

N° d'ordre : 268

50376
1988
159

50376
1988
159

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : Electronique

par

Bachir KEDJAR



AMELIORATION DE LA CARACTERISATION DES CYCLOCONVERTISSEURS

Soutenue le 29 Septembre 1988 devant la Commission d'Examen

G.	SEGUIER	Président
C.	ROMBAUT	Rapporteur
J.L.	COCQUERELLE	Rapporteur
F.	NOTELET	Examineur
J.	BONAL	Examineur

A ma mère,

A tous ceux qui me sont chers.

TABLE DES MATIERES

Page :

AVANT-PROPOS	
INTRODUCTION	1
Avantages, limitations, inconvénients du cycloconvertisseur	1
Les études antérieures	2
Le but de l'étude effectuée	3
Présentation de l'étude	4
CHAPITRE I - RAPPELS SUR LE CYCLOCONVERTISSEUR	5
I - La place du cycloconvertisseur parmi les changeurs directs de fréquence	5
II - Principe de fonctionnement	8
III - Etude des tensions de sortie	11
III.1. Elaboration des tensions de sortie	11
III.1.1. Etat au repos	12
III.1.2. Déphasage des fonctions d'existence	14
III.1.3. Modulation du déphasage des fonctions d'existence	15
III.1.4. Réalisation de la loi de commande	16
III.1.5. Exemple de tracé	18
III.2. Analyse harmonique des tensions de sortie	20
III.2.1. Expressions des tensions redressées	20
III.2.2. Expression de la tension de sortie	22
III.2.3. Mise en évidence des harmoniques	23
III.2.4. Extension aux autres indices de pulsation	27
III.3. Résultats de l'analyse harmonique	28
III.3.1. Fréquence des harmoniques	28
III.3.2. Valeur des harmoniques	30
IV - Etude des courants d'entrée	30
IV.1. Elaboration des courants d'entrée	31
IV.2. Harmoniques des courants d'entrée	35
IV.2.1. Fréquence des harmoniques	36
IV.2.2. Valeur des harmoniques	40
IV.3. Application aux divers montages	40
CHAPITRE II - SIMULATION NUMERIQUE	46
I - Tensions de sortie	47
I.1. Calcul des angles d'amorçage	47
I.1.1. Thyristors du redresseur "positif"	47
I.1.2. Thyristors du redresseur "négatif"	48
I.1.3. Programme de calcul des angles	49
I.2. Détermination de la tension de sortie	51
I.3. Cas des autres indices de pulsation	53

I.3.1. Indice de pulsation égal à 6	53
I.3.2. Indice de pulsation égal à 12	54
I.4. Exemples de formes d'ondes calculées	55
II - Courants d'entrée	57
II.1. Cycloconvertisseur d'indice p égal à 3	57
II.2. Cycloconvertisseur d'indice p égal à 6	65
III - La transformée de Fourier rapide	69
III.1. Développement en série et transformée de Fourier	69
III.1.1. Série de Fourier	69
III.1.2. Passage à la transformée de Fourier	71
III.2. Transformée de Fourier rapide	72
III.2.1. Divers types de transformée de Fourier	72
III.2.2. Transformée de Fourier discrète	73
III.2.3. Algorithmes de transformée de Fourier rapide	74
III.2.4. Programme de calcul utilisé	75
IV - Calculs effectués - Résultats obtenus	79
IV.1. Calculs effectués	75
IV.1.1. Fenêtre d'analyse. Nombre d'échantillons	80
IV.1.2. Limitation des fréquences	83
IV.2. Harmoniques des tensions de sortie	84
IV.2.1. Les cartes d'harmoniques	84
IV.2.2. Résultats obtenus	84
IV.3. Harmoniques des courants d'entrée	86
IV.3.1. Cas où l'indice de pulsation égale 3	86
IV.3.2. Cas où l'indice de pulsation égale 6	88
IV.3.3. Remarques sur les harmoniques des courants d'entrée	90
IV.4. Facteur de déplacement des courants d'entrée	91
IV.4.1. Les caractéristiques tracées	91
IV.4.2. Résultats obtenus	91
CHAPITRE III - CHANGEMENT DE LA LOI DE COMMANDE	101
I - Loi de commande étudiée	102
I.1. Onde de référence trapézoïdale	102
I.2. Ondes de modulation linéaire	104
II - Simulation numérique	107
II.1. Calculs préliminaires	107
II.1.1. Détermination de l'intervalle à v_w nul	107
II.1.2. Valeurs limites du coefficient de réglage r	109
II.2. Détermination des angles d'amorçage	111
II.3. Autres calculs	114
III - Résultats obtenus	121
III.1. Harmoniques des tensions de sortie	121
III.2. Harmoniques des courants d'entrée	121
III.3. Facteur de déplacement des courants d'entrée	122

	Page :
CHAPITRE IV - MODIFICATION DE LA STRUCTURE	127
I - Loi de commande étudiée	128
I.1. Commande des " <i>interrupteurs</i> " de roue libre	129
I.2. Exemple de forme d'onde	129
II - Simulation numérique	131
III - Résultats obtenus	137
III.1. Harmoniques des tensions de sortie	137
III.2. Harmoniques des courants d'entrée	138
III.3. Facteur de déplacement des courants d'entrée	138
CONCLUSIONS	147
BIBLIOGRAPHIE	151

A V A N T - P R O P O S

Les travaux de recherche, dont les résultats sont présentés dans ce mémoire, ont été effectués au Laboratoire Applications des Redresseurs de Puissance et Machines Electriques de l'Université des Sciences et Techniques de LILLE FLANDRES ARTOIS.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à Monsieur le Professeur SEGUIER qui nous a accueilli dans ce Laboratoire, nous a proposé le thème de notre travail et en a suivi le déroulement.

Les calculs sur ordinateur ont été effectués à l'Institut Industriel du Nord dans le service de Monsieur le Professeur ROMBAUT. Nous le remercions très vivement et sommes heureux qu'il ait accepté de rapporter sur notre mémoire.

Monsieur le Professeur COCQUERELLE, de l'Institut Universitaire de Technologie de NANTES, a bien voulu lui aussi évaluer notre travail. Qu'il en soit vivement remercié.

Nous exprimons notre vive gratitude à Monsieur le Professeur NOTELET de l'Institut de Technologie de BETHUNE d'avoir accepté de faire partie de notre Jury.

Nous sommes très honoré de la présence dans celui-ci de Monsieur BONAL, Adjoint au Directeur Scientifique de la Société Jeumont-Schneider.

Nous remercions Madame PENNEQUIN, qui a assuré la dactylographie de notre mémoire, ainsi que l'ensemble du personnel enseignant ou technique des Services Electrotechnique de l'USTLFA et de l'I.D.N. pour l'amabilité de son accueil et l'aide qu'il nous a apportée.

INTRODUCTION

INTRODUCTION

Parmi les convertisseurs de l'Electronique de Puissance, les cycloconvertisseurs entrent dans la famille des changeurs directs de fréquence. Là où les tensions de sortie sont obtenues par un échantillonnage convenable des tensions d'entrée, le cycloconvertisseur classique présente des avantages, des limitations et des inconvénients. L'objet de notre mémoire est de bien préciser ces inconvénients pour voir si on ne les surestime pas et pour voir si on ne peut les atténuer par action sur la commande des semiconducteurs ou par une modification de la structure du convertisseur.

AVANTAGES, LIMITATIONS, INCONVENIENTS DU CYCLOCONVERTISSEUR

Un cycloconvertisseur alimenté par le réseau triphasé de fréquence f , nécessite deux redresseurs à thyristors pour générer chacune des tensions de sortie de fréquence f' . Par la commande du retard au déblocage des thyristors, on approxime chacune des tensions de sortie par des portions des

tensions d'entrée. Le courant d'une phase de sortie est fourni par un redresseur lorsqu'il est positif, par l'autre lorsqu'il est négatif.

- Les *avantages* découlent du fait qu'il s'agit d'un convertisseur direct donc sans élément intermédiaire de stockage de l'énergie, du fait qu'il travaille en commutation naturelle donc qu'on peut utiliser des thyristors ordinaires, du fait qu'il s'agit d'un groupement de redresseurs donc qu'on bénéficie de l'expérience acquise sur le plus classique des convertisseurs.

De par son principe même, le cycloconvertisseur est réversible ; il permet une variation continue de la fréquence et de la valeur des tensions de sortie.

- La *limitation* principale de ses possibilités porte sur la fréquence. Pour éviter la présence d'harmoniques particulièrement gênants, on doit limiter la fréquence de sortie à environ 0,25 f, 0,35 f ou 0,60 f suivant qu'on utilise des redresseurs d'indice de pulsation égal à 3, 6 ou 12.

- Les *inconvénients* du cycloconvertisseur sont surtout :

* le grand nombre de thyristors nécessaires. D'ordinaire on utilise des redresseurs d'indice 6 ; il faut donc 12 thyristors pour une sortie monophasée, 36 pour une sortie triphasée

* la consommation de puissance réactive. Comme dans tous les redresseurs fonctionnant avec un fort retard au déblocage des semiconducteurs, la consommation de puissance réactive à la fréquence fondamentale est importante

* les harmoniques des tensions de sortie et des courants d'entrée. La valeur et le nombre de ces harmoniques sont à première vue un peu "effrayants".

LES ETUDES ANTERIEURES ¹

Deux ouvrages servent de base à tout travail sur les cycloconvertisseurs : le premier, celui de B.R. PELLY (1) qui contient tous les calculs restés classiques, celui de W. Mc MURRAY (2) qui comporte plus de considérations pratiques.

¹ Les chiffres entre crochets renvoient à la bibliographie placée en fin de mémoire

Depuis, ce convertisseur ne cesse de donner lieu à des publications. Certaines portent sur les caractéristiques (3 à 7), beaucoup sur les applications (8 à 13). Les facilités offertes par le microprocesseur en matière de commande ont été indiquées (14 à 17). On trouve enfin des études sur la simulation des ensembles cycloconvertisseur-charge et son comportement dynamique (18 à 20).

LE BUT DE L'ETUDE EFFECTUEE

Pour caractériser les harmoniques des tensions de sortie et des courants d'entrée, B.R. PELLÉY a établi l'expression analytique de leurs valeurs. Pour cela, il fait une petite approximation sur le développement en série des "fonctions d'existence" des semiconducteurs. Cela l'amène à des familles d'harmoniques, il donne l'expression et trace des courbes pour chaque famille.

Cela conduit à des imprécisions et des anomalies. Quand un harmonique appartient à plusieurs familles, on trouve plusieurs valeurs ; or une seule importe, celle qui résulte de la composition vectorielle des diverses valeurs établies séparément. Ailleurs, il trouve une valeur non nulle pour des termes de fréquence nulle appartenant à des systèmes équilibrés ; or les termes formant un système homopolaire sont forcément nuls si leur somme est nulle.

Ces imprécisions et anomalies peuvent être supprimées à l'aide de calculs directs des harmoniques effectués sur calculateur numérique.

D'autre part, la présentation des harmoniques avec d'innombrables familles représentées par des segments de droites qui s'entrecroisent tend à dissuader d'utiliser un tel convertisseur. Or le cycloconvertisseur n'est qu'un groupement de redresseurs ; les harmoniques des redresseurs sont importants mais ne freinent guère leurs applications.

Désirant étendre aux changeurs directs de fréquence, leur étude comparative des convertisseurs directs, les responsables du Laboratoire Applications des Redresseurs de Puissance et Machines Electriques nous ont demandé :

- d'affiner la détermination des harmoniques de tensions de sortie et des courants d'entrée des cycloconvertisseurs fonctionnant avec leur loi de commande

classique, en utilisant pour cela les facilités offertes par l'informatique - de voir si en modifiant les lois de commande ou même la structure du cycloconvertisseur, on ne pouvait pas en améliorer un peu les caractéristiques.

PRESENTATION DE L'ETUDE

Notre mémoire se divise en quatre chapitres :

- Dans le premier, nous rappelons rapidement le principe du cycloconvertisseur et son fonctionnement lorsqu'on utilise une commande avec référence sinusoïdale et ondes de modulation également sinusoïdales.
- Dans le second, nous montrons les méthodes de simulation numérique utilisée (21). Les résultats ainsi obtenus sont destinés à fournir une *base de comparaison* pour les modifications ultérieures de la commande ou de la structure.
- Dans le troisième chapitre, nous présentons les résultats que l'on peut obtenir en substituant une *référence trapézoïdale* à la référence sinusoïdale classique.
- Le dernier chapitre est consacré à l'étude d'une modification de *structure*, il s'agit de l'introduction "*d'interrupteurs*" de roue libre.

Notre travail a débuté en parallèle avec celui de Mr. KHAZAAL (22). Ensuite celui-ci s'est orienté vers une étude globale des changeurs directs de fréquence, à commutation naturelle ou forcée, alors que nous nous sommes tournés vers l'approfondissement de l'étude des cycloconvertisseurs à commutation naturelle.

CHAPITRE I

CHAPITRE I

RAPPELS SUR LE CYCLOCONVERTISSEUR

Après avoir situé le cycloconvertisseur classique parmi les changeurs directs de fréquence, nous rappellerons son principe de fonctionnement, la génération et l'étude des tensions de sortie, l'étude des courants d'entrée.

Nous indiquerons les résultats obtenus par B.R. PELLY grâce à sa méthode analytique approchée d'évaluation des harmoniques.

I - LA PLACE DU CYCLOCONVERTISSEUR PARMIS LES CHANGEURS DIRECTS DE FREQUENCE

Dans un changeur direct de fréquence, chacune des tensions de sortie est formée de portions convenables des tensions d'entrée.

R. BAUSIERE (23) (24) a étudié les changeurs à rapport f'/f des fréquences de sortie et d'entrée constant fonctionnant en commutation naturelle. A la sortie on trouve des portions des tensions d'entrée séparées par des intervalles à tension nulle.

C'est à L. GYUGYI et à B.R. PELLY (25) que l'on doit la théorie générale des changeurs de fréquence à rapport continûment variable.

Le schéma de base est toujours le même. La figure 1.1 représente un changeur à trois entrées et à sortie monophasée. Il est formé de trois interrupteurs statiques bidirectionnels permettant quel que soit le signe du courant i' de rendre v' égal à v_A ou à v_B ou à v_C

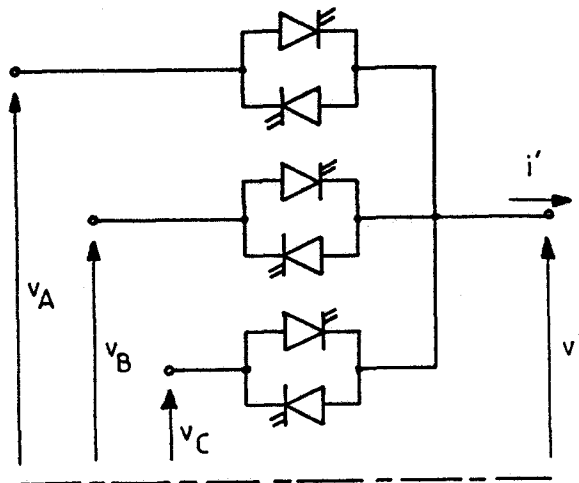


Figure 1.1

Suivant la loi de commande des ouvertures et des fermetures des interrupteurs, on obtient diverses possibilités et les contraintes imposées aux semi-conducteurs varient.

- Avec une modulation sinusoïdale des angles de commande,

* on peut réaliser le cycloconvertisseur ordinaire, parfois désigné sous le sigle N.C.C. (Naturally Commutated Cycloconverter).

Il permet de faire varier le rapport f'/f des fréquences d'entrée et de sortie depuis zéro jusqu'à une valeur inférieure à 1.

Il permet de faire varier le rapport V'/V des valeurs des tensions d'entrée et de sortie.

Il consomme de la puissance réactive.

Il fonctionne en commutation naturelle.

* on peut réaliser le cycloconvertisseur généralisé (*Controlled Displacement Factor Frequency Changer, C.D.F.F.C.*).

Ses possibilités en ce qui concerne f'/f et V'/V sont les mêmes que celles du cycloconvertisseur ordinaire.

Il permet de faire varier la puissance réactive consommée, de l'annuler ou de l'inverser.

Mais il fonctionne en commutation forcée.

* en groupant en parallèle deux cycloconvertisseurs généralisés, on réalise l'"*Unity Displacement Factor Frequency Changer*", (U.D.F.F.C.) :

Les possibilités de variations de f'/f et V'/V sont peu modifiées.

A l'entrée la puissance réactive est nulle.

Les harmoniques des tensions de sortie et des courants d'entrée sont réduits.

Mais il faut deux changeurs de fréquence fonctionnant en commutation forcée.

- Avec une *modulation linéaire* des angles de commande

* il y a inversion du déphasage entre l'entrée et la sortie ; c'est-à-dire que si la charge est inductive, à l'entrée on crée du réactif, et inversement. Il y a là une source possible d'applications

* on peut réaliser le "*Slow Switching Frequency Changer*" (S.S.F.C.) :

Il permet de faire varier f'/f de zéro jusqu'à une valeur inférieure à 1 mais supérieure à celle obtenue avec le cycloconvertisseur ordinaire.

Il fonctionne en commutation forcée.

* on peut réaliser l'"*Unrestricted Frequency Changer*" (U.F.C.)

Il permet de faire varier f'/f théoriquement de zéro jusqu'à l'infini.

Il fonctionne en commutation forcée.

Divers artifices permettent de faire varier V'/V .

Ce bref survol de l'ensemble des changeurs directs de fréquence explique l'intérêt que l'on continue à porter au plus ancien, le cycloconvertisseur classique. Il est en effet le seul à fonctionner en commutation naturelle.

Les autres changeurs directs, notamment l'U.F.C. présentent des possibilités intéressantes mais la réalisation des "interrupteurs" pose de nombreux problèmes.

(1)
II - PRINCIPE DU FONCTIONNEMENT

- Un redresseur tout thyristors, d'indice de pulsation p , délivre une tension redressée formée de p portions de sinusôides par période des tensions d'alimentation.

La tension redressée a sa valeur moyenne U'_d donnée par :

$$U'_d = U_{do} \cos \alpha$$

avec α , angle de retard au débloccage des thyristors,

U_{do} , valeur de la tension moyenne à α nul.

Si l'on désigne par $V\sqrt{2}$ l'amplitude des tensions alternatives dont on prend des portions pour former la tension redressée

$$U_{do} = \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} V\sqrt{2}$$

Mais le courant que peut débiter un redresseur est unidirectionnel. Pour pouvoir alimenter un récepteur de courant alternatif i' on montre en parallèle inverse deux redresseurs, comme indiqué sur la figure 1.2

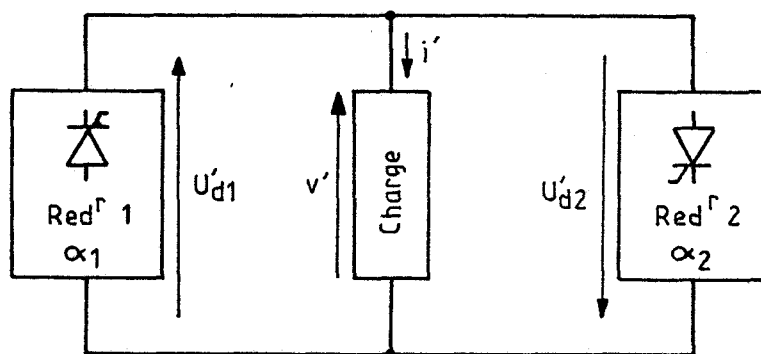


Figure 1.2

(1) Pour ces rappels sur le cycloconvertisseur, nous avons utilisé la présentation récente que G. SEGUIER (24) a donnée de ce convertisseur.

Dans ce schéma, Red.1 désigne le redresseur "positif", c'est-à-dire celui qui fournit le courant i' à la charge quand il est positif. Red.2 désigne le redresseur "négatif" qui fournit i' lorsque ce courant est négatif.

Pour que la tension v' aux bornes du récepteur ait la même valeur moyenne, quel que soit celui des deux redresseurs qui conduit, il faut avoir :

$$v' = U'_{d1} = U_{do} \cos\alpha_1 = - U'_{d2} = - U_{do} \cos\alpha_2$$

$$\text{donc } \cos\alpha_1 = - \cos\alpha_2$$

$$\text{ou } \alpha_1 + \alpha_2 = \pi$$

- On peut rendre alternative la valeur "moyenne" de la tension v' en modulant de façon périodique les angles de commande α_1 et α_2 .

Si on veut une tension v' sinusoïdale, de pulsation ω' et d'amplitude $V'\sqrt{2}$, on doit faire varier les angles α_1 et α_2 de telle façon que :

$$U_{do} \cos\alpha_1 = - U_{do} \cos\alpha_2 = V'\sqrt{2} \sin \omega't$$

$$\cos\alpha_1 = - \cos\alpha_2 = \frac{V'\sqrt{2}}{U_{do}} \sin \omega't$$

L'amplitude des variations de $\cos\alpha_1$ et $\cos\alpha_2$ de part et d'autre de zéro permet de régler l'amplitude de la tension de sortie. La pulsation de $\cos\alpha_1$ et $\cos\alpha_2$ donne la pulsation de cette tension.

Pour illustrer ce principe, on a représenté sur la figure 1.3 la tension v' désirée et le courant i' correspondant à un débit sur un récepteur plutôt inductif.

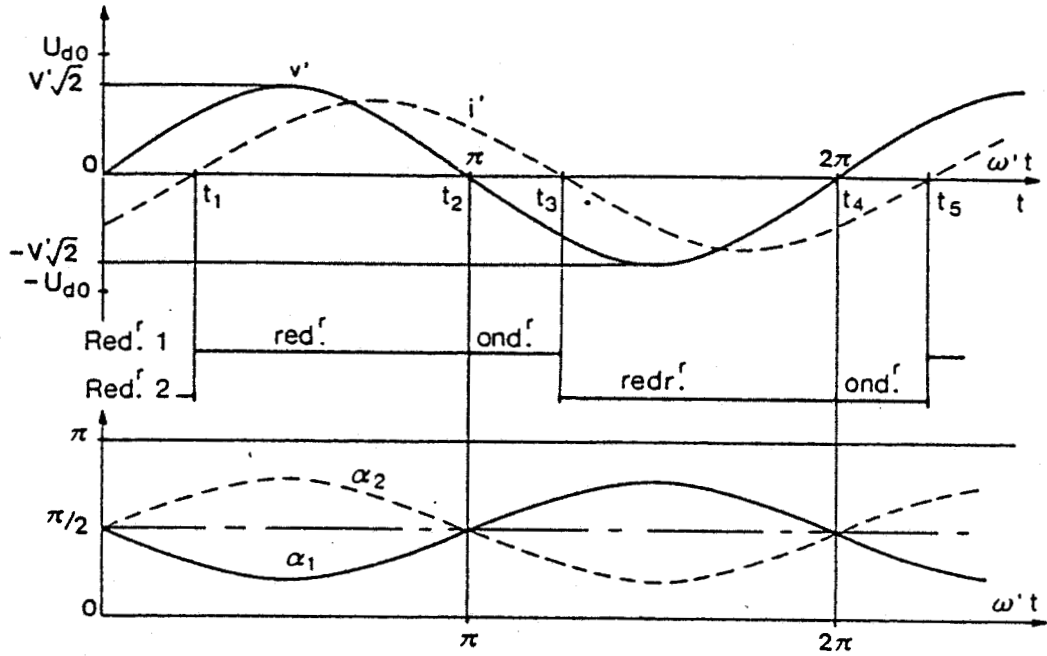


Figure 1.3

Pendant l'intervalle (t_1, t_3) , le courant i' est positif ; c'est donc le redresseur Red.1 qui débite et v' égale U'_{d1} :

* pour $t_1 < t < t_2$, v' est positif, Red.1 fonctionne en redresseur proprement dit

* pour $t_2 < t < t_3$, v' est négatif, Red.1 fonctionne en onduleur.

Pendant l'intervalle (t_3, t_5) , le courant i' est négatif ; c'est Red.2 qui débite et la tension v' est égale à $-U'_{d2}$

* pour $t_3 < t < t_4$, v' est négatif, Red.2 fonctionne en redresseur proprement dit

* pour $t_4 < t < t_5$, v' est positif, Red.2 fonctionne en onduleur.

Au bas de la figure 1.3, on a indiqué les variations des angles α_1 et α_2 .

- En réalité, la tension v' est formée, comme toute tension redressée, d'une succession d'arcs de sinusoïdes. On approxime la tension de sortie désirée par un échantillonnage convenable des tensions d'entrée des redresseurs.

Aussi doit-on distinguer la tension de sortie sinusoïdale désirée v'_ω de la tension v' que l'on peut réellement obtenir. Nous le verrons dès que le premier exemple de forme d'onde de v' sur la figure 1.8.

Si les gâchettes des thyristors des deux redresseurs sont commandées en permanence, la somme des valeurs instantanées des deux tensions redressées n'est pas nulle. Il y a un courant alternatif de circulation qu'il faut limiter à l'aide d'inductances.

On peut supprimer ce courant de circulation à l'aide d'une logique d'inversion qui permet de n'envoyer les impulsions de déblocage qu'aux thyristors du redresseur qui doit conduire. Il en résulte un bref temps mort à chaque passage de i' par zéro. Nous négligerons ce temps mort dans les calculs suivants et dans la simulation numérique du convertisseur.

III - ETUDE DES TENSIONS DE SORTIE

III.1. Elaboration des tensions de sortie

Nous présentons la façon usuelle d'approximer une tension v' de "valeur moyenne" sinusoïdale, à l'aide de deux redresseurs d'indice de pulsation égal à 3 et d'une logique d'inversion (figure 1.4)

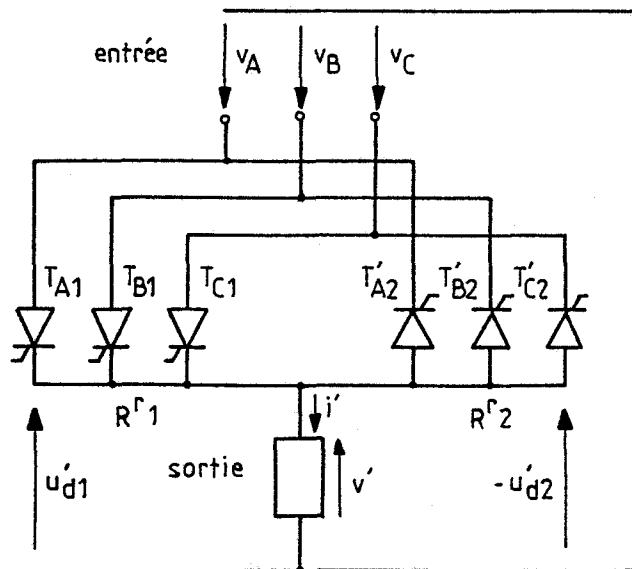


Figure 1.4

$$v' = u'_{d1}, \text{ quand } i' \text{ est positif}$$
$$v' = - u'_{d2}, \text{ quand } i' \text{ est négatif.}$$

III.1.1. Etat au repos

Il est commode, pour repérer les angles de commande des thyristors, de prendre comme point de départ "*l'état au repos*" des deux redresseurs, c'est-à-dire leur fonctionnement lorsqu'ils délivrent une tension redressée de valeur moyenne nulle.

- Le redresseur 1 donne la tension du type "*positif*" u'_{d1} ainsi nommée parce que chaque amorçage d'un thyristor entraîne une brusque augmentation de u'_{d1} ; c'est la tension de blocage du thyristor précédemment conducteur.

L'angle γ est défini par :

$$\gamma = \frac{\pi}{2} - \alpha_1$$

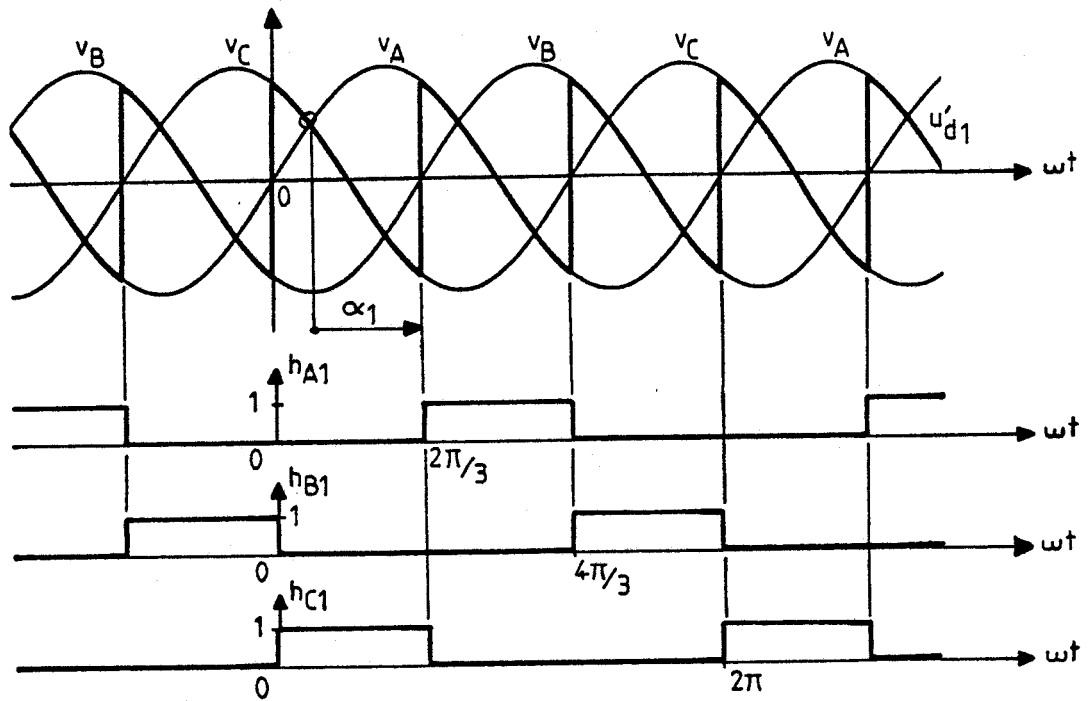
Au repos γ est nul ; la forme d'onde de u'_{d1} est alors celle tracée en haut de la figure 1.5.a. Au-dessous, on a représenté les *fonctions d'existence* h_{A1} , h_{B1} et h_{C1} des trois thyristors T_{A1} , T_{B1} et T_{C1} .

La fonction d'existence d'un thyristor est égale
à 1 quand il conduit
à 0 quand il est bloqué.

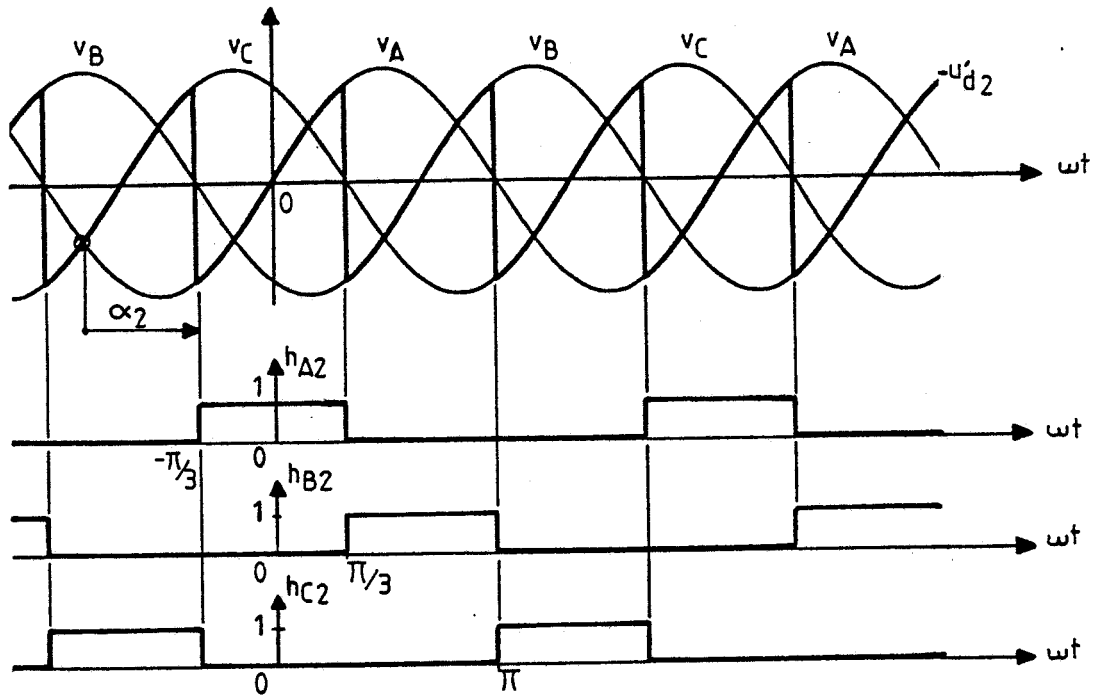
La tension u'_{d1} s'exprime donc en fonction des trois tensions d'entrée par :

$$u'_{d1} = h_{A1} v_A + h_{B1} v_B + h_{C1} v_C$$

- Le redresseur 2 donne la tension du type "*négatif*" $- u'_{d2}$:
chaque amorçage d'un thyristor provoque une brusque diminution de $- u'_{d2}$.
Cet à-coup donne l'inverse de la tension de blocage du thyristor précédemment conducteur.



a) $\delta=0$ ($\alpha_1=\pi/2$)



b) $\delta=0$ ($\alpha_2=\pi/2$)

Figure 1.5

Puisque $\alpha_1 + \alpha_2 = \pi$ et que $\gamma = \frac{\pi}{2} - \alpha_1$

$$\gamma = \alpha_2 - \frac{\pi}{2}$$

Au repos, γ est nul. La figure 1.5.b donne la forme d'onde correspondante de $-u'_{d2}$ et représente les fonctions d'existence h_{A2} , h_{B2} , h_{C2} des thyristors T'_{A2} , T'_{B2} , T'_{C2}

$$-u'_{d2} = h_{A2} v_A + h_{B2} v_B + h_{C2} v_C$$

III.1.2. Déphasage des fonctions d'existence

Le déphasage des fonctions d'existence permet de faire varier la valeur moyenne des tensions redressées.

La valeur moyenne de la tension fournie par l'un ou l'autre des redresseurs est donnée par :

$$U'_{d1} = U_{do} \cos\alpha_1 = U_{do} \cos\left(\frac{\pi}{2} - \gamma\right) = U_{do} \sin\gamma$$

$$-U'_{d2} = -U_{do} \cos\alpha_2 = -U_{do} \cos\left(\frac{\pi}{2} + \gamma\right) = U_{do} \sin\gamma$$

On a donc bien une expression unique :

$$U'_{d1} = -U'_{d2} = U_{do} \sin\gamma$$

Les relations liant α_1 et α_2 à γ montrent qu'on fait varier la tension de sortie en agissant en sens inverse sur le retard au débloqué des deux redresseurs.

La figure 1.6 donne les formes d'ondes des tensions redressées u'_{d1} et $-u'_{d2}$ pour $\gamma = \pi/6$. On n'a représenté les fonctions d'existence que pour T_{A1} et T'_{A2} ; celles de T_{B1} et T_{C1} ou de T'_{B2} et T'_{C2} sont toujours déphasés de $\frac{2\pi}{3}$ et $\frac{4\pi}{3}$ en arrière à l'échelle des ωt .

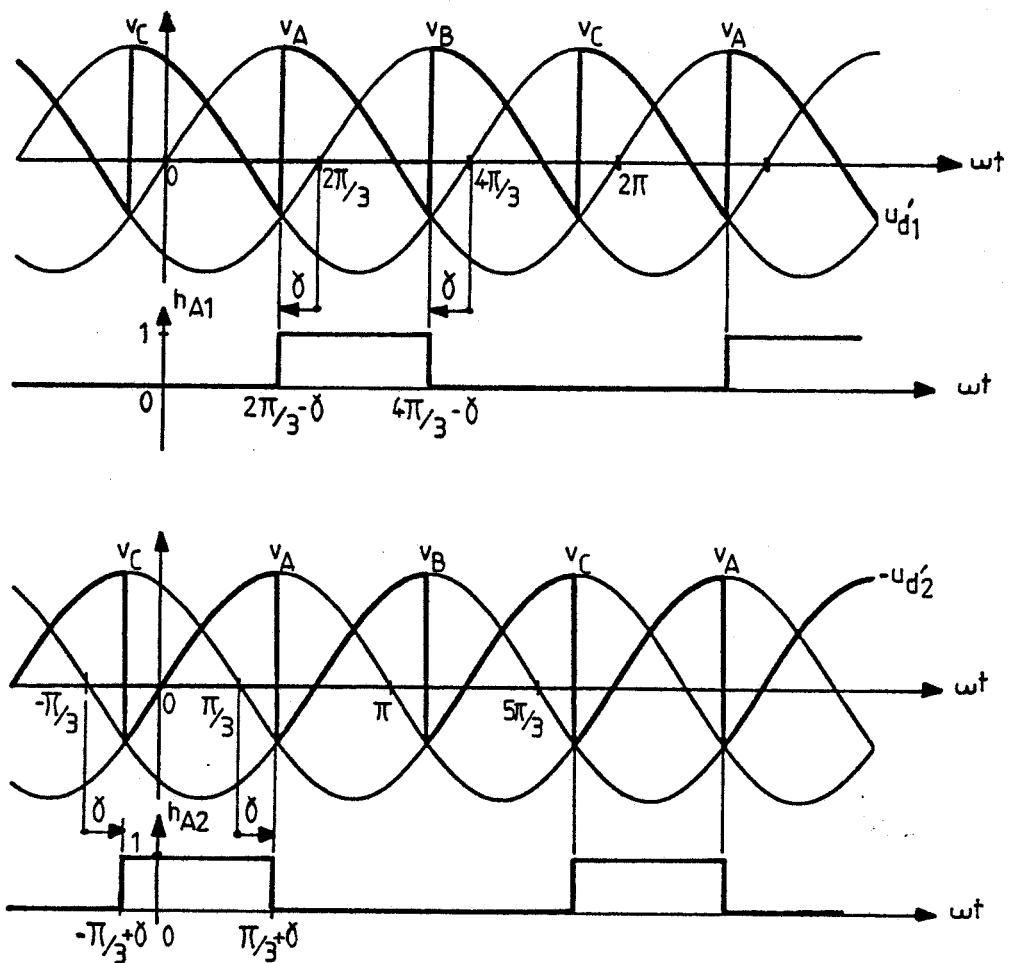


Figure 1.6

III.1.3. Modulation du déphasage des fonctions d'existence

Si l'on veut une tension de sortie v' non plus constante mais variant sinusoïdalement en fonction du temps, il faut que l'angle γ varie en fonction du temps de telle façon que :

$$U_{do} \sin \gamma = v'_w = V' \sqrt{2} \sin \omega' t$$

en désignant par $V' \sqrt{2}$ l'amplitude et par ω' la pulsation de la tension désirée. (On affecte celle-ci de l'indice w , wanted, pour la distinguer de la tension de sortie réelle v' qui ne peut être qu'une approximation de v'_w)

$$\sin \gamma = \frac{V' \sqrt{2}}{U_{do}} \sin \omega' t$$

On rapporte d'ordinaire $V' \sqrt{2}$ à U_{do} ; le rapport r est appelé *coefficient de réglage en tension*

$$\sin \gamma = r \sin \omega' t$$

avec

$$r = V' \sqrt{2} / U_{do} \quad \text{et } 0 \leq r \leq 1$$

La loi de commande des thyristors s'écrit donc :

$$\gamma = \text{Arc sin}(r \sin \omega' t)$$

l'angle γ étant lu à l'échelle de la pulsation des tensions d'alimentation.

III.1.4. Réalisation de la loi de commande

On détermine les instants de déblocage des thyristors par les intersections d'une onde de référence représentant v'_w et des ondes de modulation, une par thyristor.

L'onde de modulation d'un thyristor doit passer par zéro pour la valeur de ωt correspondant au début du créneau représentant sa fonction d'existence quand γ est nul.

* il s'agit d'un passage par zéro par valeur décroissante pour les thyristors du redresseur "*positif*"

* il s'agit d'un passage par zéro par valeur croissante pour les thyristors du redresseur "*néгатif*".

D'ordinaire, on emploie des ondes de modulation sinusoïdales. Comme γ ne doit varier qu'entre $-\pi/2$ et $+\pi/2$, on ne trace, pour chaque onde de modulation, qu'une demi-sinusoïde :

* la demi-sinusoïde des valeurs décroissantes pour chaque thyristor du redresseur "*positif*"

* la demi-sinusoïde des valeurs croissantes pour chaque thyristor du redresseur "*néгатif*"

Si l'on prend comme référence directement la tension de sortie désirée, il faut donner aux ondes de modulation une amplitude égale à U_{do} .

La figure 1.7 a montré deux intersections de l'onde de modulation M^+ (ωt) d'un thyristor du redresseur "*positif*" avec l'onde de référence v'_w .

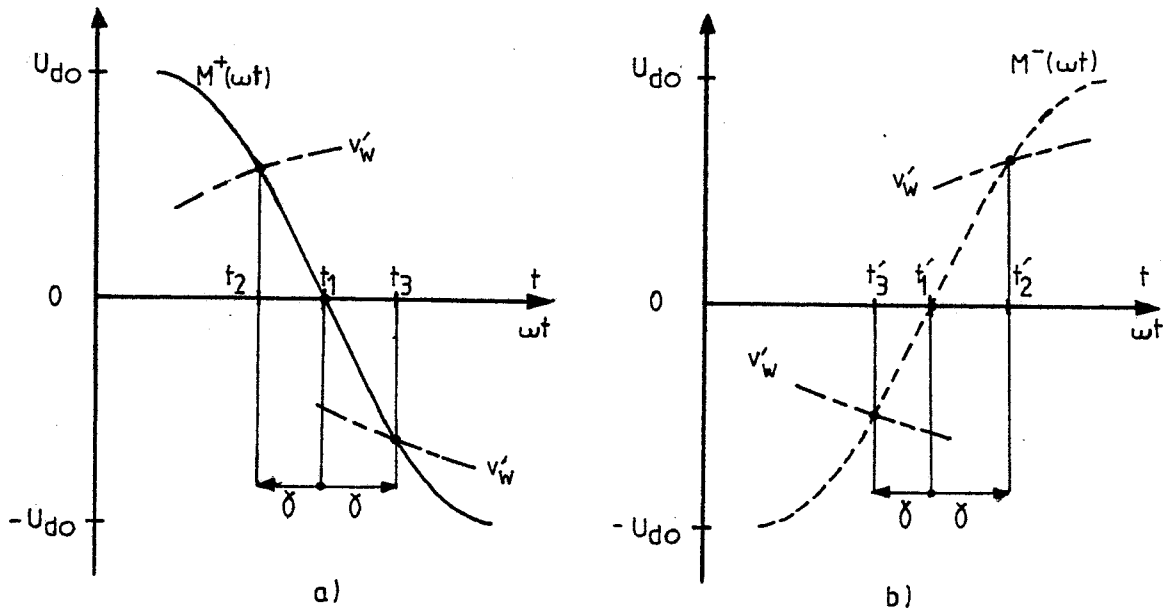


Figure 1.7

Pour γ nul, le thyristor est débloqué pour $t = t_1$

Une valeur positive de v'_w donne une intersection en $t = t_2$, correspondant à une avance de l'angle d'amorçage $\omega(t_1 - t_2)$ égal à γ tel que

$$U_{do} \sin \gamma(t_2) = v'_w(t_2)$$

Une valeur négative de v'_w donne un retard γ tel que :

$$\gamma(t_3) = \omega(t_3 - t_1) = \text{Arc sin } v'_w(t_3)$$

* La figure 1.7.b montre des intersections avec v'_w de l'onde de modulation $M^-(\omega t)$ d'un thyristor du redresseur "négatif".

