omega$, a pour expression, si on néglige R_2 ,

$$\bar{Z}_{tn} = \frac{j n \omega L_2 (j n \omega L_3 - \frac{j}{n \omega C_3})}{j n \omega (L_2 + L_3) - \frac{j}{n \omega C_3}}$$

qu'on peut mettre sous la forme

$$\bar{Z}_{tn} = j n \omega L_2 \frac{n^2 \omega^2 L_3 C_3 - 1}{n^2 \omega^2 (L_2 + L_3) C_3 - 1} \quad (3.11)$$

Cette impédance doit être infinie pour n égal à 2, donc

$$(L_2 + L_3) C_3 4\omega^2 = 1 \quad (3.12)$$

On caractérise la courbe $\bar{Z}'_{tn}(n\omega)$ par le rapport K_c tel que

$$L_3 C_3 K_c^2 \omega^2 = 1 \quad (3.13)$$

- Avec le schéma de la figure 3.8, si on néglige R'_2 , l'impédance totale \bar{Z}'_{tn} , vue de la sortie du convertisseur, pour le terme de pulsation $n\omega$ est égale à

$$\bar{Z}'_{tn} = j n\omega L'_2 + \frac{j n\omega L'_3 \left(\frac{-j}{n\omega C'_3} \right)}{j n\omega L'_3 - \frac{j}{n\omega C'_3}}$$

Pour trouver une expression analogue à celle (3.11) donnant \bar{Z}_{tn} , on peut écrire

$$\bar{Z}'_{tn} = j n\omega (L'_2 + L'_3) \frac{\frac{L'_2}{L'_2 + L'_3} n^2 \omega^2 L'_3 C'_3 - 1}{n^2 \omega^2 L'_3 C'_3 - 1} \quad (3.14)$$

- Pour que \bar{Z}'_{tn} soit infini pour n égal à 2, il faut

$$L'_3 C'_3 4\omega^2 = 1 \quad (3.15)$$

Pour que \bar{Z}'_{tn} varie en fonction de $n\omega$ comme \bar{Z}_{tn} , il faut que \bar{Z}'_{tn} s'annule pour $n = K_c$; ce qui donne

$$\frac{L'_2}{L'_2 + L'_3} L'_3 C'_3 K_c^2 \omega^2 = 1 \quad (3.16)$$

Enfin, pour que \bar{Z}'_{tn} soit égal à \bar{Z}_{tn} , la comparaison de (3.11) et (3.14) donne

$$L'_2 + L'_3 = L_2 \quad (3.17)$$

La relation (3.17), la comparaison de (3.12) et (3.15), de (3.13) et (3.16) montrent que L_2 , L_3 , C_3 et L'_2 , L'_3 , C'_3 sont liés par

$$(L_2 + L_3) C_3 = L'_3 C'_3 ; L_3 C_3 = \frac{L'_2}{L'_2 + L'_3} L'_3 C'_3 ; L_2 = L'_2 + L'_3$$

On en déduit

$$\boxed{L'_2 = \frac{L_2 L_3}{L_2 + L_3} ; L'_3 = \frac{L_2^2}{L_2 + L_3} ; C'_3 = \left(\frac{L_2 + L_3}{L_2} \right)^2 C_3} \quad (3.18)$$

Pour $L_2=6\text{mH}$, $\Omega=100\pi$ et $K_c=3,5$ par exemple, les relations (3.8) et (3.9) donnaient

$$L_2 = 6 \text{ mH} \quad L_3 = 2,9 \text{ mH} \quad C_3 = 284 \mu\text{F}$$

Ces trois éléments sont à remplacer par

$$L'_2 = 1,95 \text{ mH} \quad L'_3 = 4,05 \text{ mH} \quad C'_3 = 633 \mu\text{F}$$

- L'emploi d'un circuit bouchon n'augmente pas la valeur à donner à l'inductance parcourue par le courant redressé puisque $L'_2+L'_3$ égale L_2 .

Il permet de supprimer l'inductance L_3 de faible calibre en courant puisqu'elle n'est pas parcourue par le courant moyen.

Il nécessite l'emploi d'un condensateur de capacité C'_3 plus forte que C_3 . La tension à ses bornes ne comporte pratiquement que le terme alternatif de pulsation 2ω de la tension u'_d , alors que C_3 devait supporter la totalité de u'_d .

IV.3. Caractéristiques

La simulation de l'ensemble représenté sur la figure 3.8 permet de vérifier que le remplacement du circuit placé à la sortie du convertisseur par l'ensemble circuit bouchon-self de lissage réduite dont les éléments sont calculés par les relations (3.18) donnent exactement le même courant i''' .

En ce qui concerne le convertisseur, le filtre d'entrée et les grandeurs à l'entrée du montage, on a donc les mêmes formes d'ondes et les mêmes performances. C'est notamment le cas pour le facteur de puissance F et le taux global d'harmoniques H .

Mais l'emploi du circuit bouchon fait que le moteur est maintenant parcouru par le courant i''' exempt d'harmonique 2. Pour K_c égal à 3,5 par exemple, au lieu d'avoir dans le moteur le courant i_d de la figure 3.7 on a celui désigné par i''' dans cette même figure.

La forte réduction de l'ondulation du courant dans le moteur permet d'envisager une réduction de l'inductance totale $L'_2+L'_3$, quitte à augmenter un peu le taux global d'harmoniques H et à réduire un peu F . Un compromis doit être cherché entre la réduction de la coûteuse self lissage et une légère dégradation des performances à l'entrée.

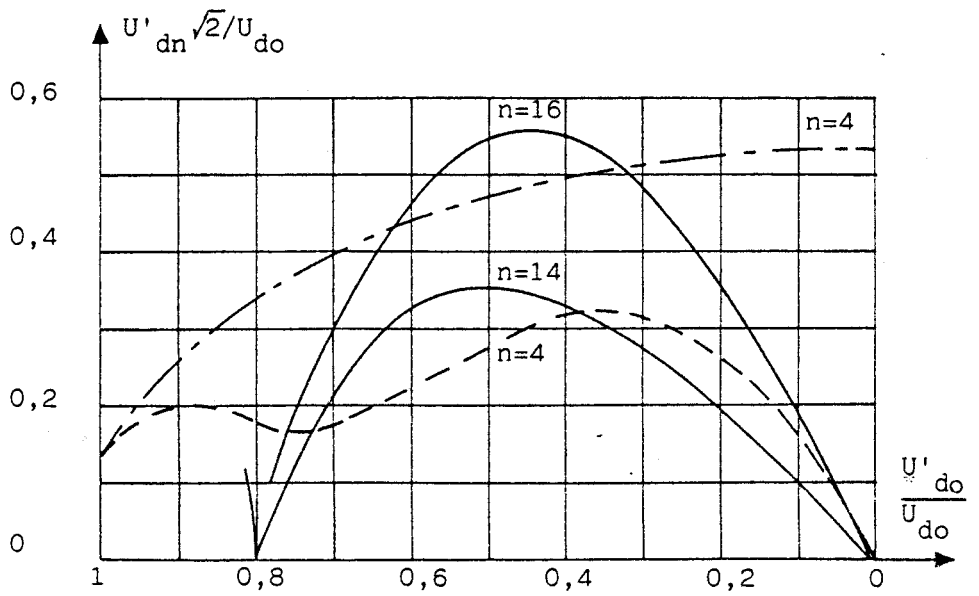
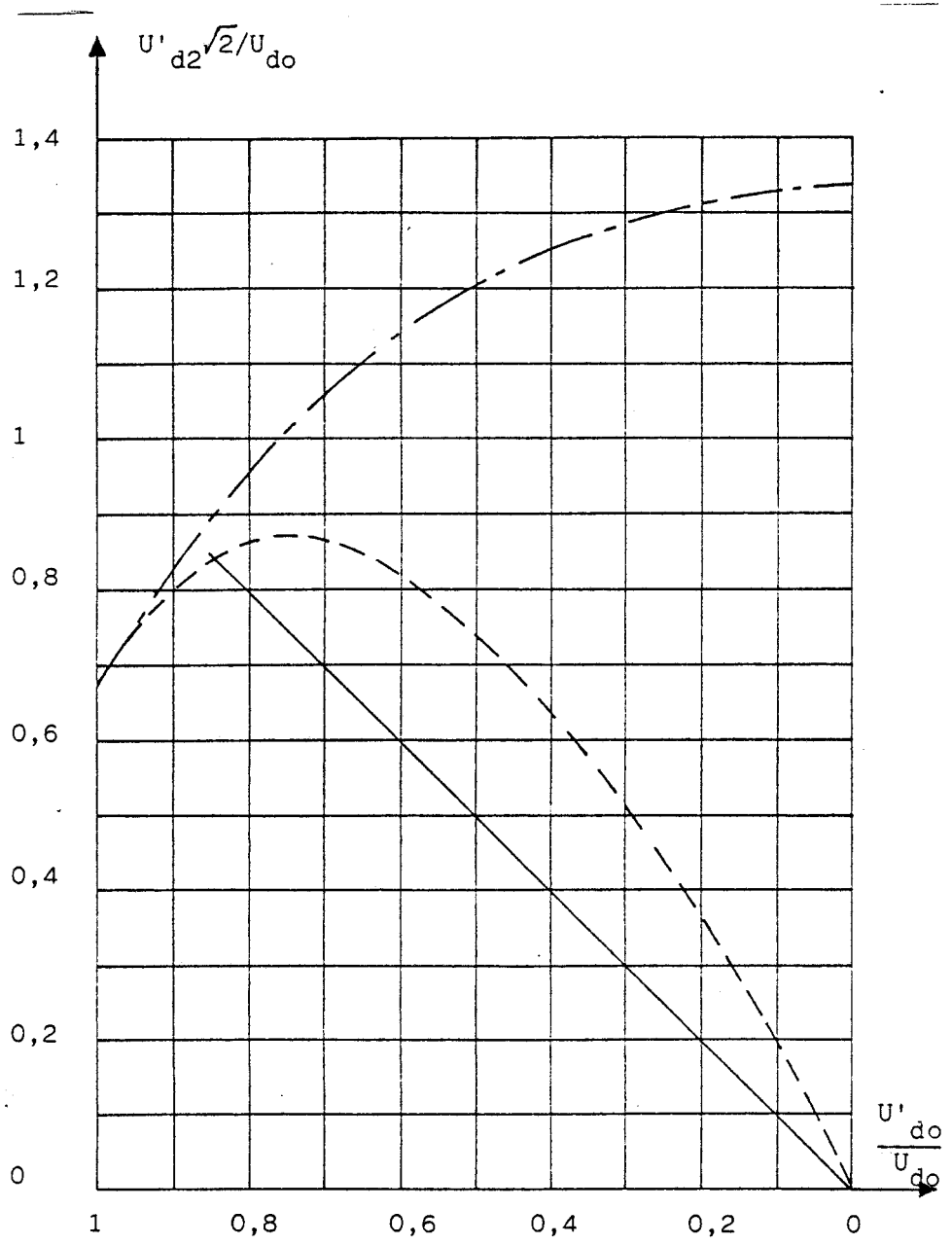
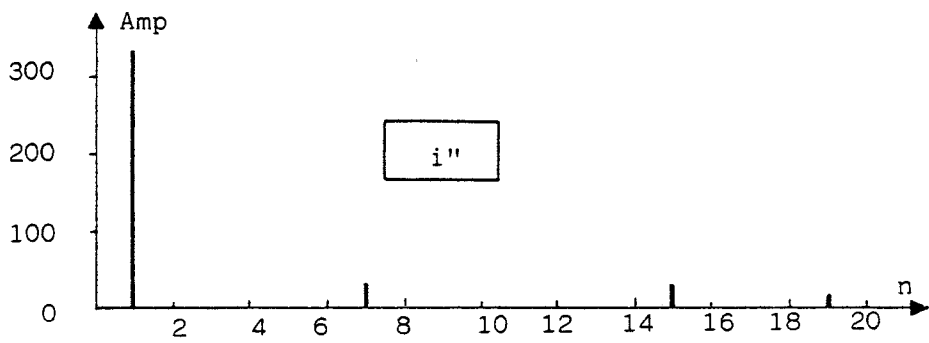
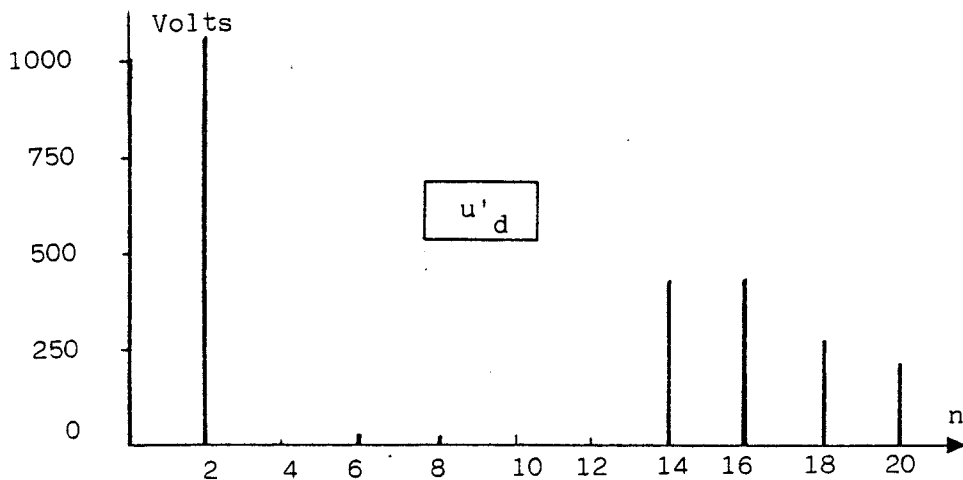
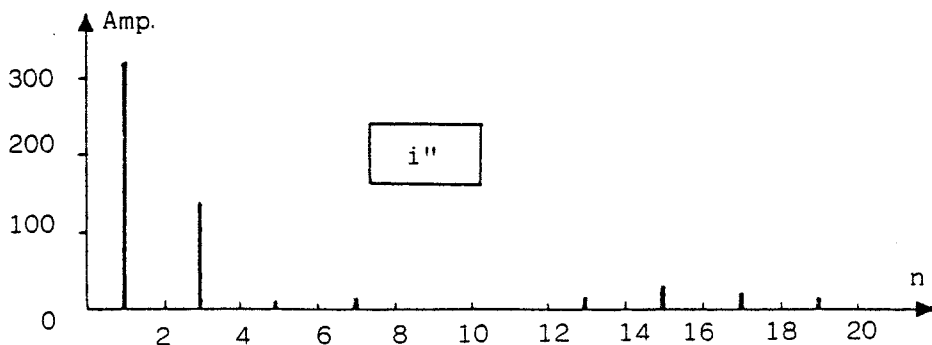
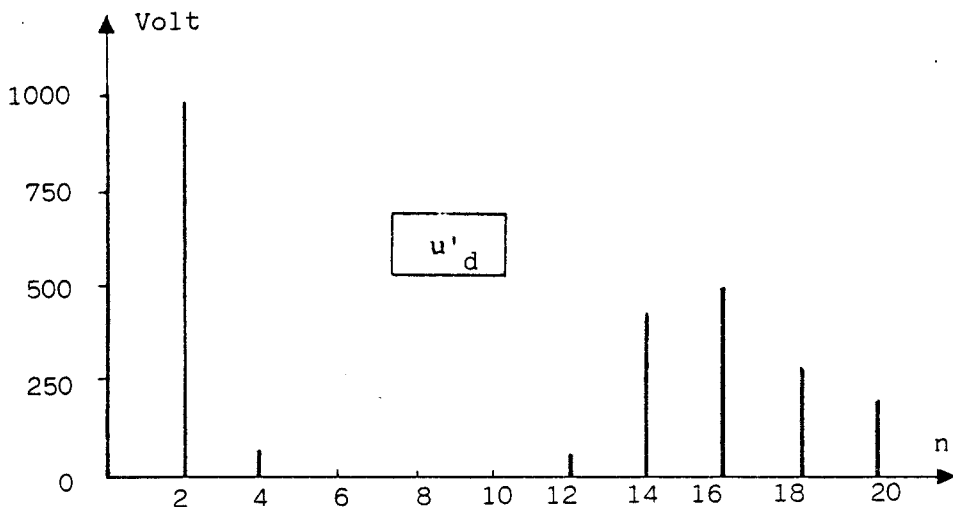