Pour γ nul, l'amorçage a lieu en $t = t'_1$

Pour v'_w positif, une intersection telle celle qui se produit pour t'_2 correspond à un retard γ donné par :

$$\gamma(t'_2) = \omega(t'_2 - t'_1) = \text{Arc sin } v'_w(t'_2)$$

L'intersection pour v'_w négatif obtenue pour $t = t'_3$ correspond à une avance γ à l'amorçage telle que :

$$\gamma(t'_3) = \omega(t'_1 - t'_3) = \text{Arc sin } v'_w(t'_3)$$

On voit que toutes les intersections répondent à la loi de commande à réaliser.

III.1.5. Exemple de tracé

La figure 1.8 montre, par exemple, la génération d'une tension "sinusoïdale" à partir du montage de la figure 1.4 dans le cas suivant :

$$r = 0,80 , \quad f'/f = 1/3$$

Si on prend :

$$v_A = V\sqrt{2} \sin \omega t, \quad v_B = V\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}), \quad v_C = V\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}),$$

les ondes de modulation de T_{A1} , T_{B1} , T_{C1} doivent passer par un zéro décroissant respectivement pour :

$$\omega t = 2\pi/3 , \quad \omega t = 4\pi/3 , \quad \omega t = 2\pi$$

et les ondes de modulation de T'_{A2} , T'_{B2} , T'_{C2} doivent passer par un zéro croissant respectivement pour :

$$\omega t = -\pi/3, \quad \omega t = \pi/3 , \quad \omega t = \pi$$

- Sur la figure 1.8.b on a tracé les ondes de modulation (en traits continus pour les thyristors du redresseur "positif", en traits interrompus pour ceux du redresseur "négatif") et l'onde de référence v'_w . Les intersections donnent les instants de déblocage des six thyristors.

On en déduit d'une part (figure 1.8.a) la tension u'_{d1} que peut fournir le redresseur "positif", d'autre part (figure 1.8.c) la tension $-u'_{d2}$ que peut fournir le redresseur "négatif"

- Pour passer à la tension de sortie v' (figure 1.8.d), il faut connaître la phase relative du courant de sortie i' . On a supposé que la charge absorbait un courant déphasé de $\pi/3$ (à l'échelle des ωt) en arrière de v'_w . D'où v' égal à u'_{d1} quand i' est positif, à $-u'_{d2}$ quand i' est négatif.

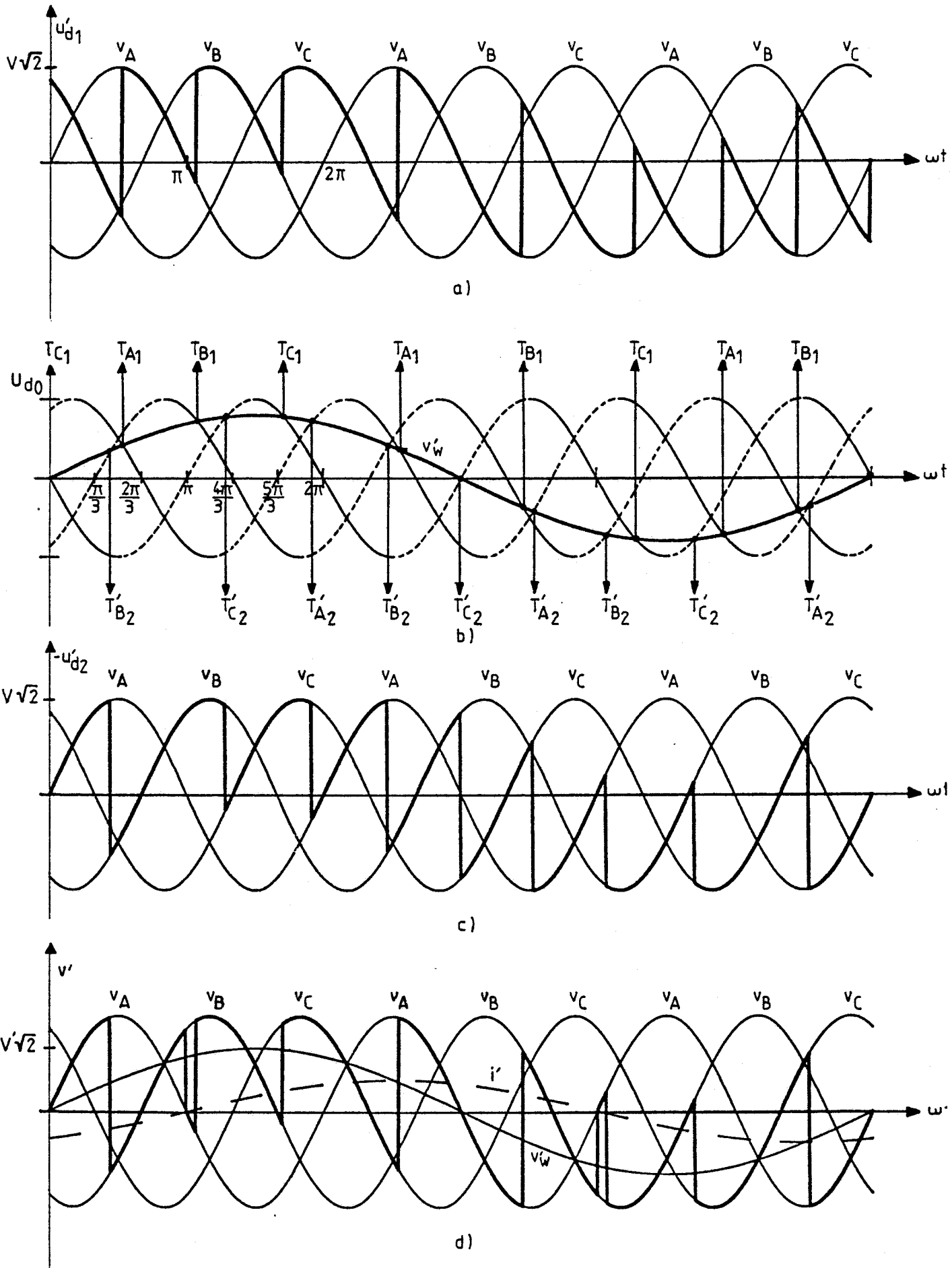


Figure 1.8

III.2. Analyse harmonique des tensions de sortie

Pour donner une expression analytique de la valeur et de la fréquence des harmoniques des tensions de sortie, B.R. PELLY (1) a supposé que le développement en série des fonctions d'existence avait la même forme lorsque γ varie que lorsque γ est constant.

III.2.1. Expressions des tensions redressées

Les tensions redressées u'_{d1} et $-u'_{d2}$ sont liées aux tensions d'entrée v_A, v_B, v_C par

$$u'_{d1} = h_{A1} v_A + h_{B1} v_B + h_{C1} v_C$$

$$-u'_{d2} = h_{A2} v_A + h_{B2} v_B + h_{C2} v_C$$

avec

$$v_A = V\sqrt{2} \sin \omega t ; v_B = V\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) ; v_C = V\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$

- Lorsque γ est constant (voir figure 1.5 ou 1.6), les fonctions d'existence sont des fonctions périodiques de pulsation fondamentale ω .

Sur une période h_{A1} et h_{A2} sont données par

$$h_{A1} = \begin{cases} 1, & \text{pour } 2\pi/3 - \gamma < \omega t < 4\pi/3 - \gamma \\ 0, & \text{pour } 4\pi/3 - \gamma < \omega t < 2\pi + 2\pi/3 - \gamma \end{cases}$$

$$h_{A2} = \begin{cases} 1, & \text{pour } -\pi/3 + \gamma < \omega t < \pi/3 + \gamma \\ 0, & \text{pour } \pi/3 + \gamma < \omega t < 2\pi - \pi/3 + \gamma \end{cases}$$

Les autres fonctions d'existence se déduisent des précédentes par

$$h_{B1}(\omega t) = h_{A1}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) ; h_{C1}(\omega t) = h_{A1}(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$

$$h_{B2}(\omega t) = h_{A2}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) ; h_{C2}(\omega t) = h_{A2}(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$

Le développement en série de h_{A1} donne :

$$h_{A1} = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[-\cos(\omega t + \gamma) + \frac{1}{2} \cos 2(\omega t + \gamma) - \frac{1}{4} \cos 4(\omega t + \gamma) \right. \\ \left. + \frac{1}{5} \cos 5(\omega t + \gamma) - \frac{1}{7} \cos 7(\omega t + \gamma) + \dots \right]$$

il contient tous les termes de pulsation multiple de ω sauf les harmoniques de rang 3 ou multiples de 3.

La tension u'_{d1} peut donc s'écrire :

$$u'_{d1} = V\sqrt{2} \sin \omega t \left\{ \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[-\cos(\omega t + \gamma) + \frac{1}{2} \cos 2(\omega t + \gamma) - \dots \right] \right\} \\ + V\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \left\{ \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[-\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \gamma\right) + \frac{1}{2} \cos 2\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \gamma\right) - \dots \right] \right\} \\ + V\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \left\{ \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[-\cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \gamma\right) + \frac{1}{2} \cos 2\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \gamma\right) - \dots \right] \right\}$$

L'expression de $-u'_{d2}$ s'obtient en remplaçant γ par $\pi - \gamma$ dans celle de u'_{d1} .

En développant les sinus et les cosinus, puis en regroupant les termes de même pulsation, on obtient :

$$u'_{d1} = U_{do} \left[\sin \gamma + \frac{1}{2} (\sin 3\omega t \cos 2\gamma + \cos 3\omega t \sin 2\gamma) \right. \\ \left. + \frac{1}{4} (\sin 3\omega t \cos 4\gamma + \cos 3\omega t \sin 4\gamma) \right. \\ \left. + \frac{1}{5} (\sin 6\omega t \cos 5\gamma + \cos 6\omega t \sin 5\gamma) \right. \\ \left. + \frac{1}{7} (\sin 6\omega t \cos 7\gamma + \cos 6\omega t \sin 7\gamma) + \dots \right]$$

$$-u'_{d2} = U_{do} \left[\sin \gamma + \frac{1}{2} (\sin 3\omega t \cos 2\gamma - \cos 3\omega t \sin 2\gamma) \right. \\ \left. + \frac{1}{4} (\sin 3\omega t \cos 4\gamma - \cos 3\omega t \sin 4\gamma) \right. \\ \left. + \frac{1}{5} (-\sin 6\omega t \cos 5\gamma + \cos 6\omega t \sin 5\gamma) \right. \\ \left. + \frac{1}{7} (-\sin 6\omega t \cos 7\gamma + \cos 6\omega t \sin 7\gamma) + \dots \right]$$

avec

$$U_{do} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V \sqrt{2}$$

- Lorsque γ varie, en première approximation, on peut prendre pour u'_{d1} et $-u'_{d2}$ les expressions précédentes en tenant simplement compte de la variation de γ , c'est-à-dire en écrivant que γ est égal à :

$$\gamma = \sin^{-1} r \sin \omega' t$$

III.2.2. Expression de la tension de sortie

De u'_{d1} et $-u'_{d2}$ on passe à la tension de sortie v' à l'aide des fonctions de conduction H_1 et H_2 des deux redresseurs :

$$v' = H_1 u'_{d1} + H_2 (-u'_{d2})$$

Quand Red.1 conduit ($i' > 0$) : $H_1 = 1$, $H_2 = 0$

Quand Red.2 conduit ($i' < 0$) : $H_1 = 0$, $H_2 = 1$

Si le courant de sortie est de la forme :

$$i' = I' \sqrt{2} \sin(\omega' t - \phi')$$

les fonctions de conduction ont pour expressions :

$$H_1 = \begin{cases} 1, & \text{pour } \phi' < \omega' t < \phi' + \pi \\ 0, & \text{pour } \phi' + \pi < \omega' t < \phi' + 2\pi \end{cases}$$

$$H_2 = \begin{cases} 0, & \text{pour } \phi' < \omega' t < \phi' + \pi \\ 1, & \text{pour } \phi' + \pi < \omega' t < \phi' + 2\pi \end{cases}$$

H_1 et H_2 sont des fonctions périodiques de pulsation fondamentale ω' . Leurs développements en série s'écrivent :

$$H_1 = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left[\sin(\omega' t - \phi') + \frac{1}{3} \sin 3(\omega' t - \phi') + \frac{1}{5} \sin 5(\omega' t - \phi') + \frac{1}{7} \sin 7(\omega' t - \phi') + \frac{1}{9} \sin 9(\omega' t - \phi') + \dots \right]$$

$$H_2 = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \left[\sin(\omega' t - \phi') + \frac{1}{3} \sin 3(\omega' t - \phi') + \frac{1}{5} \sin 5(\omega' t - \phi') + \frac{1}{7} \sin 7(\omega' t - \phi') + \frac{1}{9} \sin 9(\omega' t - \phi') + \dots \right]$$

Compte-tenu des développements en série de H_1 et H_2 , de ceux de u'_{d1} et $-u'_{d2}$, en remplaçant dans ces derniers γ par $\sin^{-1} r \sin \omega't$, l'expression de v' devient :

$$\begin{aligned}
 v' = & U_{do} \sin(\sin^{-1} r \sin \omega't) \\
 & + U_{do} \left[\frac{1}{2} \sin 3\omega t \cos(2\sin^{-1} r \sin \omega't) \right. \\
 & \quad + \frac{1}{4} \sin 3\omega t \cos(4\sin^{-1} r \sin \omega't) \\
 & \quad + \frac{1}{5} \cos 6\omega t \sin(5\sin^{-1} r \sin \omega't) \\
 & \quad \left. + \frac{1}{7} \cos 6\omega t \sin(7\sin^{-1} r \sin \omega't) \dots \right] \\
 & + U_{do} \left\{ \left[\frac{1}{2} \cos 3\omega t \sin(2\sin^{-1} r \sin \omega't) \right. \right. \\
 & \quad + \frac{1}{4} \cos 3\omega t \sin(4\sin^{-1} r \sin \omega't) \\
 & \quad + \frac{1}{5} \sin 6\omega t \cos(5\sin^{-1} r \sin \omega't) \\
 & \quad \left. + \frac{1}{7} \sin 6\omega t \cos(7\sin^{-1} r \sin \omega't) \dots \right] \\
 & \times \frac{4}{\pi} \left[\sin(\omega't - \phi') + \frac{1}{3} \sin 3(\omega't - \phi') \right. \\
 & \quad \left. + \frac{1}{5} \sin 5(\omega't - \phi') + \frac{1}{7} \sin 7(\omega't - \phi') + \dots \right] \left. \right\}
 \end{aligned}$$

III.2.3. Mise en évidence des harmoniques

Le premier terme, $U_{do} \sin(\sin^{-1} r \sin \omega't) = U_{do} r \sin \omega't$, de l'expression de v' donne la composante désirée v'_w de la tension de sortie.

Pour trouver la pulsation et la valeur des harmoniques, il faut développer en série les fonctions trigonométriques de l'angle $\sin^{-1} r \sin \omega't$.

On distingue quatre types de termes :

- Les termes de la forme $\sin [(6k \pm 1) \sin^{-1} r \sin \omega't]$. Leurs développements en série ne contiennent que des sinus impairs :

$$\begin{aligned}
 \sin[(6 \pm 1) \sin^{-1} r \sin \omega't] = & a_{(6k \pm 1)_1} \sin \omega't \\
 & + a_{(6k \pm 1)_2} \sin 3\omega't + \dots \\
 & + a_{(6k \pm 1)_{(2k' - 1)}} \sin(2k' - 1)\omega't + \dots
 \end{aligned}$$

avec :

$$a_{(6k\pm 1)_{(2k'-1)}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \sin[(6k\pm 1)\sin^{-1} r \sin \omega't] \sin(2k'+1)\omega't \, d\omega't$$

- Les termes de la forme $\cos[(6k\pm 1)\sin^{-1} r \sin \omega't]$. Leurs développements en série ne comportent que des termes en cosinus pairs :

$$\begin{aligned} \cos[(6k\pm 1)\sin^{-1} r \sin \omega't] &= a_{(6k\pm 1)_0} \\ &+ a_{(6k\pm 1)_2} \cos 2\omega't + \dots \\ &+ a_{(6k\pm 1)_{2k'}} \cos 2k'\omega't + \dots \end{aligned}$$

avec

$$a_{(6k\pm 1)_0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos[(6k\pm 1)\sin^{-1} r \sin \omega't] \, d\omega't$$

$$a_{(6k\pm 1)_{2k'}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \cos[(6k\pm 1)\sin^{-1} r \sin \omega't] \cos 2k'\omega't \, d\omega't$$

- Les termes de la forme $\sin\{[3(2k-1)\pm 1]\sin^{-1} r \sin \omega't.\}$

Ils peuvent s'écrire :

$$\begin{aligned} \sin\{[3(2k-1)\pm 1]\sin^{-1} r \sin \omega't\} &= a_{[3(2k-1)\pm 1]_1} \sin \omega't \\ &+ a_{[3(2k-1)\pm 1]_3} \sin 3\omega't + \dots \\ &+ a_{[3(2k-1)\pm 1]_{(2k'-1)}} \sin(2k'-1)\omega't + \dots \end{aligned}$$

avec :

$$a_{[3(2k-1)\pm 1]_{(2k'-1)}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \sin \left\{ [3(2k-1)\pm 1] \sin^{-1} r \sin \omega't \right\} \sin(2k'-1)\omega't \, d\omega't$$

- Les termes de la forme $\cos \left\{ [3(2k-1)\pm 1] \sin^{-1} r \sin \omega't \right\}$ Ils peuvent s'écrire :

$$\begin{aligned} \cos \left\{ [3(2k-1)\pm 1] \sin^{-1} r \sin \omega't \right\} &= a_{[3(2k-1)\pm 1]_0} \\ &+ a_{[3(2k-1)\pm 1]_2} \cos 2\omega't \\ &+ a_{[3(2k-1)\pm 1]_{2k'}} \cos 2k' \omega't + \dots \end{aligned}$$

avec :

$$a_{[(3k-1)\pm 1]_0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos \left\{ [3(2k-1)\pm 1] \sin^{-1} r \sin \omega't \right\} \, d\omega't$$

$$a_{[(3k-1)\pm 1]_{2k'}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \cos \left\{ [3(2k-1)\pm 1] \sin^{-1} r \sin \omega't \right\} \cos 2k' \omega't \, d\omega't$$

En regroupant les termes de même pulsation et après simplifications, on obtient :

$$\begin{aligned}
 v' &= U_{do} r \sin \omega' t \\
 &+ \frac{U_{do}}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{k'=0}^{\infty} \left(\frac{a [3(2k-1)-1]_{2k'}}{3(2k-1)-1} + \frac{a [3(2k-1)+1]_{2k'}}{3(2k-1)+1} \right) \\
 &\quad \times (\sin [3(2k-1)\omega t + 2k'\omega' t] + \sin [3(2k-1)\omega t - 2k'\omega' t]) \\
 &+ \frac{U_{do}}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{k'=0}^{\infty} \left(\frac{a (6k-1)_{(2k'+1)}}{6k-1} + \frac{a (6k+1)_{(2k'+1)}}{6k+1} \right) \\
 &\quad \times (\sin [6k\omega t + (2k'+1)\omega' t] - \sin [6k\omega t - (2k'+1)\omega' t]) \\
 &+ \frac{U_{do}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{k'=0}^{\infty} \sum_{k''=0}^{\infty} \frac{1}{2k''+1} \left(\frac{a [3(2k-1)-1]_{(2k'+1)}}{3(2k-1)-1} + \frac{a [3(2k-1)+1]_{(2k'-1)}}{3(2k-1)+1} \right) \\
 &\quad \times (\cos [3(2k-1)\omega t + 2(k'-k'')\omega' t + (2k''+1)\phi'] \\
 &\quad + \cos [3(2k-1)\omega t - 2(k'+k'')\omega' t - (2k''+1)\phi'] \\
 &\quad - \cos [3(2k-1)\omega t + 2(k'+k''+1)\omega' t - (2k''+1)\phi'] \\
 &\quad - \cos [3(2k-1)\omega t - 2(k'+k''+1)\omega' t + (2k''+1)\phi']) \\
 &+ \frac{U_{do}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{k'=0}^{\infty} \sum_{k''=0}^{\infty} \frac{1}{2k''+1} \left(\frac{a (6k-1)_{2k'}}{6k-1} + \frac{a (6k+1)_{2k'}}{6k+1} \right) \\
 &\quad \times (\cos [6k\omega t + (2k'-2k''-2)\omega' t + (2k''+1)\phi'] \\
 &\quad - \cos [6k\omega t - (2k'-2k''-2)\omega' t - (2k''+1)\phi'] \\
 &\quad + \cos [6k\omega t - (2k'+2k''+2)\omega' t + (2k''+1)\phi'] \\
 &\quad - \cos [6k\omega t + (2k'+2k''+2)\omega' t - (2k''+1)\phi'])
 \end{aligned}$$

Au terme v'_w s'ajoutent quatre sommes de termes :

- la première somme double comprend les harmoniques de fréquence

$$f_n = |3(2K-1)f \pm 2k'f'|$$

avec k entier allant de 1 à l'infini

k' entier allant de 0 à l'infini

- la seconde somme double comprend les harmoniques de fréquence

$$f_n = |6kf \pm (2k'+1)f'|$$

L'examen des deux sommes triples montrent qu'elles n'introduisent pas d'harmonique nouveau. Elles traduisent l'influence sur les amplitudes du déphasage ϕ' .

III.2.4. Extension aux autres indices de pulsation

En procédant de la même façon pour les cycloconvertisseurs utilisant deux redresseurs d'indice de pulsation p égal à 6, puis à 12, on obtient :

Pour $p = 6$:

$$\begin{aligned} v' = & U_{do} r \sin \omega' t \\ & + \frac{U_{do}}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{k'=0}^{\infty} \left(\frac{a^{(6k-1)} (2k'+1)}{6k-1} + \frac{a^{(6k+1)} (2k'+1)}{6k+1} \right) \\ & \times (\sin [6k\omega t + (2k'+1)\omega' t] - \sin [6k\omega t - (2k'+1)\omega' t]) \\ & + \frac{U_{do}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{k''=0}^{\infty} \sum_{k'=0}^{\infty} \frac{1}{2k''+1} \left(\frac{a^{(6k-1)} 2k'}{6k-1} + \frac{a^{(6k+1)} 2k'}{6k+1} \right) \\ & \times (\cos [6k\omega t + (2k'-2k''-2)\omega' t + (2k''+1)\phi'] \\ & - \cos [6k\omega t - (2k'-2k''-2)\omega' t - (2k''+1)\phi'] \\ & + \cos [6k\omega t - (2k'+2k''+2)\omega' t + (2k''+1)\phi'] \\ & - \cos [6k\omega t + (2k'+2k''+2)\omega' t - (2k''+1)\phi']) \end{aligned}$$

Au terme $U_{do} r \sin \omega' t$ s'ajoutent des harmoniques dont la fréquence est :

$$f_n = |6kf \pm (2k'+1)f'|$$

Les termes de fréquence $|3(2k-1)f \pm 2k'f'|$ qu'on trouvait pour p égal à 3 ont disparu.

Pour $p = 12$:

$$\begin{aligned}
 v' = & U_{do} r \sin \omega' t \\
 & + \frac{U_{do}}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{k'=0}^{\infty} \frac{a^{(12k-1)}(2k'+1)}{12k-1} + \frac{a^{(12k+1)}(2k'+1)}{12k+1} \\
 & \quad \times (\sin [12k\omega t + (2k'+1)\omega' t] - \sin [12k\omega t - (2k'+1)\omega' t]) \\
 & + \frac{U_{do}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{k''=0}^{\infty} \sum_{k'''=0}^{\infty} \frac{1}{2k''+1} \frac{a^{(12-1)}2k'}{12k-1} + \frac{a^{(12k+1)}2k'}{12k+1} \\
 & \quad \times (\cos [12k\omega t + (2k'-2k''-2)\omega' t + (2k''+1)\phi'] \\
 & \quad - \cos [12k\omega t - (2k'-2k''-2)\omega' t - (2k''+1)\phi'] \\
 & \quad + \cos [12k\omega t - (2k'+2k''+2)\omega' t + (2k''+1)\phi'] \\
 & \quad - \cos [12k\omega t + (2k'+2k''+2)\omega' t - (2k''+1)\phi'])
 \end{aligned}$$

En plus du terme désiré, on ne trouve plus que les harmoniques de fréquence
 $f_n = |12kf \pm (2k'+1)f'|$

III.3. Résultats de l'analyse harmonique

III.3.1. Fréquence des harmoniques

Pour un redresseur (γ constant) d'indice de pulsation p , la tension de sortie comporte, en plus du terme désiré $U_{do} \sin \gamma$, des harmoniques de fréquence

$$pf, 2 pf, 3 pf, \dots kpf$$

Pour un cycloconvertisseur, chacune de ces fréquences harmoniques discrètes est remplacée par une "famille" de fréquences correspondant aux diverses valeurs que prend k' dans les relations donnant f_n en fonction de f et f' .

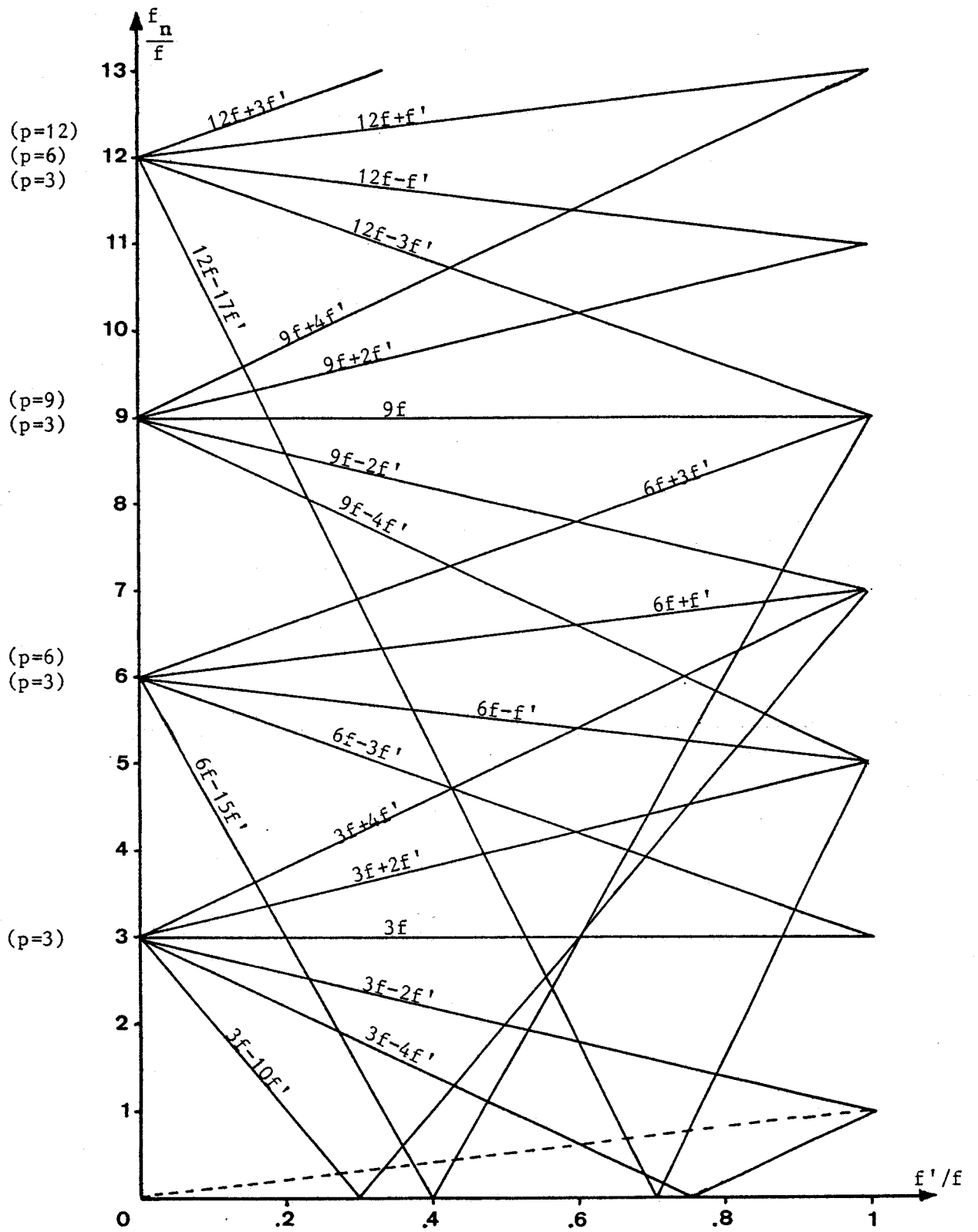


Figure 1.9

La figure 1.9 donne, en fonction de la fréquence de sortie f' , quelques-uns des segments de droite représentant la variation de la fréquence f_n des harmoniques pour les cycloconvertisseurs d'indice p égal à 3 ou à un multiple de 3. Les fréquences f' et f_n sont rapportées à la fréquence d'entrée.

Au départ de chaque famille, on a indiqué pour quelles valeurs de p les harmoniques correspondants existent.

On a tracé les segments correspondant à $3f-10f'$, $6f-15f'$ et $12f-17f'$, car ils représentent les harmoniques qui conduisent à la limitation de la fréquence de sortie pratiquement utilisable pour les cycloconvertisseurs d'indice 3, 6 et 12.

III.3.2. Valeur des harmoniques

Avec l'hypothèse faite, la valeur d'un harmonique donné (c'est-à-dire pour k et k' donnés), quand il existe, dépend uniquement

- * du coefficient de réglage en tension r ,
- * du déphasage du courant de sortie ϕ' ;

elle est indépendante de l'indice de pulsation du cycloconvertisseur.

Pour chaque famille d'harmoniques (k donné) et diverses valeurs de ϕ' , B.R. PELLY (1) a donné sous forme de tableaux les valeurs relatives des harmoniques correspondant aux premières valeurs de k' et à des valeurs de r allant de 0,1 à 1, de 0,1 en 0,1.

En règle générale, la valeur des harmoniques d'une même famille diminue au fur et à mesure que k' croît. Mais la valeur d'un même harmonique dépend beaucoup de r et de ϕ' ; aucune loi simple ne semble permettre de rendre compte de ces variations.

IV - ETUDE DES COURANTS D'ENTREE

La détermination des divers courants d'entrée à partir des courants de sortie ne présente pas de difficulté particulière, puisqu'elle vient après l'étude des tensions. Celle-ci a montré, en effet, quel était l'intervalle de conduction de chacun des thyristors.

IV.1. Elaboration des courants d'entrée

Pour montrer cette détermination des courants d'entrée à partir de ceux fournis à la charge, nous avons pris, comme pour l'étude des tensions, le cycloconvertisseur d'indice 3 car c'est le plus simple. Mais maintenant il faut pouvoir tenir compte du fait que la sortie est d'ordinaire triphasée.

La figure 1.10 donne le schéma du montage, indique les notations adoptées et le repérage des dix-huit thyristors.

Le premier courant de sortie i'_A , par exemple, est fourni par le redresseur $R^r A_1$ quand il est positif, par le redresseur $R^r A_2$ lorsqu'il est négatif.

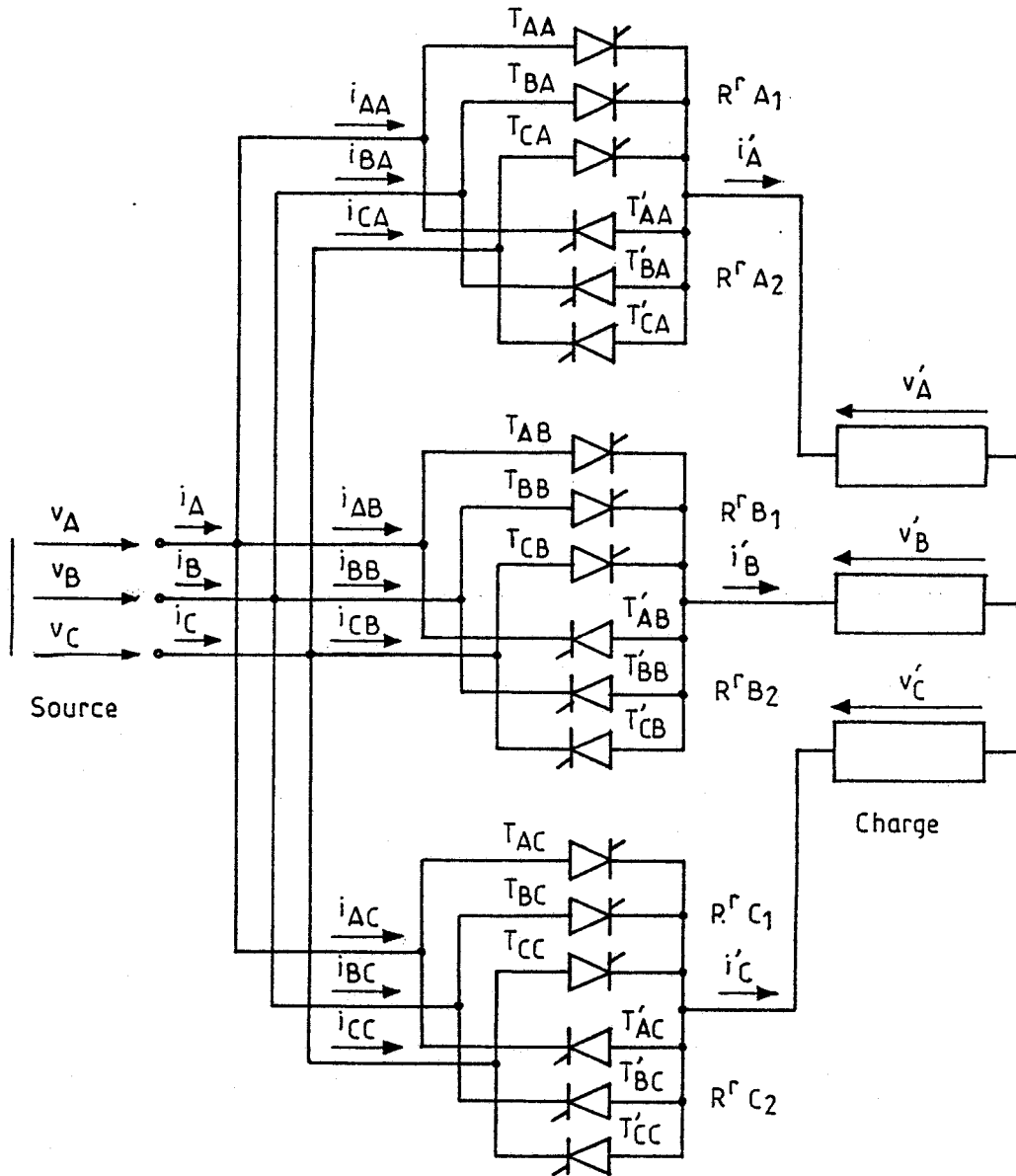


Figure 1.10

La loi de commande des thyristors T_{AA} , T_{BA} , T_{CA} indique lequel écoule i'_A positif ; la loi de commande des thyristors T'_{AA} , T'_{BA} , T'_{CA} indique lequel écoule i'_A négatif. On en déduit lequel des trois courants i_{AA} , i_{BA} , i_{CA} est égal à i'_A .

On procède de même pour les deux autres phases pour obtenir les courants i_{AB} , i_{BB} , i_{CB} et i_{AC} , i_{BC} , i_{CC} . En ajoutant les courants fournis aux trois phases du cyclconvertisseur on obtient les courants i_A , i_B , i_C .

On adopte les notations suivantes :

* tensions d'entrée

$$v_A = V\sqrt{2} \sin \omega t ; v_B = V\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) ; v_C = V\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$

* tensions de sortie désirées

$$v'_{wA} = V'\sqrt{2} \sin \omega't ; v'_{wB} = V'\sqrt{2} \sin(\omega't - \frac{2\pi}{3}) ; v'_{wC} = V'\sqrt{2} \sin(\omega't - \frac{4\pi}{3})$$

* courants de sortie supposés sinusoïdaux

$$i'_A = I'\sqrt{2} \sin(\omega't - \phi') ; i'_B = I'\sqrt{2} \sin(\omega't - \frac{2\pi}{3} - \phi') ;$$

$$i'_C = I'\sqrt{2} \sin(\omega't - \frac{4\pi}{3} - \phi')$$

La figure 1.11 montre, par exemple, la détermination des courants pour $f'/f = 1/3$; $r = 0,8$; $\phi' = 60^\circ$

- En haut, on a rappelé la détermination des instants de déblocage des thyristors par l'intersection des ondes de référence et des ondes de modulation. Les ondes de modulation sont les mêmes pour T_{AA} , T_{AB} et T_{AC} , pour T_{BA} , T_{BB} et T_{BC} , pour T_{CA} , T_{CB} et T_{CC} , pour T'_{AA} , T'_{AB} et T'_{AC} , pour T'_{BA} , T'_{BB} et T'_{BC} , pour T'_{CA} , T'_{CB} et T'_{CC} puisque les tensions à l'entrée des trois redresseurs "positifs" et des trois redresseurs "négatifs" sont les mêmes. Il y a trois ondes de référence, une par tension de sortie désirée v'_{wA} , v'_{wB} et v'_{wC} .

Les intersections de la première onde de modulation avec v'_{wA} indiquent les déblocages de T_{AA} , avec v'_{wB} les déblocages de T_{AB} , avec v'_{wC} ceux de T_{AC} . Il en est de même pour les cinq autres ondes de modulation.

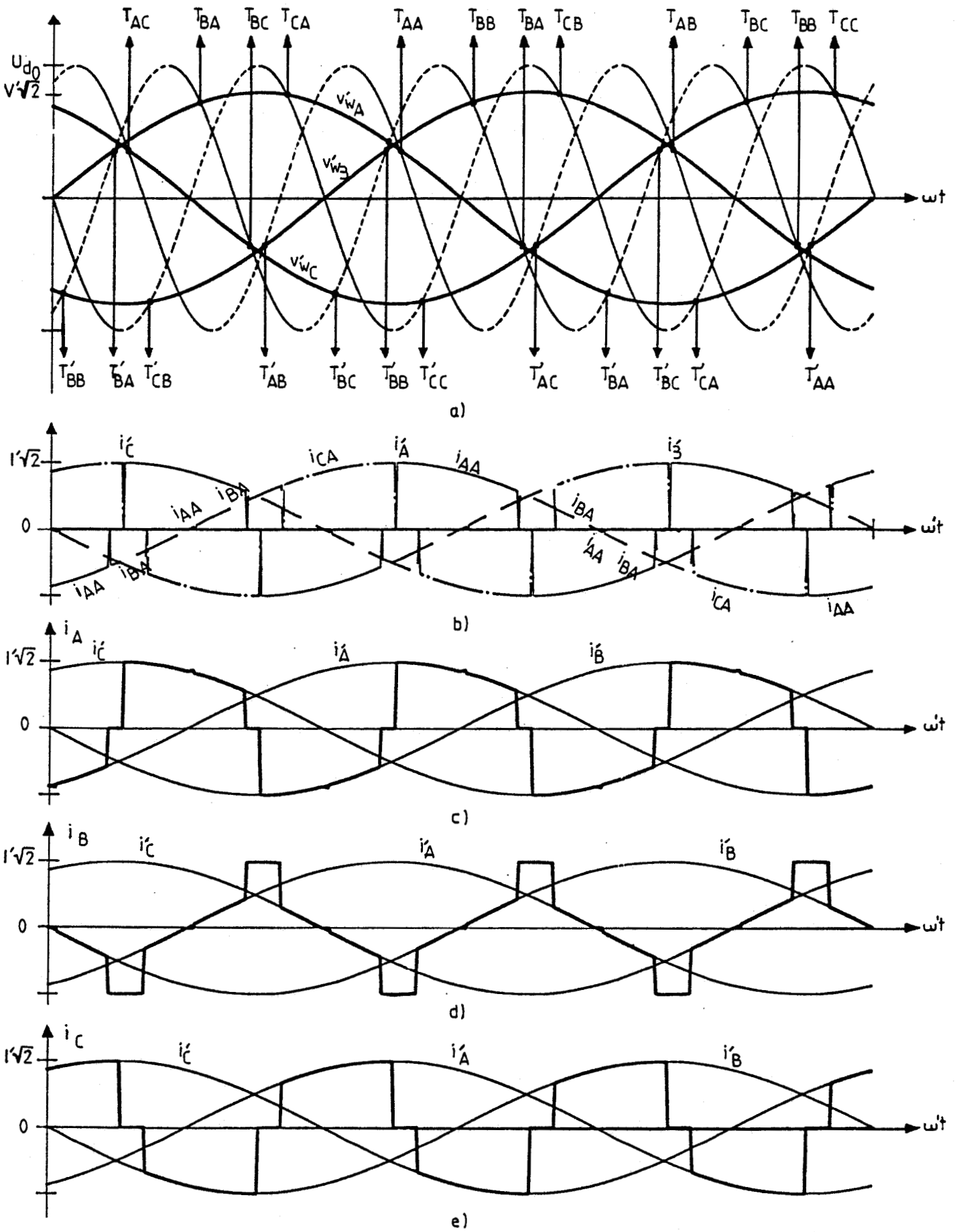


Figure 1.11

- Au-dessous (figure 1.11.b), on a montré le passage de i'_A à i_{AA} , i_{BA} , i_{CA} , de i'_B à i_{AB} , i_{BB} , i_{CB} , de i'_C à i_{AC} , i_{BC} , i_{CC} . Pour cela, on trace d'abord les formes d'ondes de i'_A , i'_B et i'_C et on regarde ensuite quels thyristors débitent les courants.

Pour i'_A par exemple, au début du tracé i'_A est négatif et le dernier thyristor du redresseur R^rA_2 débloqué est T'_{AA} , donc $i'_A = i_{AA}$. Puis on débloque T'_{BA} , i'_A devient égal à i_{BA} . Puis i'_A devient positif ; le dernier thyristor de R^rA_1 ayant été débloqué est T_{AA} ; i'_A devient égal à i_{AA} . L'amorçage de T_{BA} rend i'_A égal à i_{BA} ; celui de T_{CA} rend i'_A égal à i_{CA} ...

Sur les formes d'ondes de i'_A , i'_B , i'_C on a marqué en traits continus les portions de ces courants fournies par la phase A de la source, en traits interrompus les portions fournies par la phase B, en traits mixtes les portions fournies par la phase C.

- Le bas de la figure 1.11 montre les formes d'ondes des courants pris à la source.

Pour tracer i_A (figure 1.11.c), on a ajouté i_{AA} , i_{AB} et i_{AC} . Pour tracer i_B (figure 1.11.d) on a ajouté i_{BA} , i_{BB} et i_{BC} . Pour tracer i_C (figure 1.11.e), on a ajouté i_{CA} , i_{CB} et i_{CC} .

Les trois courants i_A , i_B et i_C ont des formes d'ondes différentes. Ils comportent chacun une alternance pendant chacune des alternances des tensions de source. Ici ces trois courants se reproduisent identiquement à eux-mêmes tous les $1/f$ car f est un multiple entier de f' .

Remarques :

- Si le cycloconvertisseur était à sortie monophasée et ne comportant en sortie que la phase A (v'_A , i'_A), les courants i_A , i_B et i_C à l'entrée du convertisseur seraient respectivement égaux à i_{AA} , i_{BA} et i_{CA} .

- Un redresseur débitant un courant parfaitement lissé absorbe des courants formés de créneaux de largeur et d'amplitude constantes.

Un cycloconvertisseur à sortie monophasée prend à la source des courants formés de créneaux d'amplitude variable. Celle-ci varie comme varie le courant de sortie pendant la durée de chacun des créneaux. La largeur des cré-

neaux est elle aussi généralement variable.