Planche 3.1 HARMONIQUES DE LA TENSION REDRESSEE

- pont à 4 thyristors
- pont mixte
- redresseur à MLI



Récepteur parfait

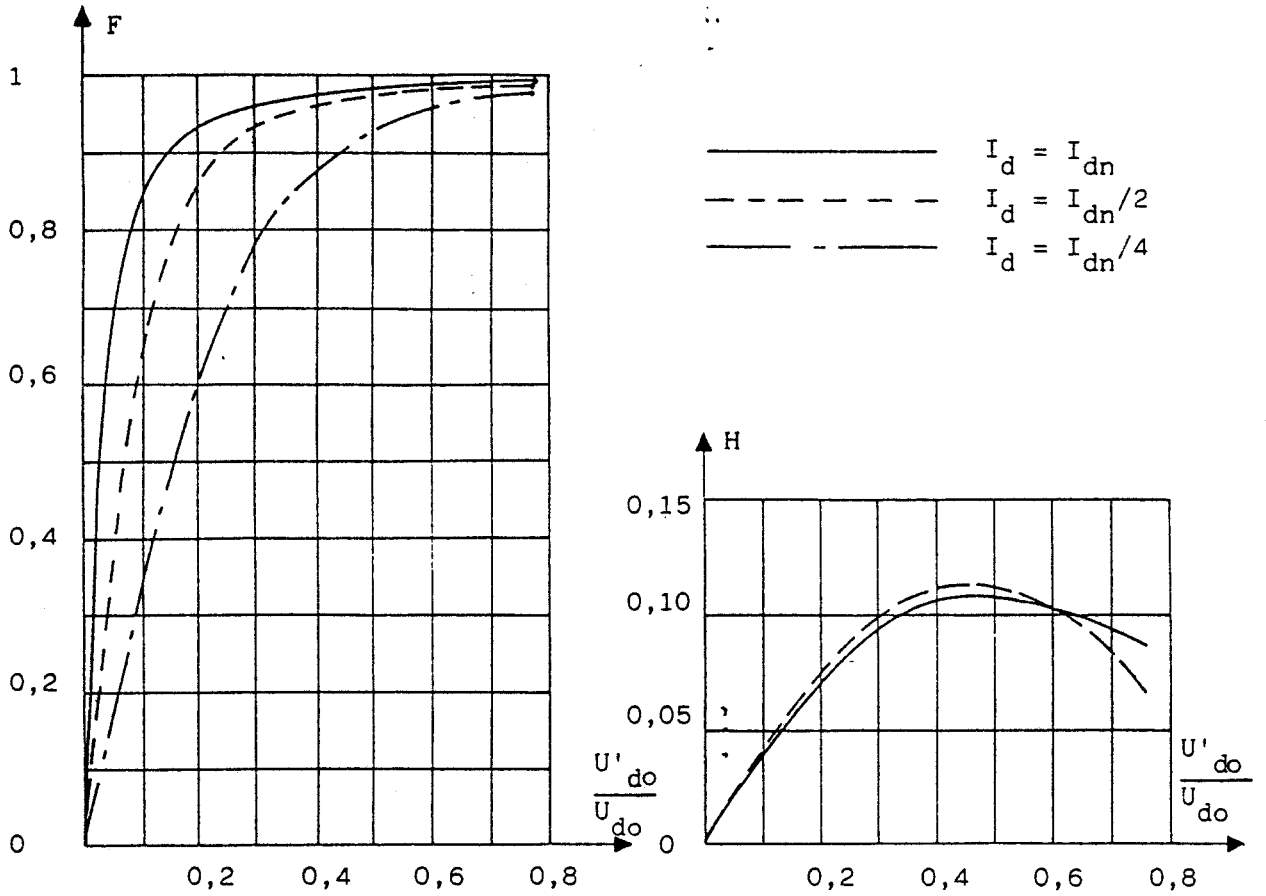


Récepteur réel

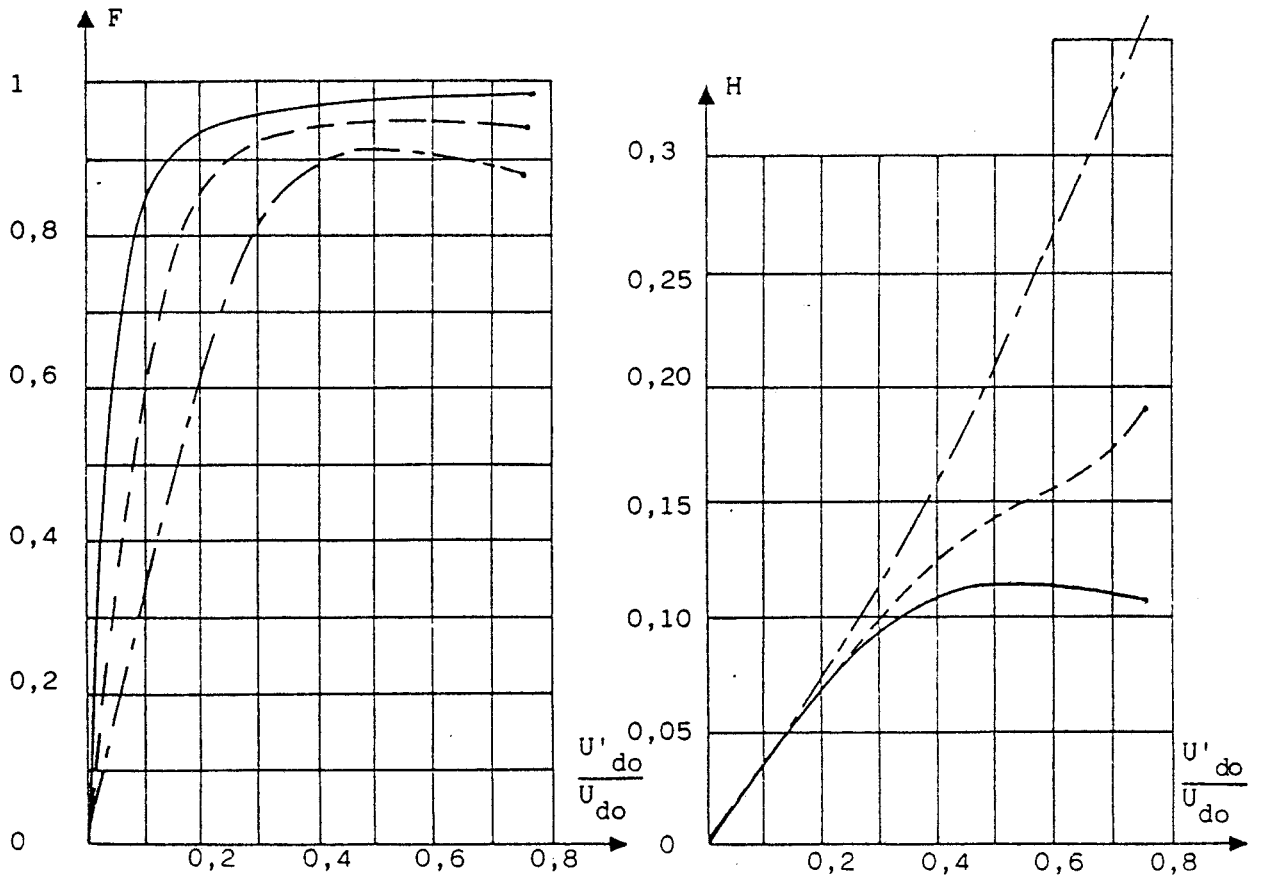


Planche 3.2 INFLUENCE DU RECEPTEUR SUR LES TAUX D'HARMONIQUES

($p = 7$; $K_r = 7$; $U'_{do}/U_{do} = 0,6$; $I_d = I_{dn}/4$)