Les courants pris au réseau par un cycloconvertisseur à sortie triphasée sont formés par l'addition des créneaux correspondant à l'alimentation des trois phases de la charge.

IV.2. Harmonique des courants d'entrée

Les fonctions d'existence des thyristors et les fonctions de conduction des redresseurs introduites lors de l'étude des tensions permettent d'exprimer les courants d'entrée en fonction des courants de sortie.

Si H_{A1} , H_{A2} , H_{B1} , H_{B2} , H_{C1} , H_{C2} désignent les fonctions de conduction des six redresseurs de la figure 1.10, h_{AA1} , h_{BA1} , h_{CA1} , h_{AA2} , h_{BA2} , h_{CA2} , h_{AB1} , ..., h_{CC2} les fonctions d'existence des dix-huit thyristors, on a

$$\begin{aligned} i_{AA} &= (h_{AA1} H_{A1} + h_{AA2} H_{A2}) i'_A \\ i_{BA} &= (h_{BA1} H_{A1} + h_{BA2} H_{A2}) i'_A \\ i_{CA} &= (h_{CA1} H_{A1} + h_{CA2} H_{A2}) i'_A \\ i_{AB} &= (h_{AB1} H_{B1} + h_{AB2} H_{B2}) i'_B \\ &\dots\dots\dots \\ i_{CC} &= (h_{CC1} H_{C1} + h_{CC2} H_{C2}) i'_C \end{aligned}$$

D'où les courants totaux fournis par la source

$$\begin{aligned} i_A &= i_{AA} + i_{AB} + i_{AC} = (h_{AA1} H_{A1} + h_{AA2} H_{A2}) i'_A + (h_{AB1} H_{B1} + h_{AB2} H_{B2}) i'_B \\ &\quad + (h_{AC1} H_{C1} + h_{AC2} H_{C2}) i'_C \\ i_B &= i_{BA} + i_{BB} + i_{BC} = (h_{BA1} H_{A1} + h_{BA2} H_{A2}) i'_A + (h_{BB1} H_{B1} + h_{BB2} H_{B2}) i'_B \\ &\quad + (h_{BC1} H_{C1} + h_{BC2} H_{C2}) i'_C \\ i_C &= i_{CA} + i_{CB} + i_{CC} = (h_{CA1} H_{A1} + h_{CA2} H_{A2}) i'_A + (h_{CB1} H_{B1} + h_{CB2} H_{B2}) i'_B \\ &\quad + (h_{CC1} H_{C1} + h_{CC2} H_{C2}) i'_C \end{aligned}$$

Les développements en série des h et des H ont été indiqués pour l'étude des tensions. Les calculs nécessaires pour arriver jusqu'à la fréquence et à la valeur des harmoniques des courants d'entrée sont encore plus lourds que ceux indiqués pour les tensions. Aussi nous nous contentons de présenter en les résumant, les résultats obtenus par B.R. PELLY (1).

IV.2.1. Fréquence des harmoniques

Comme pour les redresseurs, la fréquence des harmoniques des courants d'entrée est liée à celle des harmoniques des tensions de sortie.

** Si le cycloconvertisseur est à sortie monophasée*

- au terme de fréquence f' de la tension de sortie correspondent à l'entrée, quel que soit l'indice de pulsation p , le fondamental de fréquence f et les harmoniques de fréquence

$$f_h = |f \pm 2k'f|$$

- aux termes de fréquence f_n égale à $|3(2k-1)f \pm 2k'f'|$ des montages d'indice p égal à 3 correspondent les harmoniques de fréquence

$$f_h = |[3(2k-1) \pm 1]f \pm (2k'+1)f'|$$

- aux termes de fréquence f_n égale à $|6kf \pm (2k'+1)f'|$ des montages d'indice de pulsation p égal à 3 ou 6 correspondent les harmoniques des courants de fréquence :

$$f_h = |(6k \pm 1)f \pm 2k'f'|$$

Pour le cycloconvertisseur d'indice 12 :

$$f_n = |12kf \pm (2k'+1)f'|$$

$$f_h = |(12k \pm 1)f \pm 2k'f'|$$

* Si le cycloconvertisseur est à sortie triphasée

Chaque courant d'entrée est donné par la somme des 3 développements en série correspondant aux 3 courants de sortie.

Si ces trois courants forment un système équilibré, ils sont identiques à leur déphasage de $2\pi/3$ ou $4\pi/3$, à l'échelle des ω' , près. Les trois termes de fréquence f_h qu'ils induisent dans le développement en série des courants d'entrée ont une somme nulle s'ils sont eux aussi déphasés entre eux de $2\pi/3$ et $4\pi/3$.

C'est le cas pour tous les harmoniques sauf pour ceux de fréquence telle que $2k'f'$ ou $(2k'+1)f'$ soit un multiple de $3f'$.

Dans le développement en série des courants d'entrée d'un cycloconvertisseur débitant un système triphasé de courants équilibrés, on trouve donc :

- le fondamental et les harmoniques de fréquence

$$f_h = |f \pm 6k'f'|,$$

quel que soit l'indice de pulsation p.

- les harmoniques de fréquence

$$f_h = | [3(2k-1) \pm 1] f \pm (2k'+1)3f' |$$

pour les montages d'indice p égal à 3.

- les harmoniques de fréquence

$$f_h = |(6k \pm 1)f \pm 6k'f'|$$

pour les montages d'indice p égal à 3 ou 6.

- les harmoniques de fréquence

$$f_h = |(12k \pm 1)f \pm 6k'f'|$$

pour les montages d'indice p égal à 12.

La figure 1.12 donne, en fonction de la fréquence de sortie f' , quelques-uns des segments de droites représentant les variations de la fréquence f_h des harmoniques des courants d'entrée, pour un cycloconvertisseur à sortie monophasé.

Sur la figure 1.13, on a effectué le même tracé pour un cycloconvertisseur débitant un système triphasé de courants sinusoïdaux.

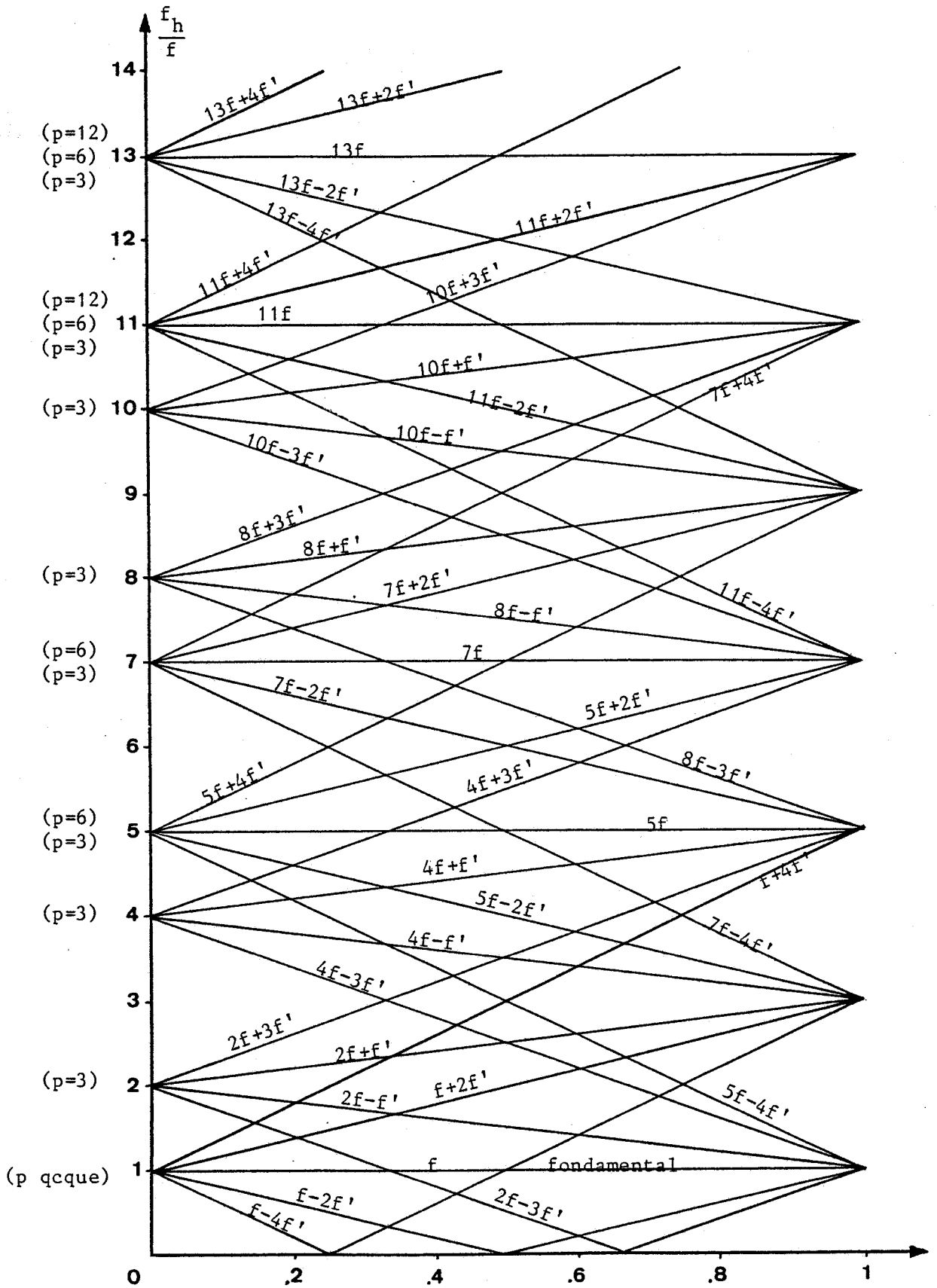


Figure 1.12

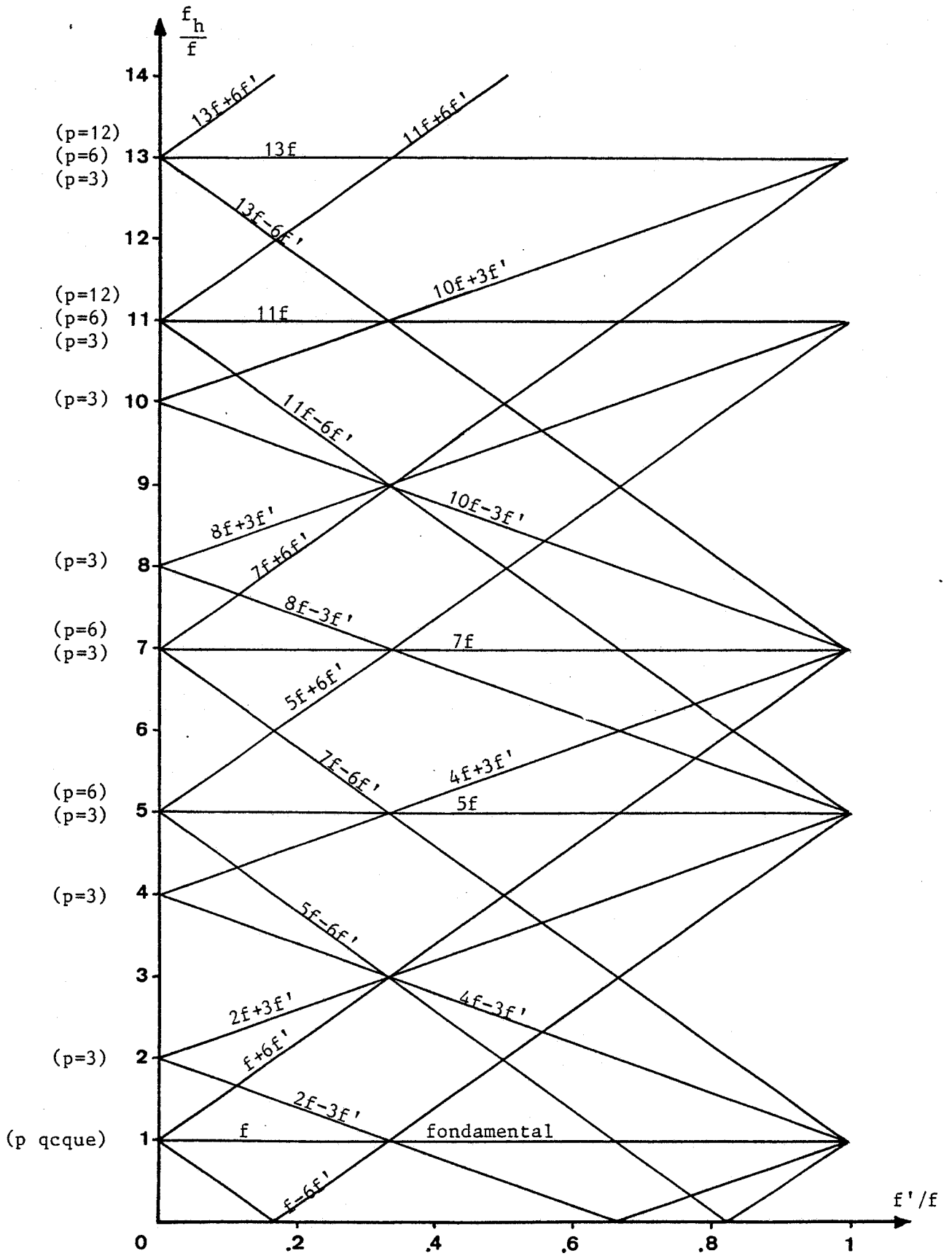


Figure 1.13

IV.2.2. Valeur des harmoniques

Avec l'hypothèse faite (développement en série des fonctions d'existence indépendant de la modulation de γ) la valeur d'un harmonique ne dépend que

* du coefficient de réglage en tension r ,

* de l'argument du récepteur ϕ'

Elle est indépendante de f' .

Cela conduit à des anomalies. En particulier, quand la fréquence f_h est nulle, on trouve une valeur non nulle. Or, les trois courants fournis par une source triphasée sans conducteur neutre ont une somme instantanée nulle : ils ne peuvent contenir de composante continue.

IV.3. Application aux divers montages

* Les calculs présentés ici et dans les chapitres suivants pour le cycloconvertisseur à *sortie triphasée d'indice de pulsation p égal à 3* correspondent au schéma de la figure 1.10.

Puisque les courants de sortie sont supposés former un système triphasé équilibré, leur somme instantanée $i'_A + i'_B + i'_C$ est nulle. La conservation de la quantité d'électricité donne $i_A + i_B + i_C = 0$.

Si on mettait un conducteur entre le neutre de la charge et le neutre de la source, il ne serait parcouru par aucun courant.

Si on place un transformateur entre la source et l'entrée du convertisseur proprement dit, comme les courants à la sortie du transformateur ne présentent pas de composante homopolaire, on trouve à l'entrée du transformateur les mêmes harmoniques qu'à la sortie et leurs importances relatives sont inchangées.

* Les résultats présentés ici et ceux qui seront effectués dans les chapitres suivants pour le cycloconvertisseur à *sortie triphasée d'indice de pulsation p égal à 6* correspondent au montage de la figure 1.14 utilisant un

transformateur triphasé-héxaphasé.

Ce schéma est très commode pour adapter les programmes de calcul établis pour p égal à 3 au cas où p est égal à 6. Les redresseurs sont encore alimentés par un système de tensions simples en étoile.

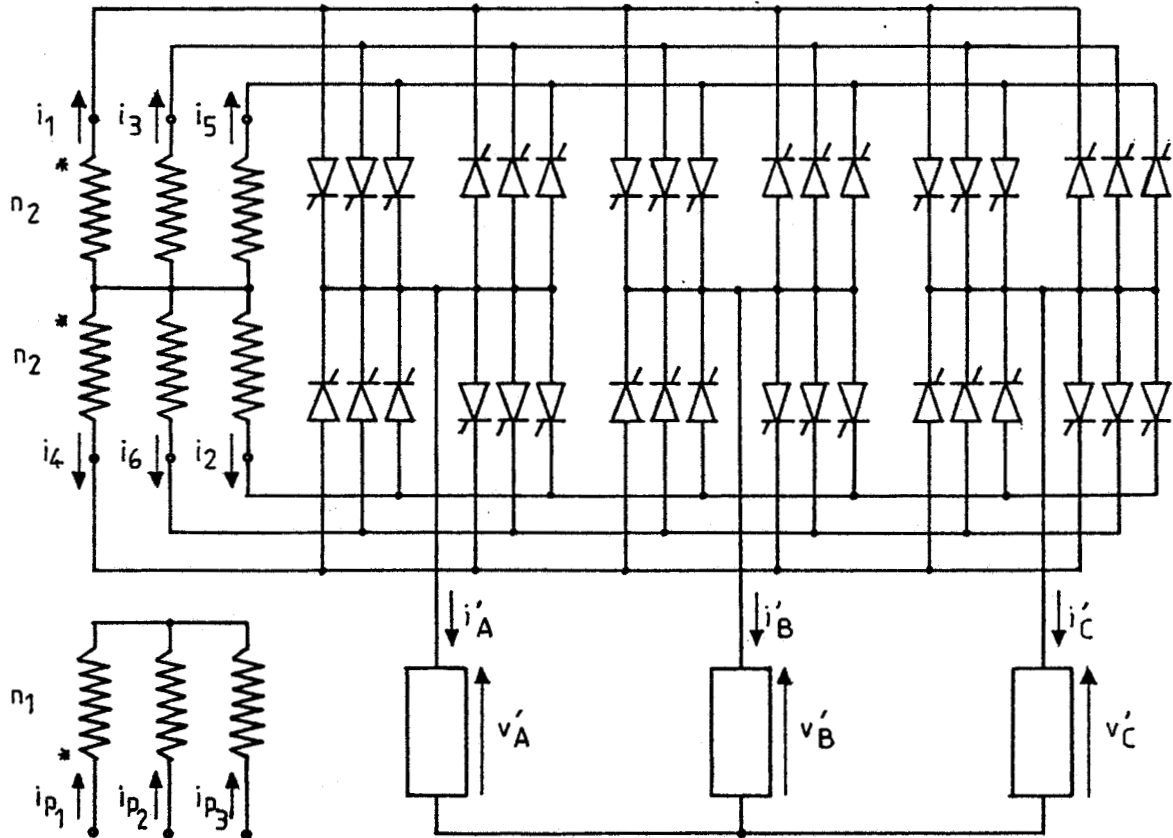


Figure 1.14

Si les courants de sortie forment un système triphasé de somme nulle ($i'_A + i'_B + i'_C = 0$), la somme des ampères tours secondaires pour les trois noyaux, $(i_1 - i_4) + (i_3 - i_6) + (i_5 - i_2)$ est elle aussi nulle à chaque instant. Il n'y a pas de problème d'ampères-tours non compensés. Les courants d'entrée sont donnés par :

$$i_{p_1} = \frac{n_2}{n_1} (i_1 - i_4) ; i_{p_2} = \frac{n_2}{n_1} (i_3 - i_6) ; i_{p_3} = \frac{n_2}{n_1} (i_5 - i_2)$$

Les formes d'ondes et les harmoniques des courants d'entrée sont les mêmes (24)

* pour le cycloconvertisseur formé de trois fois deux ponts à 6 thyristors, avec ou sans transformateur à un seul secondaire, où les trois phases de la charge sont isolées

* pour le cycloconvertisseur formé de trois fois deux ponts à 6 thyristors, avec un transformateur à trois secondaires distincts, utilise lorsque les trois phases de la charge sont couplées en étoile ou en triangle.

* pour p égal à 3, lorsque la sortie est monophasée, un transformateur est indispensable pour éviter d'injecter le courant i' dans le neutre du réseau.

Le schéma de la figure 1.4 utilisé pour l'étude des tensions doit donc être complété comme indiqué sur la figure 1.15.

La somme des ampères-tours secondaires du transformateur $n_2(i_A + i_B + i_C)$, n'est pas nulle mais égale à $n_2 i'$. Si le primaire est en étoile, la somme des courants d'entrée $i_{P_1} + i_{P_2} + i_{P_3}$ est forcément nulle ; la composante homopolaire des ampères-tours secondaires ne peut être compensée. On calcule les courants d'entrée par

$$i_{P_1} = \frac{n_2}{n_1} \left(i_A - \frac{i'}{3} \right) ; i_{P_2} = \frac{n_2}{n_1} \left(i_B - \frac{i'}{3} \right) ; i_{P_3} = \frac{n_2}{n_1} \left(i_C - \frac{i'}{3} \right)$$

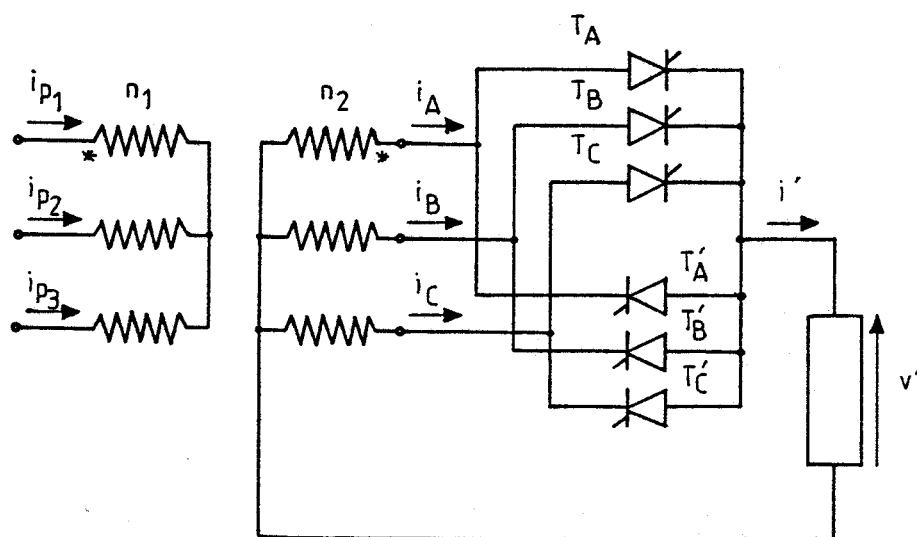


Figure 1.15

La figure 1.16 donne un exemple de tracé des formes d'ondes des courants.

Il correspond à :

$$\frac{f'}{f} = \frac{1}{3} ; r = 0,8 ; \phi' = 60^\circ ; \frac{n_2}{n_1} = 1$$

De haut en bas, on a représenté :

* l'onde de référence et les ondes de modulation qui déterminent les instants d'amorçage

* les courants i_A, i_B, i_C qui sont à tour de rôle égaux au courant de sortie i'

* les courants d'entrée $i_{P_1}, i_{P_2}, i_{P_3}$ qui valent à tour de rôle $2i'/3$, puis $-i'/3$ pendant le reste du temps.

* pour p égal à 6, lorsque la sortie est monophasée, on a utilisé le schéma de la figure 1.17. Ici encore un transformateur est nécessaire pour multiplier le nombre de phases et fournir le point neutre qui constitue l'une des bornes de sortie du cycloconvertisseur.

Les ampères-tours secondaires des trois noyaux ne peuvent avoir une somme nulle

$$n_2 [(i_1 - i_4) + (i_3 - i_6) + (i_5 - i_2)] = n_2 i'$$

On calcule les courants d'entrée par

$$i_{P_1} = \frac{n_2}{n_1} (i_1 - i_4 - \frac{i'}{3})$$

$$i_{P_2} = \frac{n_2}{n_1} (i_3 - i_6 - \frac{i'}{3})$$

$$i_{P_3} = \frac{n_2}{n_1} (i_5 - i_2 - \frac{i'}{3})$$

Dans le cas, plus fréquent, où on utilise deux ponts à 6 thyristors montés en parallèle inverse, l'addition d'un transformateur n'est plus indispensable. Les courants pris au réseau, qu'il y ait un transformateur ou non, ont les mêmes formes d'ondes que celles calculées à partir des relations que nous venons d'indiquer.

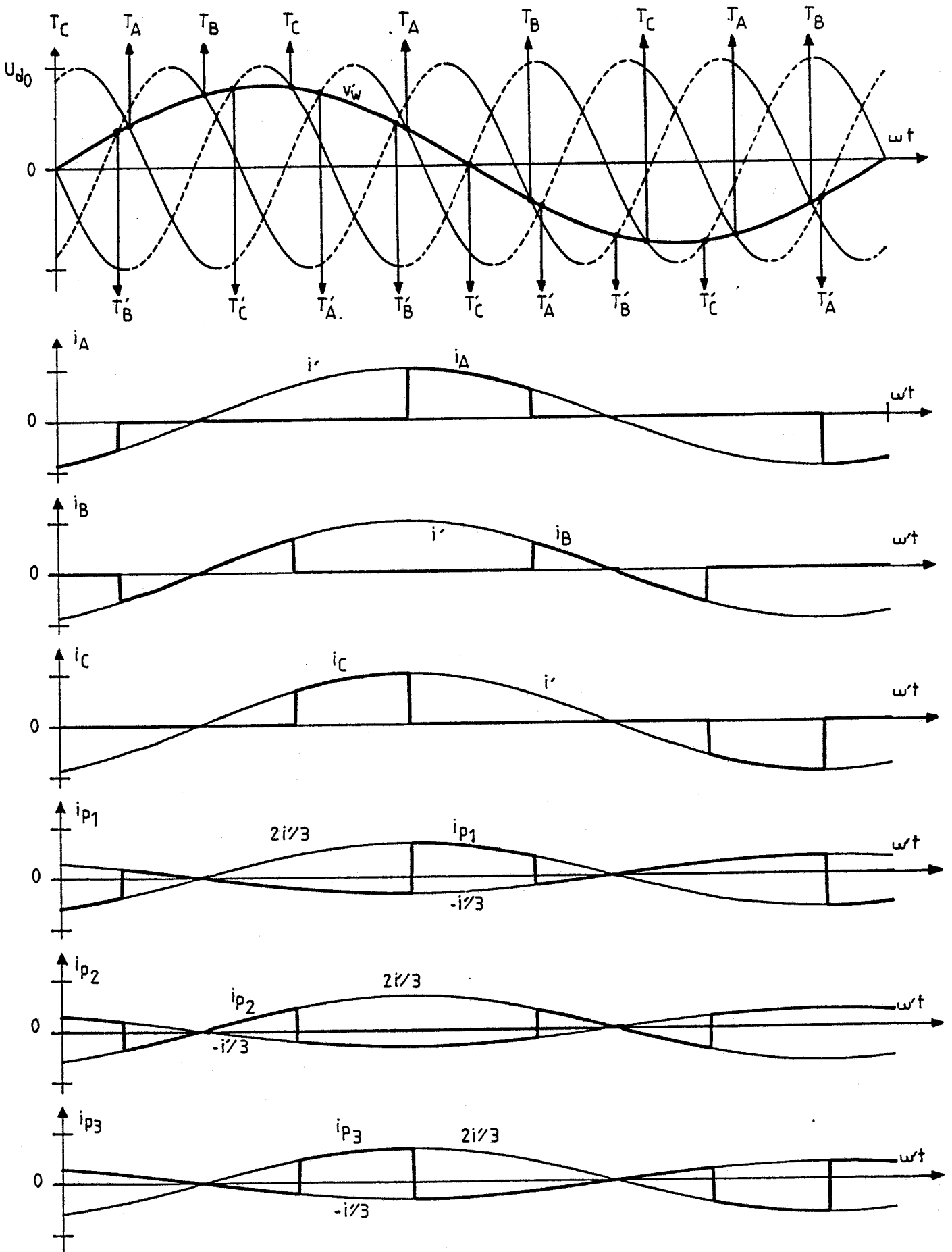


Figure 1.16

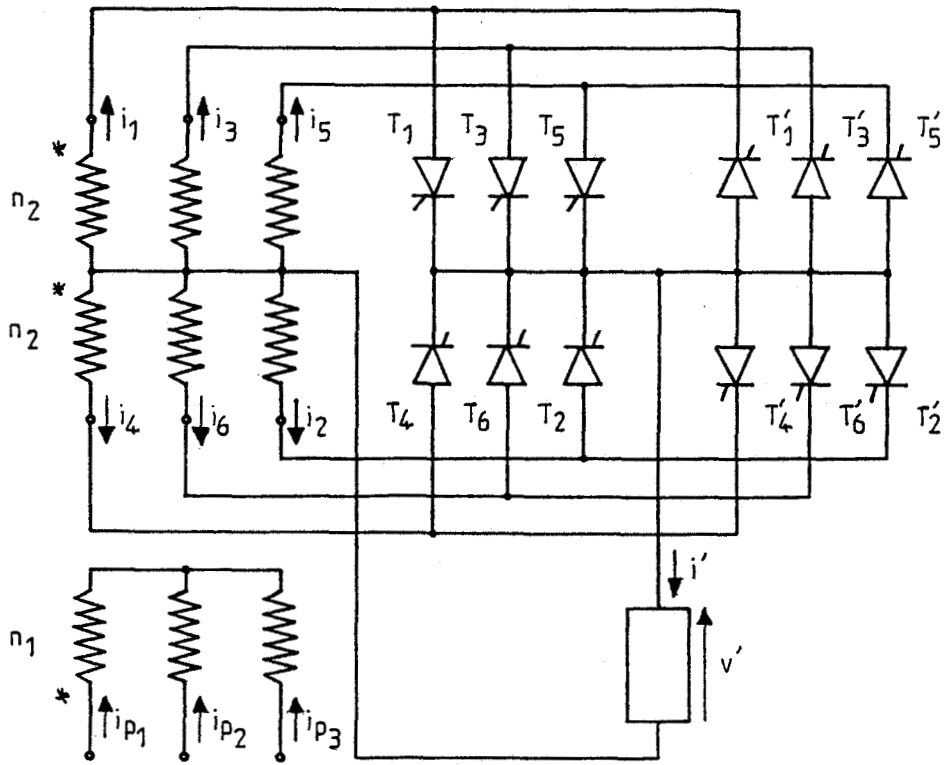


Figure 1.17

CHAPITRE II

CHAPITRE II

SIMULATION NUMERIQUE

La simulation numérique permet d'obtenir avec plus de précision les caractéristiques des tensions de sortie et des courants d'entrée que les calculs algébriques ; pour être menés jusqu'à leur terme ces derniers nécessitent en effet des hypothèses simplificatrices.

La détermination sur calculateur numérique des angles de déblocage des thyristors et des valeurs instantanées des grandeurs étudiées suit de près la présentation qui a été faite au chapitre précédent.

Ce n'est que le traitement numérique de ces valeurs instantanées, notamment pour obtenir les harmoniques, qui est totalement différent. Nous avons utilisé pour cela la Transformée de Fourier Rapide.

Les résultats obtenus dans le cas d'une référence sinusoïdale et d'ondes de modulations sinusoïdales permettent d'obtenir avec précision les caractéristiques. On dispose alors d'une base de comparaison sûre pour l'étude des modifications de commande ou de structure à laquelle nous consacrerons les chapitres suivants.

I - TENSIONS DE SORTIE

Nous présenterons la détermination des tensions de sortie dans le cas où p égale 3. Pour les autres indices de pulsation, nous donnerons simplement les résultats obtenus.

I.1. Calcul des angles d'amorçage

Les instants d'amorçage des thyristors sont les abscisses des points d'intersection de l'onde de référence donnant la tension de sortie désirée v'_w avec les ondes de modulation.

L'onde de modulation d'un thyristor est une demi-cosinussoïde qui débute au moment où ce thyristor entrerait en conduction s'il n'y avait pas de retard à l'amorçage (α_1 ou α_2 nul suivant qu'il s'agit d'un thyristor du redresseur "positif" ou du redresseur "négatif"). Cette demi-cosinussoïde part de $+U_{do}$ pour les thyristors du premier redresseur, de $-U_{do}$ pour ceux du second.

I.1.1. Thyristors du redresseur "positif"

L'angle $A_1(i)$ du thyristor d'indice i du redresseur "positif" est, lorsqu'il n'y a pas de retard à l'amorçage :

$$A_1(i) = (4i-3)\pi/6$$

avec i égal à 1, 4, 7, ...; à 2, 5, 8, ...; ou à 3, 6, 9, ... suivant qu'il s'agit des thyristors T_{A1} , T_{B1} ou T_{C1} du schéma de la figure 1.4.

L'onde de modulation de ce thyristor $M_i^+(\omega t)$ égale à $+U_{do}$ pour $\omega t = A_1(i)$ doit être égale à $-U_{do}$ pour $\omega t = A_1(i) + \pi$. Si elle est sinusoïdale, elle a donc pour expression :

$$M_i^+(\omega t) = U_{do} \sin[\omega t - (2i-3)\pi/3]$$

pour

$$A_1(i) \leq \omega t \leq B_1(i)$$

avec

$$B_1(i) = A_1(i) + \pi = (4i+3)\pi/6$$

L'intersection de cette onde de modulation avec l'onde de référence $v_w(t) = V'\sqrt{2} \sin \omega't$ donne l'angle $\theta_1(i)$ ou ωt_i de déblocage du thyristor d'indice i :

$$V'\sqrt{2} \sin \omega't_i = U_{do} \sin[\omega t_i - (2i-3)\pi/3]$$

ou, en désignant par

r , le coefficient de réglage en tension $V'\sqrt{2}/U_{do}$

F , le rapport des fréquences de sortie f' et d'entrée f ,

$$r \sin F\theta_1(i) = \sin[\theta_1(i) - (2i-3)\pi/3]$$

Pour trouver les angles $\theta_1(i)$ on cherchera donc à annuler la quantité F_1 telle que

$$F_1 = r \sin F\theta_1(i) - \sin[\theta_1(i) - (2i-3)\pi/3]$$

avec

$$A_1(i) \leq \theta_1(i) \leq B_1(i)$$

I.1.2. Thyristors du redresseur "négatif"

Lorsqu'il n'y a pas de retard à l'amorçage, l'angle de déblocage $A_2(i)$ du thyristor d'indice i du redresseur "négatif" est

$$A_2(i) = (4i-5)\pi/6$$

avec i égal à 1, 4, 7, ...; à 2, 5, 8, ...; ou à 3, 6, 9, ... suivant qu'il s'agit de T'_{B2} , de T'_{C2} ou de T'_{A2} .

L'onde de modulation $M_i^-(\omega t)$ de ce thyristor va donc de $-U_{do}$ pour $\omega t = (4i-5)\pi/6$ à $+U_{do}$ pour $\omega t = (4i-5)\pi/6 + \pi$. Si elle est sinusoïdale, elle a pour expression :

$$M_i^-(\omega t) = U_{d0} \sin[\omega t - (2i-1)\pi/3]$$

pour

$$A_2(i) \leq \omega t \leq B_2(i)$$

avec

$$B_2(i) = A_2(i) + \pi = (4i+1)\pi/6$$

L'angle d'amorçage $\theta_2(i)$ du thyristor d'indice i est donné par l'intersection de $M_i^-(\omega t)$ avec $v'_w(t)$, donc pour la relation :

$$r \sin F\theta_2(i) = \sin[\theta_2(i) - (2i-1)\pi/3]$$

La recherche de $\theta_2(i)$ consiste à annuler la quantité

$$F_2 = r \sin F\theta_2(i) - \sin[\theta_2(i) - (2i-1)\pi/3]$$

avec

$$A_2(i) \leq \theta_2(i) \leq B_2(i)$$

I.1.3. Programme de calcul des angles d'amorçage

Le programme, dont l'organigramme est représenté sur la figure 2.1, recherche les angles par dichotomie. Pour chacun des intervalles $[A_1(i), B_1(i)]$ on détermine l'angle $\theta_1(i)$ qui annule F_1 . On procède de même pour déterminer $\theta_2(i)$ au sein de l'intervalle $[A_2(i), B_2(i)]$ pour annulation de F_2 .

On a déterminé les angles avec une précision de $1/100^{\text{ème}}$ de degré à l'échelle des ωt .

En fonction des grandeurs d'entrée :

- la fréquence relative F ,
- le coefficient de réglage en tension r ,
- la précision E qui détermine l'arrêt du traitement,
- et le nombre P_r de l'onde de référence à traiter pour remplir la condition de périodicité,

on obtient deux tableaux donnant les angles d'amorçage $X(i)$ et $Y(i)$ des thyristors des deux redresseurs.

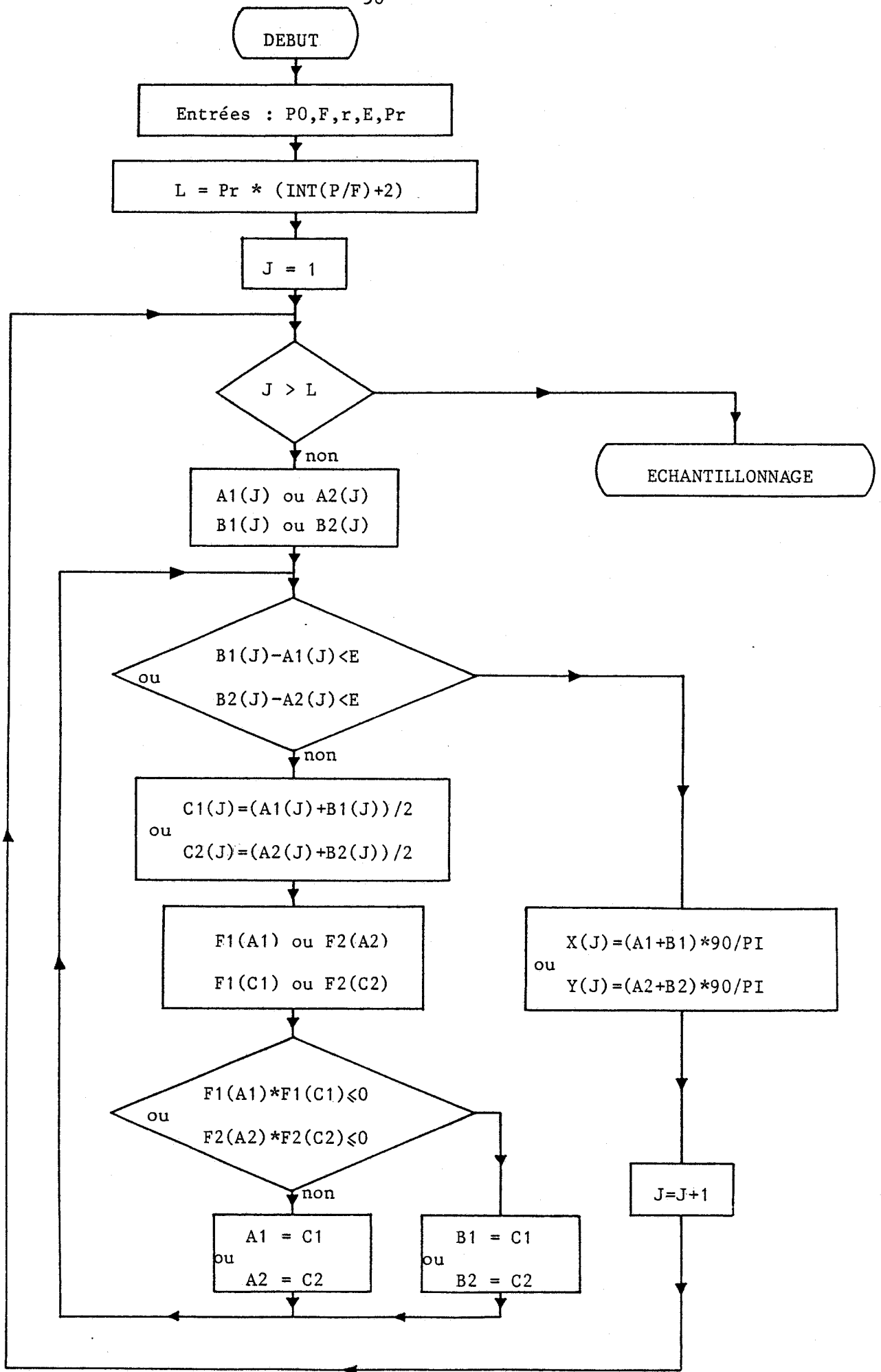


Fig. 2.1 Organigramme de calcul des angles d'amorçage

I.2. Détermination de la tension de sortie

* La tension de sortie v' est formée d'une succession d'arcs des sinusoides formant les tensions d'entrée ; elle est égale, comme on l'a montré au chapitre I, soit à u'_{d1} soit à $-u'_{d2}$.

Pour le redresseur "*positif*", entre $X(i-1)$ et $X(i)$, la tension d'entrée qui constitue u'_{d1} est celle appliquée au thyristor de rang $i - 1$

$$u'_{d1} = V\sqrt{2} \sin\left[\omega t - (i-2) \frac{2\pi}{3}\right]$$

pour

$$X(i-1) < \omega t < X(i)$$

Pour le redresseur "*negatif*", entre $Y(i-1)$ et $Y(i)$, c'est le thyristor d'indice $i-1$ qui est débloquent :

$$-u'_{d2} = V\sqrt{2} \sin\left[\omega t - (i-1) \frac{2\pi}{3}\right]$$

pour

$$Y(i-1) < \omega t < Y(i)$$

Selon le signe du courant i' dans le récepteur, qui est fonction du déphasage ϕ' de ce courant par rapport à la tension v'_w , c'est le redresseur "*positif*" ou le redresseur "*negatif*" qui conduit :

D'où la tension v' réelle aux bornes de la charge

$$v' = \begin{cases} u'_{d1}, & \text{quand } i' > 0 \\ -u'_{d2}, & \text{quand } i' < 0 \end{cases}$$

* Pour les calculs, toutes les tensions sont rapportées à U_{do} . On pose $U_{do} = 1$.