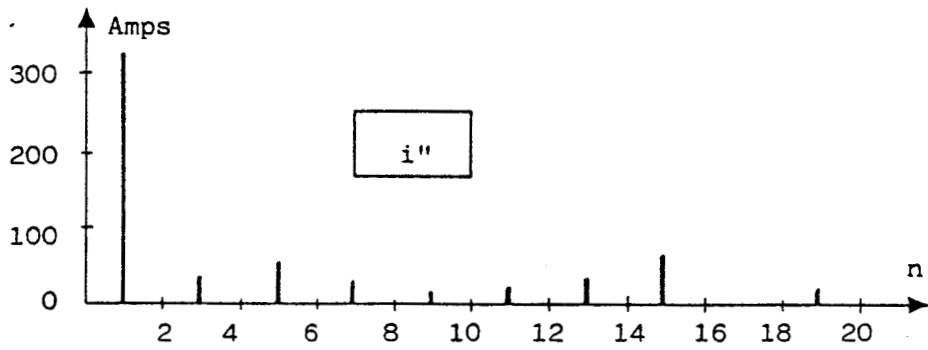
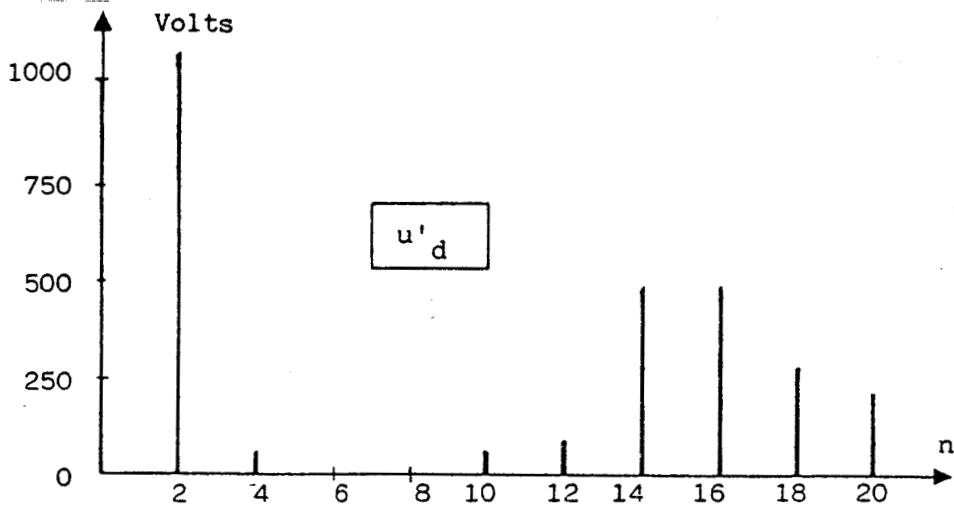
Récepteur parfait



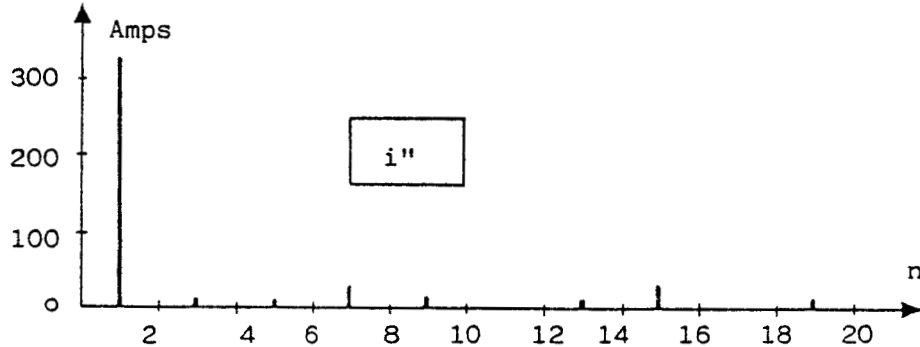
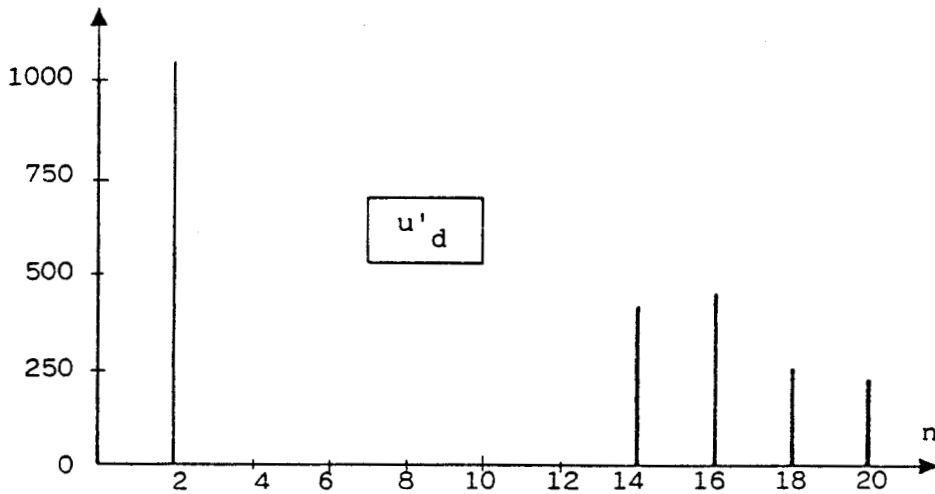
Récepteur réel

Planche 3.3 INFLUENCE DU RECEPTEUR SUR LE FACTEUR DE PUISSANCE ET LE TAUX GLOBAL D'HARMONIQUES

($p = 7$; $Kr = 7$; $L_1 = 0,955 \text{ mH}$; $L_2 = 6 \text{ mH}$)



$k_c = 5$



$k_c = 3,5$



Planche 3.4 INFLUENCE DU COMPENSATEUR SUR LES TAUX D'HARMONIQUES

($p=7$; $k_r=7$; $U'_{do}/U_{do}=0,6$; $I_d=I_{dn}/4$)

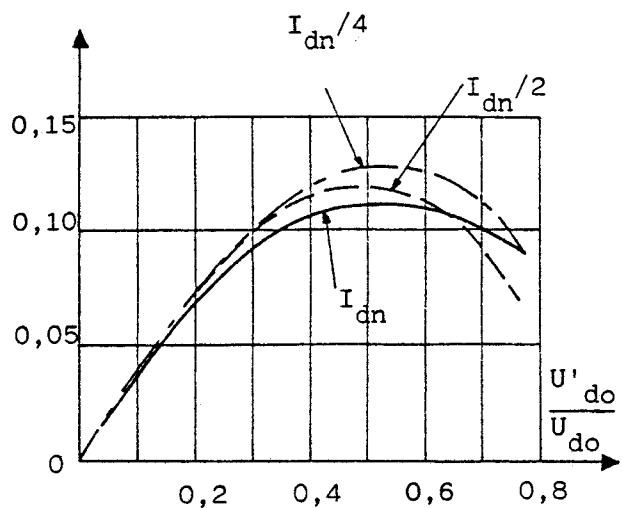
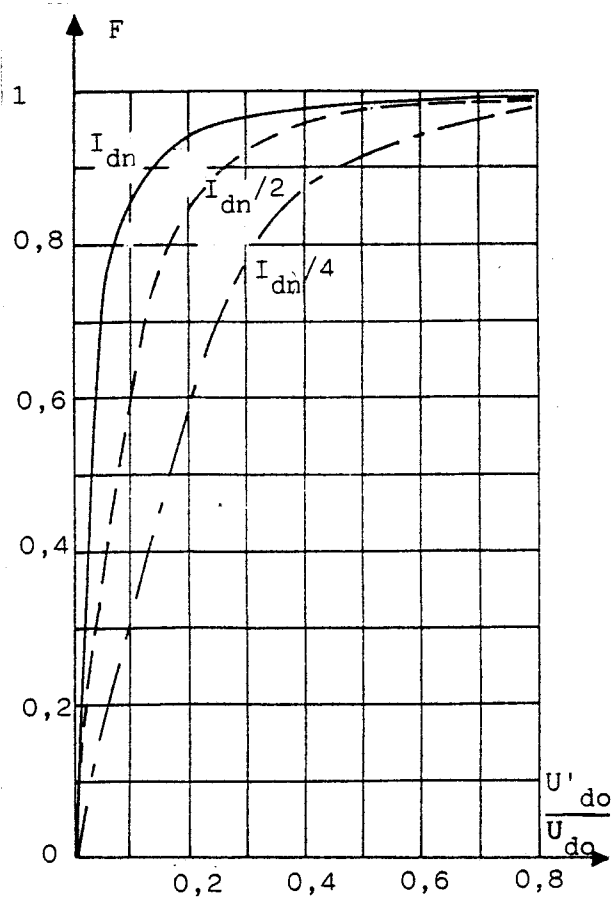


Planche 3.5. FACTEUR DE PUISSANCE ET TAUX GLOBAL D'HARMONIQUES
AVEC COMPENSATEUR

($p=7$; $k_r=7$; $L_1=0,955\text{mH}$; $L_2=6\text{mH}$; $K_c=3,5$)



CHAPITRE 4

VERIFICATIONS EXPERIMENTALES

Pour vérifier et illustrer les résultats des calculs et de la simulation présentés dans les chapitres précédents, nous avons réalisé un montage expérimental de faible puissance.

Après l'avoir présenté rapidement nous reproduisons quelques unes des mesures effectuées.

I - PRESENTATION DU MONTAGE EXPERIMENTAL

Le montage a été conçu pour une valeur nominale de la tension redressée U_{do} égale à 200 volts et une valeur nominale du courant continu I_{dn} égale à 30 ampères.

Ce choix de U_{do} , vient du fait que nous prenons comme tension d'entrée du convertisseur directement la tension du réseau à 220 V. Le redressement de celle-ci donne

$$U_{do} = \frac{2}{\pi} 220 \sqrt{2} = 198 \text{ V}$$

Un courant continu d'une trentaine d'ampères nous a semblé suffisant pour obtenir des résultats significatifs.

I.1. Valeurs des éléments de filtrage

Dans toute l'étude précédente, qui a abouti au schéma d'ensemble rappelé sur la figure 4.1, on a envisagé l'alimentation d'un moteur de grande traction et pris une tension U_{do} de 1500 Volts et un courant de 1500 A. Dans ces conditions, les valeurs en ohms des impédances des éléments de filtrage étaient égales à leurs valeurs réduites (Pour les distinguer de celles du montage expérimental, nous leur ajouterons l'indice r).

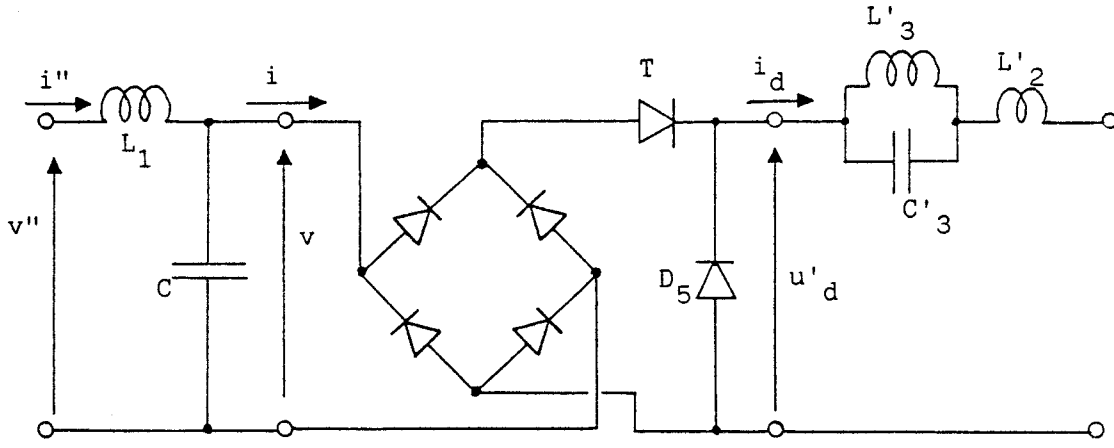


Figure 4.1

- Pour le filtre d'entrée, nous avons pris :

$$L_{1r} = 1 \text{ mH}$$

et on faisait varier K_r , caractérisant la fréquence de coupure, par la valeur de C_r telle que

$$C_r = \frac{1}{(K_r \omega) L_{1r}} \quad , \quad \text{avec} \quad \omega = 100\pi$$

Pour le filtre de sortie, la valeur de la somme des inductances semblait devoir être de l'ordre de

$$L'_{2r} + L'_{3r} = 6 \text{ mH}$$

La nécessité d'arrêter l'harmonique 2 donne C'_{3r} par

$$C'_{3r} = \frac{1}{L'_{3r} (2\omega)^2}$$

L'affaiblissement des autres harmoniques est donné par le rapport K_c qui établit entre L'_{2r} et L'_{3r} la relation

$$L'_{2r} = \frac{L'_{3r}}{L'_{3r} C'_{3r} (K_c \omega)^2 - 1}$$

En prenant K_c de l'ordre de 3,5, on avait :

$$L'_{3r} = 4 \text{ mH} ; L'_{2r} = 2 \text{ mH} ; C'_{3r} = 633 \mu\text{F}$$

- Pour le montage expérimental, on aura donc :

$$L_1 = L_{1r} = \frac{U_{do}}{I_{dn}} = 10^{-3} \frac{198}{30} = 6,6 \text{ mH}$$

en fait l'inductance utilisée a normalement pour valeur

$$L_1 = 6 \text{ mH}$$

Les performances relatives au facteur de puissance ont été explorées pour $\mu = 7$ et K_r successivement de l'ordre de 4 et 6 ; ce qui donnerait

$$C = \frac{1}{(4.100\pi)^2 \cdot 6.10^{-3}} = 105 \mu\text{F}$$

et

$$C = \frac{1}{(6.100\pi)^2 \cdot 6.10^{-3}} = 46,9 \mu\text{F}$$

en fait nous avons utilisé $C = 100 \mu\text{F}$ et $C = 50 \mu\text{F}$
ce qui correspond successivement à $K_r = 411$ et à $K_r = 5,81$.

Pour le filtre de sortie,

$$L'_2 = L'_{2r} \frac{U_{do}}{I_{dn}} = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 6,6 = 13,2 \text{ mH} ; L'_3 = 2L'_2 = 26,4 \text{ mH}$$

$$C'_3 = \frac{1}{(2.100\pi)^2 \cdot 26,4 \cdot 10^{-3}} = 96 \mu\text{F}$$

En fait, nous avons utilisé les valeurs suivantes :

$$\underline{L'_3 = 24 \text{ mH} ; L'_2 = 12 \text{ mH} ; C'_3 = 100 \mu\text{F}}$$

Remarque : Les valeurs indiquées sont celles prises pour les mesures présentées dans la seconde partie de ce chapitre. Puisqu'il s'agit d'un montage en fils volants, on peut donner à L_1 , C , L'_2 , L'_3 et C'_3 n'importe quelle valeur.

I.2. Machines tournantes et convertisseur

Machines tournantes

La charge du convertisseur est constituée pour une machine à courant continu fonctionnant en moteur et entraînant une autre machine à courant continu fonctionnant en génératrice. Celle-ci débite sur des rhéostats.

Les deux machines sont à excitation séparée ; on alimente leurs inducteurs par un pont à diodes redressant la tension du réseau.

Pour accroître la souplesse d'utilisation du groupe, les deux machines peuvent jouer le rôle de moteur ou de génératrice. Toutes deux ont une vitesse nominale de 1500 T/min, une puissance nominale de 10 KW ; mais la tension nominale d'induit est de 220 V pour l'une, de 310 V pour l'autre,

Convertisseur

La figure 4.2 donne le schéma de la partie puissance du convertisseur.

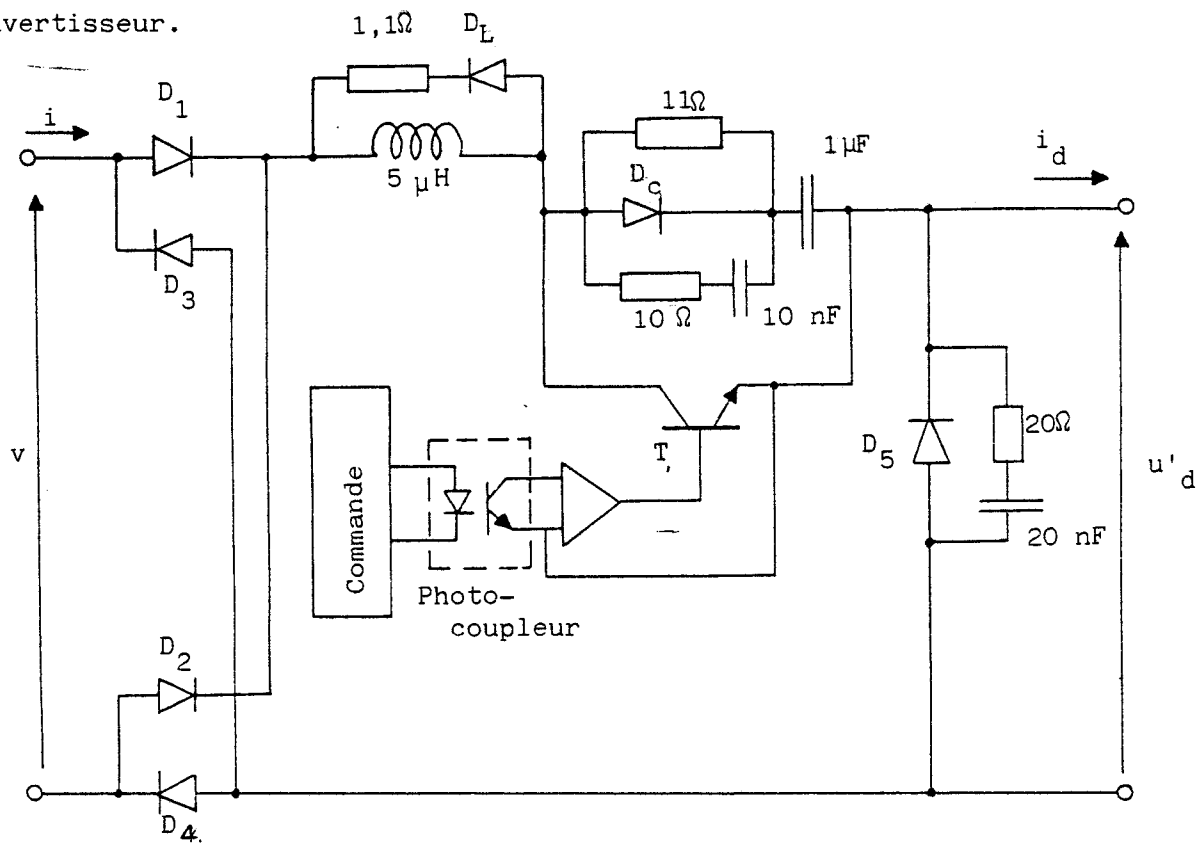


Figure 4.2

Le semi-conducteur à ouverture commandée T est un Darlington type KS 22 1K15 de Westinghouse. Il est protégé par les circuits classiques d'aide à la commutation : inductance avec diode D_L et résistance de décharge ; condensateur en série avec une diode D_C shuntée par une résistance de décharge.

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

L'amplificateur d'attaque directe de la base est isolé galvaniquement de la commande à microprocesseur par un photo-coupleur Hewlett - Packard type QCPL 2562.

Les diodes D_1, D_2, D_3, D_4 du redresseur d'entrée sont des diodes de redressement classiques type SKN 70/16 de SEMIKRON. Pour la diode de roue libre D_5 et les deux diodes de circuit d'aide à la commutation, D_L et D_C on a pris des diodes plus rapides type BYT 61.600 de Thomson.

I.3. La commande par microprocesseur

Le rôle du microprocesseur est de générer les créneaux de commande d'une durée convenable et de synchroniser le train de créneaux correspondant à une période de la tension d'entrée v du pont redresseur par rapport au passage par zéro du fondamental de celle-ci.

Le problème de synchronisation a été résolu par un filtrage énergétique de v suivi d'un comparateur. La figure 4.3 donne le schéma de l'ensemble et indique la valeur des éléments.

Les circuits C MOS du microprocesseur étant assez sensibles aux perturbations de la tension, l'entrée du filtre s'effectue par un transformateur abaisseur.

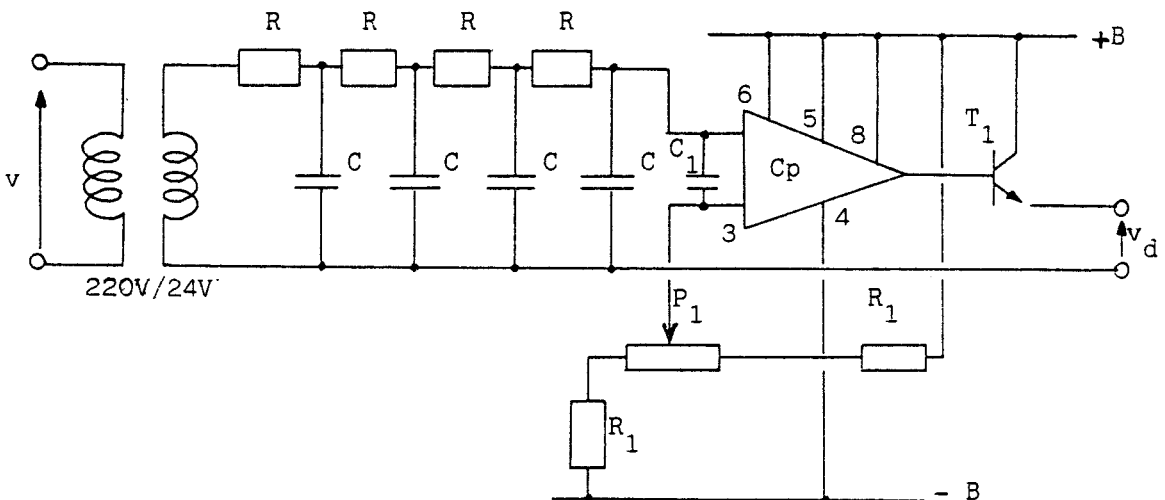


Figure 4.3

B = 12 V

R = 15 KΩ ; C = 0,22 μF ; C₁ = 470 pF

R₁ = 12 KΩ ; P₁ = 10 KΩ

T₁, transistor 2N2222 de Motorola

Cp, circuit intégré L M 311 de National Semiconductor

Filtrage

Les cellules R C ont pour but d'éliminer les harmoniques contenues dans la tension v.