Puisque $r = \frac{V'\sqrt{2}}{U_{do}}$, on prend $V'\sqrt{2} = r$

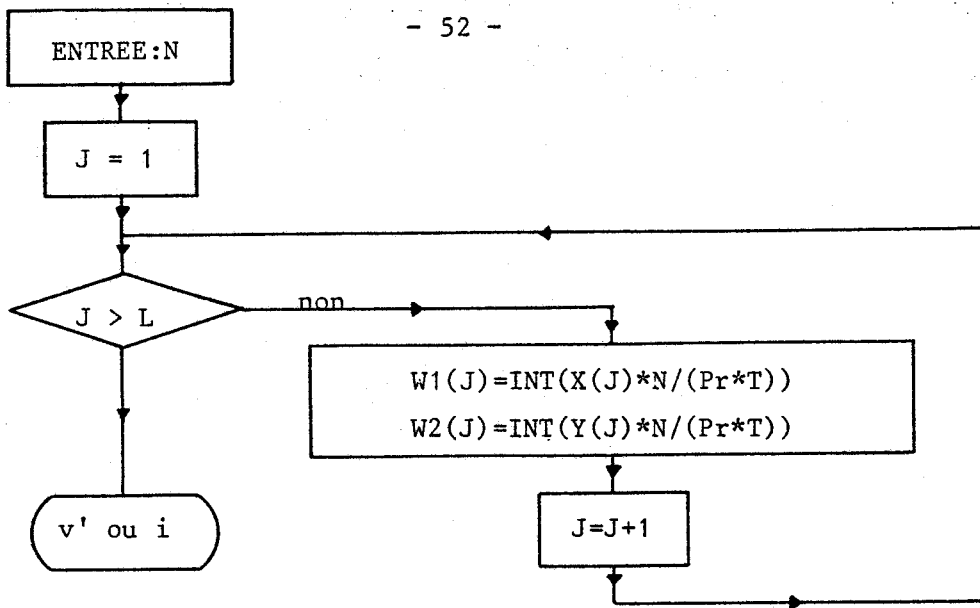


Fig.2.2 Organigramme d'échantillonnage

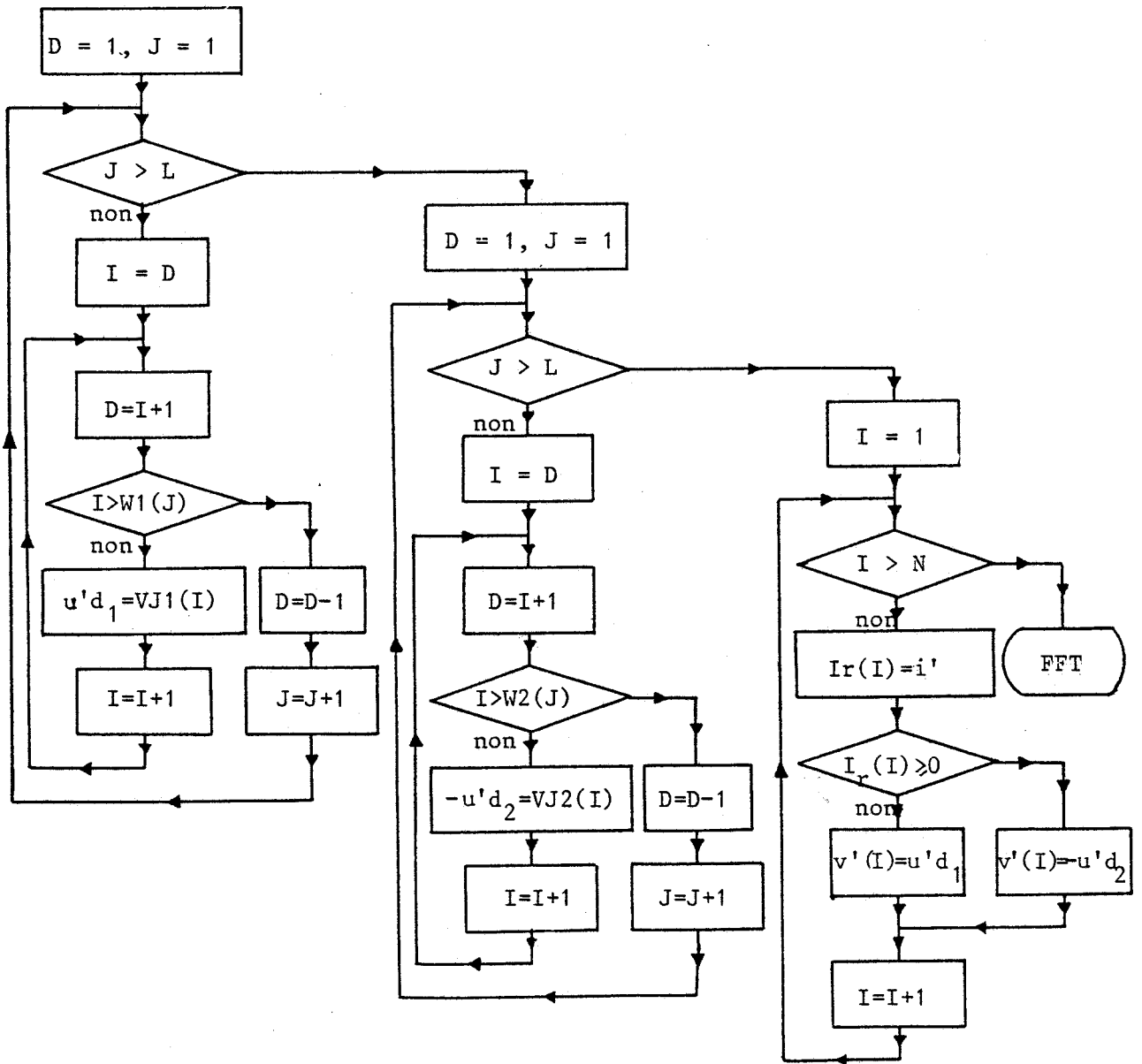


Fig.2.3 Organigramme de détermination de v'

De même, puisque $U_{do} = \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} V\sqrt{2}$, on prend

$$V\sqrt{2} = \frac{1}{\frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p}}$$

soit $V\sqrt{2} = 1,209$ pour $p = 3$
 $= 1,047$ pour $p = 6$
 $= 1,011$ pour $p = 12$

Les expressions des tensions u'_{d1} et $-u'_{d2}$ s'écriront donc pour p égal à 3,

$$VJ1(I) = 1,209 * \sin(2 * P_r * \pi * (I-1)/(F*N) - (J-2) * 2 * \pi/3)$$

$$VJ2(I) = 1,209 * \sin(2 * P_r * \pi * (I-1)/(F*N) - (J-1) * 2 * \pi/3)$$

Le courant de sortie est donné par :

$$I_r(I) = \sin(2 * P_r * \pi * (I-1)/N - P_o * \pi/180)$$

Les figures 2.2 et 2.3 donnent les organigrammes d'échantillonnage et de détermination de la tension v' .

I.3. Cas des autres indices de pulsation

I.3.1. Indice de pulsation égal à 6

- Pour le redresseur "positif"

$$A_1(i) = (i-2)\pi/3, \quad B_1(i) = (i+1)\pi/3$$

$$M_1^+(\omega t) = U_{do} \sin[\omega t - (2i-7)\pi/6]$$

$$F_1 = r \sin F\theta_1(i) - \sin[\theta_1(i) - (2i-7)\pi/6]$$

Entre $X(i-1)$ et $X(i)$:

$$u'_{d1} = V\sqrt{2} \sin[\omega t - (i+2)\pi/3]$$

- Pour le redresseur "négatif"

$$A_2(i) = (i-2)\pi/3 = A_1(i)$$

$$B_2(i) = (i+1)\pi/3 = B_1(i)$$

$$M_i^-(\omega t) = U_{do} \sin[\omega t - (2i-1)\pi/6]$$

$$F_2 = r \sin F\theta_2(i) - \sin[\theta_2(i) - (2i-1)\pi/6]$$

Entre Y(i-1) et Y(i) :

$$-u'_{d2} = V\sqrt{2} \sin[\omega t - (i-1)\pi/3]$$

- Dans les programmes, on écrit :

$$VJ1(I) = 1,047 * \sin(2 * P_r * PI * (I-1)/(F*N) - (J+2) * PI/3)$$

$$VJ2(I) = 1,047 * \sin(2 * P_r * PI * (I-1)/(F*N) - (J-1) * PI/3)$$

I.3.2. Indice de pulsation égal à 12

- Pour le redresseur "positif"

$$A_1(i) = (2i-7)\pi/12 ; B_1(i) = (2i+5)\pi/12$$

$$M_i^+(\omega t) = U_{do} \sin[\omega t - (2i-13)\pi/12]$$

$$F_1 = r \sin F\theta_1(i) - \sin[\theta_1(i) - (2i-13)\pi/12]$$

Entre X(i-1) et X(i) :

$$u'_{d1} = V\sqrt{2} \sin[\omega t - (i-7)\pi/6]$$

- Pour le redresseur "négatif"

$$A_2(i) = A_1(i) ; B_2(i) = B_1(i)$$

$$M_i^-(\omega t) = U_{do} \sin[\omega t - (2i-1)\pi/12]$$

$$F_2 = r \sin F\theta_2(i) - \sin[\theta_2(i) - (2i-1)\pi/12]$$

Entre Y(i-1) et Y(i) :

$$-U'_{do} = V\sqrt{2} \sin[\omega t - (i-1)\pi/6]$$

- Dans les programmes, on écrit :

$$VJ1(I) = 1,011 * \sin(2 * P_r * \text{PI} * (I-1)/(F*N) - (J-7) * \text{PI}/6)$$

$$VJ2(I) = 1,011 * \sin(2 * P_r * \text{PI} * (I-1)/(F*N) - (J-1) * \text{PI}/6)$$

I.4. Exemples de formes d'ondes calculées

Les résultats du calcul de la tension v' alimentent le programme de calcul des harmoniques (FFT). Pour vérifier le programme de calcul de v' nous avons relevé quelques formes d'ondes à l'aide d'une table traçante.

La figure 2.4 donne trois exemples de relevés, l'un pour $p = 3$, l'autre pour $p = 6$, le troisième pour $p = 12$.

Dans les trois cas, on a pris :

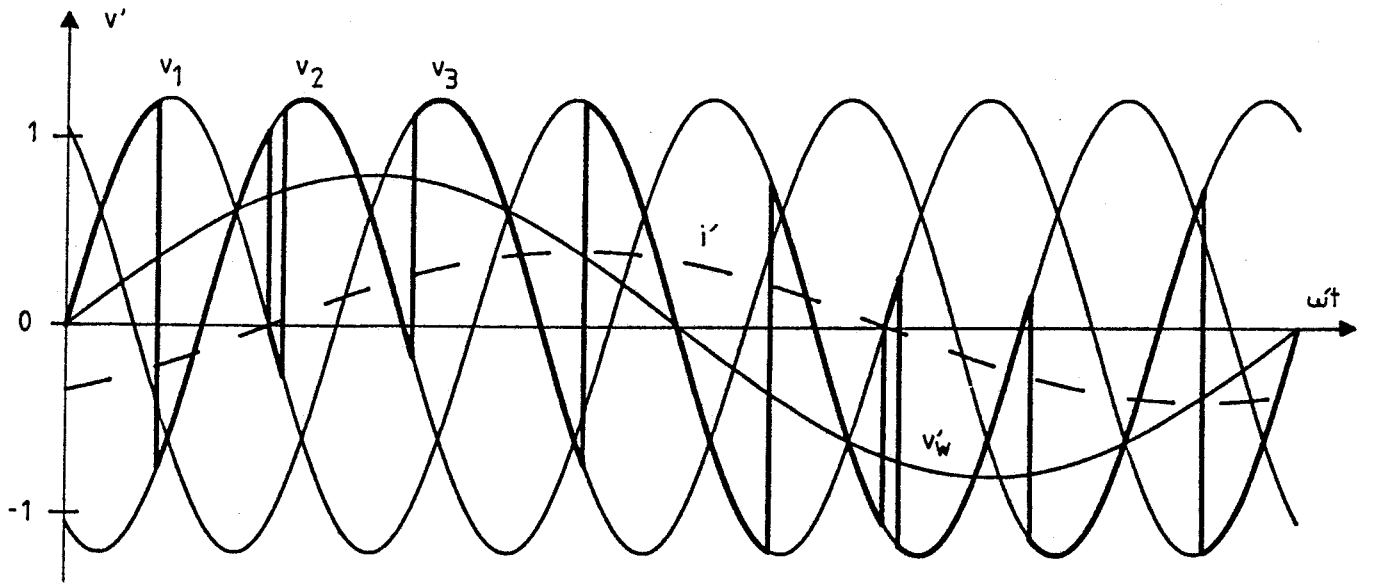
$$F = 1/3 ; r = 0,8 ; \phi' = 60^\circ$$

La première des tensions d'entrée est de la forme :

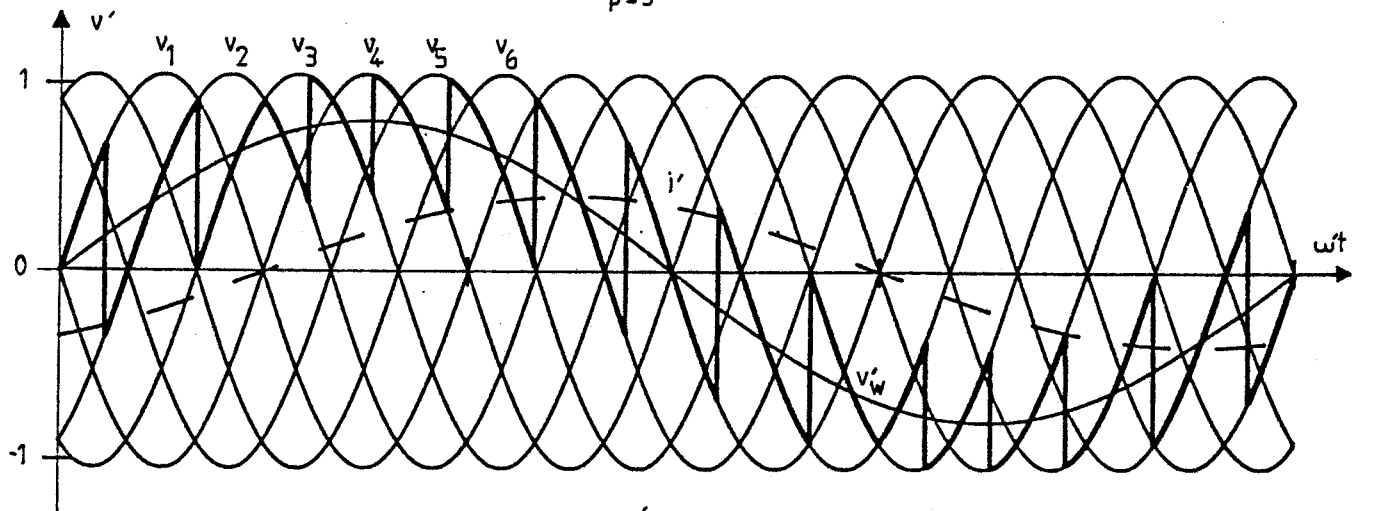
$$v_A \text{ ou } v_1 = V\sqrt{2} \sin \omega t ;$$

la tension de sortie désirée est :

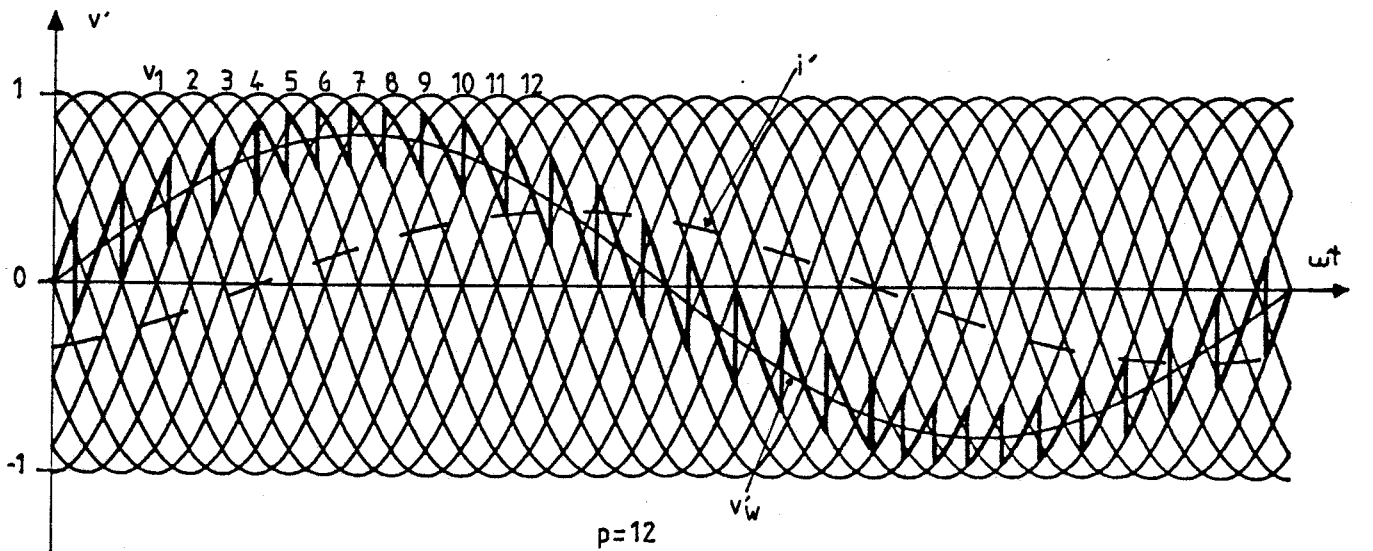
$$v'_w = V'\sqrt{2} \sin \omega't$$



$p=3$



$p=6$



$p=12$

Figure 2.4

II - COURANTS D'ENTREE

Dans le cas où la sortie est triphasée, on détermine les angles d'amorçage des thyristors comme on l'a fait pour une phase lors de l'étude des tensions. Les ondes de modulation pour les thyristors des phases 2 et 3 sont les mêmes que pour les thyristors de la phase 1 reliés à la même entrée. Simplement, pour les phases 2 et 3, on prend des ondes de référence déphasées de $2\pi/3$ et $4\pi/3$ à l'échelle des $\omega't$, en arrière de celle de la phase 1.

On obtient ainsi six tableaux de valeurs d'angles : trois donnant $X(i,j)$ pour les trois redresseurs "positifs" ; trois donnant $Y(i,j)$ pour les trois redresseurs "négatifs"

i , indice du thyristor, égal à 1, 2, ..., p

j , indice de la phase, égal à 1, 2 ou 3.

Il suffit alors de déterminer pour les thyristors des redresseurs "positifs" lequel est susceptible de débiter le premier, de même pour les thyristors des redresseurs "négatifs". Le signe des courants de sortie indique alors quels thyristors débitent effectivement et permet d'établir les expressions des courants d'entrée.

II.1. Cycloconvertisseur d'indice p égal à 3

La figure 2.5 rappelle le schéma utilisé et indique les notations adoptées pour l'étude des courants :

i'_j , pour le courant de sortie de la phase j

i_{kj1} , pour le courant dans le thyristor du redresseur "positif" monté entre l'entrée k et la sortie j

i_{kj2} , pour le courant dans le thyristor du redresseur "négatif" monté entre l'entrée k et la sortie j

i_{kj} , pour le courant fourni par la phase k au cycloconvertisseur alimentant la phase j

i_k , pour le courant global fourni par la phase d'entrée k

i_{p1} , i_{p2} , i_{p3} , courants primaires du transformateur lorsqu'il convient de les distinguer des courants i_k .

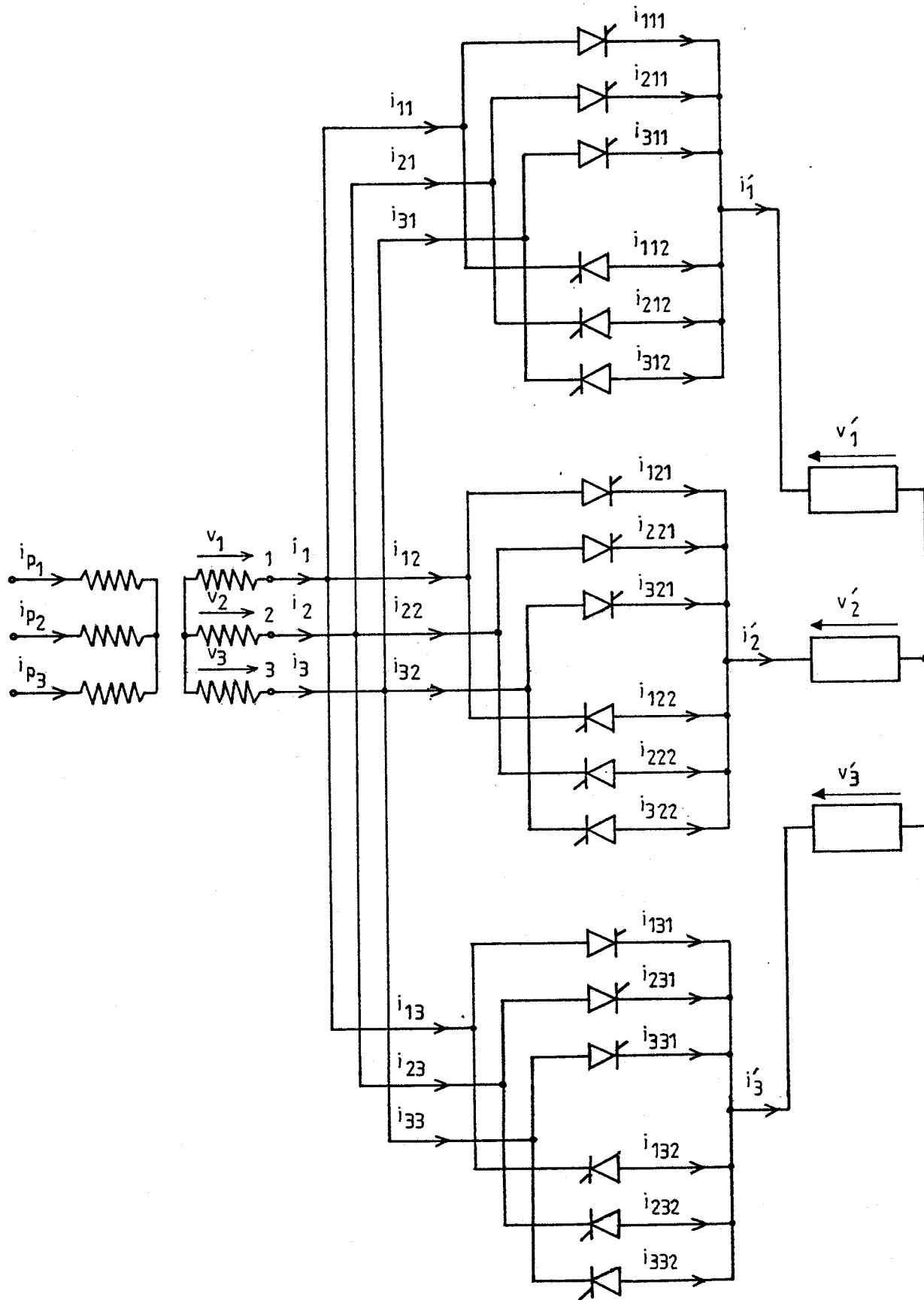


Figure 2.5

* Pour les redresseurs "positifs", les ondes de modulation sont :

$$M_i^+(\omega t) = U_{do} \sin[\omega t - (2i-3)\pi/3]$$

Les premiers thyristors à recevoir une impulsion de déblocage sont ceux reliés à la borne d'entrée 3.

Pour $X(3n, j) < \omega t < X(3n+1, j)$:

$$i_{1j1} = 0 ; i_{2j1} = 0 ; i_{3j1} = i'_j$$

Pour $X(3n+1, j) < \omega t < X(3n+2, j)$:

$$i_{1j1} = i'_j ; i_{2j1} = 0 ; i_{3j1} = 0$$

Pour $X(3n+2, j) < \omega t < X(3(n+1), j)$:

$$i_{1j1} = 0 ; i_{2j1} = i'_j ; i_{3j1} = 0$$

avec

$$n = 0, 1, 2, \dots \text{ et } X(0, j) = 0$$

* Pour les redresseurs "négatifs", les trois ondes de modulation sont :

$$M_i^-(\omega t) = U_{do} \sin[\omega t - (2i-1)\pi/3]$$

Les premiers thyristors à recevoir une impulsion de déblocage sont ceux reliés à la borne 1 de la source.

Pour $Y(3n, j) < \omega t < Y(3n+1, j)$:

$$i_{1j2} = i'_j ; i_{2j2} = 0 ; i_{3j2} = 0$$

Pour $Y(3n+1, j) < \omega t < Y(3n+2, j)$:

$$i_{1j2} = 0 ; i_{2j2} = i'_j ; i_{3j2} = 0$$

Pour $Y(3n+2, j) < \omega t < Y(3(n+1), j)$:

$$i_{1j2} = 0 ; i_{2j2} = 0 ; i_{3j2} = i'_j$$

avec

$$n = 0, 1, 2, \dots \text{ et } Y(0, j) = 0$$

* Selon le signe de chacun des courants i'_j , on détermine lequel des deux redresseurs le fournit

$$i_{kj} = \begin{cases} i_{kj1}, & \text{pour } i'_j > 0 \\ i_{kj2}, & \text{pour } i'_j < 0 \end{cases}$$

On passe alors aux courants i_1, i_2, i_3 fournis par la source :

$$i_k = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3}$$

En triphasé le transformateur, s'il y en a un, ne modifie pas la forme d'onde des courants.

La figure 2.6 représente l'organigramme utilisé.

La figure 2.7 donne un exemple de relevé de forme d'onde sur table traçante ; il correspond à :

$$F = 1/3, r = 0,8 ; \phi' = 60^\circ$$

* Si la sortie est *monophasée*

$$i_1 = i_{11} ; i_2 = i_{21} ; i_3 = i_{31}$$

Le transformateur ne transmettant pas la composante homopolaire, les courants primaires sont donnés par :

$$i_{p1} = i_1 - \frac{i'}{3} ; i_{p2} = i_2 - \frac{i'}{3} ; i_{p3} = i_3 - \frac{i'}{3}$$

en posant $n_2/n_1 = 1$

La figure 2.8 donne le tracé de i_1, i_2, i_3 et i_{p1} dans le cas suivant :

$$F = 1/3 ; r = 0,8 ; \phi' = 60^\circ$$

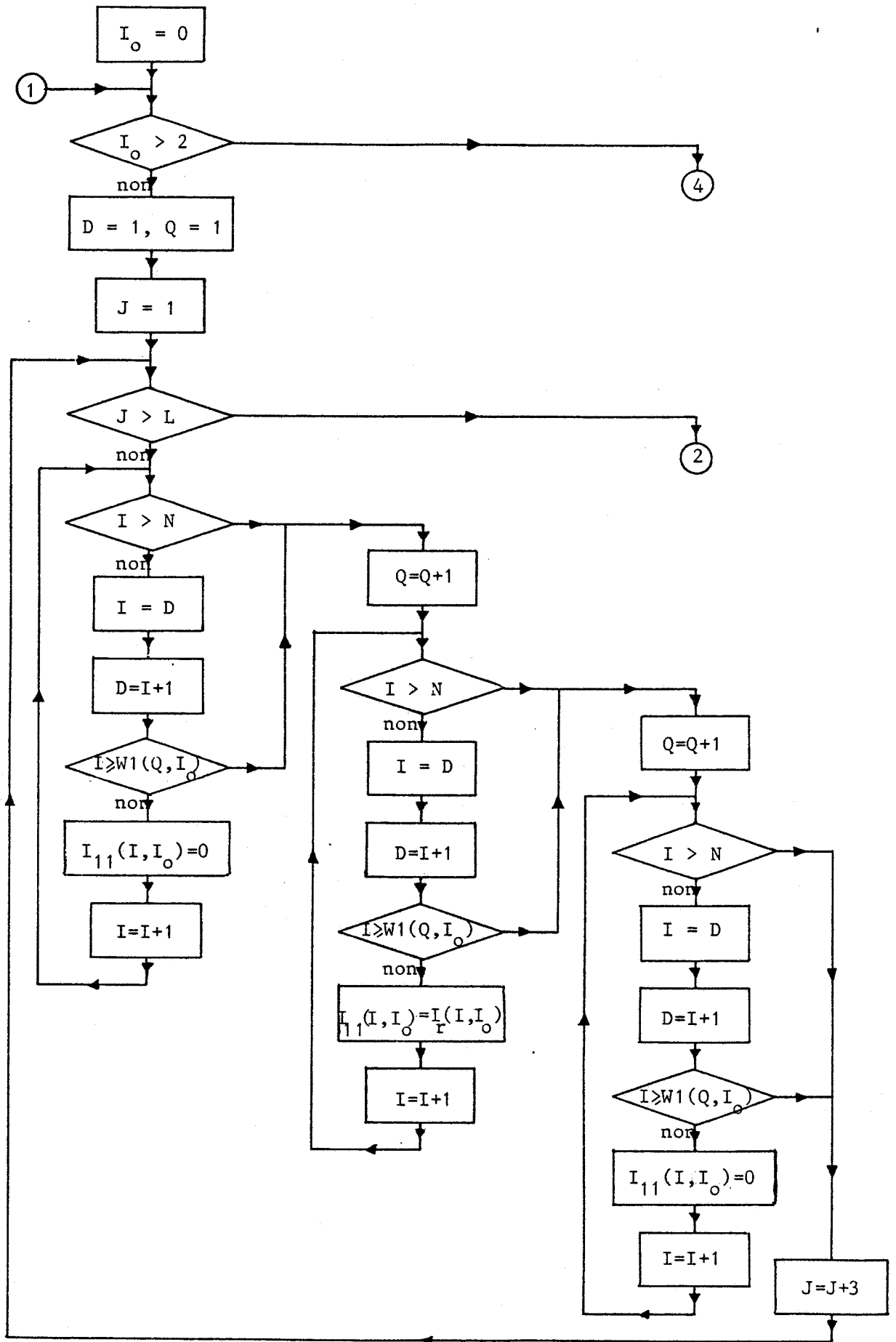


Fig. 2.6(début) Organigramme de détermination des courants d'entrée

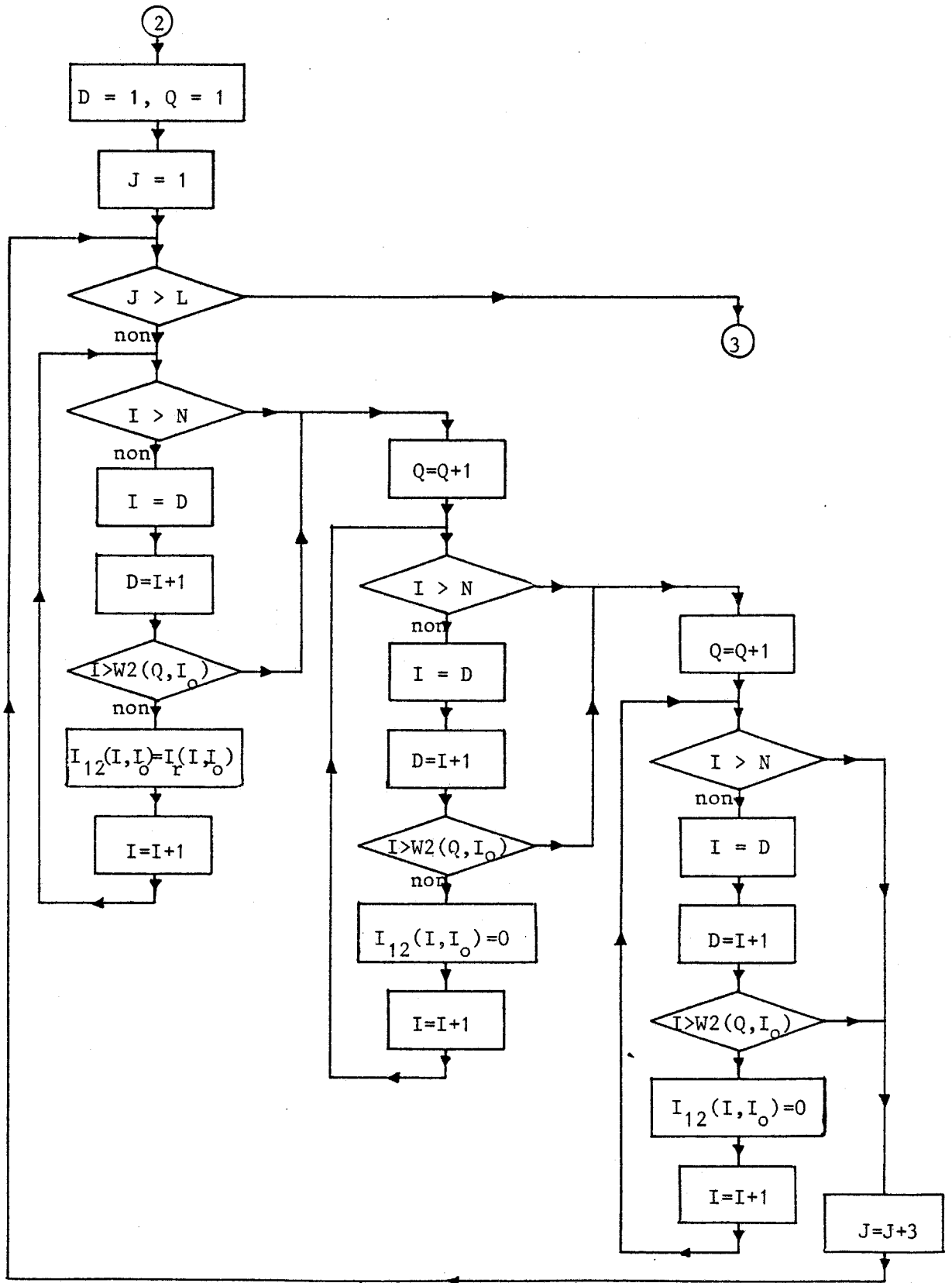
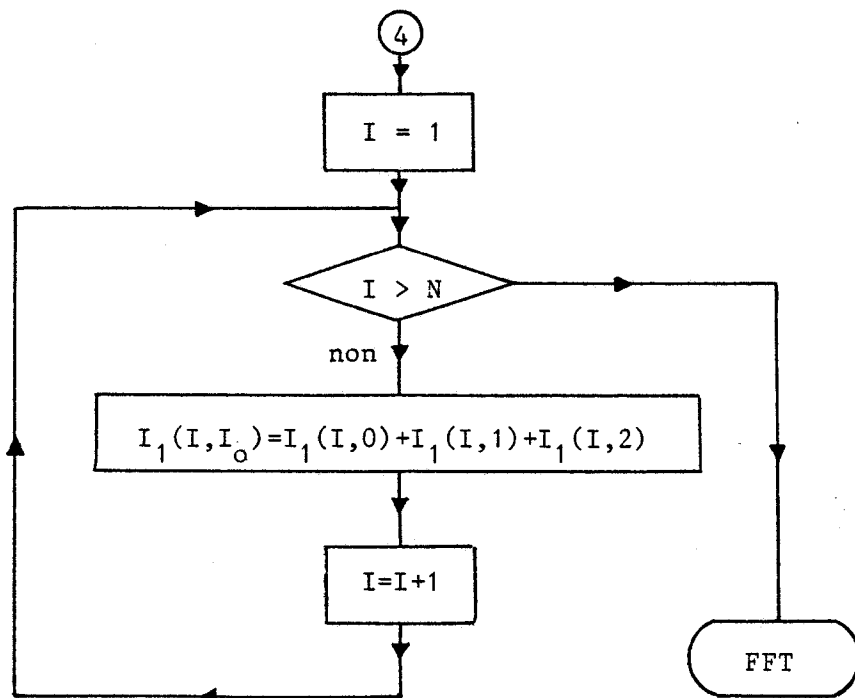
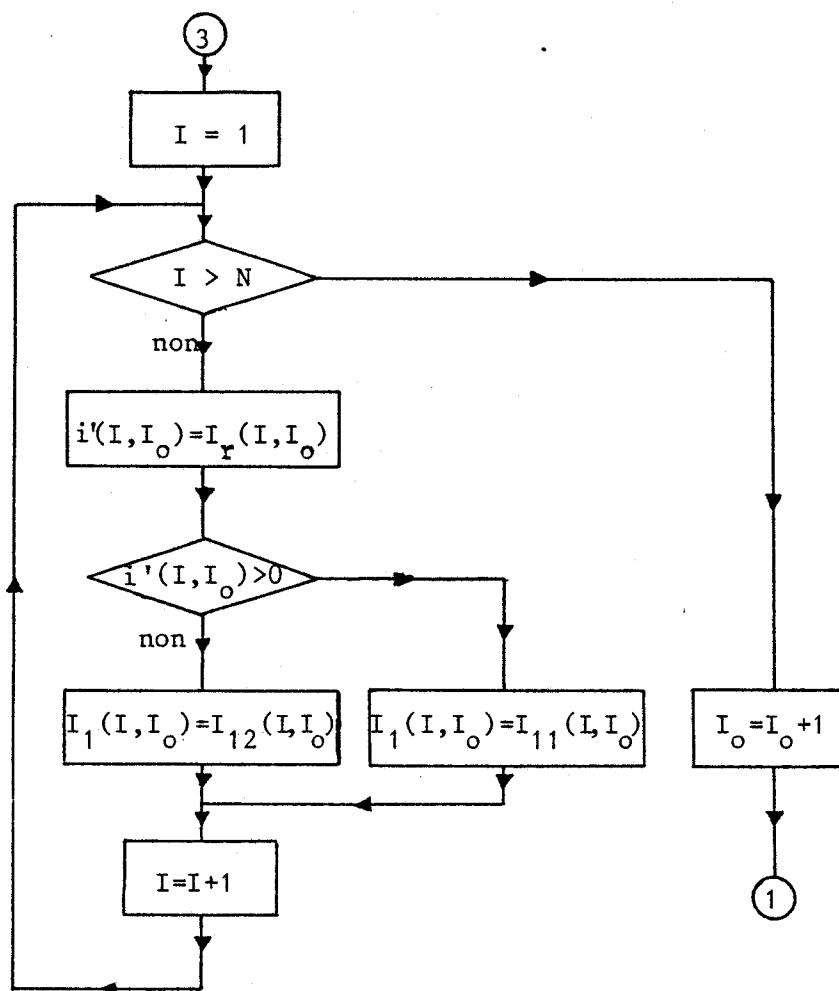


Fig. 2.6(suite) Organigramme de détermination des courants d'entrée



$$I_r(I, I_o) = \text{SQR}(2) * \text{Sin}(2 * P * \text{PI} * (I-1) / N - P * \text{PI} / 180 - 2 * \text{PI} * I_o / 3)$$

Fig. 2.6(fin) Organigramme de détermination des courants d'entrée

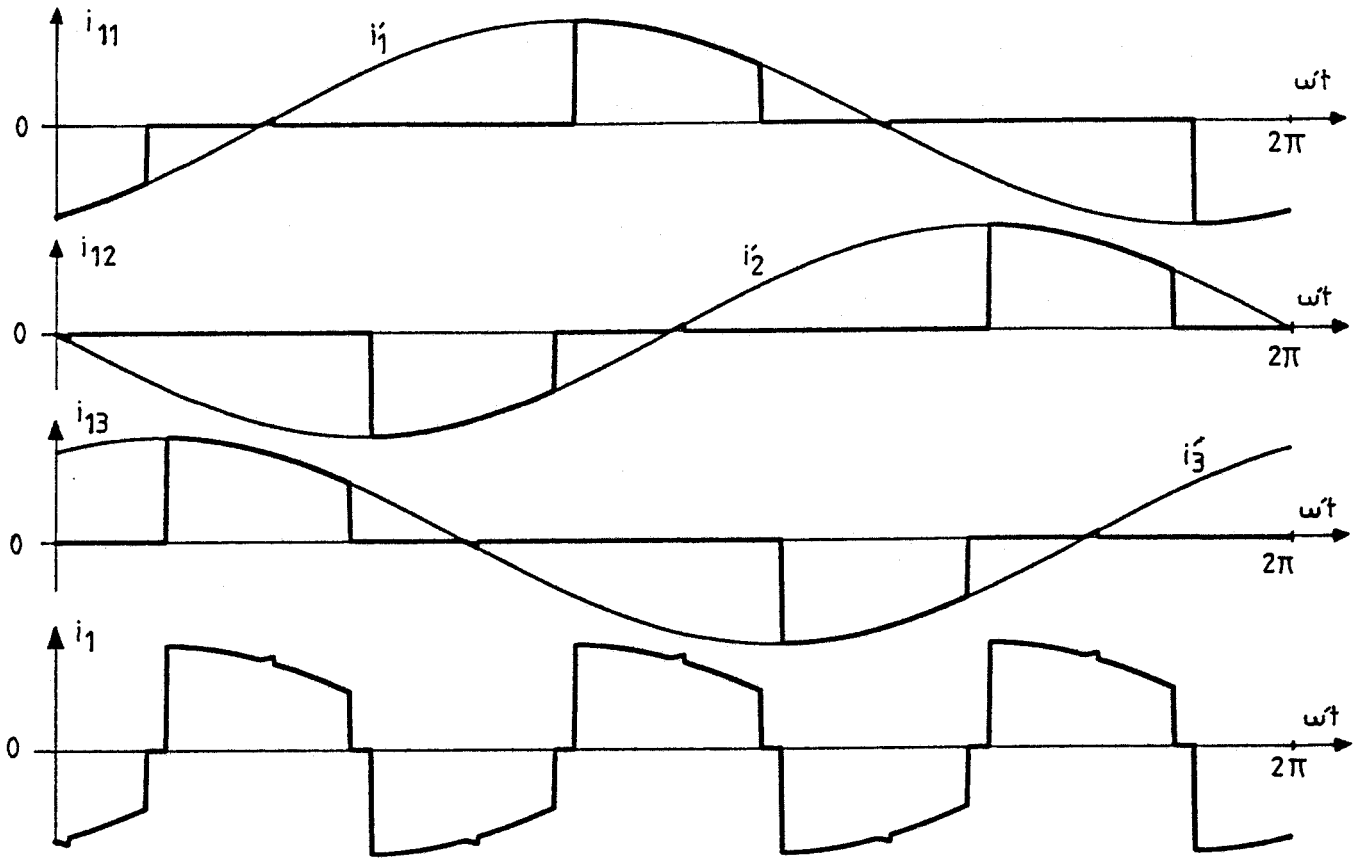


Figure 2.7

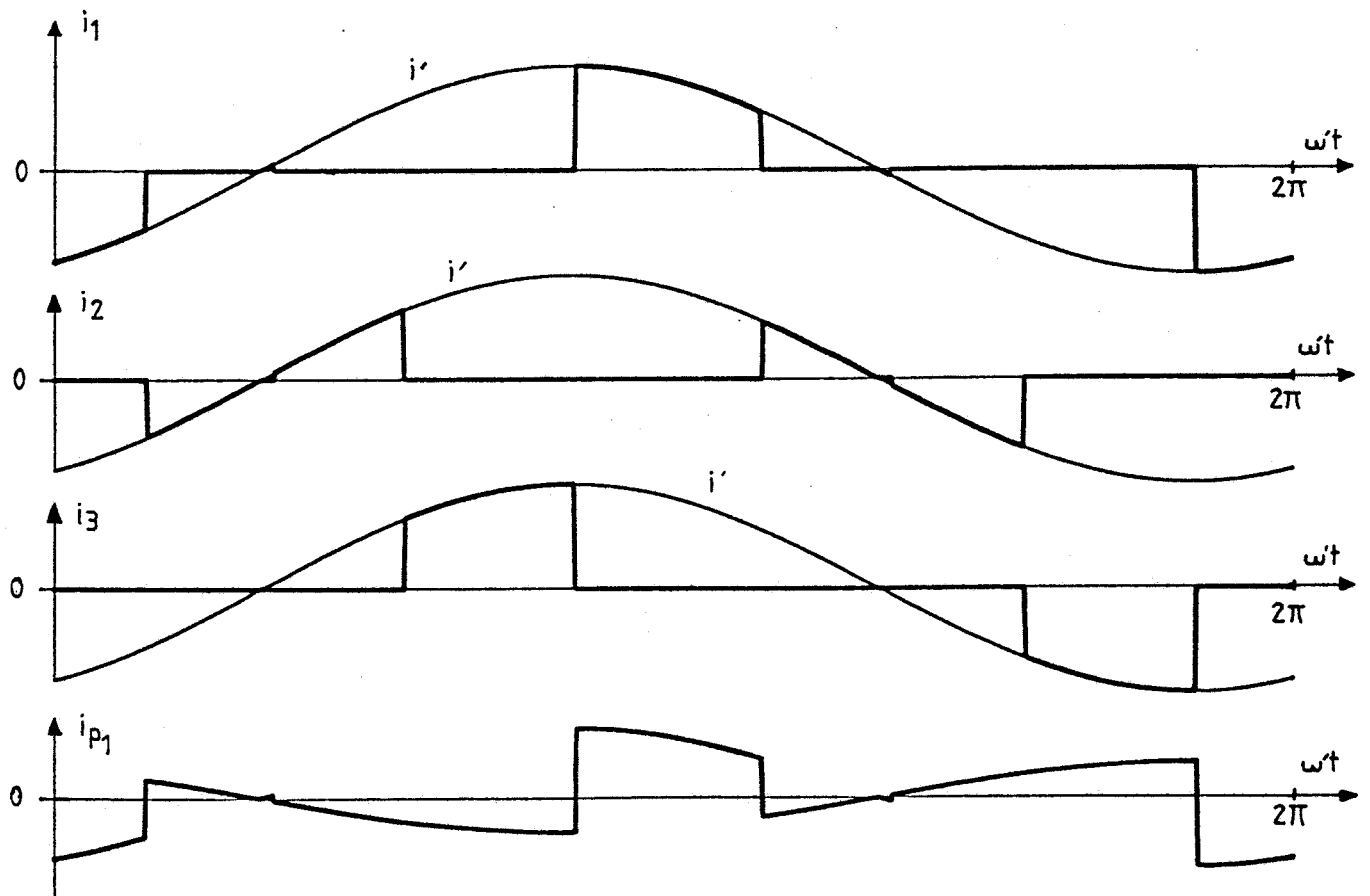


Figure 2.8

II.2. Cycloconvertisseur d'indice p égal à 6

Pour le cycloconvertisseur d'indice 6, on a utilisé le schéma de la figure 2.9 sur lequel sont indiquées les notations utilisées. Si l'on prend la tension v_1 de la forme :

$$v_1 = V\sqrt{2} \sin \omega t$$

Les ondes de modulation sont :

$$M_i^+(\omega t) = U_{do} \sin[\omega t - (2i-7)\pi/6]$$

$$M_i^-(\omega t) = U_{do} \sin[\omega t - (2i-1)\pi/6]$$

* Pour les redresseurs "positifs", les premiers thyristors qui sont débloqués sont ceux d'indice 4. D'où les courants dans les p thyristors de chacun de ces trois redresseurs.