- La configuration générale de base du filtre est représenté sur la figure 4.4.

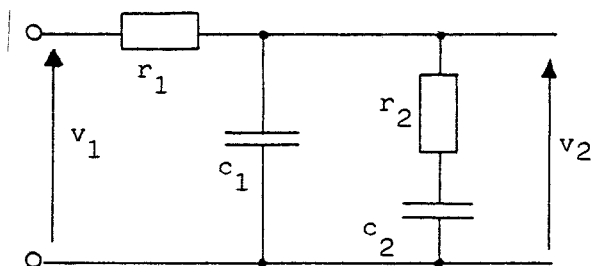


Figure 4.4

Si l'on néglige l'influence de la cellule chargeant c₂ et si l'on prend r₁ = r₂ = R, c₁ = c₂ = C, avec

$$R C \omega = 1,$$

la cellule r₁c₁ introduit pour le fondamental de pulsation ω un déphasage arrière de π/4.

En effet,

posons $\bar{Z}_1 = r_1, \bar{Z}_{c1} = -\frac{j}{c_1 \omega}, \bar{Z}_2 = r_2 - \frac{j}{c_2 \omega}$

l'impédance équivalente à \bar{Z}_{c1} et \bar{Z}_2 en parallèle est \bar{Z}_e telle que :

$$\bar{Z}_e = \frac{\bar{Z}_{c1} \bar{Z}_2}{\bar{Z}_{c1} + \bar{Z}_2}$$

D'où le rapport des tensions de sortie et d'entrée

$$\frac{\bar{V}_2}{\bar{V}_1} = \frac{\bar{Z}_e}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_e} = \frac{\bar{Z}_{c1} \bar{Z}_2}{\bar{Z}_1 \bar{Z}_{c1} + \bar{Z}_1 \bar{Z}_2 + \bar{Z}_{c1} \bar{Z}_2}$$

ou, en remplaçant

$$\frac{\bar{V}_2}{\bar{V}_1} = \frac{\frac{1}{c_1 c_2 \omega^2} + j \frac{r_2}{c_1 \omega}}{\left[\frac{1}{c_1 c_2 \omega^2} - r_1 r_2 \right] + j \left[\frac{r_1}{c_1 \omega} + \frac{r_1}{c_2 \omega} + \frac{r_2}{c_1 \omega} \right]}$$

$$= \frac{V_2}{V_1} e^{j(\varphi_n - \varphi_d)}$$

Si $r_1 = r_2 = R$; $c_1 = c_2 = C$ avec $R C \omega = 1$,

$$\varphi_n = \text{Arc tg} \frac{R/C\omega}{1/C^2\omega^2} = \text{Arc tg} R C \omega = \text{Arc tg} 1 = \pi/4$$

$$\varphi_d = \text{Arc tg} \frac{3R/C\omega}{(1/C^2\omega^2) - R^2} = \text{Arc tg} \infty = \pi/2$$

donc

$$\varphi_n - \varphi_d = \pi/4$$

- Pour la cellule placée à l'entrée du comparateur, on a approximativement le schéma équivalent de la figure 4.5 :

$$\frac{\bar{V}'_2}{\bar{V}'_1} = \frac{-\frac{j}{C\omega}}{R - \frac{j}{C\omega}} = \frac{V'_2}{V'_1} e^{j(\varphi'_n - \varphi'_d)}$$

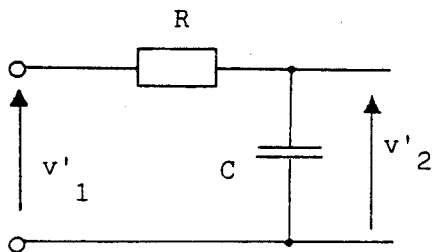


Figure 4.5

Donc $\varphi'_n = -\pi/2$; $\varphi'_d = -\pi/4$; $\varphi'_n - \varphi'_d = -\pi/4$

- Les quatre cellules déphasent donc bien le fondamental de la tension v de π et n'introduisent donc qu'une inversion de signe.

Les approximations faites au niveau du calcul et la dispersion des éléments peuvent être rattrapées au niveau du comparateur à l'aide du potentiomètre P_1 .

Pour le fondamental, $R C \omega$ égal à 1 donne :

$$V_2/V_1 = 0,471 ; V'_2/V'_1 = 0,707 ; (V_2/V_1)^3 (V'_2/V'_1) = 0,074$$

pour un terme de pulsation 2ω , on a

$$V_2/V_1 = 0,333 ; V'_2/V'_1 = 0,447 ; (V_2/V_1)^3 (V'_2/V'_1) = 0,017$$

pour un terme de pulsation 3ω ,

$$V_2/V_1 = 0,263 ; V'_2/V'_1 = 0,316 ; (V_2/V_1)^3 (V'_2/V'_1) = 0,006 \dots$$

le filtrage est donc particulièrement énergique.

- La petite capacité C_1 placée à l'entrée du comparateur de tension C_p évite que des oscillations parasites dues à celui-ci n'altèrent la netteté des passages par zéro de sa tension d'entrée.

Le transistor T_1 assure l'adaptation d'impédance nécessaire pour attaquer le microprocesseur.

Microprocesseur

Nous avons montré (Chapitre 1 §V.3) qu'une fois lancé le train d'impulsions correspondant à une période ne devait pas être modifié avant la fin de celle-ci. La séquence est obtenue en faisant basculer une sortie du microprocesseur avec des intervalles de temps programmés.

Le microprocesseur utilisé est du type Intel 8031 AH ; il est inclus dans un "Kit" de mise au point SDK 51. Celui-ci contient des fonctions préprogrammées en ROM, en particulier une fonction "TIME" qui permet d'interrompre toute exécution du microprocesseur pendant un temps préprogrammé, mais avec un incrément de 100 μ s.

Pour améliorer la précision des temps d'attente dans un état donné de la sortie, on a recours au chargement d'un registre puis au décomptage de celui-ci. Connaissant le nombre de cycles nécessaire au décomptage entier et la durée d'un cycle qui est de 1 μ s, on obtient les temps d'attente voulus pour former le train d'impulsions désiré.

II - EXEMPLES DE MESURES EFFECTUEES

Le montage expérimental réalisé n'est pas destiné à assurer la continuité des variations de la commande et l'ensemble des protections usuelles. Il constitue un instrument d'étude permettant la vérification des calculs effectués et l'examen des effets des variations des divers paramètres.

Les caractéristiques de la commande (nombre p d'impulsions par alternance ; valeur du rapport U'_{do}/U_{do} ; valeur de l'angle de correction φ_1) ayant été affichées, un rhéostat de protection étant mis en série avec l'induit du moteur, on met directement en fonctionnement le convertisseur. On élimine ensuite le rhéostat en série avec l'induit du moteur, puis par le rhéostat de charge de la génératrice on amène le courant I_d à la valeur désirée.

Nous reproduisons ici quelques résultats relatifs aux harmoniques et au facteur de puissance ainsi que quelques formes d'ondes.

II.1. Contenus harmoniques

A l'aide d'un analyseur de spectre on a mesuré les harmoniques présents :

dans le courant i à l'entrée du pont redresseur

dans le courant i'' fourni par la source

La planche 4.1 reproduit les spectres des courants i et i'' relevés pour les mêmes valeurs de U'_{do}/U_{do} , de I_d , de φ_1 , de p et K_c , successivement pour K_r égal à 4,11, à 4,91 et à 5,81.

Pour le courant i l'amplitude des harmoniques est rapportée à celle du fondamental. Afin qu'elles soient lisibles, les amplitudes des harmoniques de i'' sont rapportées au dixième de celle du fondamental de ce courant.

On retrouve bien dans le courant i les harmoniques de rang $2p+1$, $2p+3$, $2p+5, \dots$ et l'harmonique 3 dû à l'imperfection du lissage du courant de sortie.

Dans le courant i'' on retrouve ces harmoniques d'autant plus atténués que leur pulsation $n\omega$ est plus éloignée de la pulsation de résonance $K_r\omega$ du filtre d'entrée.

II.2. Facteur de puissance

On déduit le facteur de puissance à l'entrée, F , de la mesure des valeurs efficaces V'' et I'' de la tension de la source et du courant qu'elle fournit et de la mesure au wattmètre de la puissance active P'' correspondante.

La planche 4.2 donne les résultats de trois séries de relevés montrant l'importance du choix des éléments du filtre d'entrée.

Dans les trois cas, p égale 7, K_c égale 3,5, on travaille avec un décalage φ_1 nul.

- d'abord, on a pris K_r égal à 5,81
avec $L_1 = 6$ mH et $C = 50$ μ F
- ensuite, on a pris K_r égal à 4,11
avec $L_1 = 6$ mH et $C = 100$ μ F
- enfin, on est revenu à K_r égal à 5,81 mais
avec $L_1 = 3$ mH et $C = 100$ μ F

Cet exemple illustre bien ce qu'avait montré l'étude du filtre d'entrée : la principale cause de dégradation du facteur de puissance est le réactif créé par le condensateur.

Remarque : Bien qu'il s'agisse d'un montage de faible puissance, on obtient des valeurs excellentes du rendement η . La comparaison de la puissance $U'_d \cdot I_d$ à P'' donne pour η des valeurs de l'ordre de 95% à pleine tension et plein courant.

II.3. Exemples de formes d'onde

La planche 4.3 donne, à titre d'exemple, une série de relevés oscillographiques. Ils illustrent le fonctionnement correspondant à

$$p = 7 ; U'_{do}/U_{do} = 0,4 ; I_d = I_{dn}/2 ; \varphi_1 = 0^\circ$$
$$L_1 = 6 \text{ mH} \quad C = 100 \mu\text{F} \quad L'_3 = 2L'_2 = 24 \text{ mH} \quad C'_3 = 100 \mu\text{F}$$

Ces relevés illustrent successivement

a) le régime à la sortie :

tension v_M aux bornes du moteur,
courant i_d dans celui-ci.

- b) le régime à la sortie du convertisseur :
tension u_d' à ses bornes,
courant i_d débité ;
- c) le fonctionnement de l'élément interrupteur :
courant i_T dans le Darlington,
tension v_T à ses bornes ;
- d) le régime à l'entrée du convertisseur :
tension v ,
courant i ;
- e) le décalage de la commande
courant i ,
tension aux bornes du condensateur filtrée v_f ;
- f) le régime à l'entrée :
tension v'' ,
courant i'' .

La comparaison des clichés a et b permet d'évaluer l'efficacité du filtre de sortie ; celle des clichés d et e l'efficacité du filtre d'entrée. Le premier relevé montre que le moteur est alimenté dans des conditions satisfaisantes ; le dernier montre que le courant pris au réseau répond bien à ce qu'on attend de cette structure de convertisseur.

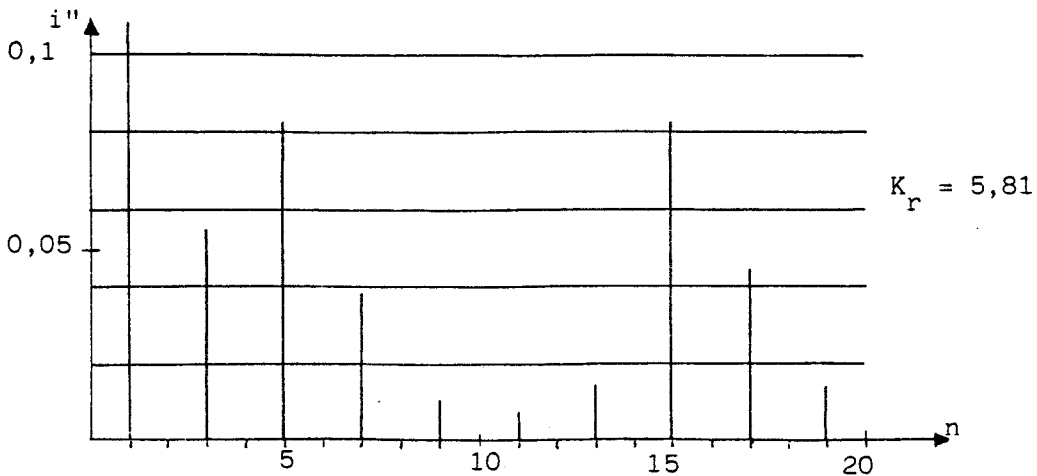
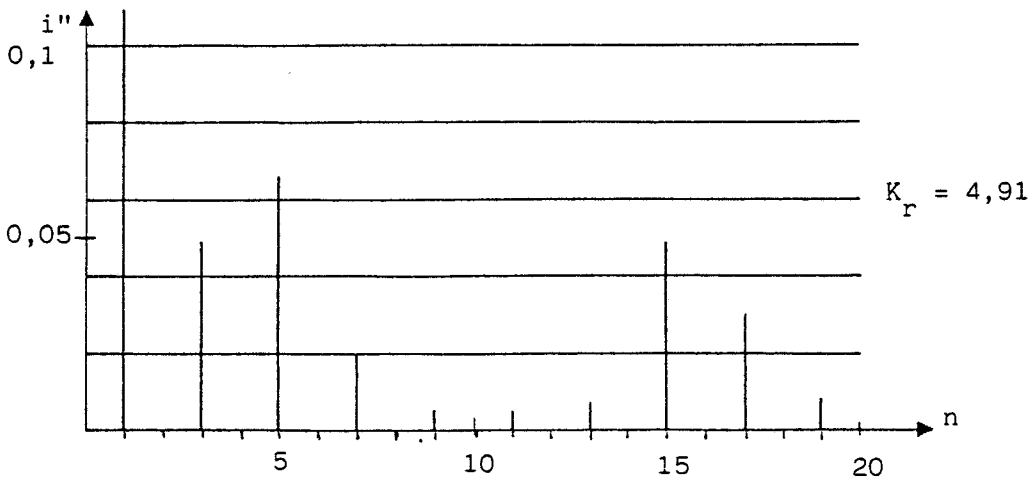
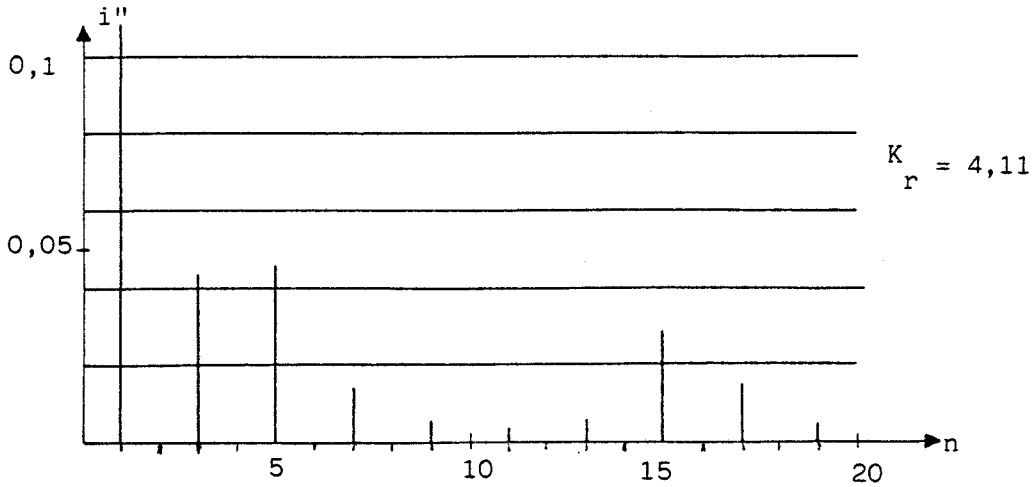
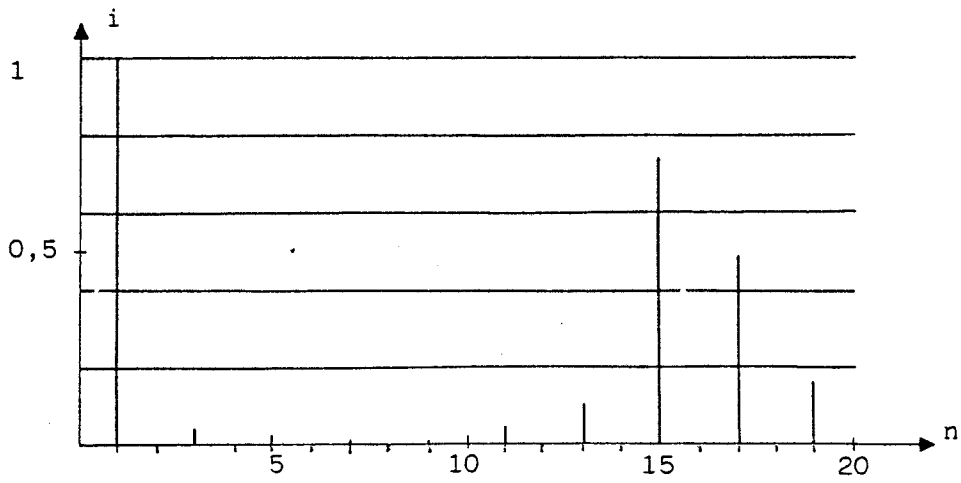


Planche 4.1. HARMONIQUES DES COURANTS i et i''

($U'_{do}/U_{do}=0,4$; $I_d=I_{dn}/2$; $p=7$; $K_c=3,5$)

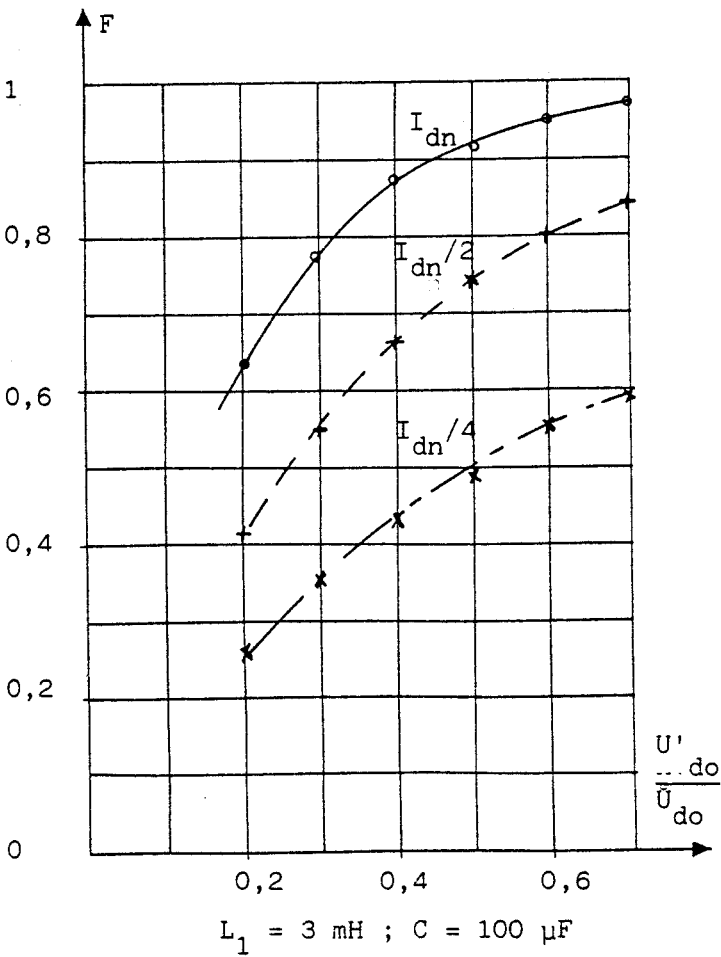
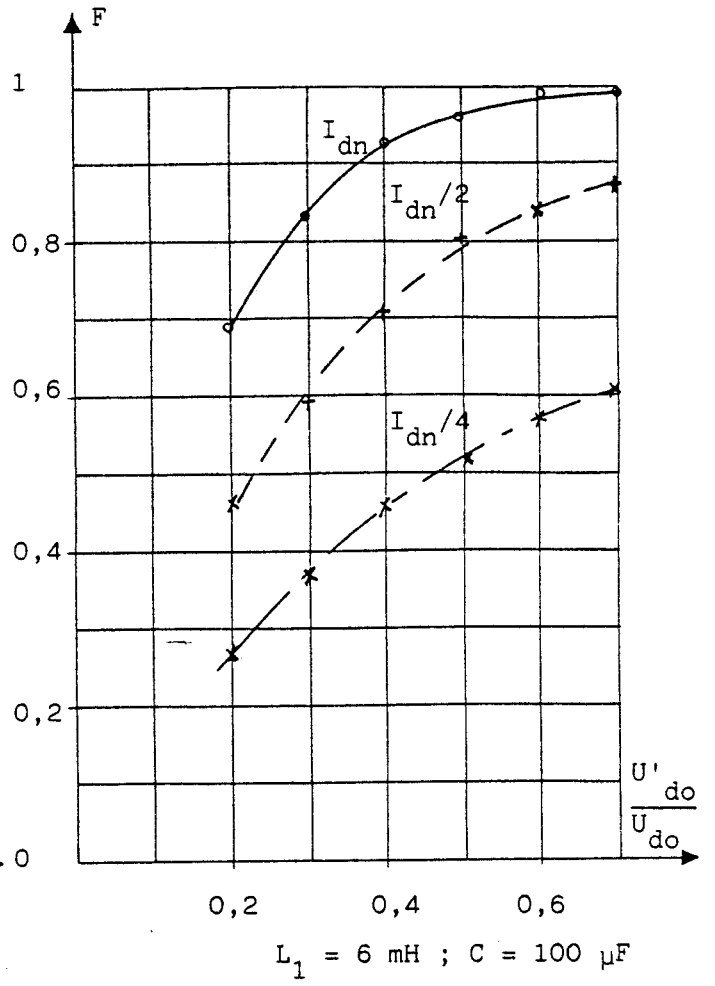
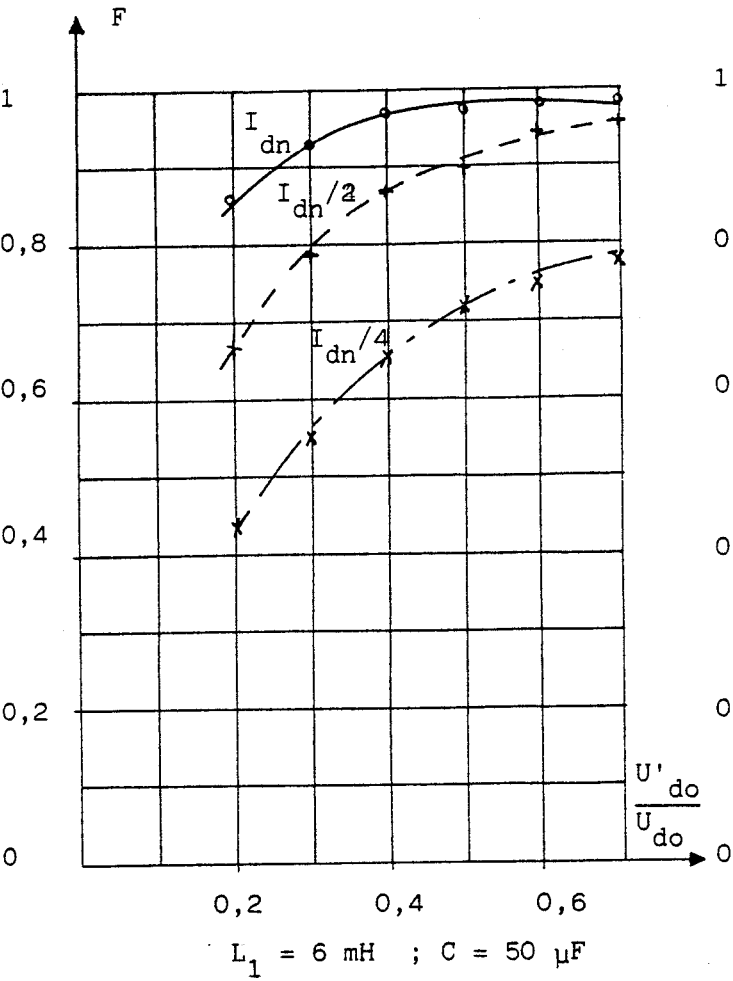