Pour $X(6n, j) < \omega t < X(6n+1, j)$:

$$i_{1j1} = 0 ; i_{2j1} = 0 ; i_{3j1} = 0 ; i_{4j1} = i'_j ; i_{5j1} = 0 ; i_{6j1} = 0$$

Pour $X(6n+1, j) < \omega t < X(6n+2, j)$:

$$i_{1j1} = 0 ; i_{2j1} = 0 ; i_{3j1} = 0 ; i_{4j1} = 0 ; i_{5j1} = i'_j ; i_{6j1} = 0$$

Pour $X(6n+2, j) < \omega t < X(6n+3, j)$:

$$i_{1j1} = 0 ; i_{2j1} = 0 ; i_{3j1} = 0 ; i_{4j1} = 0 ; i_{5j1} = 0 ; i_{6j1} = i'_j$$

Pour $X(6n+3, j) < \omega t < X(6n+4, j)$:

$$i_{1j1} = i'_j ; i_{2j1} = 0 ; i_{3j1} = 0 ; i_{4j1} = 0 ; i_{5j1} = 0 ; i_{6j1} = 0$$

Pour $X(6n+4, j) < \omega t < X(6n+5, j)$:

$$i_{1j1} = 0 ; i_{2j1} = i'_j ; i_{3j1} = 0 ; i_{4j1} = 0 ; i_{5j1} = 0 ; i_{6j1} = 0$$

Pour $X(6n+5, j) < \omega t < X(6(n+1), j)$:

$$i_{1j1} = 0 ; i_{2j1} = 0 ; i_{3j1} = i'_j ; i_{4j1} = 0 ; i_{5j1} = 0 ; i_{6j1} = 0$$

avec

$$n = 0, 1, 2, \dots \text{ et } X(0, j) = 0$$

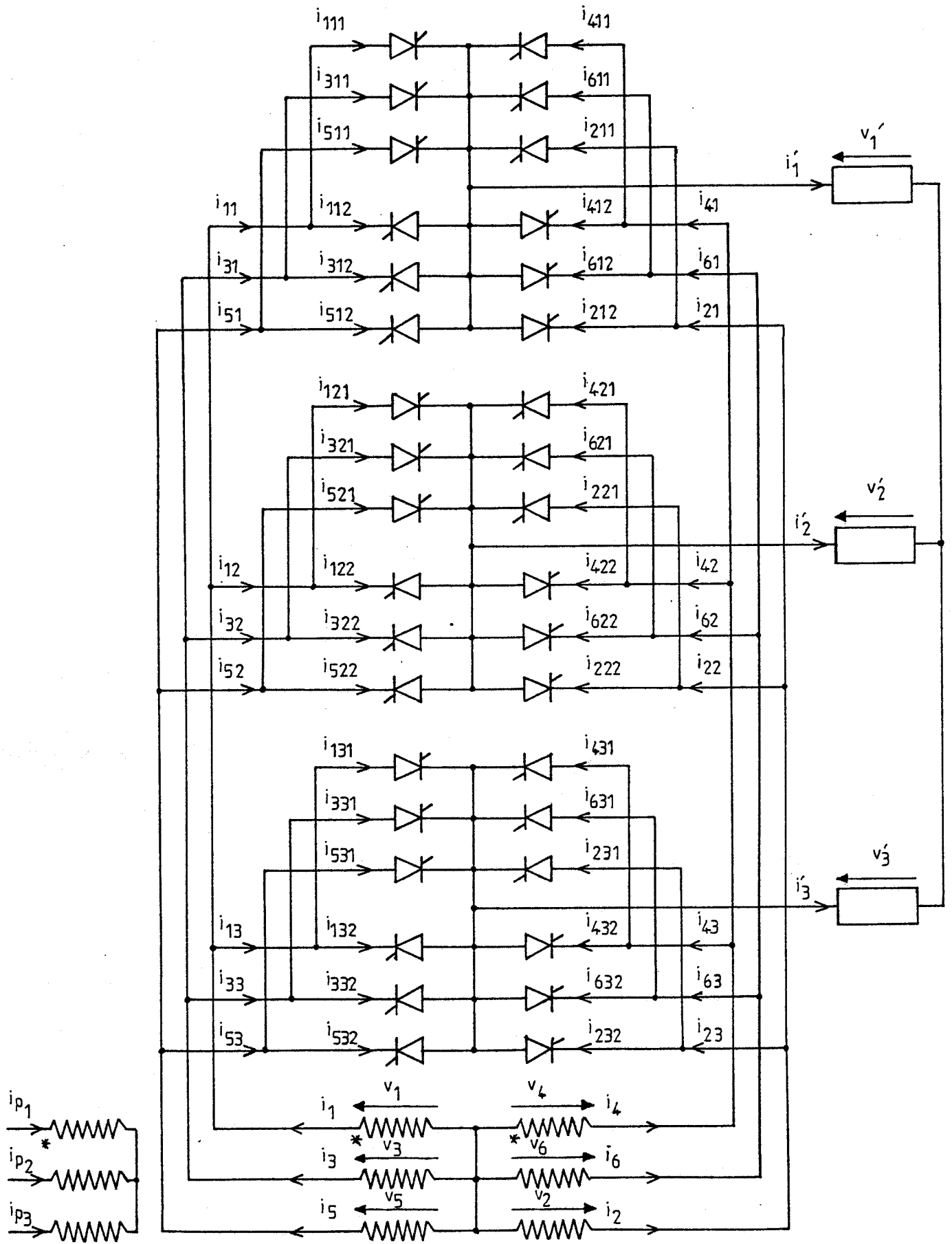


Figure 2.9

* Pour les redresseurs "négatifs", les premiers thyristors débloqués sont ceux d'indice 1, d'où les courants dans les thyristors.

Pour $Y(6n, j) < \omega t < Y(6n+1, j)$:

$$i_{1j2} = i'_j ; i_{2j2} = 0 ; i_{3j2} = 0 ; i_{4j2} = 0 ; i_{5j2} = 0 ; i_{6j2} = 0$$

Pour $Y(6n+1, j) < \omega t < Y(6n+2, j)$:

$$i_{1j2} = 0 ; i_{2j2} = i'_j ; i_{3j2} = 0 ; i_{4j2} = 0 ; i_{5j2} = 0 ; i_{6j2} = 0$$

Pour $Y(6n+2, j) < \omega t < Y(6n+3, j)$:

$$i_{1j2} = 0 ; i_{2j2} = 0 ; i_{3j2} = i'_j ; i_{4j2} = 0 ; i_{5j2} = 0 ; i_{6j2} = 0$$

Pour $Y(6n+3, j) < \omega t < Y(6n+4, j)$:

$$i_{1j2} = 0 ; i_{2j2} = 0 ; i_{3j2} = 0 ; i_{4j2} = i'_j ; i_{5j2} = 0 ; i_{6j2} = 0$$

Pour $Y(6n+4, j) < \omega t < Y(6n+5, j)$:

$$i_{1j2} = 0 ; i_{2j2} = 0 ; i_{3j2} = 0 ; i_{4j2} = 0 ; i_{5j2} = i'_j ; i_{6j2} = 0$$

Pour $Y(6n+5, j) < \omega t < Y(6(n+1), j)$:

$$i_{1j2} = 0 ; i_{2j2} = 0 ; i_{3j2} = 0 ; i_{4j2} = 0 ; i_{5j2} = 0 ; i_{6j2} = i'_j$$

avec

$$n = 0, 1, 2, \dots \text{ et } Y(0, j) = 0$$

* Les courants fournis aux redresseurs sont :

$$i_{kj} = \begin{cases} i_{kj1} & \text{pour } i'_j > 0 \\ i_{kj2} & \text{pour } i'_j < 0 \end{cases}$$

D'où les courants au primaire du transformateur, supposé de rapport n_1/n_2 égal à 1,

$$i_{p1} = i_1 - i_4 = (i_{11} - i_{41}) + (i_{12} - i_{42}) + (i_{13} - i_{43})$$

$$i_{p2} = i_3 - i_6 = (i_{31} - i_{61}) + (i_{32} - i_{62}) + (i_{33} - i_{63})$$

$$i_{p3} = i_5 - i_2 = (i_{51} - i_{21}) + (i_{52} - i_{22}) + (i_{53} - i_{23})$$

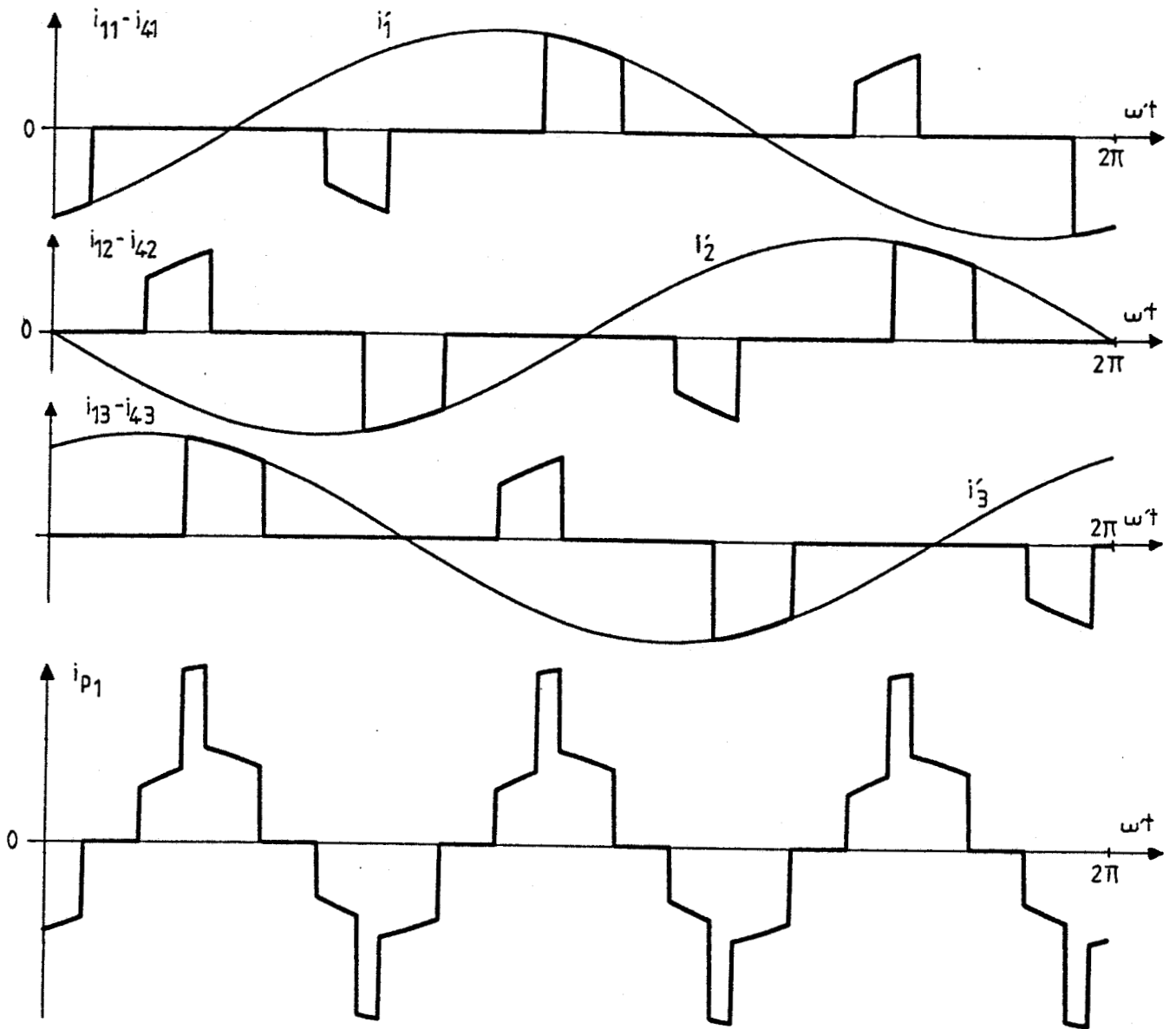


Figure 2.10

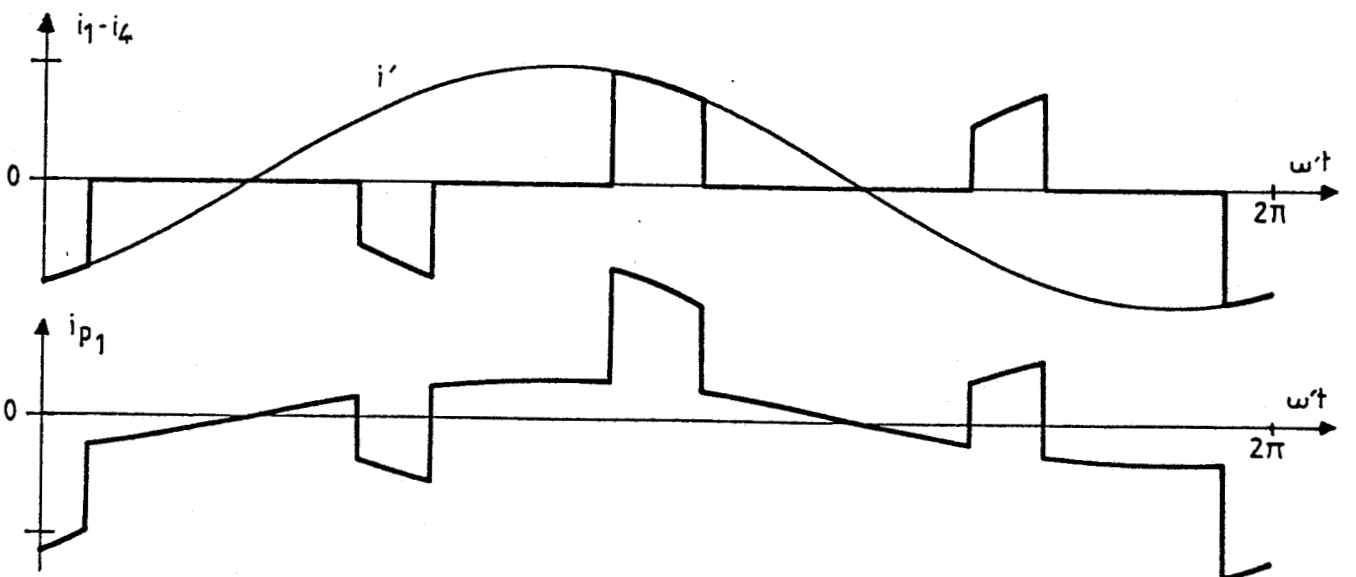


Figure 2.11

* Si la sortie est monophasée, les ampères-tours primaires compensent les ampères-tours secondaires déduction faite de la composante homopolaire de ces derniers. Ce qui donne :

$$\begin{aligned}i_{p1} &= i_{11} - i_{41} - i'/3 \\i_{p2} &= i_{31} - i_{61} - i'/3 \\i_{p3} &= i_{51} - i_{21} - i'/3\end{aligned}$$

Pour $F = 1/3$; $r = 0,8$ et $\phi' = 60^\circ$, la figure 2.10 donne, par exemple, le tracé calculé de :

$$i_{11} - i_{41} ; i_{12} - i_{42} ; i_{14} - i_{43} ; i_{p1}$$

pour un cycloconvertisseur à sortie triphasée.

Pour les mêmes valeurs de F , r et ϕ' , la figure 2.11 donne les formes d'onde calculées pour

$$i_{11} - i_{41} ; i_{p1}$$

dans le cas où la sortie est monophasée.

III - LA TRANSFORMEE DE FOURIER RAPIDE

Rappelons rapidement les étapes conduisant du développement en série de Fourier usuel à la transformée de Fourier rapide.

III.1. Développement en série et transformée de Fourier

III.1.1. Série de Fourier

- Si $x(t)$ est une fonction périodique du temps, de période T ou de pulsation fondamentale $\omega_0 = 2\pi/T$, elle pourra s'écrire :

$$x(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos n \omega_0 t + B_n \sin n \omega_0 t)$$

avec

$$A_0 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) dt$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) \cos n \omega_0 t dt$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) \sin n \omega_0 t dt$$

- On peut mettre le développement en série sous la forme complexe, en utilisant les formules d'Euler

$$\begin{aligned} x(t) &= \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{A_n}{2} (e^{jn\omega_0 t} + e^{-jn\omega_0 t}) + \frac{B_n}{2j} (e^{jn\omega_0 t} - e^{-jn\omega_0 t}) \right] \\ &= \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{A_n - j B_n}{2} e^{jn\omega_0 t} + \frac{A_n + j B_n}{2} e^{-jn\omega_0 t} \right) \end{aligned}$$

Dans cette expression :

$$\begin{aligned} \frac{A_n - j B_n}{2} &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) (\cos n \omega_0 t - j \sin n \omega_0 t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{A_n + j B_n}{2} &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) (\cos n \omega_0 t + j \sin \omega_0 t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) e^{jn\omega_0 t} dt \end{aligned}$$

En posant $C_n = \frac{A_n - j B_n}{2}$, $C_{-n} = \frac{A_n + j B_n}{2}$,

on peut écrire :

$$x(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=-\infty}^{-1} C_{-n} e^{jn\omega_0 t} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n e^{jn\omega_0 t}$$

ou, en remarquant que tous les termes sont de la même forme,

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_0 t}$$

avec

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) e^{-jn\omega_0 t} dt$$

III.1.2. Passage à la transformée de Fourier

La transformée de Fourier de $x(t)$ est

$$X(\omega) = 2\pi \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n \delta(\omega - n \omega_0)$$

Si au lieu de $x(t)$, on considère $x_0(t)$ tel que

$$x_0(t) = \begin{cases} x(t) & , \text{ pour } |t| < T/2 \\ 0 & , \text{ pour } |t| > T/2 \end{cases}$$

la transformée de Fourier devient :

$$X_0(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x_0(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) e^{-j\omega t} dt$$

On voit que C_n est égal à $X_0(n\omega_0)/T$.

Il vient donc :

$$\begin{aligned} X(\omega) &= \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X_0(n\omega_0) \delta(\omega - n\omega_0) \\ &= \frac{2\pi}{T} X_0(\omega) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(\omega - n\omega_0) \end{aligned}$$

Au facteur T près, les coefficients du développement en série de Fourier de $x(t)$ sont égaux aux valeurs de l'Intégrale de Fourier $X_0(\omega)$ de la fonction $x_0(t)$ aux points $\omega = n\omega_0 = 2\pi n/T$.

L'ensemble des valeurs C_n aux fréquences $n\omega_0$ constitue la transformée du signal périodique $x(t)$.

$X(n\omega_0)$ constitue le spectre de fréquence. $X(n\omega_0)$ étant formé de quantités complexes, peut se décomposer en :

* spectre des amplitudes : $|X(n\omega_0)| = \frac{1}{2} \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$

* spectre des phases : $\phi(n\omega_0) = \text{Arc tg}(-B_n/A_n)$

III.2. Transformée de Fourier rapide

III.2.1. Divers types de transformation de Fourier

Suivant la nature des signaux considérés, il existe quatre types de transformation de Fourier.

- Si les signaux sont apériodiques à temps continu,

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt$$

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) e^{j2\pi ft} df$$

Cette transformation suppose que les signaux soient absolument intégrables. Les spectres sont apériodiques et à fréquence continue.

- Si les signaux sont périodiques à temps continu,

$$X(n) = \frac{1}{T} \int_T x(t) e^{-j2\pi n f_0 t} dt$$

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(n) e^{j2\pi n f_0 t}$$

Ces relations définissent la série de Fourier sous leur forme exponentielle complexe.

Les spectres sont apériodiques et discrets.

- Si les signaux sont apériodiques à temps discret,

$$X(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k) e^{-j2\pi f k}$$

$$x(k) = \int_{-1/2}^{1/2} X(f) e^{j2\pi f k} df$$

Les spectres sont périodiques, de période 1, et continus.

- Si les signaux sont périodiques à temps discret,

$$X(n) = \sum_k x(k) e^{-j2\pi n k / N}$$

avec

$$n = 0, 1, \dots, N-1$$

$$x(k) = \frac{1}{N} \sum_n X(n) e^{j2\pi n k / N}$$

avec

$$k = 0, 1, \dots, N-1$$

Les spectres sont périodiques et à fréquence discrète.

III.2.2. Transformée de Fourier discrète

Dans le cas d'un traitement numérique, on est en présence d'un signal discret $x(k)$ obtenu par échantillonnage de son homologue $x(t)$.

L'intégrale de Fourier peut être approchée par la somme finie

$$X(n) = \sum_k x(k) e^{-j2\pi nk/N}$$

appelée transformée de Fourier discrète.

La transformée de Fourier remplace un signal, quels qu'en soient la durée et le spectre, par deux suites périodiques finies, l'une dans le domaine temporel, l'autre dans le domaine fréquentiel.

Les périodes du signal et celles du spectre contiennent toutes les deux le même nombre d'échantillons.

III.2.3. Algorithmes de transformée de Fourier rapide (F.F.T.)

L'ensemble des algorithmes que l'on appelle "*transformée de Fourier rapide*" est formé d'une série de procédés de calcul destinés à réduire le temps d'exécution d'une transformation de Fourier discrète (27), (28).

La transformée de Fourier discrète d'une séquence finie de valeurs : $\{x(k)\}$, avec $0 \leq k \leq N-1$,

peut être représentée d'une manière plus pratique par :

$$X(n) = \sum_k x(k) W^{nk}, \text{ avec } W^{nk} = e^{-j2\pi nk/N}$$

Cette présentation montre que pour une séquence de N nombres l'évaluation directe d'une transformée nécessite $(N-1)^2$ multiplications et $N(N-1)$ additions.

Le principe de la F.F.T. consiste à séparer la séquence initiale de N points en deux séquences plus courtes dont les transformées discrètes sont ensuite combinées pour donner la transformée discrète de la séquence originale sur N points.

Ainsi si N est pair et la séquence originale partagée en deux de N/2 points chacune, il suffira d'effectuer un nombre de multiplications de l'ordre de $N^2/2$. Cela représente un gain d'un facteur 2 par rapport à l'évaluation directe.

On peut réitérer le procédé pour réduire le calcul d'une transformée sur $N/2$ points en deux transformées sur $N/4$ points et gagner encore un facteur 2 sur le temps de calcul.

Si N est une puissance de 2, le processus de décomposition peut être répété jusqu'à obtenir finalement des calculs de transformées sur 2 points.

III.2.4. Programme de calcul utilisé

Le programme de F.F.T. (Fast Fourier Transform) utilisé est basé sur le principe que nous venons de rappeler. La figure 2.12 en donne l'organigramme.

$V(P1,1)$ représente la partie imaginaire de la transformée, $V(P1,2)$ la partie réelle.

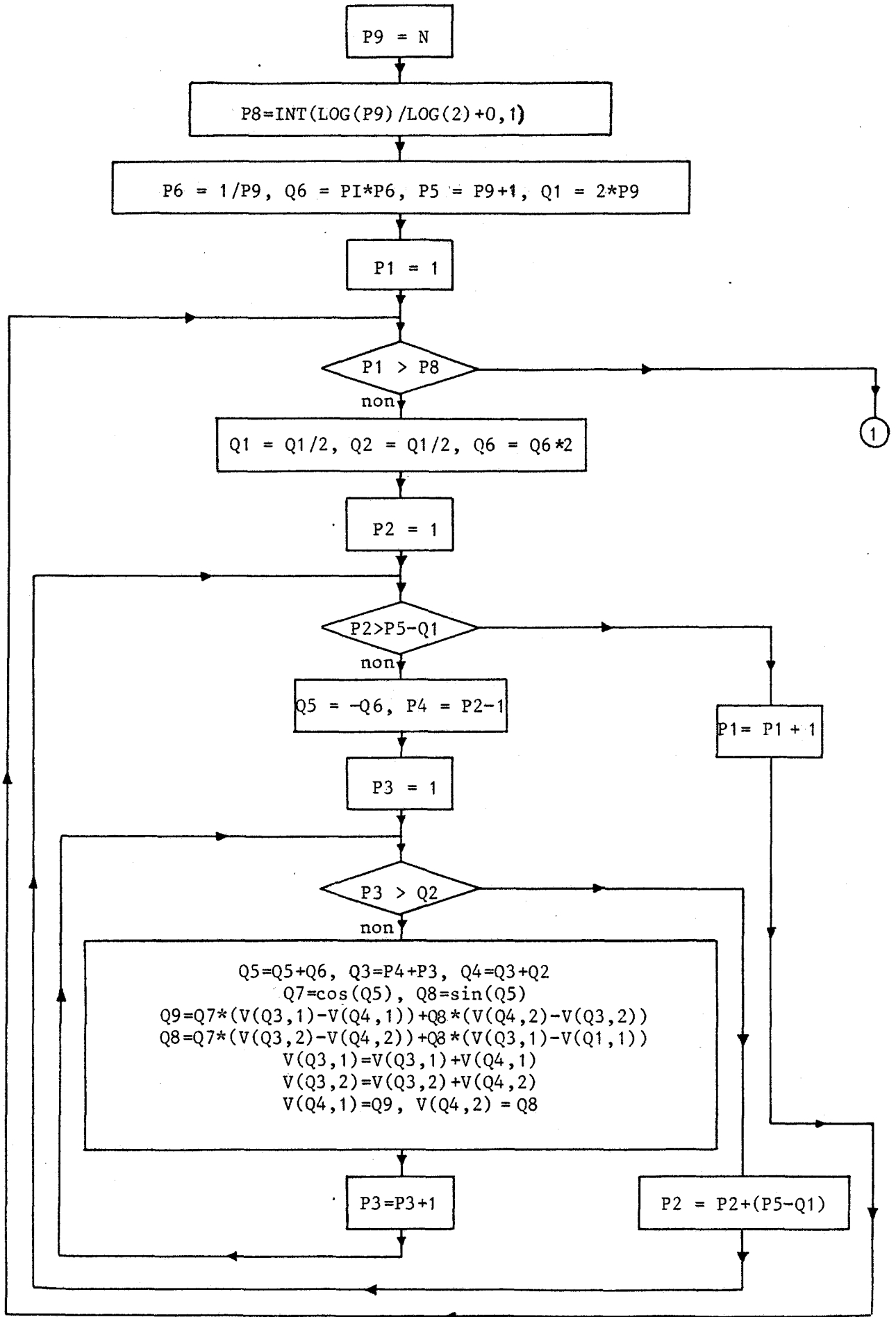


Fig. 2.12(début) : Organigramme de la FFT

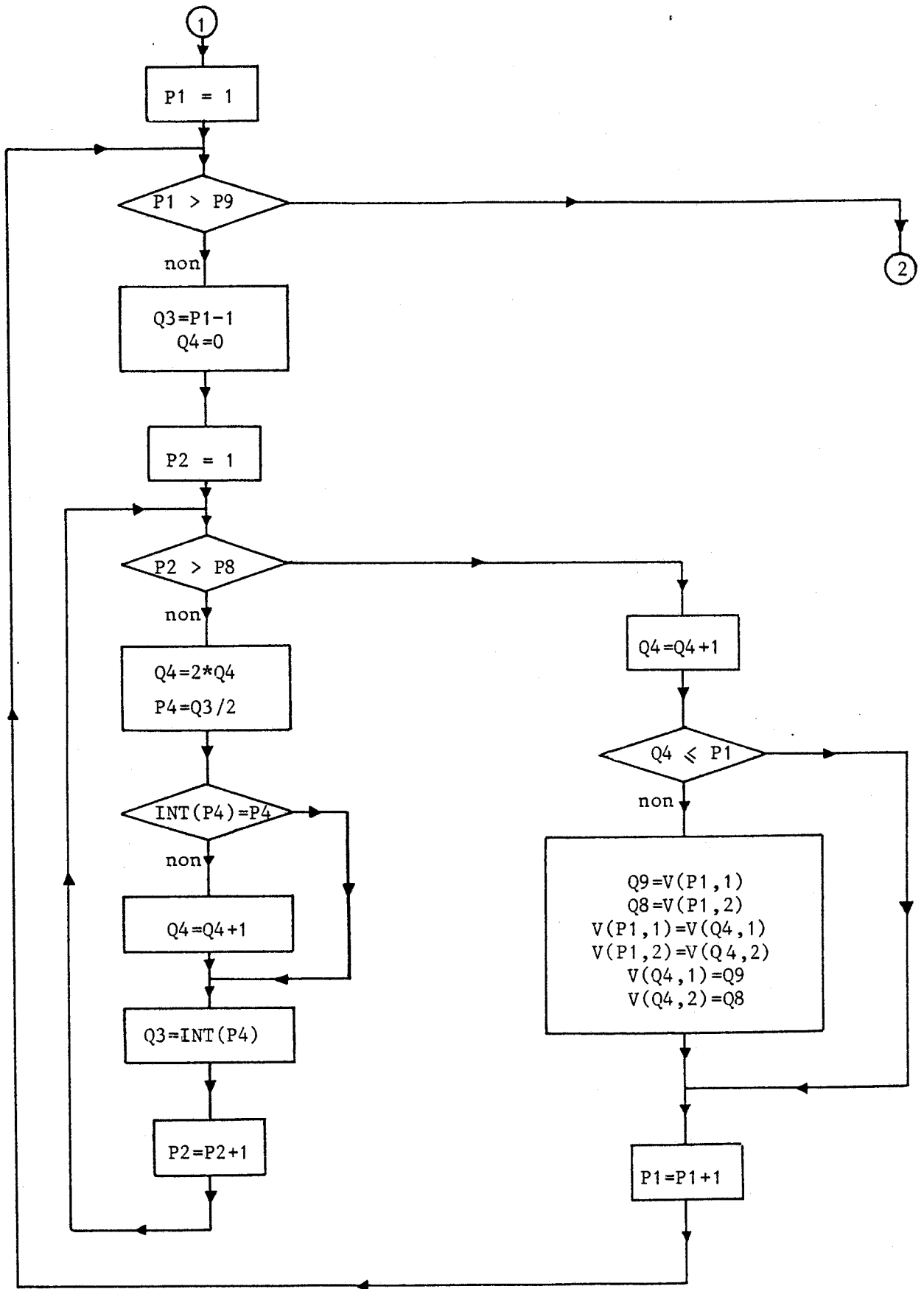


Fig. 2.12(suite) : Organigramme de la FFT

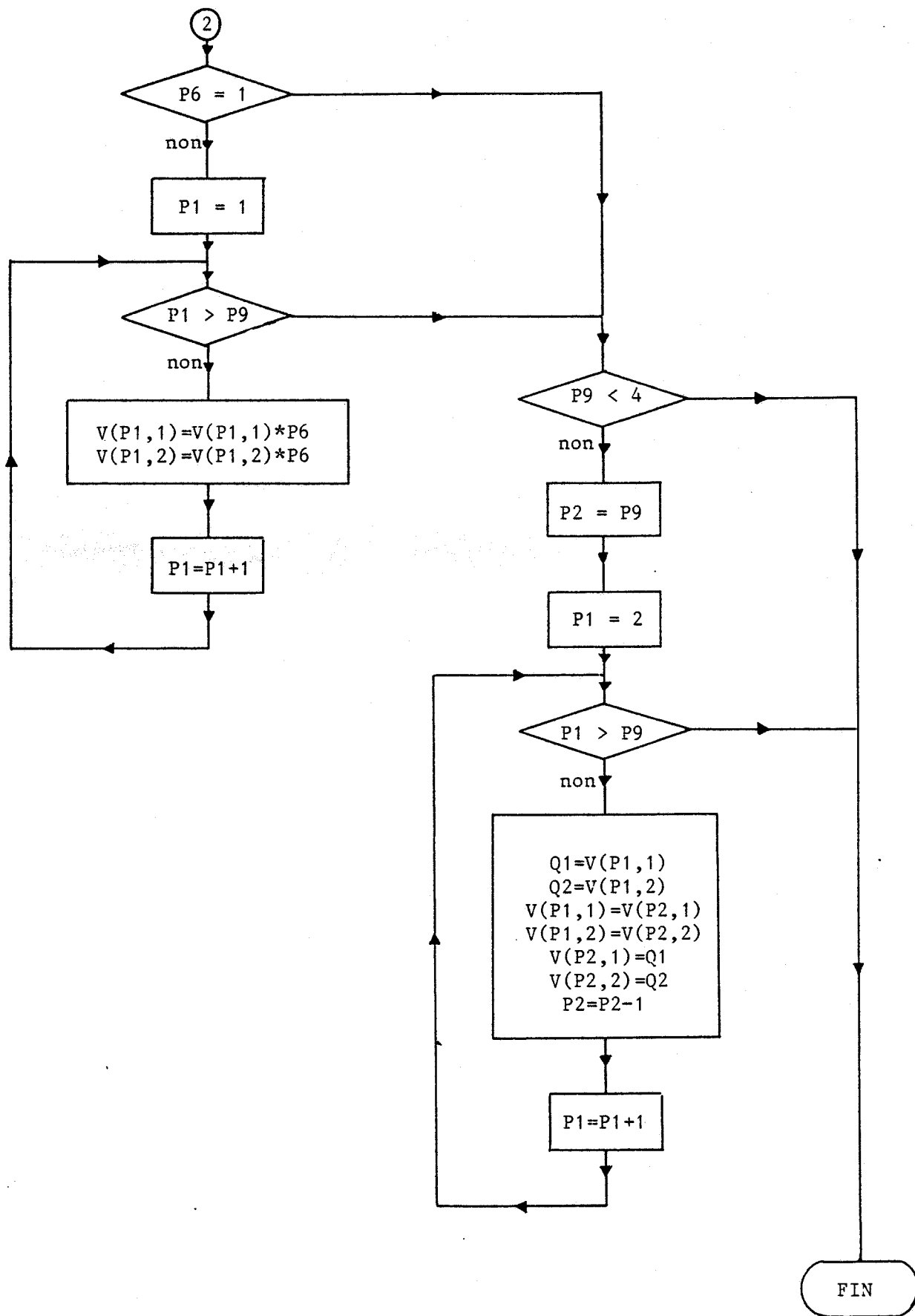


Fig. 2.12(fin) : Organigramme de la FFT

IV - CALCULS EFFECTUES. RESULTATS OBTENUS

Nous avons calculé les variations, en fonction des divers paramètres,

- * des harmoniques des tensions de sortie,
- * des harmoniques des courants d'entrée,
- * du facteur de déplacement $\cos\phi_1$ des courants d'entrée

IV.1. Calculs effectués

Les calculs ont été effectués

- * pour $p = 3$ et $p = 6$
- * pour une valeur relative f'/f de la fréquence de sortie variant de 0,05 en 0,05
- * pour une valeur du coefficient r de réglage en tension variant de 0,2 à 1 avec un pas de 0,2
- * pour un facteur de déplacement $\cos\phi'$ de la charge variant de 0,4 à 1 avec un pas de 0,2.

La présentation des résultats donne une centaine de planches de caractéristiques. Pour limiter le volume de ce mémoire, nous ne reproduisons, en ce qui concerne les harmoniques, que les planches relatives à :

$$r = 0,8 ; \cos\phi' = 0,8$$

Pour en faciliter la consultation, les planches de caractéristiques reproduites sont placées à la fin du présent chapitre.

IV.1.1. Fenêtre d'analyse. Nombre d'échantillons

* Pour que le spectre des tensions et des courants soit discret, il faut que ces grandeurs soient effectivement périodiques. Il faut donc étudier un nombre P_r de périodes des grandeurs de sortie qui varie en fonction de $F = f'/f$. La largeur de la fenêtre d'analyse comptée en degrés à l'échelle des ωt est donc :

$$\frac{360}{F} P_r$$

* Le nombre d'échantillons N pris à l'intérieur de cette fenêtre doit être une puissance entière de 2. Pour voir quel pas maximum entre deux échantillons successifs on pouvait prendre, sur un certain nombre d'exemples, on a suivi l'évolution des résultats obtenus quand N augmentait.

Les tableaux 2.1 et 2.2 donnent les résultats de l'analyse harmonique pour les tensions puis pour les courants dans le cas suivant :

$$p = 6 ; F = 1/3 \text{ donc } P_r = 1 ; r = 0,8 ; \cos\phi' = 1 ;$$

les angles étant déterminés avec une précision de $0^{\circ}01$.

Les amplitudes des harmoniques des tensions de sortie sont rapportées à U_{do} . Celles des harmoniques des courants d'entrée sont rapportées à l'amplitude des courants de sortie.

Pour les tensions si on veut une précision de l'ordre du millième, 16 384 points suffisent. La largeur de la fenêtre étant de $1\ 080^{\circ}$, cela correspond à un point tous les $0^{\circ}065$.

Pour les courants, on obtient une précision supérieure au centième avec un nombre d'échantillons égal à 8 192, ce qui correspond à un point tous les $0^{\circ}13$.

N	H ₀	H ₁	H ₂	H ₃	H ₄	H ₅	H ₆	H ₇
256	0,007	0,866	0,007	0,047	0,007	0,041	0,007	0,038
512	0,003	0,837	0,003	0,036	0,003	0,034	0,003	0,034
1 024	0,002	0,816	0,002	0,025	0,002	0,026	0,002	0,031
2 048	0,001	0,807	0,001	0,022	0,001	0,025	0,001	0,028
4 096	0,000	0,804	0,000	0,022	0,000	0,025	0,000	0,029
8 192	0,000	0,802	0,000	0,022	0,000	0,025	0,000	0,029
16 384	0,000	0,801	0,000	0,023	0,000	0,025	0,000	0,029
32 768	0,000	0,801	0,000	0,023	0,000	0,025	0,000	0,029
65 536	0,000	0,801	0,000	0,023	0,000	0,025	0,000	0,029

Tableau 2.1 : Analyse d'une tension de sortie

N	H ₀	H ₁	H ₂	H ₃	H ₄	H ₅	H ₆	H ₇
256	0,00	0,22	0,00	0,29	0,00	0,12	0,00	0,15
512	0,00	0,23	0,00	0,29	0,00	0,13	0,00	0,15
1 024	0,00	0,24	0,00	0,30	0,00	0,13	0,00	0,15
2 048	0,00	0,24	0,00	0,30	0,00	0,13	0,00	0,16
4 096	0,00	0,25	0,00	0,30	0,00	0,13	0,00	0,16
8 192	0,00	0,25	0,00	0,30	0,00	0,13	0,00	0,16
16 384	0,00	0,25	0,00	0,30	0,00	0,13	0,00	0,16
32 768	0,00	0,25	0,00	0,30	0,00	0,13	0,00	0,16
65 536	0,00	0,25	0,00	0,30	0,00	0,13	0,00	0,16

Tableau 2.2 : Analyse d'un courant d'entrée

Le tableau 2.3 indique pour les diverses valeurs de F, le nombre P_r de périodes et la largeur $360 \frac{P_r}{F}$ de l'intervalle d'étude. Puis pour les tensions, le nombre N d'échantillons traités et l'intervalle entre échantillons successifs. Enfin pour les courants le nombre N de points et l'intervalle entre points

F	P_r	$360^\circ \frac{P_r}{F}$	TENSIONS		COURANTS	
			N	Int°	N	Int°
0,05	1	7 200°	131 072	0,055	65 536	0,11
0,10	1	3 600°	65 536	0,055	32 768	0,11
0,15	3	7 200°	131 072	0,055	65 536	0,11
0,20	1	1 800°	32 768	0,055	16 384	0,11
0,25	1	1 440°	32 768	0,044	16 384	0,088
0,30	3	3 600°	65 536	0,055	32 768	0,11
0,35	7	7 200°	131 072	0,055	65 536	0,11
0,40	2	1 800°	32 768	0,055	16 384	0,11
0,45	9	7 200°	131 072	0,055	65 536	0,11
0,50	1	7 200°	16 384	0,044	8 192	0,088
0,55	11	7 200°	131 072	0,055	65 536	0,11
0,60	3	1 800°	32 768	0,055	16 384	0,11
0,65	13	7 200°	131 072	0,055	65 536	0,11
0,70	7	3 600°	65 536	0,055	32 768	0,11
0,75	3	1 440°	32 768	0,044	16 384	0,088

Tableau 2.3 : Nombre d'échantillons

IV.1.2. Limitation des fréquences

* Même si on améliore la détermination de leur valeur, ce sont les "harmoniques" de fréquence très basse ou nulle des tensions de sortie qui limitent la valeur maximale de f'/f pratiquement utilisable.

Pour $p = 3$, l'"harmonique" de fréquence $3f-10f'$ donne une composante continue pour $f'/f = 0,3$. Aussi limite-t-on d'ordinaire f'/f à 0,25.

Pour $p = 6$, l'"harmonique" de fréquence $6f-15f'$ donne une composante continue pour $f'/f = 0,4$. On limite d'ordinaire f'_{\max} à $0,35f$.

Aussi n'avons-nous reproduit ici que les résultats obtenus

-pour $0,05 \leq f'/f \leq 0,30$, quand $p = 3$

-pour $0,05 \leq f'/f \leq 0,50$, quand $p = 6$

* La limitation de la fréquence de sortie, conduit à limiter les harmoniques à prendre en considération, du moins dans l'analyse des tensions de sortie.

Dans le cas usuel, où la charge est inductive, les harmoniques de la tension v' donnent des courants harmoniques dans le récepteur d'autant plus faibles que leur fréquence f_n est plus élevée. Aussi nous n'avons reproduit les résultats obtenus que pour les fréquences inférieures à $3f'_{\max}$ environ soit :

$$0 \leq f_n/f \leq 1 \quad \text{pour } p = 3$$

$$0 \leq f_n/f \leq 1,5 \quad \text{pour } p = 6$$

Pour les courants d'entrée, le fondamental est à la fréquence f . Il convient d'indiquer la valeur des harmoniques au moins jusqu'à 2,5 fois cette fréquence. Nous avons reproduit les résultats obtenus, tant pour $p = 3$ que pour $p = 6$, pour

$$0 \leq f_h/f \leq 2,5.$$

IV.2. Harmoniques des tensions de sortie

IV.2.1. Les cartes d'harmoniques (Pl. II.1 et Pl. II.2)

Dans le système d'axes $[\bar{f}'/f, \bar{f}_n/\bar{f}]$, on a indiqué par un point, les valeurs pour lesquelles on risquait de trouver un terme dans le développement en série de v' . La fréquence réelle de celle-ci étant non pas f' mais f'/P_r (voir tableau 2.3).

On a remplacé le point par un X lorsqu'on a trouvé une amplitude de l'harmonique rapportée à U_{d0} supérieure à 0,01. On a alors indiqué à côté du X la valeur relative.

On a enfin tracé les droites correspondant à quelques-unes des fréquences prévues par B.R. PELLY (voir figure 1.9) et se situant dans la zone explorée.