Planche 4.2 FACTEUR DE PUISSANCE
A L'ENTREE

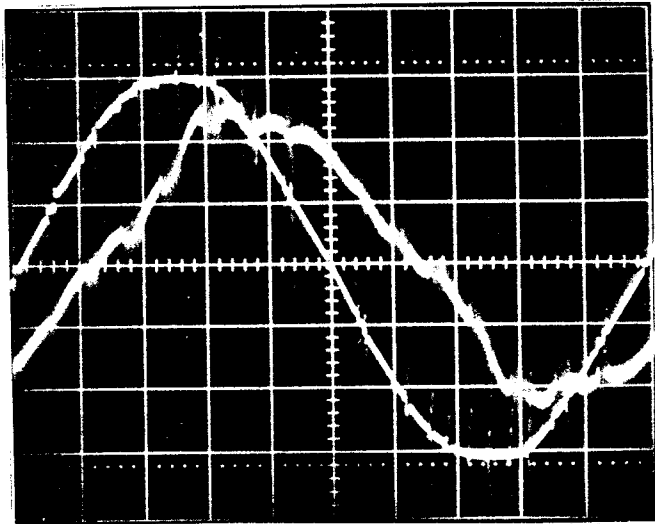
$p = 7$
 $K_c = 3,5$
 $\varphi_{l1} \text{ nul}$



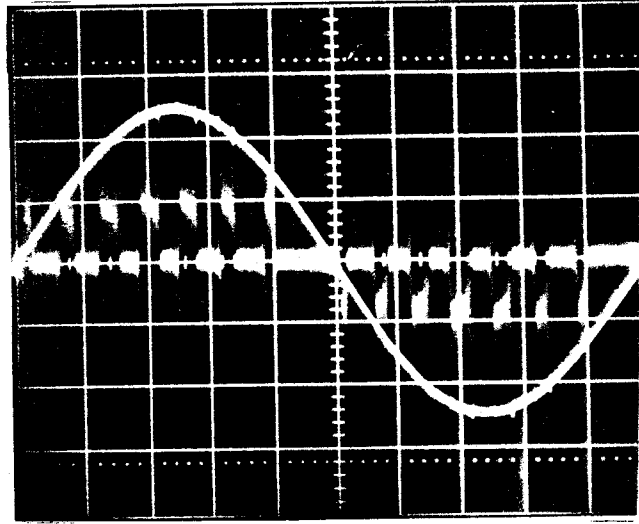
$p = 7$ $U'_{do} = 0,4 = \frac{I_d}{I_{dn}}$; $U'_{do} = 0,5$; $I_1 = 0$ ° $L_1 = 6mH$ $C_1 = 100\mu F$ $L_2 = 12mH$ $L_3 = 24mH$ $C_3 = 100\mu F$
 Planche 4.3 RELEVES OSCILLOGRAPHIQUES



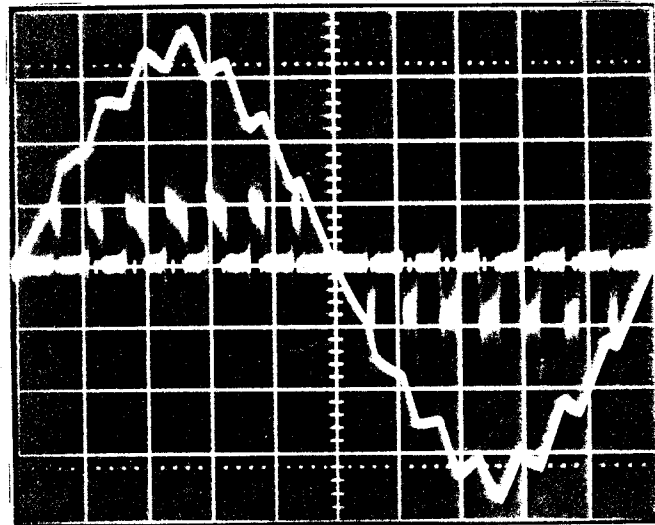
f (100 V/div ; 20 A/div)



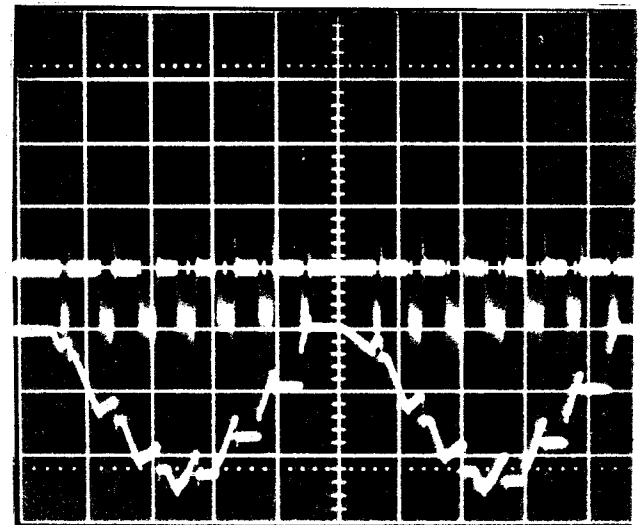
(1 V/div ; C = 20 A/div)



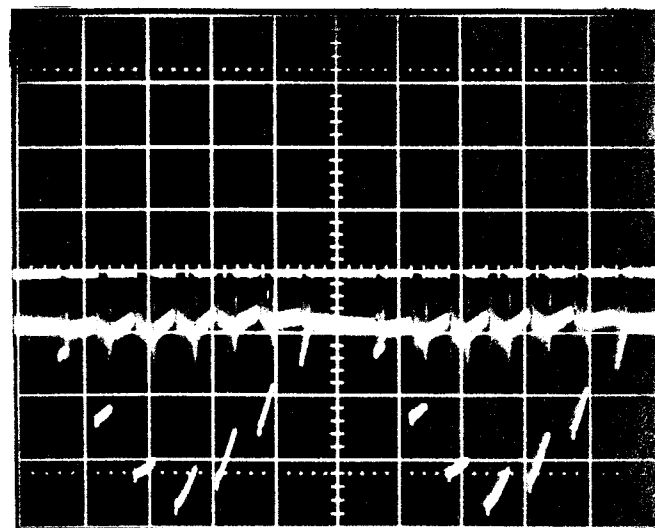
d (100 V/div ; 20 A/div)



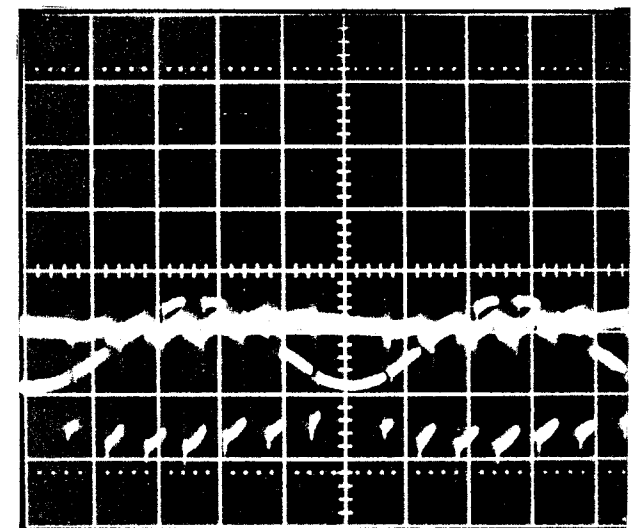
(100 V/div ; 20 A/div)



b (100 V/div ; 20 A/div)



(50V/div ; 20 A/div)



CONCLUSIONS

La mise au point de nouveaux composants semi-conducteurs de puissance et les possibilités offertes par les microprocesseur en matière de commande des convertisseurs statiques ont conduit à se poser le problème du remplacement des structures classiques de redresseurs. Le passage de redresseurs à commutation naturelle à des redresseurs à commutation forcée ne se justifie que s'il permet de réduire fortement les deux principaux inconvénients des premiers : la génération de courants harmoniques, la consommation de puissance réactive.

C'est dans le domaine des équipements de traction que cette substitution présente le plus d'intérêt. En effet,

- on part d'une situation plus mauvaise. Le redresseur monophasé génère des harmoniques 3,5,7,... alors que les redresseurs triphasés usuels ne génèrent que des harmoniques 5,7,11,...
- les équipements de traction ont une puissance très importante en regard de la puissance locale de court-circuit du réseau alternatif qui les alimente. Les perturbations dues aux harmoniques et au réactif sont de ce fait particulièrement élevées.

- la puissance unitaire des équipements de traction conduit à attacher une attention particulière à l'amélioration des performances quitte à utiliser des composants plus onéreux et une commande plus sophistiquée.

C'est aux redresseurs alimentés en monophasé, fonctionnant en commutation forcée et à Modulation de Largeur d'Impulsions, commandés par microprocesseurs, qu'a été consacrée notre étude. Elle a été menée dans l'optique d'une application à la grande traction.

Le passage à la Modulation de Largeur d'Impulsions n'est pas intéressant par lui-même. Il ne le devient que s'il est associé à un filtrage des courants d'entrée et de sortie. Il permet alors d'alléger les filtres tout en accroissant leur efficacité.

L'ensemble que nous avons étudié comporte un filtre d'entrée, un convertisseur formé d'un hacheur série directement à la sortie d'un pont redresseur à diodes, d'un filtre de sortie. C'est l'ensemble qu'il faut considérer.

Vu le nombre de paramètres qui interviennent, il nous a semblé indispensable de procéder progressivement *par étapes* de complexité croissante. Nous avons essayé de tirer le maximum de conclusions d'une étape avant de passer à la suivante, ceci afin de situer la zone où il convient de situer la valeur des paramètres pris en compte avant d'en introduire de nouveaux. L'introduction de ces derniers conduit à préciser ou à nuancer les conclusions de l'étape précédente.

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

Cela 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 du courant d'entrée.

. La notion de déchet de tension, la nécessité de donner une durée minimale à chacun des intervalles d'ouverture ou de fermeture du hacheur et la limitation des pertes par commutation conduisent à prendre des valeurs de p comprises entre 5 et 8.

. La précision sur les angles n'a pas besoin d'être très rigoureuse. La synchronisation des trains d'impulsions par rapport aux zéros de la tension d'entrée est compatible avec les variations usuelles de la fréquence du réseau.

- Nous avons ensuite étudié l'ensemble *convertisseur-filtre d'entrée* en prenant pour ce dernier le schéma très simple d'une inductance série suivie d'un condensateur parallèle. La fréquence de résonance du filtre doit être comprise entre celle du réseau et celle du premier harmonique à atténuer.

Le principal problème tient au choix de la capacité. Elle doit être suffisante pour jouer effectivement le rôle de source de tension vis-à-vis du convertisseur. Mais elle crée une puissance réactive qui surcompense le réactif absorbé par l'inductance aux charges moyennes ou faibles.

. Il faut adopter une valeur de la capacité juste suffisante pour assurer un fonctionnement correct.

Pour remédier à cette réduction du facteur de puissance à l'entrée par création de puissance réactive, nous avons étudié le *décalage* des trains d'impulsions du courant par rapport à l'onde de tension en fonction de la charge.

. On peut simplifier la loi de décalage optimal sans que cela réduise notablement l'intéressante amélioration du facteur de puissance obtenue grâce à ce procédé.

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 2. 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 fort harmonique 2. Cet harmonique dans le courant de sortie du convertisseur entraînerait la présence d'un harmonique 3 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 2 du courant de sortie du convertisseur de façon à le rendre négligeable.

Nous avons étudié deux schémas de filtre de sortie assurant cette annihilation de l'harmonique 2.

On arrive aussi à un ensemble donnant, à tous les régimes, un taux d'harmoniques très réduit du courant pris au réseau. Dans toute la plage utile des tensions 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.

A chaque étape, nous avons essayé de donner d'abord une présentation analytique approchée des phénomènes considérés. Nous avons ensuite procédé à une simulation sur ordinateur numérique pour réduire les simplifications et tracer avec plus de précision les réseaux de caractéristiques mettant en évidence les effets des divers paramètres.

Cela a conduit à un programme permettant de suivre le comportement de l'ensemble filtre d'entrée, convertisseur, filtre de sortie, charge et de déterminer les diverses valeurs caractéristiques d'un fonctionnement donné.

Ce programme et le montage expérimental de faible puissance réalisé constitueront, du moins nous l'espérons, des instruments efficaces pour la poursuite de cette étude et le transfert des connaissances acquises du laboratoire universitaire vers les milieux industriels.

B I B L I O G R A P H I E

-o-o-o-o-o-o-

- [1] : G. SEGUIER
La Conversion continu-alternatif
Collection "Les convertisseurs de l'électronique de puissance",
Vol. 1, Technique et Documentation éd., Paris, 1984.
- [2] : IEEE Power Engineering Society. Power System Harmonics working
Group. "Bibliography of power system harmonics". Part 1 et 2.
IEEE Trans on Power App. and Syst., Vol. PAS-103, n°9, sept. 1984,
pp 2460-2469 et 2470-2479.
- [3] : J.L. LAVERZAC, Y. LOGEAY
"La compensation réactive du Réseau Français. Besoins futurs"
Bulletin de la Dir. Etudes et Recherches, EDF, 1979, n°4, PP 21-37.
- [4] : J. BONAL
"Etude comparative des moyens d'améliorer le facteur de puissance
des locomotives monophasées"
Thèse de Docteur-Ingénieur, Lille, n°360, nov. 1984.
- [5] : W. FARRER, D.F. ANDREWS
"Fully controlled regenerative bridges with half-controlled charac-
teristics"
Proc. I.E.E., Vol. 125, n°2, Févr. 1978, pp 109-112.
- [6] : T. OHNISHI, O. HIROSCI
"Power factor improvement of single-phase converter by means of
bias voltage control"
I.E.E.E. Trans. on Ind. Applic., Vol. IA-17, n°2, Mars-Avril
1981, pp 167-173.

- [7] : T.I. NORDIN, L.B. ARNE MAGNUSON
"Advantages of thyristors locomotives and experience in Sweden"
I.E.E.E. Trans. on Ind. Applic., Vol. IA-8, n°3, Mai-juin 1972,
pp 316-328
- [8] : L.G. ERIKSSON
"Thyristor control of multiple unit car" I.E.E.E. Trans. on Ind.
Applic, Vol. IA-8, n°3, Mai-juin 1972, pp 329-337
- [9] : F. NOUVION, A. COSSIE, R. DUPONT
"Les locomotives monophasées BB 15000" Revue Générale des Chemins
de Fer, 1971
- [10] : W.H. BOHLI
"Les locomotives à thyristo Bo'Bo' de la série Re4/4 n°611 à 620
des Chemins de Fer Rhétiques" Revue BBC, Décembre 1973, pp 526-538
- [11] : J. BONAL
"Analyse des résultats des essais en ligne de la locomotive BB
15056" Notices MTE, Juillet et Novembre 1981, 416p
- [12] : V.R. STEFANOVIC
"Power factor improvement with a modified phase-controlled conver-
ter" I.E.E.E. Trans. on Ind. Applic, Vol I.A-15, n°2, Mars-Avril
1979, pp 193-201
- [13] : M. BINSWANGER, F. PFISTER
"Amélioration de la tenue en service des circuits en pont asymétri-
que à extinction (LUB) dans les trains automoteurs ET 240"
Elektrische Bahnen, n°10, Oct. 1978, pp 270-274
- [14] : B.D. BEDFORD, R.G. HOFT
"Principles of inverter circuits" John Wiley, New York, 1964
- [15] : R. CHAUPRADE, F. MILSANT
"Commande électronique des moteurs à courant alternatif" Eyrolles
éd. Paris, 1980

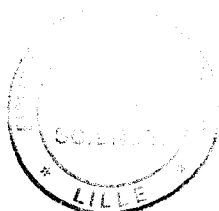
- [16] : J.M.D. MURPHY
"Transistor Control of AC motors" Pergamon Press, 1973
- [17] : L. GYUGYI, B.R. PELLY
"Static power frequency changers" John Wiley, New York, 1976
- [18] : A. PERIN
"Convertisseur direct de fréquence à transistors de puissance"
Thèse de Docteur-Ingénieur, Toulouse, Juin 1984
- [19] : T.KATAOKA, M. MIZUMACHI, S.MIYAIRI
"A pulse width controlled A.C. to D.C. converter to improve power factor and waveforms of A.C. line currents" I.E.E.E. Trans. on Ind. Applic, Vol. I1-15, Novembre-Décembre 1979, pp 670-675
- [20] : P. MARINO, C. PICARDI, A. RUSSO
"A.C. characteristics in AC/DC/DC conversion" I.E.E. Proc., Vol. 130, Part B, n°3, Mai 1983, pp 201-206
- [21] : P.V. ZIOGAS, Y.G. KANG, V.R. STEFANOVIC
"PWM Control techniques for rectifier filter minimization" I.E.E.E. Trans. on Ind. Applic, Vol IA-21, n°5, sept-Oct. 1985, pp 1206-1213
- [22] : S.R. DORADLA, C. NAGAMANI, S. SANYAL
"A sinusoidal pulsewidth modulated three-phase AC to DC converter-fed DC motor-drive" I.E.E.E. Trans. on Ind. Applic, Vol IA-21, n°6, Nov-Déc. 1985, pp 1394-1408
- [23] : JP. PASCAL
"Etude de circuits d'aide à la commutation de thyristors GTO montés en série pour des applications à la traction ferroviaire"
Thèse de Doctorat ès Sciences Physiques, Université de Paris 6, Jan. 1986
- [24] : E. DESTOBBELEER, G. SEGUIER
"Convertisseur alternatif-continu permettant de réduire les perturbations induites dans le réseau d'alimentation" Rapport interne - USTL-JS, Avril 1984, 18p

- [25] : E. DESTOBBELEER, G. SEGUIER, A. CASTELAIN
"AC-DC converter minimizing induced harmonics in industrial power systems" I.E.E.E. Power Electr. Spec. Conf., Toulouse, Juin 1985, Proceedings pp 573-580
- [26] : J. BONAL, E. DESTOBBELEER, G. SEGUIER
"Methods to improve the power factor in single phase fed locomotives" Power Electronics and Applications, Bruxelles, Oct. 1985, Proceedings pp 5.111-5.117
- [27] : J. LESENNE, G. SEGUIER
"Pondération du taux d'harmoniques. Application aux onduleurs à Modulation de Largeur d'Impulsions" MECO'82, Tunis, Sept. 1982, pp 61.1-61-4
- [28] : B.R. PELLY
"Thyristors phase-controlled converters and cycloconverters" John Wiley, New York, 1971.

TABLE DES MATIERES

	Page
<u>INTRODUCTION</u>	1
I. Les études antérieures	2
I.1. Le facteur de puissance	2
I.2. L'amélioration du facteur de puissance	3
I.3. La Modulation de Largeur d'Impulsions	4
II. Le redressement en monophasé avec modulation de largeur d'impulsions	5
III. Présentation de l'étude	6
<u>CHAPITRE 1 - PRINCIPE - ETUDE DU CONVERTISSEUR</u>	9
I. Principe du convertisseur. Buts assignés	11
II. Angles de commande	13
II.1. Relations générales	14
II.2. Calcul des angles de commande	16
II.3. Remarque sur la réduction du "déchet de tension"	18
III. Caractérisation du courant d'entrée	19
III.1. Taux d'harmoniques. Facteur de puissance	19
III.2. Valeurs des premiers harmoniques	23
III.3. Taux d'harmoniques pondérés	24
IV. Caractérisation de la tension de sortie	25
IV.1. L'harmonique de pulsation 2ω	26
IV.2. Les autres harmoniques	26
V. Remarques sur la limitation du nombre d'impulsions	27
V.1. Plage de réglage de la tension de sortie	28
V.2. Précision des angles de commande	30
V.3. Remarque sur la synchronisation	33
<u>CHAPITRE 2 - ETUDE DE L'ENSEMBLE FILTRE-CONVERTISSEUR</u>	46
I. Les deux effets du filtre	47
I.1. Transmission des courants harmoniques	47
I.2. Transmission de la tension fondamentale	48
I.3. Placement de la fréquence de résonance	50

...



II. Etude quantitative approchée du filtre	52
II.1. Affaiblissement du premier harmonique restant	52
II.2. La puissance réactive créée par le condensateur	54
II.3. Nécessité d'alimenter le convertisseur par une source de tension	59
II.4. Choix de L_1 et de C	65
III. Simulation numérique. Caractéristiques	68
III.1. Simulation de l'ensemble filtre-convertisseur	68
III.2. Exemples de résultats obtenus	70
IV. Correction de la commande	74
IV.1. Approximation du premier harmonique	76
IV.2. Calcul plus précis du calage optimum	78
IV.3. Simplification de la loi de commande. Exemple	80
IV.4. Conséquences sur le choix du filtre	82
<u>CHAPITRE 3 - ETUDE DE L'ENSEMBLE FILTRE-CONVERTISSEUR-CHARGE</u>	95
I. Effet de l'harmonique 2 de la tension redressée	96
I.1. Harmoniques de la tension redressée	96
I.2. Effet de l'harmonique 2 sur le courant d'entrée	98
I.3. Valeur de l'harmonique 3 du courant d'entrée	100
I.4. Inadaptation du lissage classique	102
II. Le dispositif compensateur	103
III. Simulation numérique de l'ensemble	106
III.1. Influence de la charge réelle sans compensation	107
III.2. Influence du circuit compensateur	112
IV. Modification du schéma de compensation	114
IV.1. Passage d'un schéma à l'autre	114
IV.2. Détermination des éléments équivalents	115
IV.3. Caractéristiques	117
<u>CHAPITRE 4 - VERIFICATIONS EXPERIMENTALES</u>	123
I. Présentation du montage expérimental	123
I.1. Valeur des éléments du filtrage	124
I.2. Machines tournantes et convertisseur	126
I.3. La commande par microprocesseur	127

II. Exemples de mesures effectuées	131
II.1. Contenus harmoniques	131
II.2. Facteur de puissance	132
II.3. Exemples de formes d'onde	132
<u>CONCLUSIONS</u>	137
<u>BIBLIOGRAPHIE</u>	141
TABLE DES MATIERES	145