IV.2.2. Résultats obtenus

- Tous les harmoniques trouvés se situent bien aux fréquences prévues par PELLY, soit :

$$\frac{f_n}{f} = 3k \pm 2k' \frac{f'}{f}, \text{ pour } p = 3$$

$$\frac{f_n}{f} = 6k \pm (2k' + 1) \frac{f'}{f}, \text{ pour } p = 3 \text{ et } p = 6$$

.....

- Mais à k, k', r et $\cos\phi'$ donnés, la valeur d'un terme n'est pas indépendante de f'/f comme son calcul l'indiquait.

Par exemple, pour $p = 3, r = 0,8 ; \cos\phi' = 0,8$; pour le terme en $3f - 12f'$ on trouve :

0,042 pour $f' = 0,15f$; 0,034 pour $f' = 0,2f$;

0,071 pour $f' = 0,25f$; 0,040 pour $f' = 0,3f$.

Lorsqu'un harmonique est la résultante de plusieurs termes du développement en série donné par PELLY, sa valeur peut être très différente de celles trouvées sur les diverses droites qui se coupent en ce point. Par exemple, sur la planche II.1, pour $f' = 0,25f$, on trouve un terme de fréquence $f_n = 0,5f$ de valeur relative importante ; ce point correspond à l'intersection de $f_n = 3f - 10f'$ et de $f_n = 3f - 14f'$.

De même le terme de fréquence f' a parfois une valeur relative nettement différente de r ; cela est dû au passage de certains "harmoniques" par la fréquence de sortie désirée.

- Comme l'avait indiqué PELLY, à p , f' et f_n donnés, la valeur d'un harmonique dépend beaucoup de r et de $\cos\phi'$. Le tableau 2.4 donne par exemple pour les valeurs de r et de $\cos\phi'$ où on l'a calculée, la valeur de la composante continue qui apparait,

pour $p = 3$, lorsque $f' = 0,25f$ (annulation de $3f - 12f'$)

pour $p = 6$, lorsque $f' = 0,4f$ (annulation de $6f - 15f'$).

		r					r				
		0,2	0,4	0,6	0,8	1	0,2	0,4	0,6	0,8	1
cos ϕ'	0,4	0,031	0,062	0,072	0,042	0,009	0,002	0,003	0,001	0,005	0,003
	0,6	0,027	0,053	0,077	0,061	0,035	0,006	0,002	0,004	0,009	0,002
	0,8	0,020	0,041	0,062	0,071	0,067	0,020	0,004	0,013	0,018	0,021
	1	0,004	0,009	0,013	0,018	0,023	0,036	0,037	0,038	0,040	0,042

$p = 3 ; f' = 0,25f$

$p = 6 ; f' = 0,4f$

Tableau 2.4 : Valeurs de la composante continue

La partie gauche de ce tableau montre que pour p égal à 3, il faut limiter la fréquence de sortie non pas en considérant le terme de fréquence $3f' - 10f$ mais celui de fréquence $3f - 12f'$.

IV.3. Harmoniques des courants d'entrée

Pour les courants d'entrée, comme pour les tensions de sortie, nous avons pointé, dans le système d'axes $[f'/f ; f_h/f]$ les divers points correspondant aux harmoniques possibles car correspondant à un multiple entier de la fréquence réelle des tensions de sortie donc des courants d'entrée.

Nous avons également marqué d'un X les points par lesquels la valeur relative de l'harmonique égale à 0,01 ou supérieure. Nous avons alors indiqué la valeur trouvée.

IV.3.1. Cas où l'indice de pulsation égale 3 (Pl. II.3 et II.4)

* Pour p égal à 3 et une *sortie monophasée*, nous avons fait l'analyse harmonique du courant secondaire i_A .

La planche II.3 et les 19 autres cartes d'harmoniques, établies pour les autres valeurs de r et de $\cos\phi'$, font apparaître un terme de fréquence f' et de valeur relative égale à $1/3$.

Pour le courant primaire i_{p1} , donné par :

$$i_{p1} = \frac{n_2}{n_1} \left(i_A - \frac{i'}{3} \right)$$

la valeur relative de tous les termes est la même, mais le terme en f' a disparu.

Si l'on trace les segments de droites réunissant les points correspondant aux valeurs voisines des harmoniques, on trouve bien les fréquences prévues :

$$\begin{aligned} f_h &= f \pm 2f' ; & f_h &= f \pm 4f' ; & f_h &= f \pm 6f' \dots \\ f_h &= 2f \pm f' ; & f_h &= 2f \pm 3f' ; & f_h &= 2f \pm 5f' \dots \end{aligned}$$

Pour un même jeu de valeurs de k et k' , de r et de $\cos\phi'$, la valeur de l'harmonique varie peu en fonction de f'/f . Mais cette valeur varie beaucoup quand on change r ou $\cos\phi'$.

Les deux principaux harmoniques sont ceux de fréquence

$$f_h = f - 2f'$$

$$f_h = 2f - f'$$

Nous reproduisons dans le tableau 2.5 les valeurs moyennes (calculées à partir des valeurs calculées pour les 6 valeurs de f'/f) de ces deux termes pour les divers r et $\cos\phi'$. Elles diffèrent sensiblement des valeurs données par PELLY

		r					r				
		0,2	0,4	0,6	0,8	1	0,2	0,4	0,6	0,8	1
cos ϕ'	0,4	0,14	0,17	0,20	0,23	0,27	0,16	0,17	0,17	0,17	0,14
	0,6	0,14	0,16	0,19	0,22	0,26	0,15	0,17	0,17	0,17	0,15
	0,8	0,13	0,15	0,18	0,20	0,24	0,15	0,16	0,17	0,17	0,15
	1	0,12	0,12	0,12	0,13	0,14	0,14	0,14	0,13	0,13	0,11

$$f_h = f - 2f'$$

$$f_h = 2f - f'$$

Tableau 2.5 : Sortie monophasée, $p = 3$. Valeur des principaux harmoniques des courants secondaires.

* Pour p égal à 3 et une sortie triphasée, nous avons travaillé sur le montage schématisé figure 1.10.

Comme prévu, il n'y a pas de terme en f' et certains harmoniques notamment les deux plus importants trouvés en monophasé, disparaissent.

La valeur relative du fondamental et celle des harmoniques restants est multipliée par 3.

Parmi les harmoniques restants, c'est-à-dire ceux de fréquence :

$$f_h = f \pm 6f' ; f_h = f \pm 12f' ; f_h = f \pm 18f' \dots$$

$$f_h = 2f \pm 3f' ; f_h = f \pm 9f' ; f_h = f \pm 15f' \dots,$$

le plus important est celui de fréquence

$$f_h = 2f - 3f'$$

Sa valeur, à r et $\cos\phi'$ donnés, varie peu en fonction de f'/f . Mais elle croît fortement quand r augmente ou quand $\cos\phi'$ diminue. Elle passe ainsi de 0,03, pour $r = 0,2$ et $\cos\phi' = 1$, à 0,40 pour $r = 1$ et $\cos\phi' = 0,40$.

IV.3.2. Cas où l'indice de pulsation égale 6 (Pl. II.5 et II.6)

Pour p égal à 6 nous avons trouvé des résultats très différents de ceux indiqués par B.R. PELY, notamment des harmoniques qu'il suppose nuls.

* Pour p égal à 6 et une *sortie monophasée*, nous avons fait les calculs à partir du schéma de la figure 1.17. L'analyse harmonique a été effectuée sur $i_1 - i_4$, c'est-à-dire sur les courants secondaires résultants.

Les cartes harmoniques, telles celle de la planche II.5, font apparaître des termes prévus, ceux de fréquence :

$$f ; f \pm 2f' ; f \pm 4f' ; f \pm 6f' ; f \pm 8f' \dots$$

Mais on note un terme de fréquence $3f$ important et des termes de fréquence :

$$3f \pm 2f' ; 3f \pm 4f' ; 3f \pm 6f' ; 3f \pm 8f' \dots$$

qu'on n'attendait pas (voir figure 1.12).

Les harmoniques les plus importants sont ceux de fréquence $f - 2f'$ et $3f - 2f'$. Le tableau 2.6 montre comment varient leurs valeurs relatives en fonction de r et de $\cos\phi'$.

		r					r				
		0,2	0,4	0,6	0,8	1	0,2	0,4	0,6	0,8	1
cosφ'	0,4	0,16	0,20	0,23	0,26	0,31	0,15	0,21	0,25	0,26	0,22
	0,6	0,16	0,19	0,22	0,25	0,30	0,14	0,19	0,23	0,25	0,22
	0,8	0,16	0,18	0,20	0,23	0,28	0,13	0,17	0,21	0,23	0,21
	1	0,14	0,14	0,14	0,15	0,16	0,09	0,10	0,11	0,13	0,14

$$f_h = f - 2f'$$

$$f_h = 3f - 2f'$$

Tableau 2.6 : Sortie monophasée, p = 6. Valeur des principaux harmoniques des courants secondaires

A noter que pour les fortes valeurs de $\cos\phi'$, surtout si r est faible, on trouve un terme en $f+2f'$ de valeur comparable à celle du terme en $f-2f'$. De la même façon l'harmonique en $3f-4f'$ présente une valeur voisine de l'harmonique en $3f-2f'$ si r est fort et $\cos\phi'$ faible.

Si l'on passe aux courants primaires par

$$i_{p1} = \frac{n_2}{n_1} (i_1 - i_4 - \frac{i'}{3})$$

C'est maintenant au primaire qu'on trouve un terme de fréquence f' de valeur relative égale à $1/3$.

* Pour p égal à 6 et une sortie triphasée, nous avons travaillé sur le schéma de la figure 1.14. L'analyse harmonique effectuée sur $i_1 - i_4$ ou sur i_{p1} donne les mêmes résultats puisque

$$i_{p1} = \frac{n_2}{n_1} (i_1 - i_4)$$

Les cartes d'harmoniques, telle celle de la figure II.6, montrent que les principaux harmoniques trouvés en monophasé disparaissent. Les autres comme le fondamental, ont leur valeur relative multipliée par 3 ; il s'agit notamment des termes de fréquence

$$f \pm 6f' \quad ; \quad f \pm 12f'$$

$$3 \pm f \quad ; \quad 3f \pm 6f'$$

$$5 \pm f \quad ; \quad 5f \pm 6f'$$

Le terme le plus important dans la zone étudiée ($f' < 0,5f$; $f_h < 2,5f$) est celui de fréquence $5f - 6f'$. Mais quel que soient r et $\cos\phi'$ sa valeur reste assez modeste.

IV.3.3. Remarques sur les harmoniques des courants d'entrée

Les harmoniques "anormaux" trouvés dans les courants d'entrée nous ont évidemment beaucoup fait réfléchir. Il semble que leur existence n'ait pas été prévue par B.R. PELLÉY parce qu'il a un peu hâtivement étendu aux cycloconvertisseurs certaines propriétés des redresseurs.

Deux remarques permettent d'expliquer, au moins partiellement, l'existence d'harmoniques inattendus.

- Ce qui dans un cycloconvertisseur correspond au courant continu débité par un redresseur c'est le courant de sortie de fréquence f' . Or si un courant continu ne peut passer du secondaire au primaire du transformateur, un courant de fréquence f' fait ce passage.

- On passe des harmoniques de la tensions de sortie aux harmoniques des courants d'entrée en utilisant la conservation de la puissance instantanée.

Mais lorsque la sortie est monophasée, les trois courants d'entrée n'ont généralement pas exactement la forme d'onde à $1/3f$ ou $2/3f$ près.

Lorsque la sortie est triphasée, les trois tensions de sortie n'ont pas exactement la même forme d'onde à $1/3f'$ ou $2/3f'$ près.

IV.4. Facteur de déplacement $\cos\phi_1$ des courants d'entrée

IV.4.1. Les caractéristiques tracées (Pl. II.7 et II.8)

Le programme de Transformée de Fourier Rapide utilisé permet d'obtenir, non seulement la valeur efficace I_1 du courant d'entrée, mais aussi ses composantes $I_1\cos\phi_1$ et $I_1\sin\phi_1$ en phase et en quadrature arrière sur la tension d'alimentation.

A valeurs données de r et de $\cos\phi'$, les valeurs obtenues pour $I_1\cos\phi_1$ et $I_1\sin\phi_1$, comme celle obtenue pour I_1 (voir Pl. II.3 à II.6) varient peu en fonction de f'/f . Pour chaque couple de valeurs de r et $\cos\phi'$, nous avons donc évalué I_1 , $I_1\cos\phi_1$ et $I_1\sin\phi_1$ par la moyenne des valeurs obtenues pour les six valeurs ($p=3$) ou les dix valeurs ($p=6$) de f'/f pour lesquelles les calculs ont été effectués.

Les résultats utilisés sont ceux relatifs à une sortie monophasée. Si la sortie est triphasée, les trois courants I_1 , $I_1\cos\phi_1$ et $I_1\sin\phi_1$ sont simplement multipliés par 3.

IV.4.2. Les résultats obtenus

* Pour p égal à 3, on a tracé sur la planche II.7 les variations de $I_1\cos\phi_1$, $I_1\sin\phi_1$, I_1 en fonction de r pour diverses valeurs de $\cos\phi'$. On en a déduit les variations de $\cos\phi_1$ en fonction de $\cos\phi'$ pour diverses valeurs de r .

La valeur du courant actif $I_1\cos\phi_1$ peut se déduire de la conservation de la puissance active

$$3V I_1\cos\phi_1 = \frac{r U_{do}}{\sqrt{2}} I' \cos\phi'$$

$$\frac{I_1 \cos\phi_1}{I'} = \frac{U_{do}}{\sqrt{2} 3V} r \cos\phi'$$

$$\text{avec ici } \frac{U_{do}}{\sqrt{2} 3V} = \frac{1}{\sqrt{2} 3V} \frac{3}{\pi} V\sqrt{2} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi} = 0,275$$

Les courbes montrent bien que la valeur relative de $I_1 \cos \phi_1$ est proportionnelle à r et à $\cos \phi'$.

La valeur relative de $I_1 \sin \phi_1$ diminue quand r augmente et cela d'autant plus nettement que $\cos \phi'$ est plus grand. La valeur relative de I_1 diminue un peu quand r croît et cela d'autant plus que $\cos \phi'$ est plus faible.

Le facteur de déplacement du fondamental $\cos \phi_1$ se déduit du quotient de $I_1 \cos \phi_1$ par I_1 . Puisque I_1 varie peu, $\cos \phi_1$ est comme $I_1 \cos \phi_1$ sensiblement proportionnel à r et à $\cos \phi'$, comme le montrent les caractéristiques donnant $\cos \phi_1$ en fonction de $\cos \phi'$ pour diverses valeurs de r .

* Pour p égal à 6, on a tracé les mêmes courbes sur la planche II.8. Les valeurs relatives de $I_1 \cos \phi_1$, et $I_1 \sin \phi_1$ et de I_1 varient en fonction de r et $\cos \phi'$ tout à fait comme pour p égal à 3. Simplement la conservation de la puissance active donne maintenant :

$$3V I_1 \cos \phi_1 = r V \frac{3}{\pi} I' \cos \phi'$$
$$\frac{I_1 \cos \phi_1}{I_1} = 0,318 r \cos \phi' \text{ au lieu de } 0,275 r \cos \phi'$$

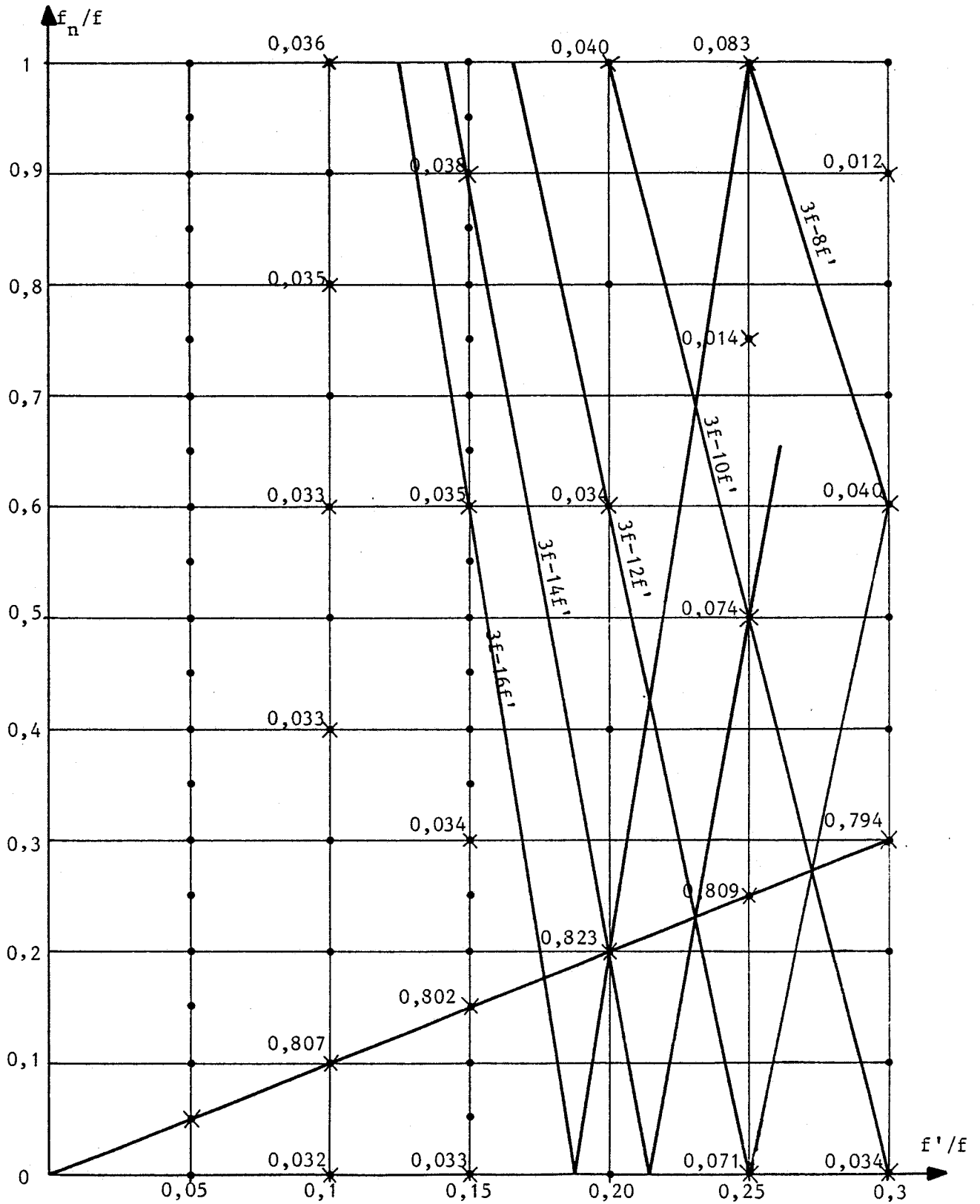
Les valeurs relatives de $I_1 \cos \phi_1$ et de I_1 sont multipliées par le même rapport $0,318/0,275$.

Les courbes donnant $\cos \phi_1$ en fonction de $\cos \phi'$ pour divers r sont les mêmes que pour p égal à 3.

* En ce qui concerne le facteur de déplacement les résultats obtenus sont pratiquement les mêmes que ceux donnés par B.R. PELLÉY.

En première approximation on peut prendre l'expression approchée de $\cos \phi_1$ établie par W. Mc MURRAY :

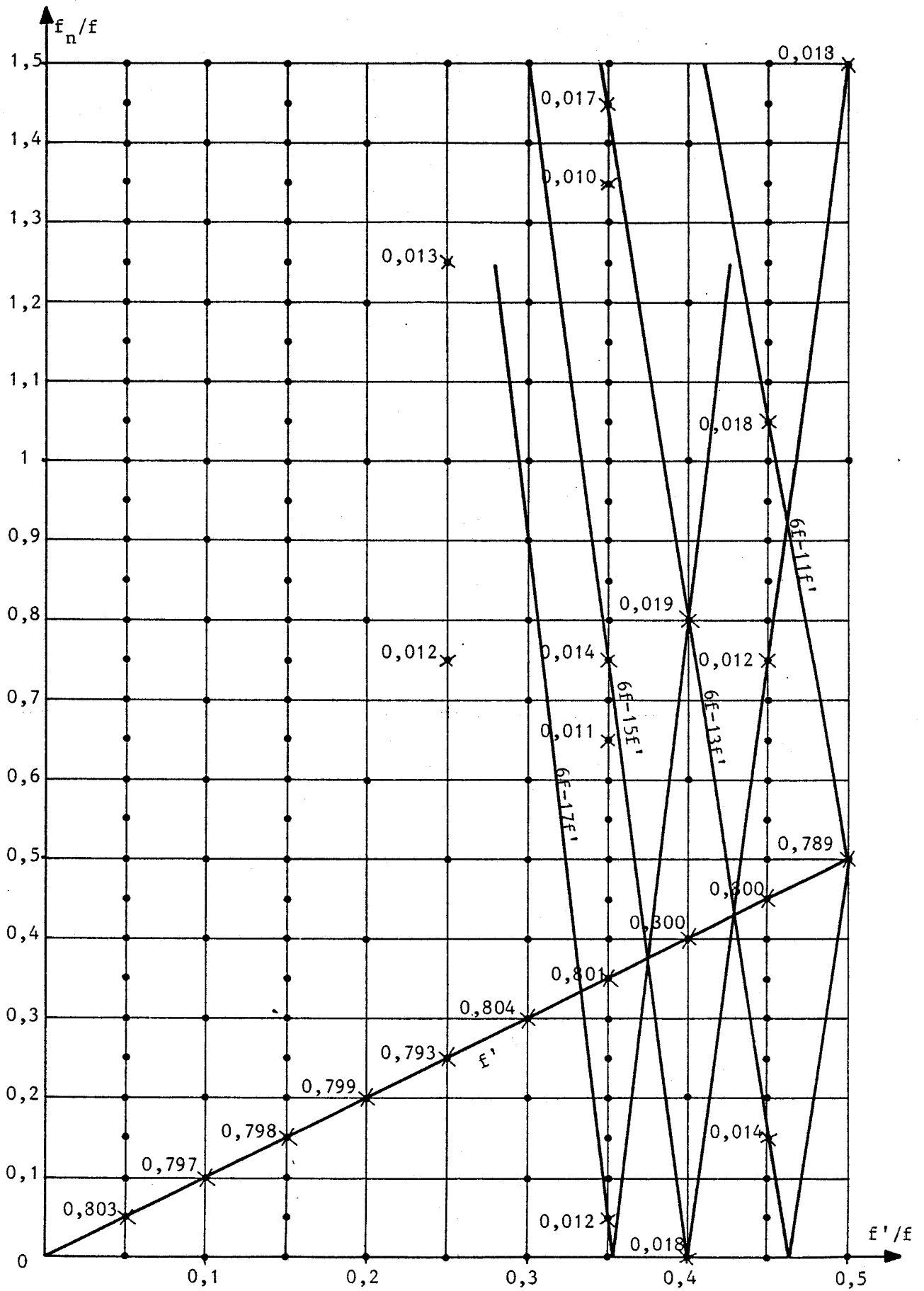
$$\cos \phi_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} r \cos \phi'$$



Pl. II.1 HARMONIQUES DES TENSIONS DE SORTIE
(Référence et modulation sinusoïdales)

$p = 3$

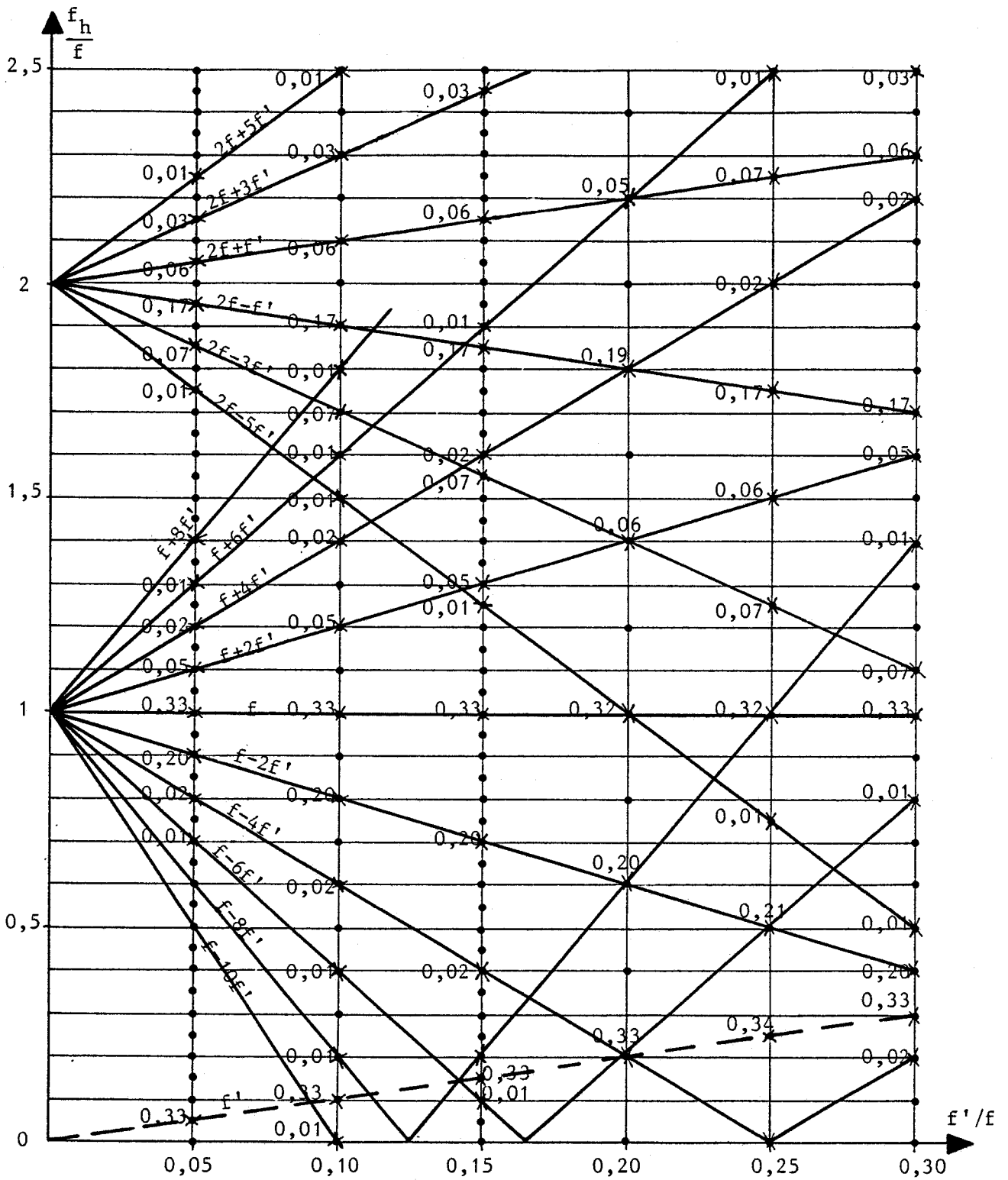
$r = 0,80 \quad \cos\phi' = 0,80$



Pl. II.2 HARMONIQUES DES TENSIONS DE SORTIE
(Référence et modulation sinusoïdales)

$p = 6$

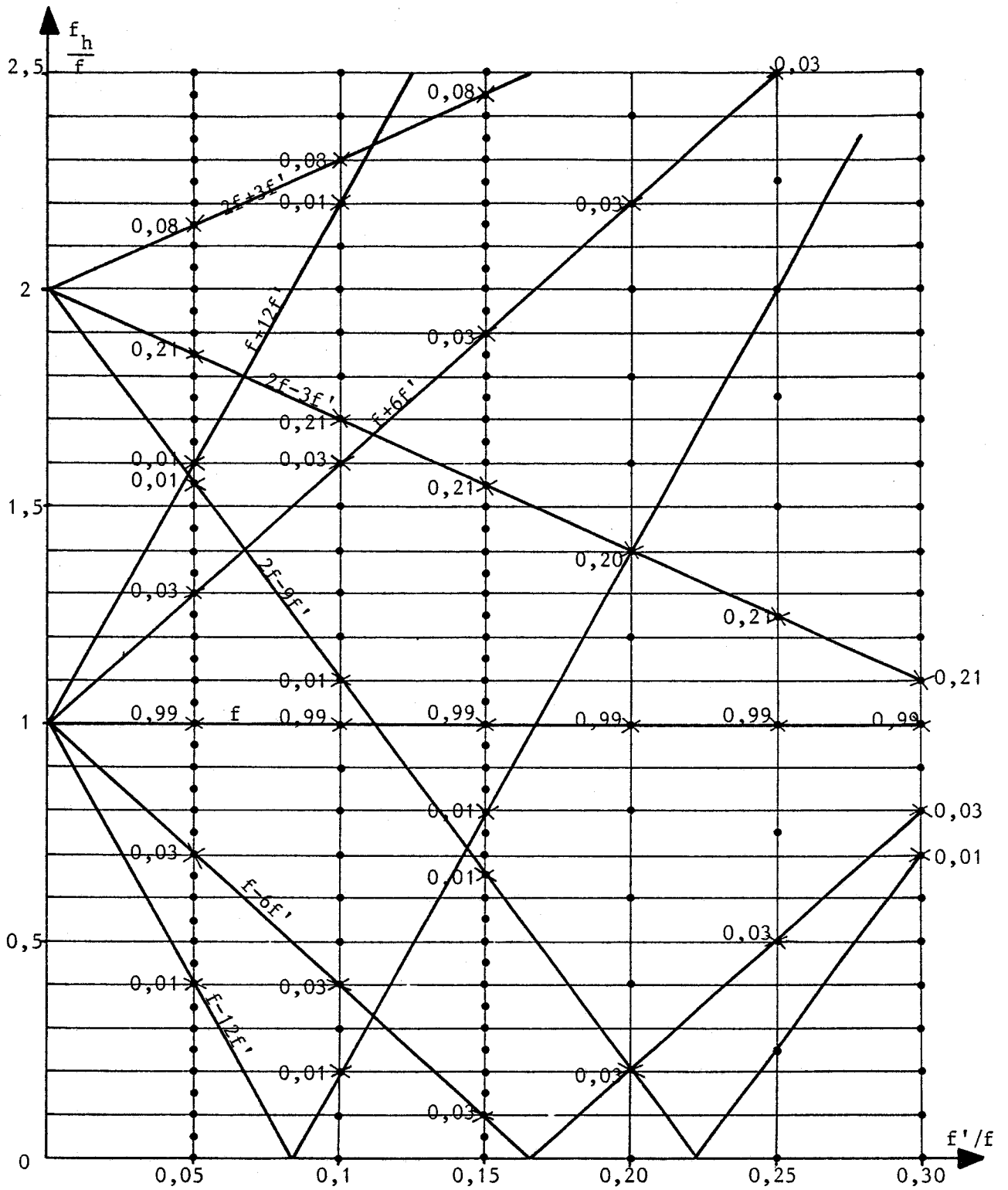
$r = 0,80 \quad \cos\phi' = 0,80$



Pl. II.3 HARMONIQUES DES COURANTS D'ENTREE
(Référence et modulation sinusoïdales)

$p = 3$; sortie monophasée

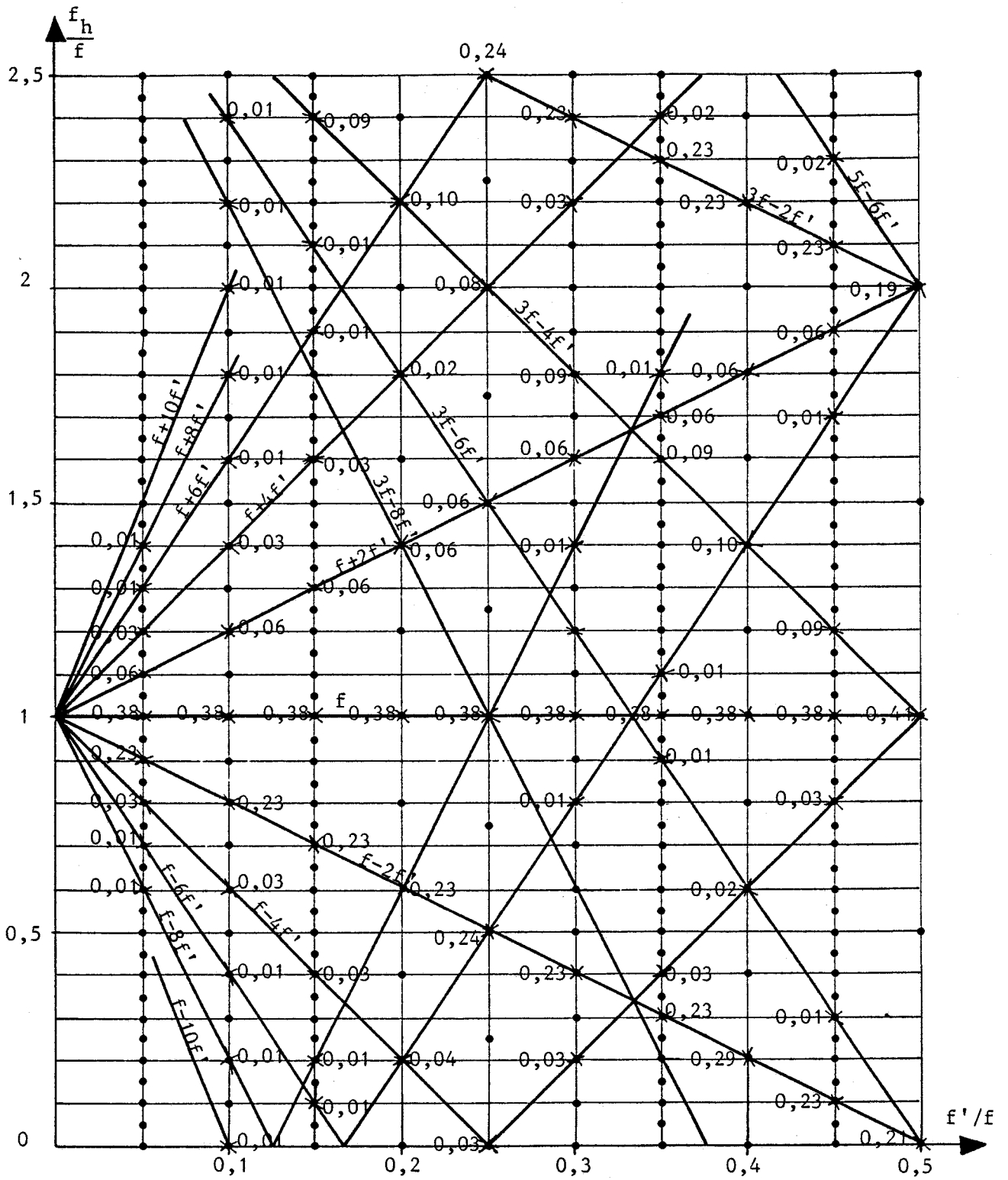
$r = 0,80 \quad \cos\phi' = 0,80$



Pl. II.4 HARMONIQUES DES COURANTS D'ENTREE
(Référence et modulation sinusoïdales)

$p = 3$; sortie triphasée

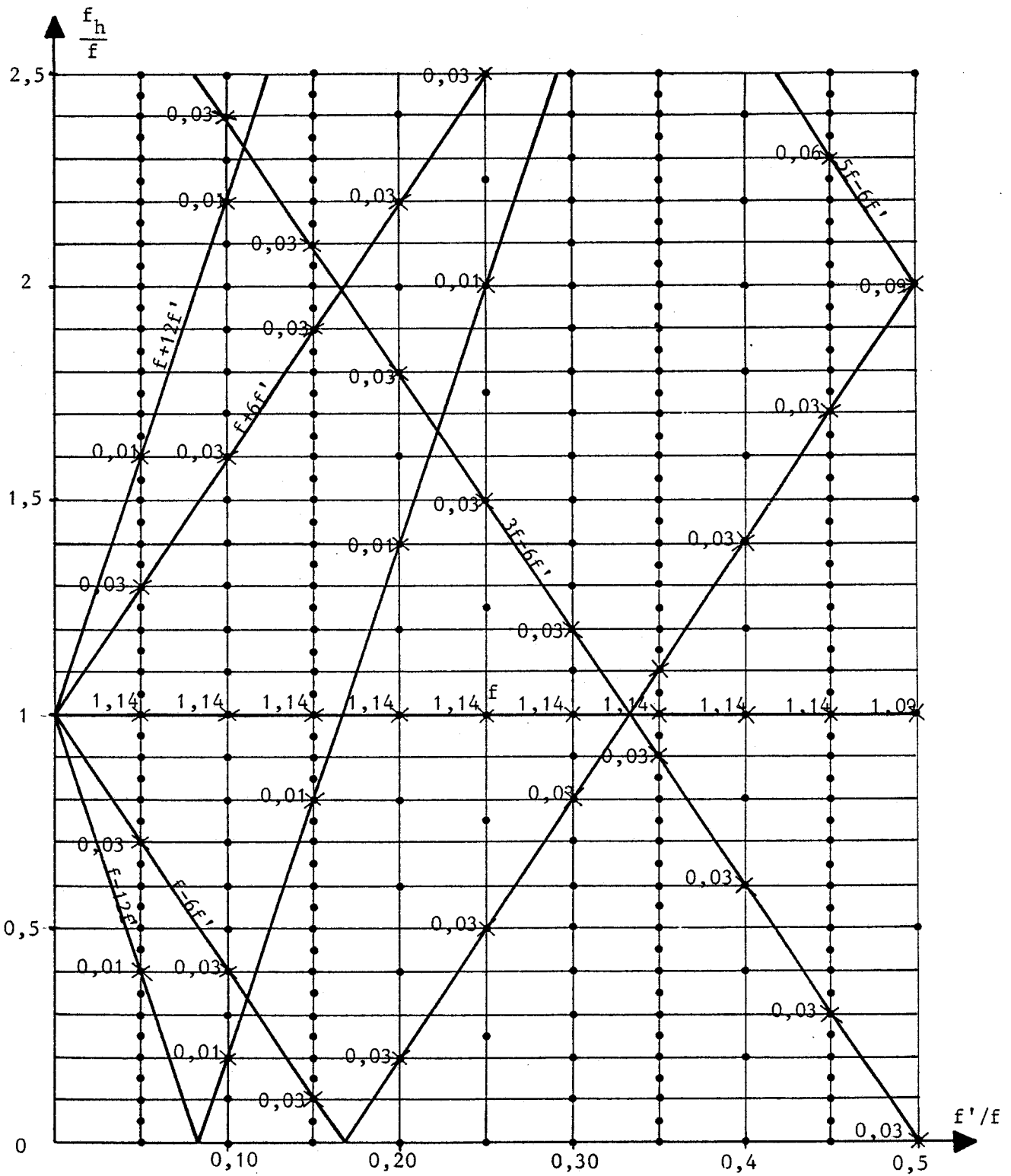
$r = 0,80$ $\cos\phi' = 0,80$



Pl. II.5 HARMONQUES DES COURANTS D'ENTREE
(Référence et modulation sinusoïdales)

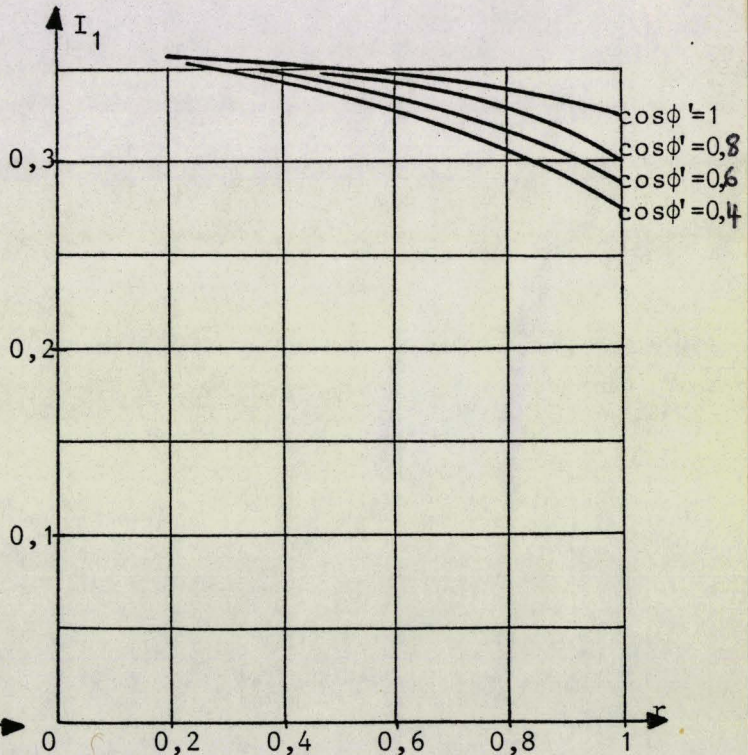
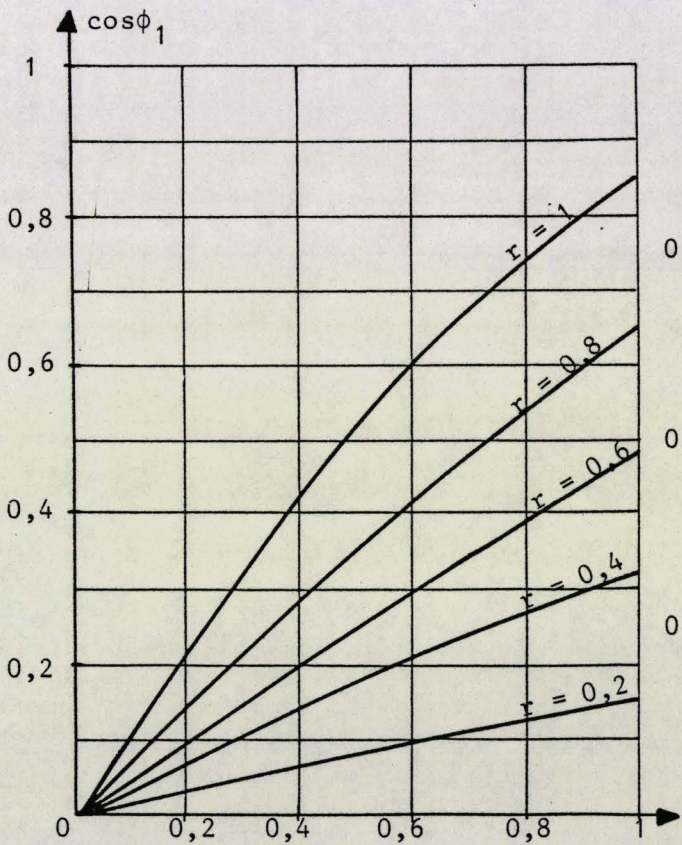
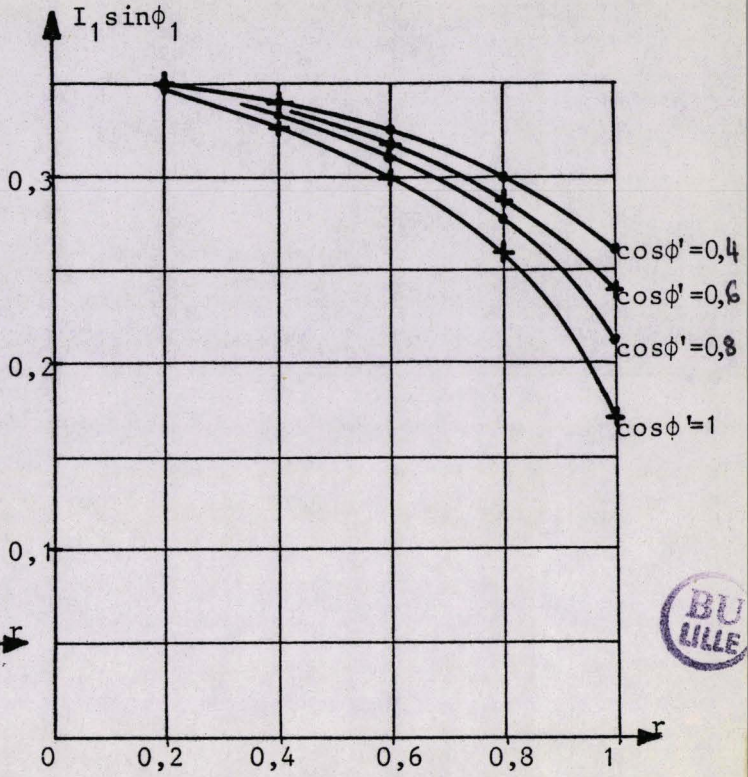
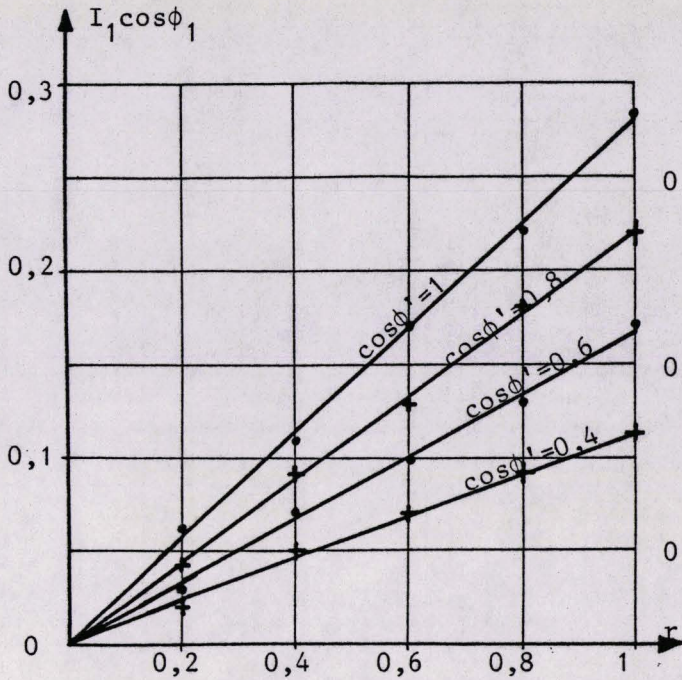
$p = 6$; sortie monophasée

$r = 0,8$; $\cos\phi' = 0,8$

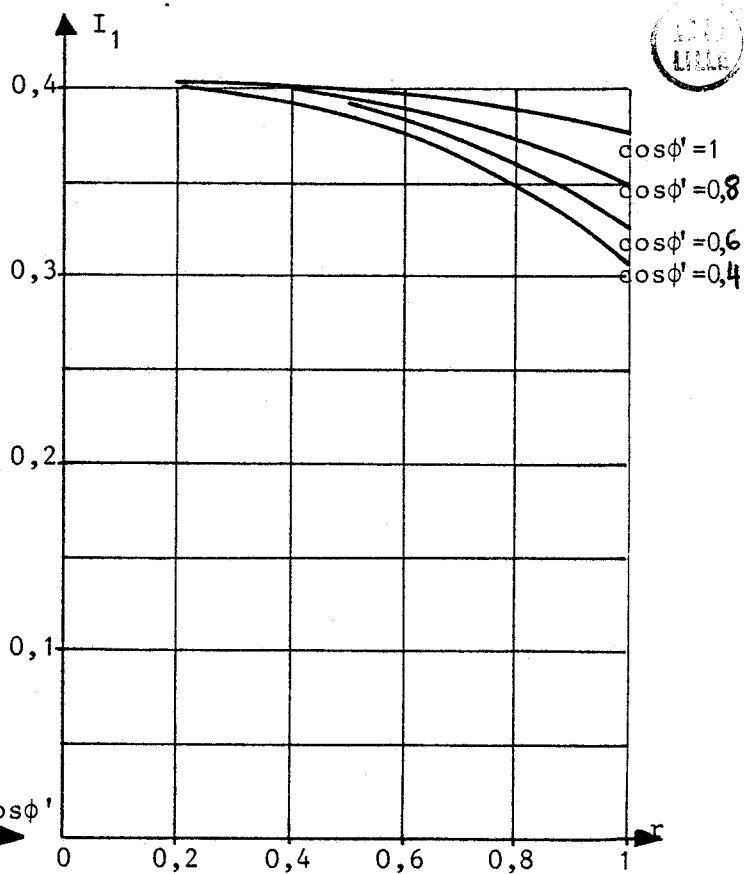
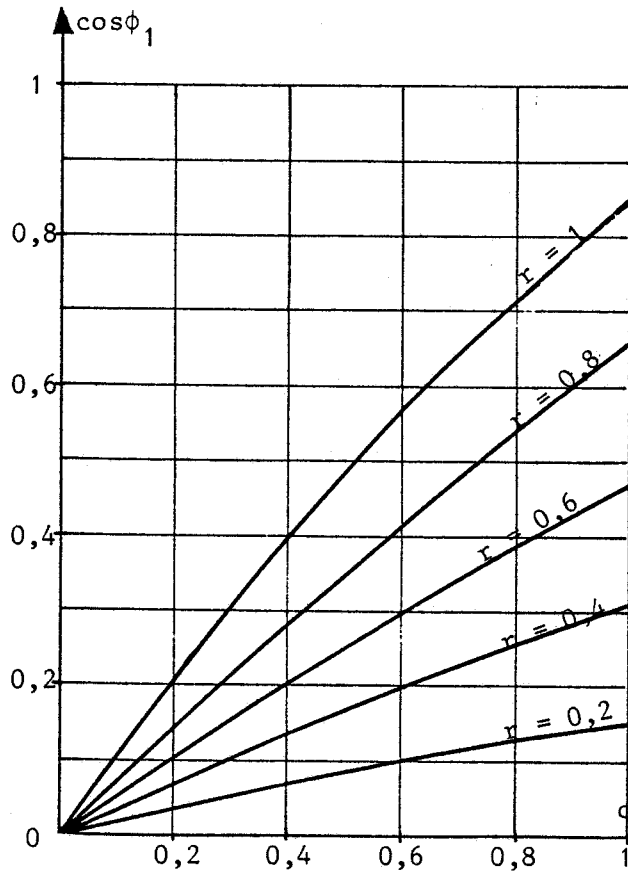
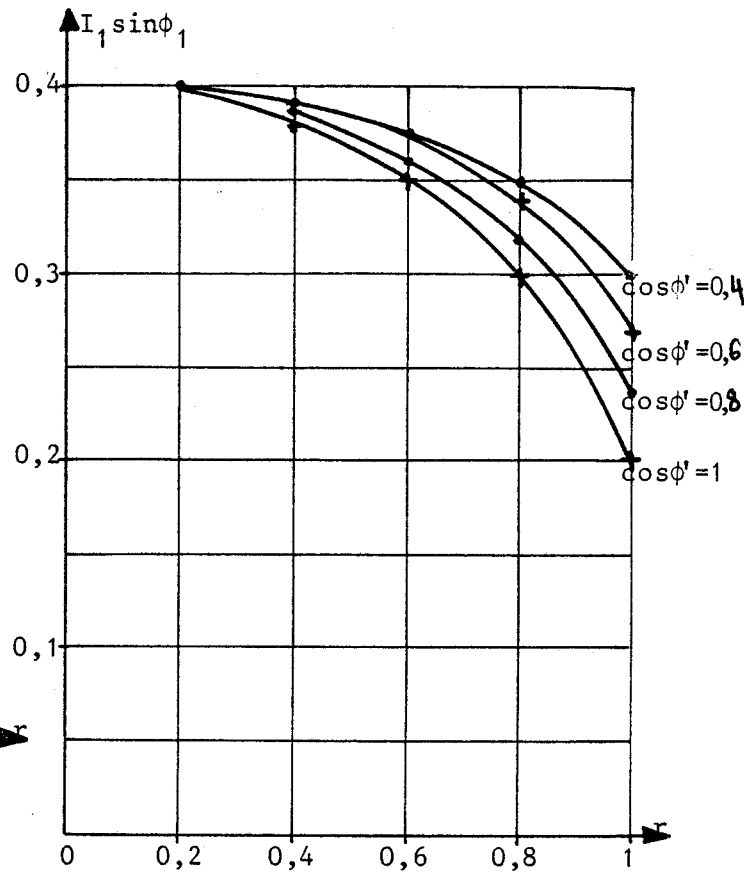
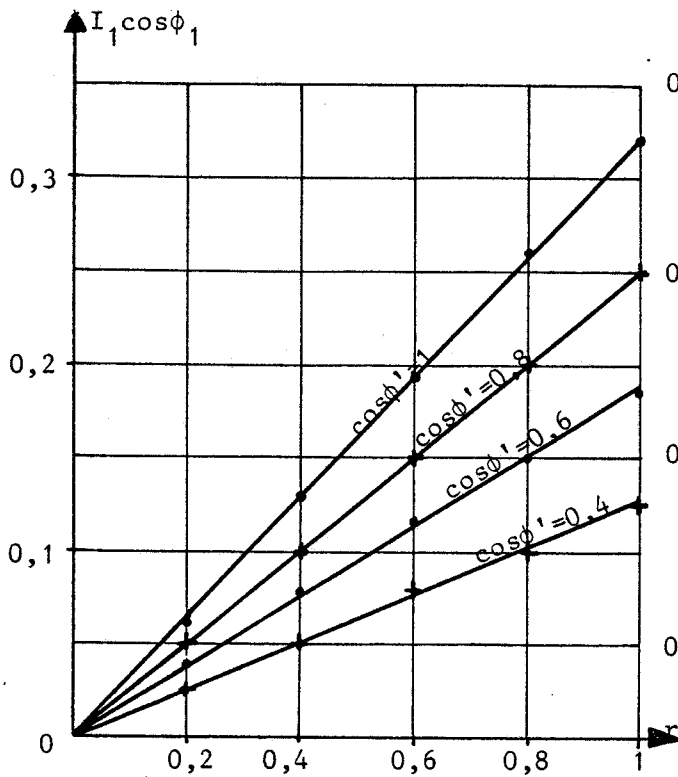


Pl. II.6 HARMONIQUES DES COURANTS D'ENTREE
(Référence et modulation sinusoïdales)

$p = 6$; sortie triphasée
 $r = 0,80$ $\cos\phi' = 0,80$



Pl. II.7 Facteur de déplacement à l'entrée
(Référence et modulation sinusoïdales)



Pl. II.8 Facteur de déplacement à l'entrée
(Référence et modulation sinusoïdales)

CHAPITRE III



CHAPITRE III

CHANGEMENT DE LOI DE COMMANDE

La présentation du cycloconvertisseur à partir du groupement en parallèle inverse de deux redresseurs conduit, lorsqu'on veut approximer des tensions de sortie sinusoïdales, à déterminer les instants de déblocage par l'intersection d'une onde de référence sinusoïdale avec des ondes de modulation également sinusoïdales. On peut choisir d'autres lois de commande.

Dans le domaine normal d'utilisation (f'/f faible ou très faible, sortie triphasée équilibrée), le principal inconvénient du cycloconvertisseur ne tient pas aux harmoniques mais à la forte consommation de puissance réactive.

Dans le présent chapitre, nous examinerons s'il est possible, en con-

servant les mêmes structures, mais en changeant la loi de commande, d'améliorer $\cos\phi_1$.

Pour illustrer notre étude, nous nous limiterons aux montages d'indice de pulsation égal à 6 et plus particulièrement à celui représenté sur la figure 1.17.

I - LOI DE COMMANDE ETUDIEE

I.1. Onde de référence trapézoïdale

On approxime la tension de sortie désirée v'_w en prenant la tension u'_{d1} fournie par le redresseur "positif" pendant l'alternance positive du courant de sortie i' , l'inverse $-u'_{d2}$ de la tension fournie par le redresseur "négatif" pendant l'autre alternance de i' .

u'_{d1} et $-u'_{d2}$ ont pour valeur moyenne :

$$U'_{d1} = U_{do} \cos\alpha_1 \quad - \quad U'_{d2} = -U_{do} \cos\alpha_2 = U_{do} \cos\alpha_1$$

avec

$$\alpha_2 = \pi - \alpha_1$$

ou

$$U'_{d1} = -U'_{d2} = U_{do} \sin\gamma$$

avec

$$\gamma = \frac{\pi}{2} - \alpha_1 = \alpha_2 - \frac{\pi}{2}$$

La seule condition à respecter pour que les commutations soient naturelles est que α_1 et α_2 soient compris dans l'intervalle $[0, \pi]$, autrement dit que γ soit compris dans l'intervalle $[-\pi/2, +\pi/2]$.

Si l'on cherche à approximer une sinusoïde, on prend une référence sinusoïdale

$$v'_w = U_{do} \sin\gamma = r U_{do} \sin \omega't$$

Alors α_1 et α_2 oscillent de part et d'autre de $\pi/2$, c'est-à-dire autour du point correspondant au maximum de consommation de puissance réactive.

Pour réduire la consommation de réactif, il faut que v'_w reste le plus longtemps possible dans les zones où il est voisin de $+U_{do}$ ou de $-U_{do}$, autrement dit que γ reste le plus longtemps possible dans la zone où il est voisin de $+\pi/2$ ou de $-\pi/2$.

Si le récepteur le permet, on peut utiliser une onde de référence v'_w trapézoïdale. Les trapèzes (fig. 3.1) formant chaque alternance ont une amplitude très légèrement inférieure à U_{do} . On règle r par la largeur des intervalles à v'_w nul séparant deux trapèzes successifs. Le temps de montée et de descente de v'_w correspondent à 60° à l'échelle de la pulsation des tensions d'entrée pour que les intersections avec les ondes de modulation soient suffisamment nettes.

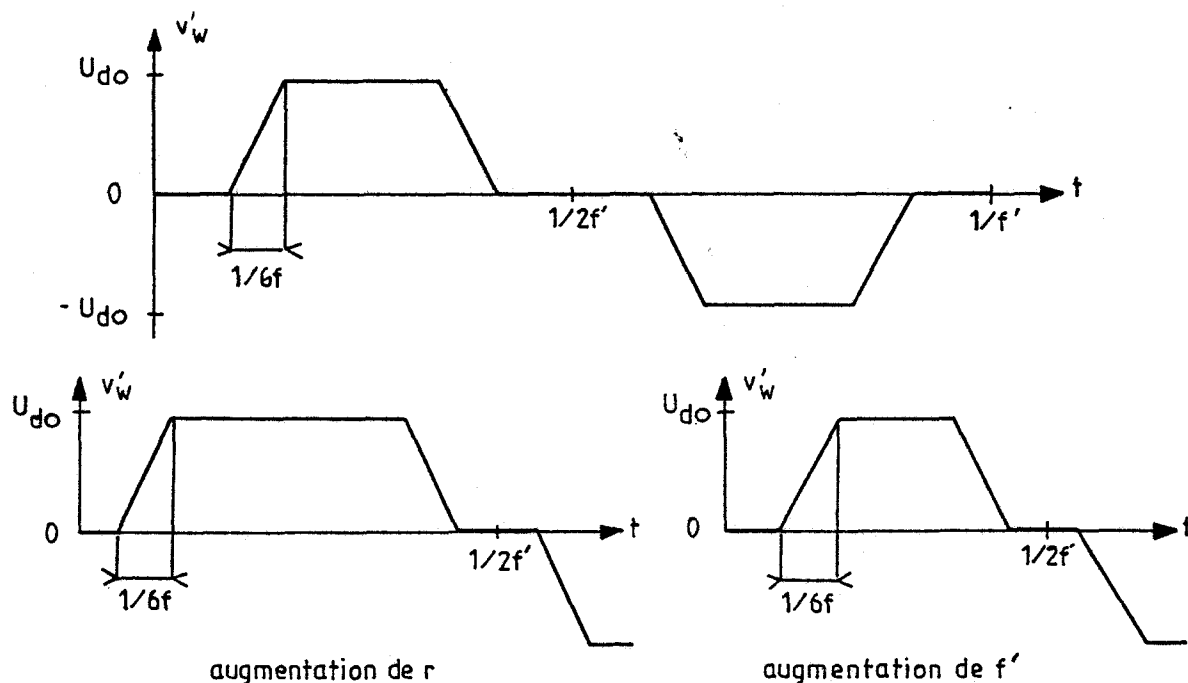


Figure 3.1

I.2. Ondes de modulation linéaires⁽¹⁾

* On peut changer la forme de l'onde de référence tout en conservant des ondes de modulation sinusoïdales pour les divers thyristors.

Toutefois dans le cas d'une référence trapézoïdale, des ondes de modulations sinusoïdales sont mal adaptées :

- dans les zones où v'_w est voisin de U_{do} , le moindre écart sur v'_w ou sur l'onde de modulation donne un écart important sur l'angle d'amorçage (fig. 3.2.a)

- au cours d'une même période, il peut y avoir deux intersections voisines (fig. 3.2.b) d'où risque de confusion et complications dans la mise en mémoire des angles

- enfin si au point d'intersection (fig. 3.2.c) les pentes des deux ondes sont voisines, la détermination du point d'intersection par dichotomie nécessite des calculs plus longs

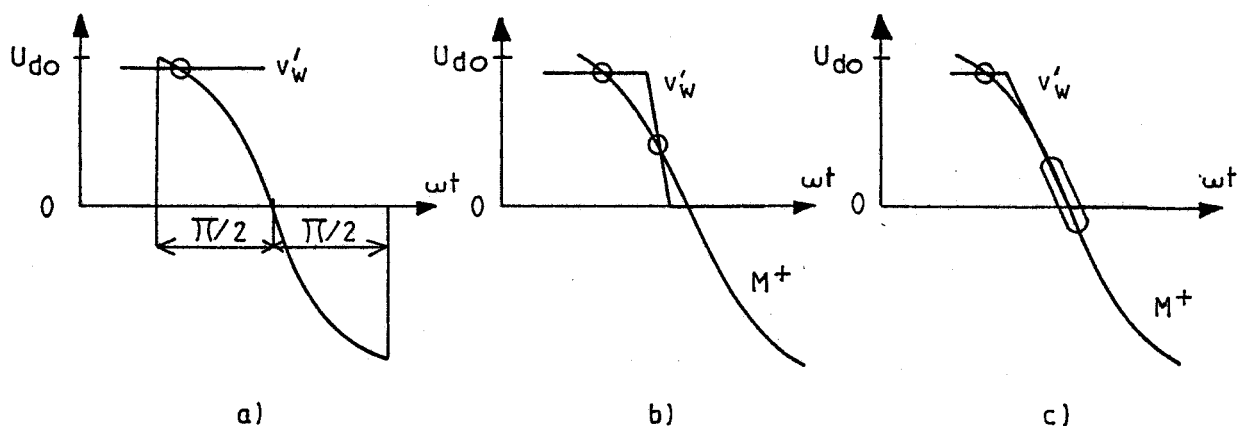


Figure 3.2

* La seule condition imposée à l'onde de modulation d'un thyristor du redresseur "positif" est de passer de $+U_{do}$ à $-U_{do}$ quand son retard au déblocage α_1 va de zéro à π ou quand γ (compté positif dans le sens des avances) va de $+\pi/2$ à $-\pi/2$.

(1) Il ne faut pas confondre l'emploi d'ondes de modulation linéaires avec la modulation linéaire de l'angle γ qu'on trouve dans certains changeurs de fréquence à commutation forcée.

Pour un thyristor du redresseur "négatif" il suffit que l'onde de modulation aille de $-U_{do}$ à $+U_{do}$ quand α_2 va de zéro à π ou quand γ (compté positif dans le sens des retards) va de $-\pi/2$ à $+\pi/2$.

* En prenant comme ondes de modulation des segments de droites, on réduit d'autant plus l'imprécision sur la détermination des angles de commande que la pente de ces segments diffère plus de la pente des flancs des trapèzes.

Si on voulait qu'il ne puisse y avoir qu'une intersection entre une

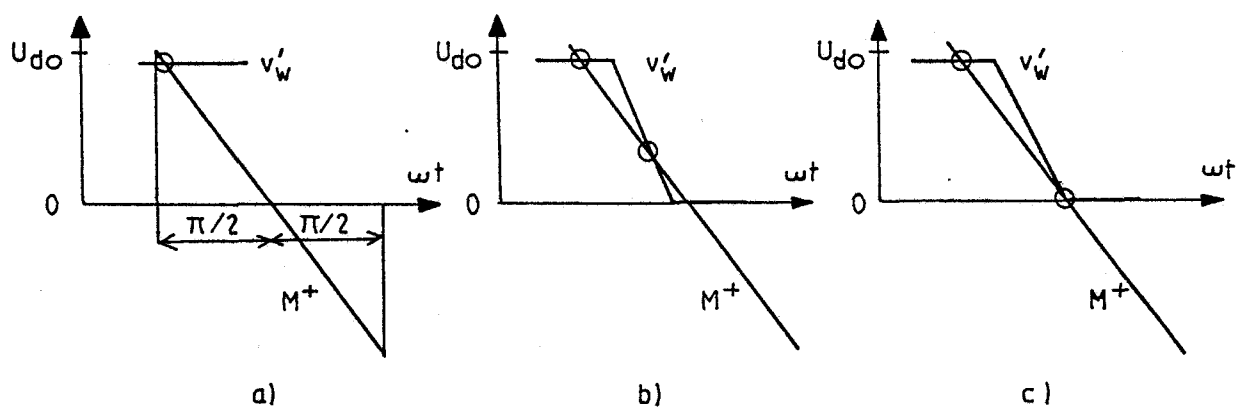


Figure 3.3

onde de modulation et une montée ou une descente de v'_w , il faudrait que les temps de montée ou de descente de v'_w soient supérieures à $\pi/2$ à l'échelle des ωt . Cela restreindrait fortement la valeur maximale de r lorsque f'/f est voisin de son maximum.

On a donc adopté un compromis. En prenant des temps de variation de v'_w égaux de $\pi/3$, on obtient des intersections franches, mais on peut obtenir plusieurs intersections voisines.

La figure 3.3 montre les intersections ainsi obtenues dans les mêmes conditions que celles qu'illustrait la figure 3.2.

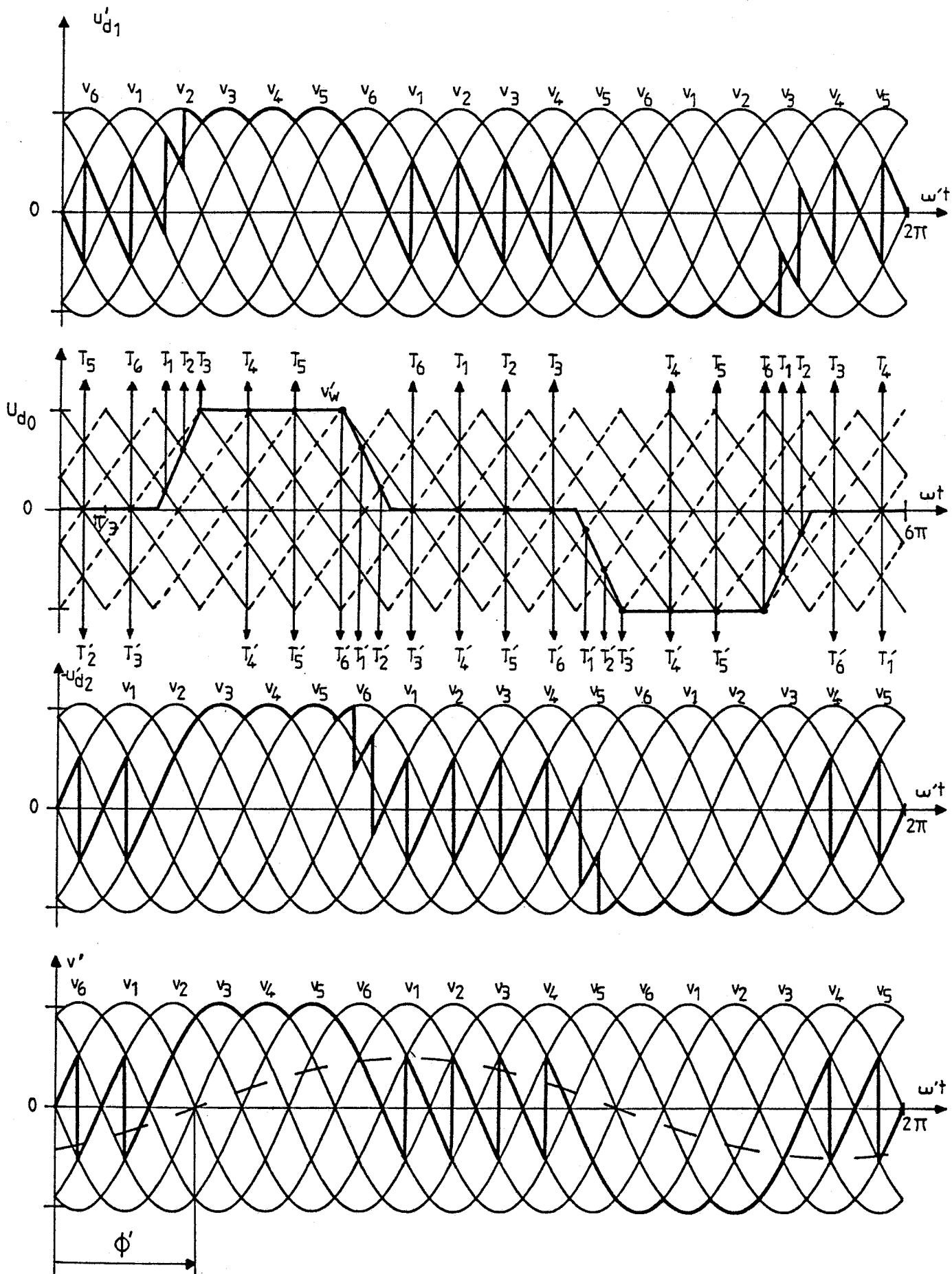


Figure 3.4

* La figure 3.4 donne un exemple de tracé de la forme d'onde de la tension v' . Il correspond à :

$$f'/f = 1/3 ; r = 0,8 ; \phi' = 60^\circ$$

Les intersections de v'_w avec les ondes de modulation de $T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6$ (segments en traits continus) donnent les instants de déblocage de ces thyristors ; d'où le tracé de u'_{d1} à partir de $v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6$. Les intersections de v'_w avec les ondes de modulation de $T'_1, T'_2, T'_3, T'_4, T'_5, T'_6$ (segments en traits interrompus) donnent les instants de déblocage de ces six thyristors et permettent le tracé de $-u'_{d2}$.

La tension de sortie v' est prise égale à u'_{d1} quand i' est positif, à $-u'_{d2}$ quand i' est négatif.

II - SIMULATION NUMERIQUE

II.1. Calculs préliminaires

II.1.1. Détermination de l'intervalle à v'_w nul

La figure 3.5 reprend l'onde de référence et indique les notations adoptées

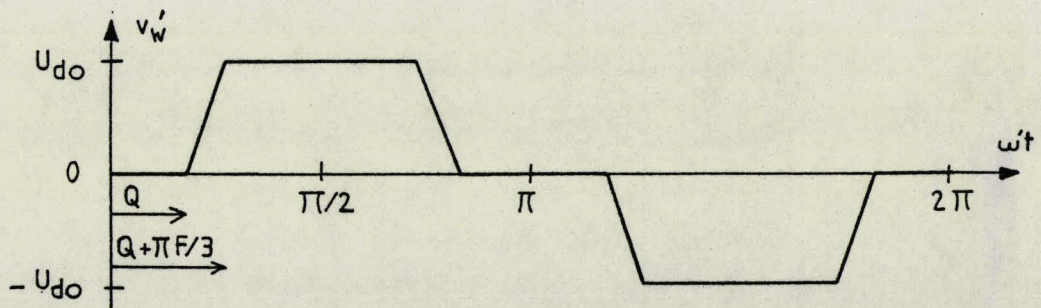


Figure 3.5

On suppose que durant les intervalles à v'_w constant, v'_w égale $\pm U_{d0}$, c'est-à-dire que α égale 0 ou π .

On désigne par F , le rapport f'/f des fréquences, par Q la largeur angulaire des demi-intervalles à v'_w nul. On pose $\theta = \omega't$.

Dans ces conditions :

$$v'_w = 0, \text{ pour } 0 < \theta < Q$$

$$v'_w = \frac{3 U_{do}}{\pi F} (\theta - Q), \text{ pour } Q < \theta < Q + \frac{\pi}{3} F$$

$$v'_w = U_{do}, \text{ pour } Q + \frac{\pi}{3} F < \theta < \frac{\pi}{2}$$

avec

$$v'_w \left(\frac{\pi}{2} + \theta \right) = v'_w \left(\frac{\pi}{2} - \theta \right) \text{ et } v'_w (\pi + \theta) = -v'_w (\pi - \theta)$$

Le fondamental v'_{1w} de v'_w a pour amplitude :

$$\begin{aligned} v'_{1w} &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} v'_w \sin\theta \, d\theta \\ &= \frac{4}{\pi} \left[\int_Q^{Q+\pi F/3} \frac{3 U_{do}}{\pi F} (\theta - Q) \sin\theta \, d\theta + \int_{Q+\pi F/3}^{\pi/2} U_{do} \sin\theta \, d\theta \right] \\ &= \frac{24}{\pi} \frac{U_{do}}{F} \sin\left(F \frac{\pi}{6}\right) \cos\left(Q + F \frac{\pi}{6}\right) \end{aligned}$$

Le coefficient de réglage en tension r , défini par le rapport

$$r = \frac{v'_{1w}}{U_{do}}$$

a donc pour expression :

$$r = \frac{24}{\pi} \frac{1}{F} \sin\left(F \frac{\pi}{6}\right) \cos\left(Q + F \frac{\pi}{6}\right)$$

On en déduit la valeur à donner à l'angle Q

$$Q = \text{Arc cos} \left[r \frac{\pi^2}{24} \frac{F}{\sin\left(F \frac{\pi}{6}\right)} \right] - F \frac{\pi}{6}$$

L'écart angulaire entre le début d'une alternance et le début du palier à U_{do} est égal à $Q + F\pi/3$ ou, si on le compte à l'échelle de la pulsation des tensions d'entrée à :

$$\frac{Q}{F} + \frac{\pi}{3}$$

Le tableau 3.1 donne $(Q/F) + (\pi/3)$ pour diverses valeurs de r et de F . Cet angle décroît évidemment quand F croît ou quand r diminue.

II.1.2. Valeurs limites du coefficient de réglage r

Pour que l'on puisse obtenir la forme d'onde de la figure 3.5, il faut

- * que Q soit positif, sinon il n'y a plus de palier à v'_w nul
- * que $Q + \pi F/3$ soit inférieur à $\pi/2$, sinon il n'y a plus de palier à v'_w égal à U_{do}

La première condition impose la valeur maximale de r , la seconde sa valeur minimale.

On obtient r_{\max} en faisant Q égal à zéro dans la relation donnant cet angle ; cela donne

$$r_{\max} = \frac{12}{\pi^2 F} \sin \frac{\pi F}{3}$$

On obtient r_{\min} en faisant $Q + \pi F/3$ égal à $\pi/2$ dans la même relation ; ce qui donne :

$$r_{\min} = \frac{24}{\pi^2 F} \sin^2 \frac{\pi F}{6}$$

La figure 3.6 montre comment r_{\max} va de $4/\pi$ à $6\sqrt{3}/\pi^2$ quand F va de zéro à 1, comment r_{\min} va de 0 à $6/\pi^2$ quand F va de zéro à 1.

Sur le tableau 3.1, on a barré les valeurs de $(Q/F) + (\pi/3)$ non réalisables car inférieures à $\pi/3$ ou supérieures à $\pi/2F$.

		r					
		0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2
F	0,05	1649,2	1463,7	1267,6	1051,4	794,7	420,2
	0,1	839,6	746,8	648,7	540,5	412,1	224,5
	0,15	569,7	507,8	442,4	370,2	284,4	159,1
	0,2	434,7	388,3	339,2	284,9	220,6	126,2
	0,25	353,7	316,5	277,2	233,8	233,8	106,2
	0,3	299,8	268,7	235,9	199,6	156,5	92,8
	0,35	261,2	234,5	206,3	175,2	138,1	83,1
	0,4	232,2	208,9	184,2	156,8	124,3	75,8
	0,45	209,7	188,9	166,9	142,5	113,5	69,9
	0,5	191,7	172,9	153,1	131,1	104,8	65,1
	0,55	177	159,9	141,7	121,7	97,7	61,1
	0,6	164,7	149	132,3	113,8	91,7	57,7
	0,65	154,3	139,7	124,3	107,2	86,6	54,7
	0,7	145,4	131,8	117,4	101,5	82,2	52,1
	0,75	137,6	124,9	111,4	96,5	78,4	49,6
	0,8	130,9	118,9	106,2	92,1	75	47,4
	0,85	124,9	113,6	101,6	88,2	72	45,3
0,9	119,6	108,9	97,5	84,8	69,3	43,3	
0,95	114,8	104,6	93,4	81,7	66,9	41,3	

Tableau 3.1 Valeur de l'angle $\frac{Q}{F} + 60^\circ$, en degrés à l'échelle des ωt , pour diverses valeurs de F et de r

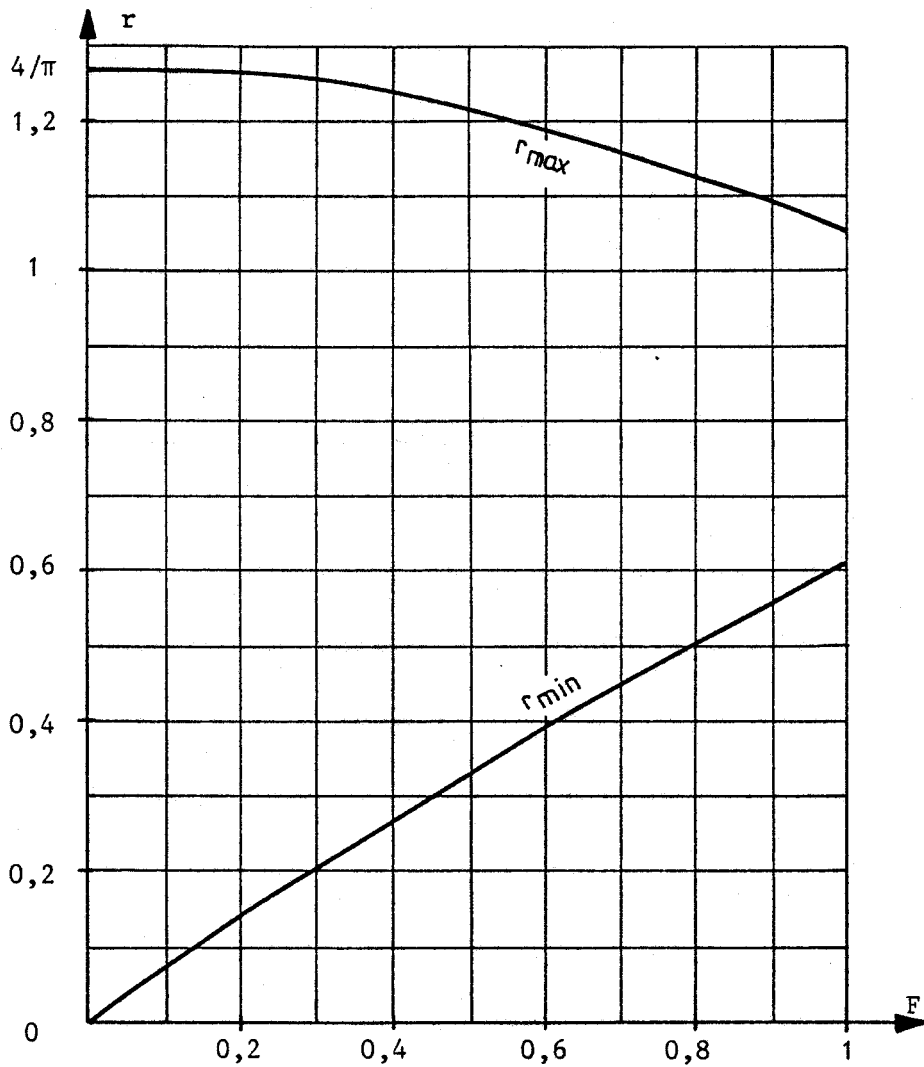


Figure 3.6

II.2. Détermination des angles d'amorçage

La figure 3.7 représente l'onde de référence v'_w durant la période P de la tension de sortie et les ondes de modulation des premiers thyristors de chacun des deux groupes.

- L'onde de référence trapézoïdale peut être représentée par sept

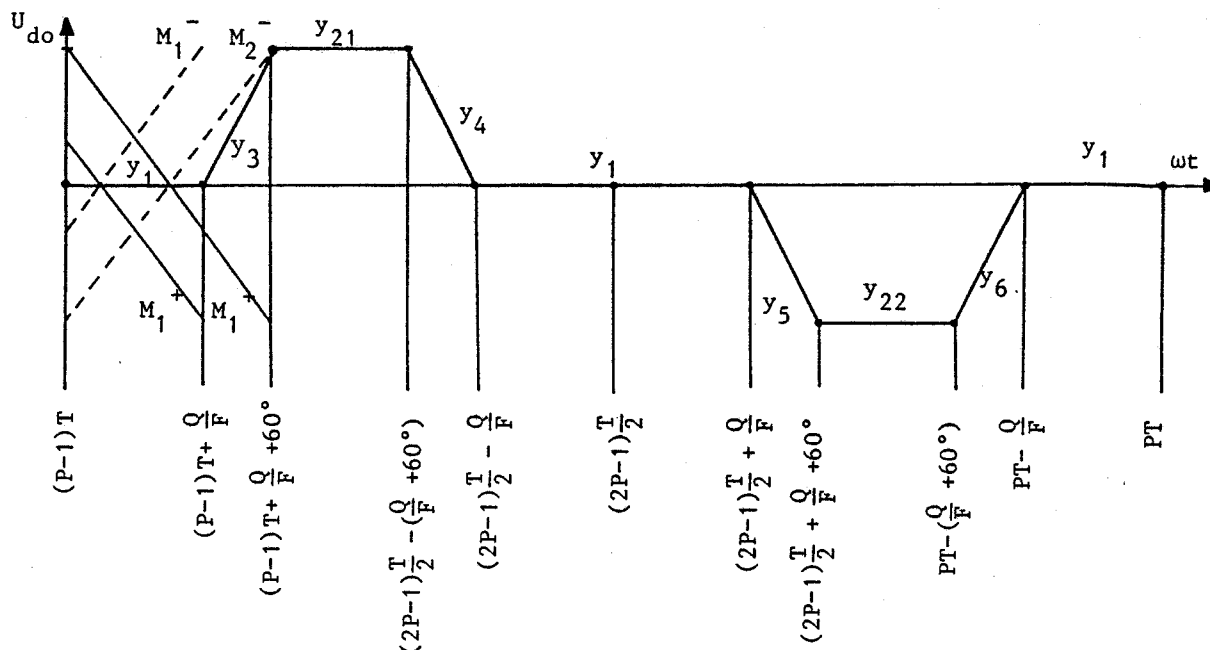


Figure 3.7

segments de droites ayant pour équations :

$$y_1(\theta) = 0$$

$$y_{21}(\theta) = U_{do}$$

$$y_{22}(\theta) = -U_{do}$$

$$y_3(\theta) = \frac{U_{do}}{60^\circ} \left[\theta - \left((P-1)T + \frac{Q}{F} \right) \right]$$

$$y_4(\theta) = -\frac{U_{do}}{60^\circ} \left[\theta - \left((2P-1) \frac{T}{2} - \frac{Q}{F} \right) \right]$$

$$y_5(\theta) = -\frac{U_{do}}{60^\circ} \left[\theta - \left((2P-1) \frac{T}{2} + \frac{Q}{F} \right) \right]$$

$$y_6(\theta) = \frac{U_{do}}{60^\circ} \left[\theta - \left(PT - \frac{Q}{F} \right) \right]$$

avec

$$\theta = \omega t \text{ et } T = \frac{360^\circ}{F}$$

- Les ondes de modulation des thyristors des deux groupes de redresseurs sont données par :

* redresseur "positif"

$$M_i^+ = -\frac{U_{do}}{90^\circ} \left[\theta - (2i-1)30^\circ \right]$$

* redresseur "négatif"

$$M_i^- = \frac{U_{do}}{90^\circ} [\theta - (2i-1)30^\circ]$$

- Les intersections de ces ondes de modulation avec les segments de l'onde de référence donnent les angles d'amorçage possibles des divers thyristors.

* pour le redresseur "positif",

$$\begin{aligned} M_i^+ &= y_1 \quad \text{donne } X_1(i) = (2i-1)30^\circ \\ M_i^+ &= y_{21} \quad \text{donne } X_{21}(i) = (i-2)60^\circ \\ M_i^+ &= y_{22} \quad \text{donne } X_{22}(i) = (i+1)60^\circ \\ M_i^+ &= y_3 \quad \text{donne } X_3(i) = [3((P-1)T+Q/F)+(2i-1)60^\circ] / 5 \\ M_i^+ &= y_4 \quad \text{donne } X_4(i) = [3((2P-1)T/2-Q/F)-(2i-1)60^\circ] \\ M_i^+ &= y_5 \quad \text{donne } X_5(i) = [3((2P-1)T/2+Q/F)-(2i-1)60^\circ] \\ M_i^+ &= y_6 \quad \text{donne } X_6(i) = [3(PT-Q/F)+(2i-1)60^\circ] / 5 \end{aligned}$$

* pour le redresseur "négatif",

$$\begin{aligned} M_i^- &= y_1 \quad \text{donne } Y_1(i) = X_1(i) = (2i-1)30^\circ \\ M_i^- &= y_{21} \quad \text{donne } Y_{21}(i) = X_{22}(i) = (i+1)60^\circ \\ M_i^- &= y_{22} \quad \text{donne } Y_{22}(i) = X_{21}(i) = (i-2)60^\circ \\ M_i^- &= y_3 \quad \text{donne } Y_3(i) = [3((P-1)T+Q/F)-(2i-1)60^\circ] \\ M_i^- &= y_4 \quad \text{donne } Y_4(i) = [3((2P-1)T/2-Q/F)+(2i-1)60^\circ] / 5 \\ M_i^- &= y_5 \quad \text{donne } Y_5(i) = [3((2P-1)T/2+Q/F)+(2i-1)60^\circ] / 5 \\ M_i^- &= y_6 \quad \text{donne } Y_6(i) = [3(PT-Q/F)-(2i-1)60^\circ] \end{aligned}$$

Ensuite, durant chacun des intervalles, selon le segment de droite constituant v'_w , on détermine quelles intersections il convient de prendre en considération.

L'organigramme de la figure 3.8 montre comment on détermine les angles d'amorçage des thyristors.

Dans l'étape (6) de l'organigramme, pour déterminer les angles d'amorçage Y(J) des thyristors du redresseur "négatif", on procède de la même façon ; simplement on remplace :

X(J) par Y(J)
AK1(J) par AK2(J)
SK1(J) par SK2(J)
et XK(J) par YK(J)

II.3. Autres calculs

Une fois les angles d'amorçage calculés, pour déterminer les tensions de sortie et les courants d'entrée, on utilise les mêmes organigrammes que ceux présentés au chapitre précédent (figures 2.2 et 2.3, figure 2.6) pour une référence sinusoïdale.

La figure 3.9 donne la forme d'onde de la tension de sortie v' , celle de la différence des courants secondaires $i_1 - i_4$ et celle du courant primaire i_{p1} telles qu'on les obtient par simulation numérique dans le cas suivant :

$$p = 6 ; F = 1/3 ; r = 0,80 ; \phi' = 60^\circ$$

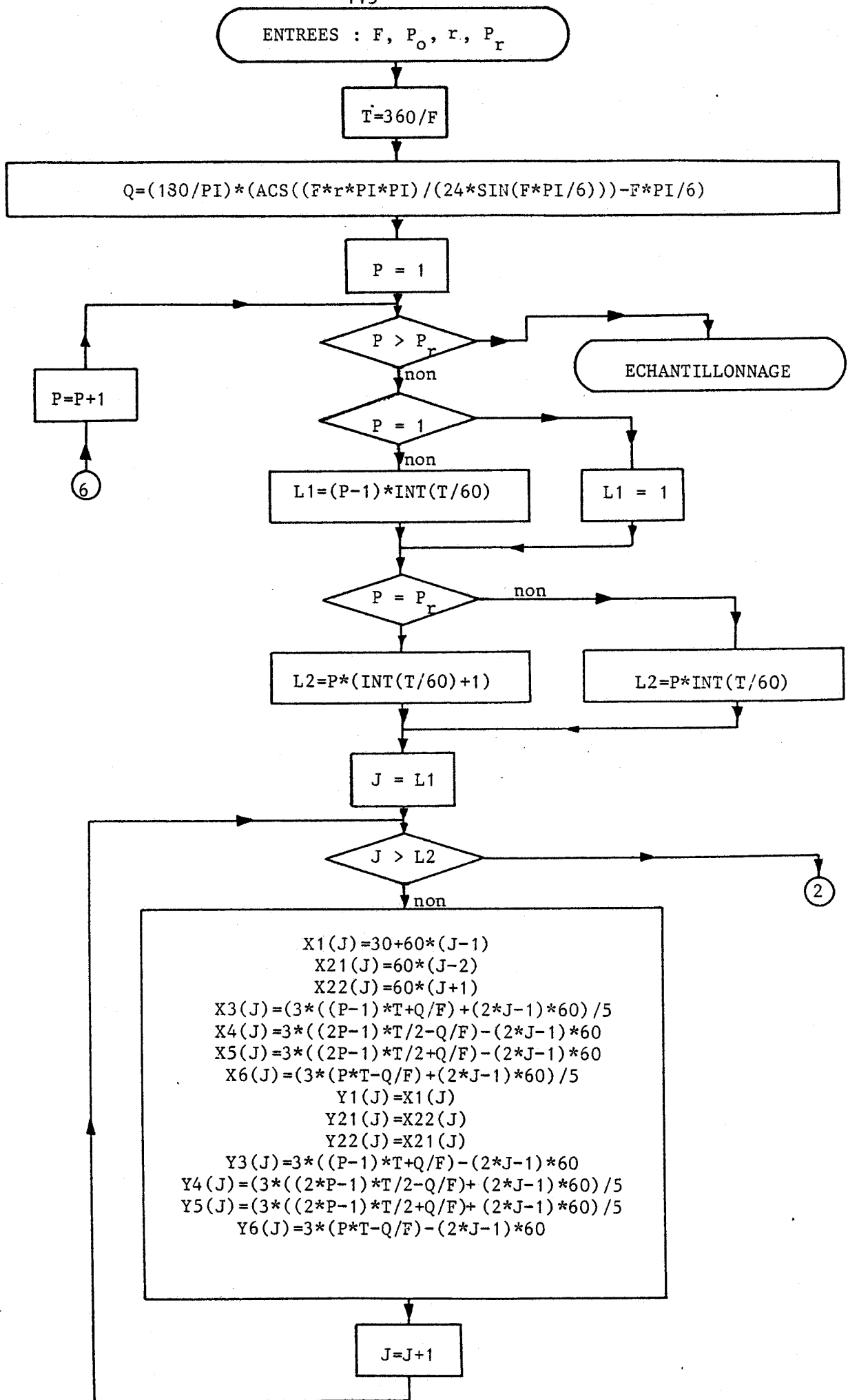


Fig. 3.8(début) Organigramme de détermination des angles d'amorçage

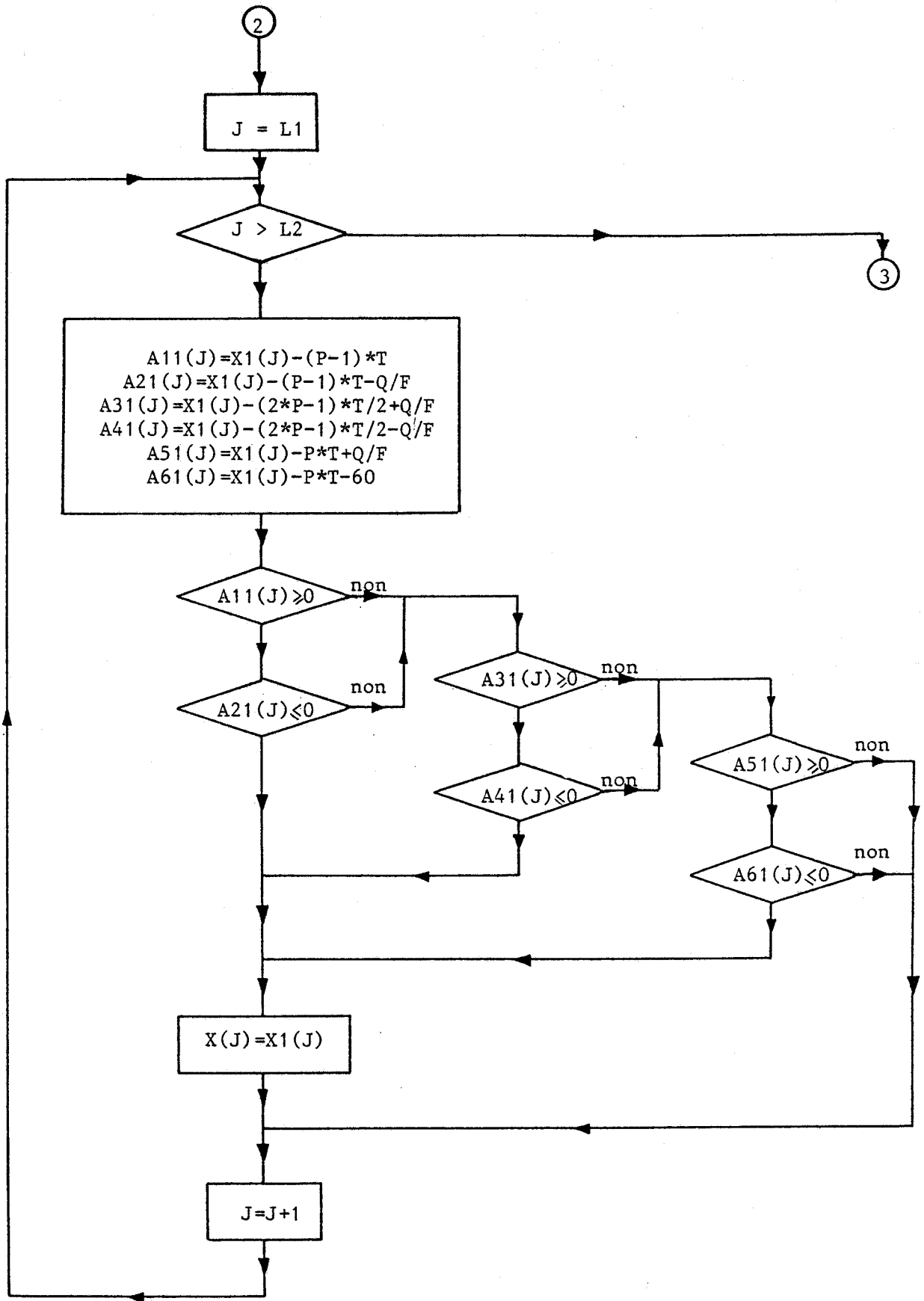


Fig. 3.8(suite) Organigramme de détermination des angles d'amorçage

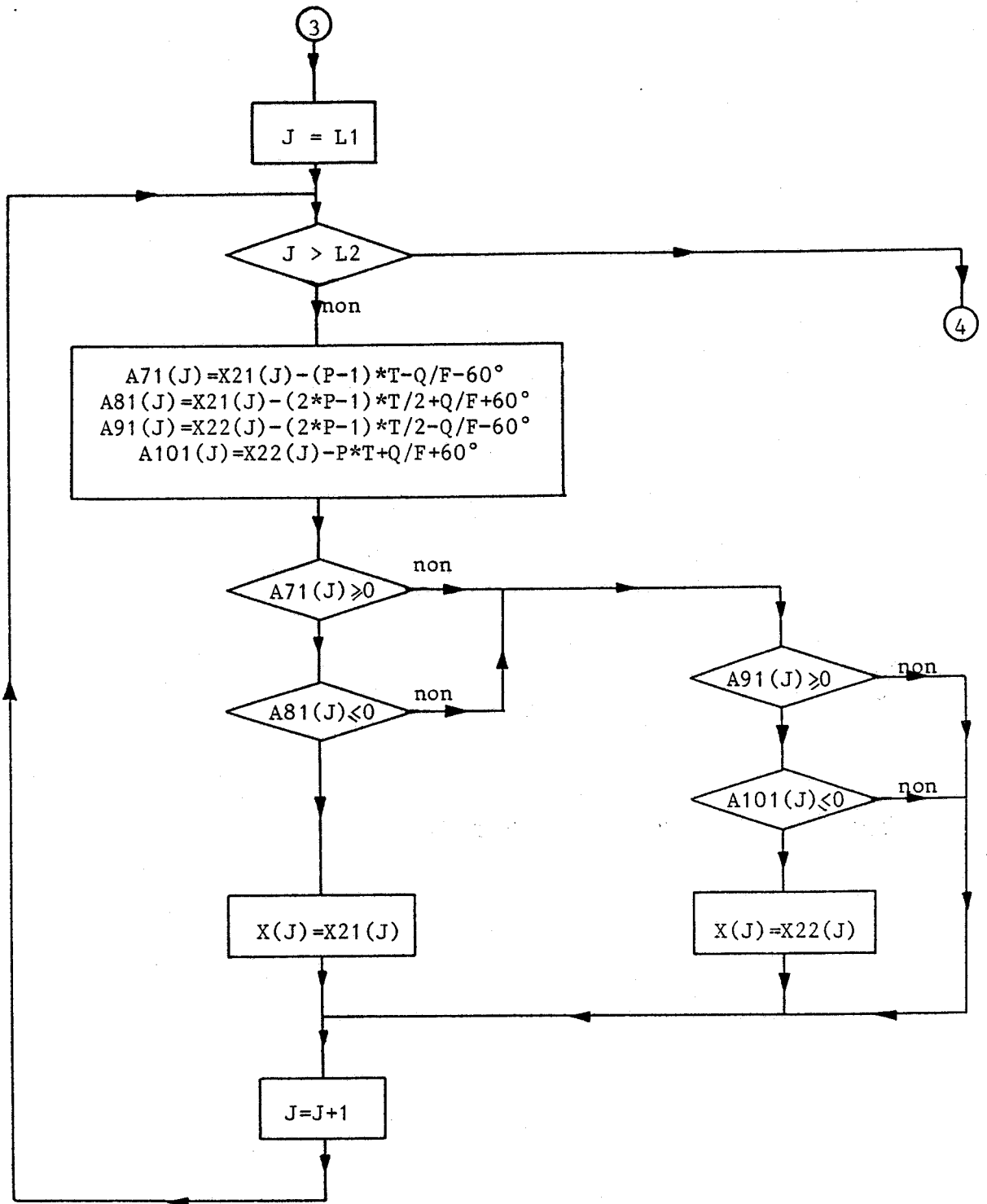


Fig. 3.8(suite) Organigramme de détermination des angles d'amorçage

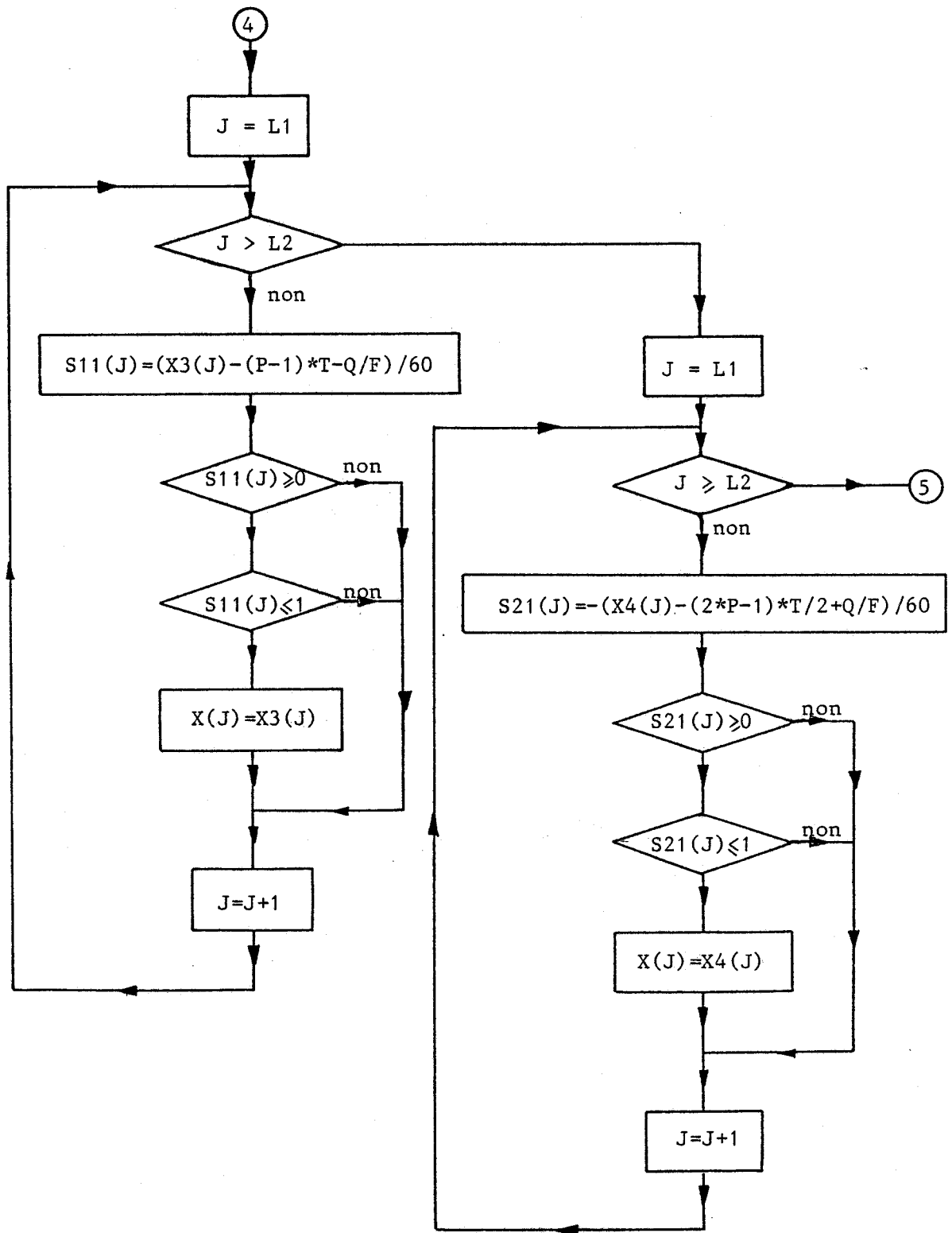


Fig. 3.8(suite) Organigramme de détermination des angles d'amorçage

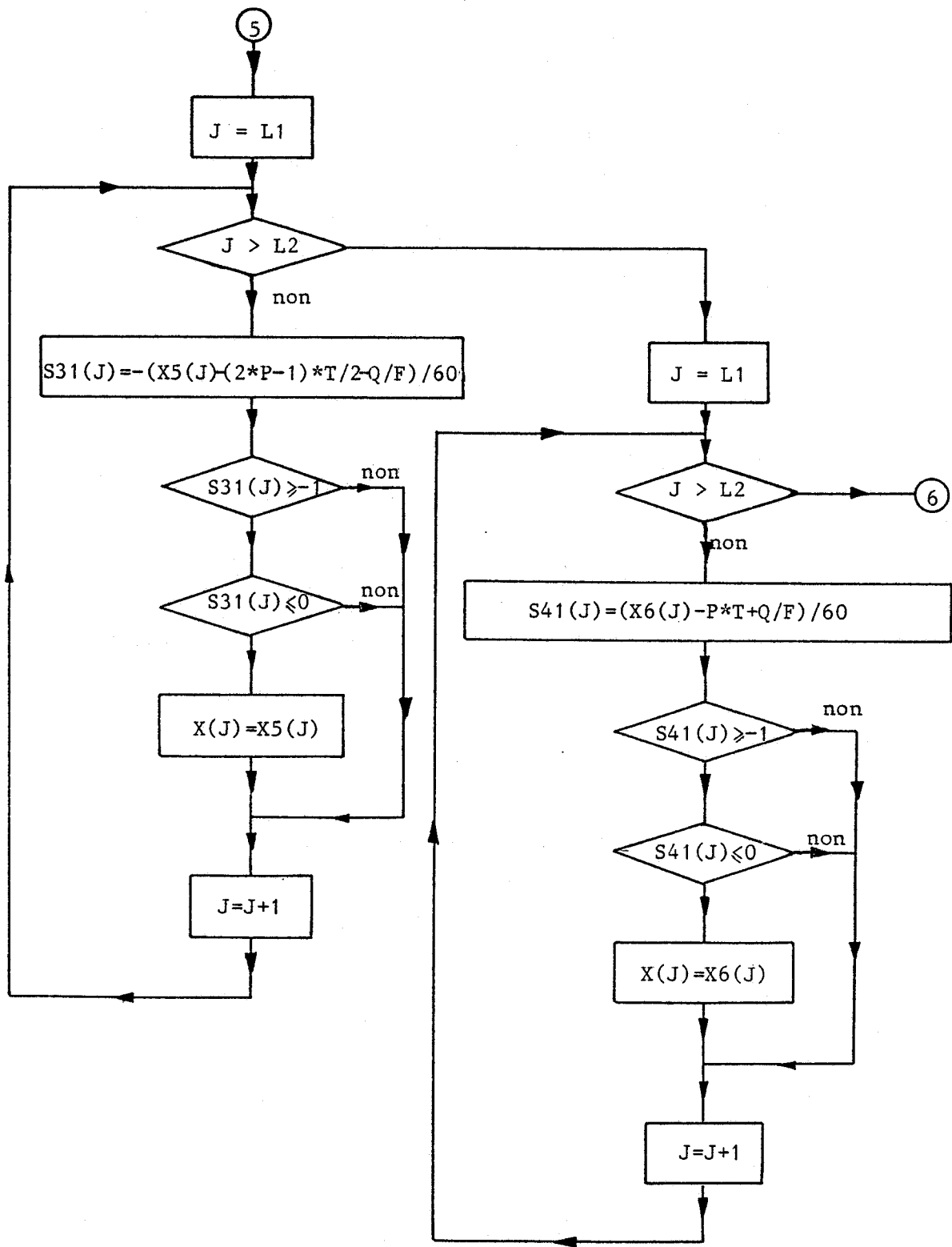


Fig. 3.8(fin) Organigramme de détermination des angles d'amorçage

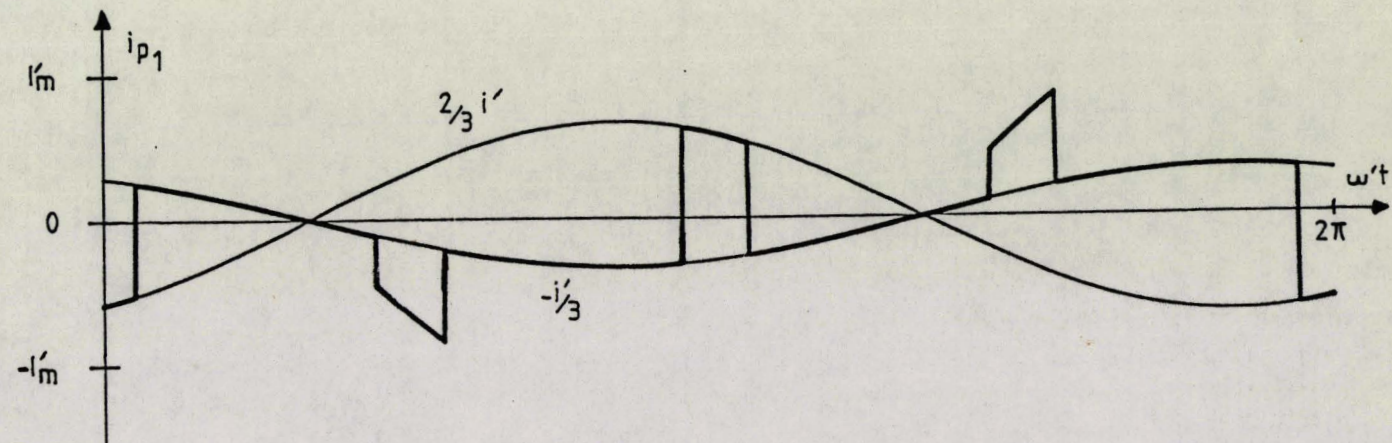
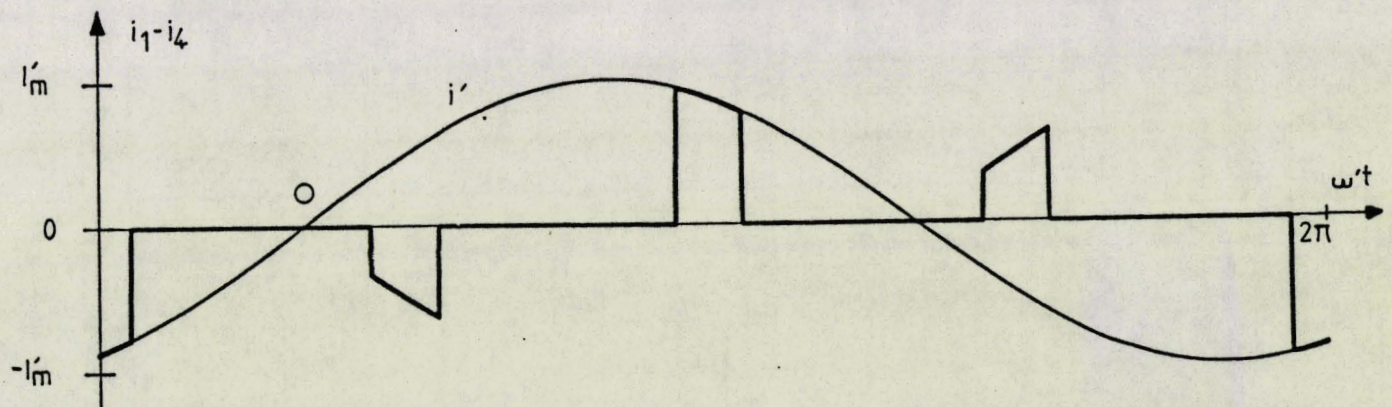
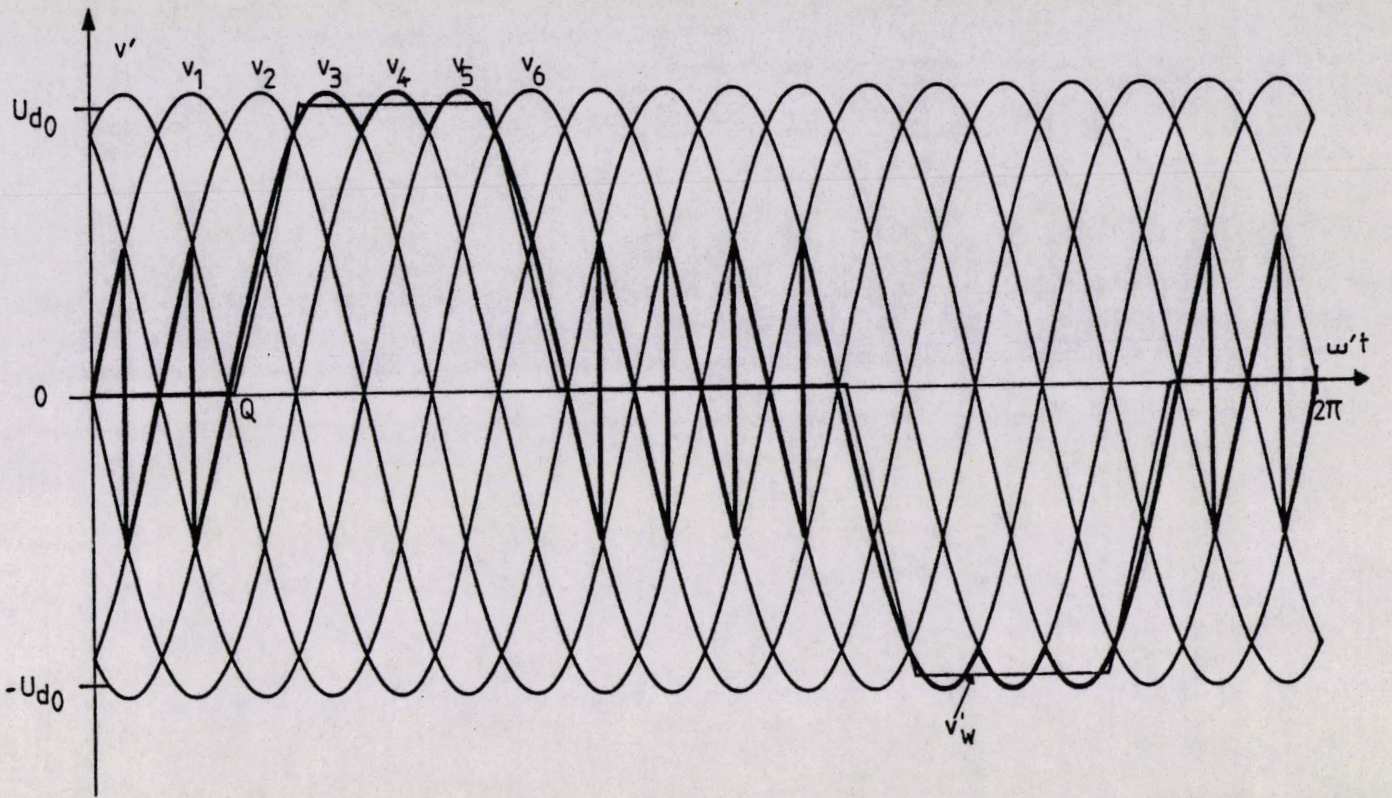


Figure 3.9

III - RESULTATS OBTENUS

Sur le montage de la figure 1.17, nous avons effectué les mêmes calculs et tracés les mêmes cartes d'harmoniques que lorsque la référence et la modulation étaient sinusoïdales. Nous n'avons reproduit ici qu'un exemple de chacune des cartes d'harmoniques.

III.1. Harmoniques des tensions de sortie

La planche III.1 montre les valeurs des harmoniques de la tension de sortie calculées pour $r = 0,80$; $\cos\phi' = 0,80$ et dix valeurs du rapport f'/f .

En plus du terme cherché de fréquence f' , on trouve, comme pour la référence sinusoïdale, les termes de fréquence

$$f_n = 6kf \pm (2k'+1)f'$$

mais aussi tous les harmoniques impairs de fréquence

$$f_n = (2k'+1)f'$$

Ces harmoniques notamment ceux de rang 3, 5, 7 et 9 ont des valeurs relatives particulièrement importantes.

Si l'on compare avec la planche II.2. on voit que le changement de loi de commande est très défavorable en ce qui concerne la qualité des tensions de sortie. C'était prévisible.

A noter que pour certaines valeurs de f'/f , l'amplitude relative du fondamental de v' diffère notablement de r . Cela est dû au fait que l'approximation de v'_w trapézoïdal par des arcs de sinusoïdes est assez grossière surtout quand f'/f se rapproche de l'unité. Ainsi dans le cas de la planche III.1 la moyenne de v'_1 calculée à partir des dix fréquences de sortie calculées est de 0,850 au lieu de 0,80.

III.2. Harmoniques des courants d'entrée

La planche III.2 donne la carte des harmoniques de i_1-i_4 établie pour $r = 0,80$ et $\cos\phi' = 0,80$.

On retrouve les mêmes harmoniques que lorsque la référence et la modulation était sinusoïdale (voir planche II.5). Les plus importants sont encore ceux de fréquence

$$f \pm 2f' ; f \pm 4f'$$

$$3f - 2f' ; 3f - 4f'$$

Leur valeur est en générale légèrement plus forte. Toutefois la dégradation de la qualité des courants d'entrée est beaucoup moins importante que celle des tensions de sortie.

A noter que la valeur d'un harmonique donné varie beaucoup plus quand f'/f varie que lorsque la référence était sinusoïdale. On ne peut plus dresser des tableaux analogues à ceux donnés au chapitre 2 ; l'établissement de cartes "d'harmoniques" par simulation numérique semble ici indispensable.

III.3. Facteur de déplacement des courants d'entrée

La planche III.3 représente les variations de la composante active $I_1 \cos\phi_1$ et de la composante réactive $I_1 \sin\phi_1$ du fondamental du courant d'entrée, en fonction de r pour quatre valeurs de $\cos\phi'$.

Pour chaque valeur de r désiré et de $\cos\phi'$ on a pris pour ces composantes les valeurs moyennes obtenues à partir des dix valeurs de f'/f pour lesquelles les calculs ont été effectués.

On a affecté $I_1 \cos\phi_1$ et $I_1 \sin\phi_1$ ainsi déterminés non pas à la valeur de r prise pour calculer les angles mais à v'_1/U_{do} moyen. Ainsi pour $\cos\phi'$ égal à 0,8 on a substitué $r = 0,850$ à $r = 0,8$.

La composante active $I_1 \cos\phi_1$ croît linéairement en fonction de r et $\cos\phi'$ comme pour la référence sinusoïdale (Pl II.8). En effet $I_1 \cos\phi_1$ se déduit de I'_m , quelle que soit la référence, par la conservation de la puissance active.

Mais la composante réactive $I_1 \sin\phi_1$ décroît beaucoup plus fortement quand r et $\cos\phi'$ augmentent. A $\cos\phi'$ donné, cette décroissance est sensiblement linéaire.

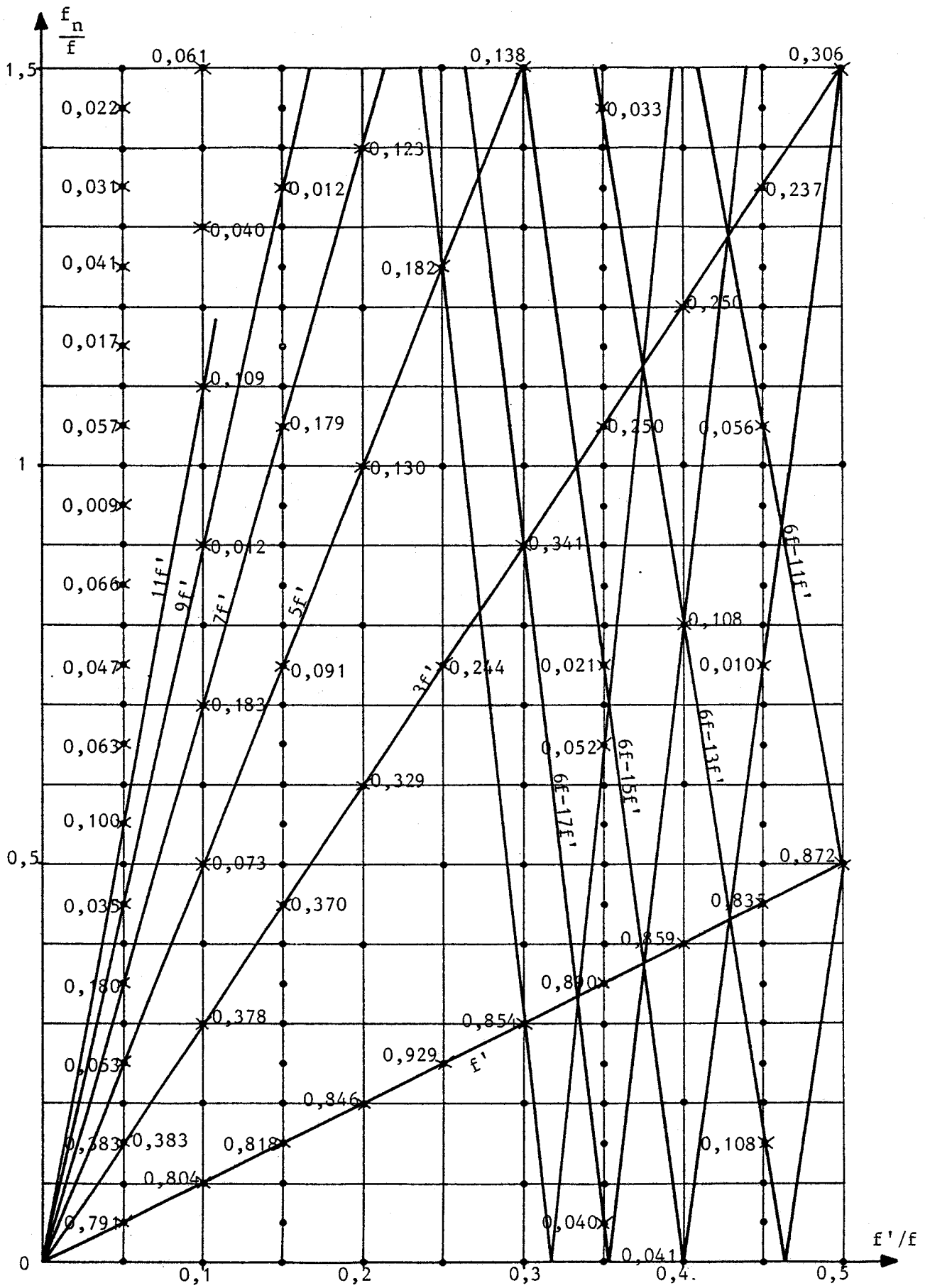
De $I_1 \cos\phi_1$ et $I_1 \sin\phi_1$ on déduit I_1 et $\cos\phi_1$. Les caractéristiques donnant $\cos\phi_1$ en fonction de $\cos\phi'$ pour diverses valeurs de r montrent que, en moyenne,

$\cos\phi_1$ est légèrement supérieur à $r \cos\phi'$,

alors que pour la référence sinusoïdale, on avait :

$$\cos\phi_1 \cong \sqrt{\frac{2}{3}} r \cos\phi'$$

Le passage à une référence trapézoïdale donne donc bien une sensible réduction de la consommation de réactif mais au détriment de la qualité des courants d'entrée et surtout des tensions de sortie dont les taux d'harmoniques sont nettement ou très nettement accrus.

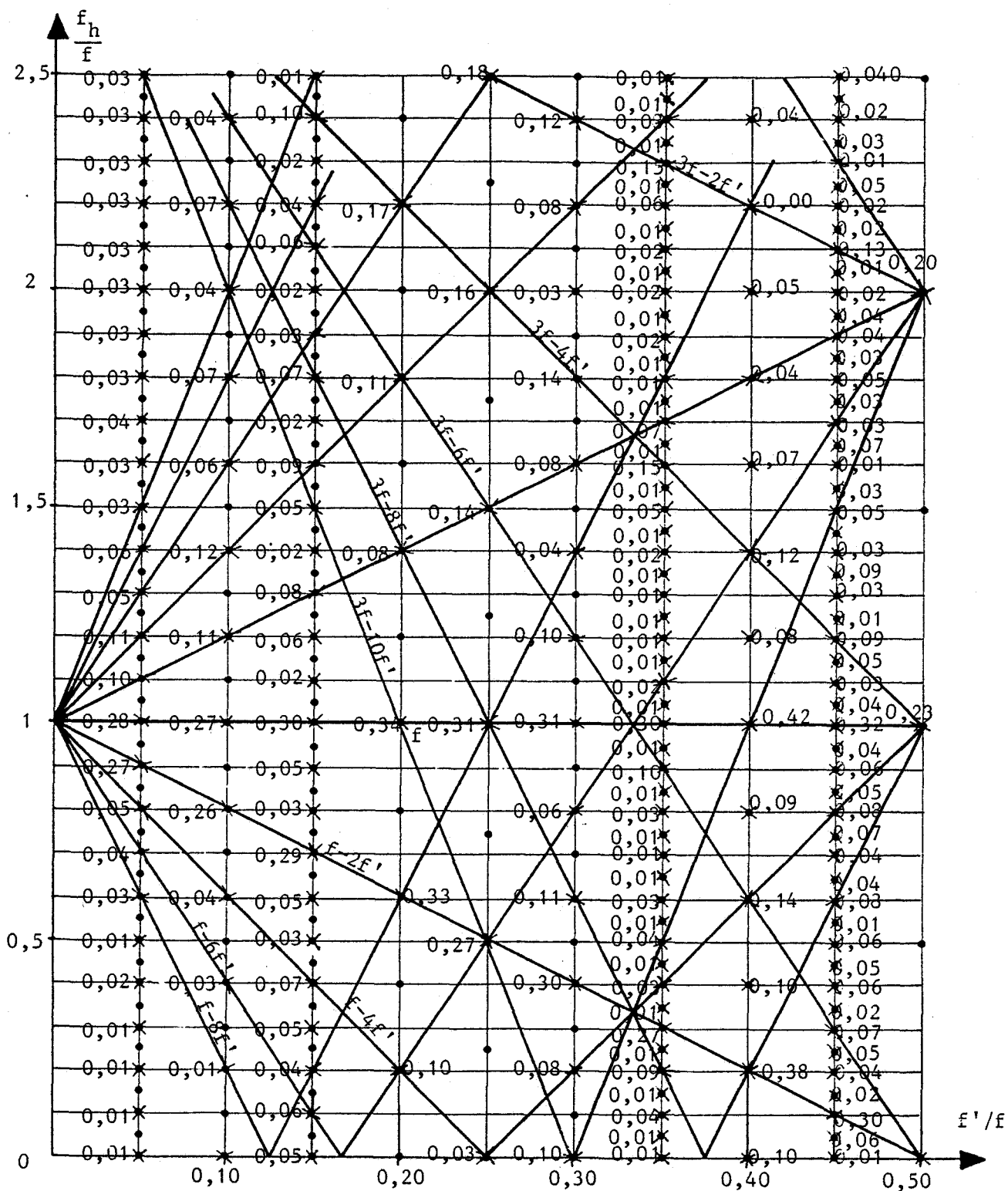


Pl. III.1 HARMONIQUES DES TENSIONS DE SORTIE
(Référence trapézoïdale, modulation linéaire)

$p = 6$

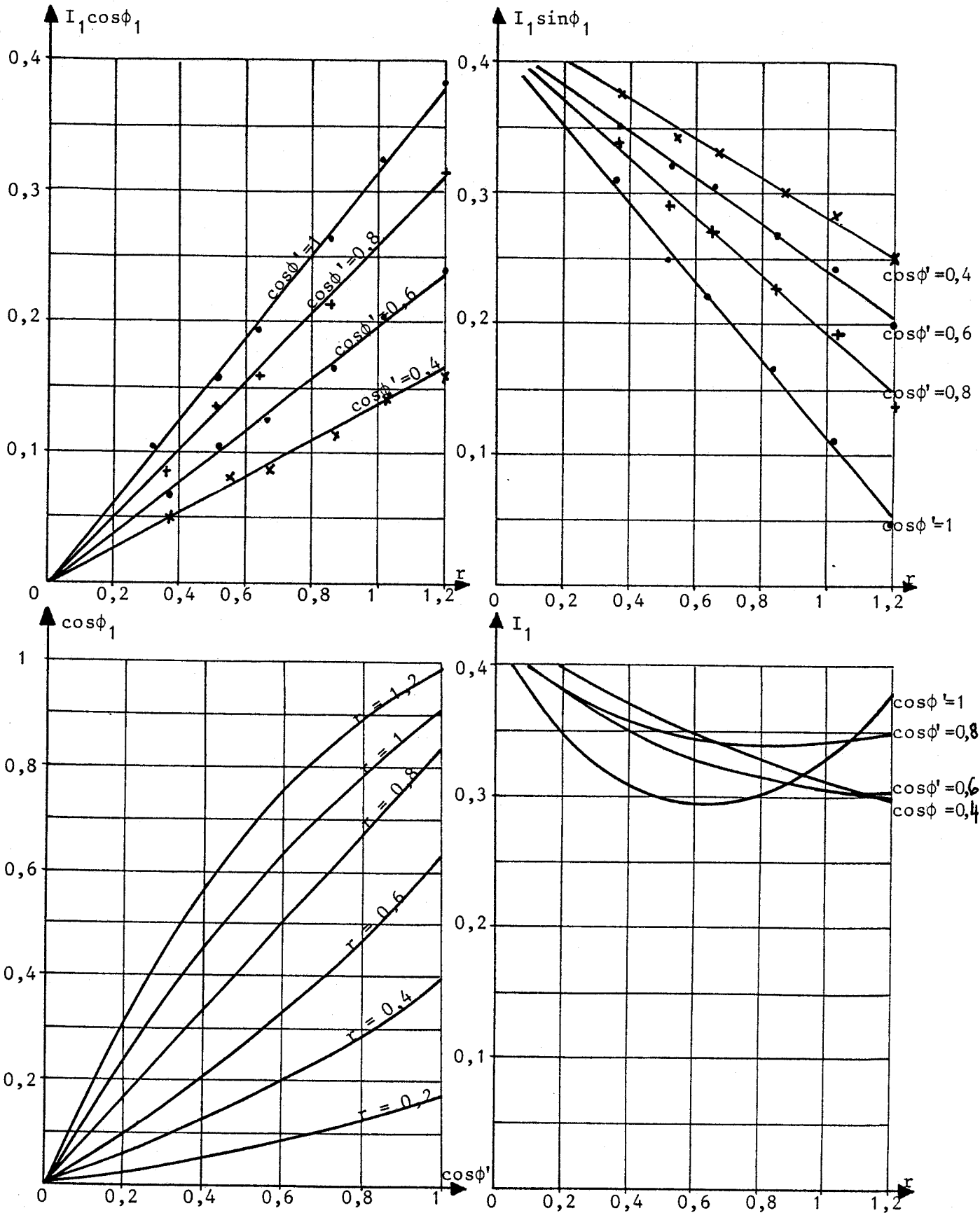
$r = 0,80$

$\cos\phi' = 0,80$



Pl. III.2 HARMONIQUES DES COURANTS D'ENTREE
(Référence trapézoïdale, modulation linéaire)

$p = 6$ sortie monophasée
 $r = 0,80$ $\cos\phi' = 0,30$



Pl. III.3 Facteur de déplacement à l'entrée
(Référence trapézoïdale, modulation
linéaire)

CHAPITRE IV

CHAPITRE IV

MODIFICATION DE LA STRUCTURE

En passant d'une référence sinusoïdale à une référence trapézoïdale, on fait travailler plus longtemps le convertisseur dans la zone où le retard au déblocage est voisin de zéro ou de π . Mais les intervalles à tension de référence nulle correspondent à un retard égal à $\pi/2$ donc à une consommation de réactif maximale. Le bilan est positif en ce qui concerne la réduction de puissance réactive, mais le facteur de déplacement à l'entrée reste très faible quand le coefficient de réglage en tension est lui-même réduit.

Pour augmenter $\cos\phi_1$, il faut, à courant de sortie donné, réduire le courant à l'entrée quand r diminue. D'où l'idée d'ajouter des "interrupteurs" de roue libre qui fonctionneront durant les intervalles où v'_w est faible ou nul.

La figure 4.1 donne le schéma du montage pour un cycloconvertisseur d'indice 3. Aux deux groupes de trois thyristors formant le redresseur "positif" et le redresseur "négatif", on a ajouté les deux thyristors de roue libre T_r et T'_r .

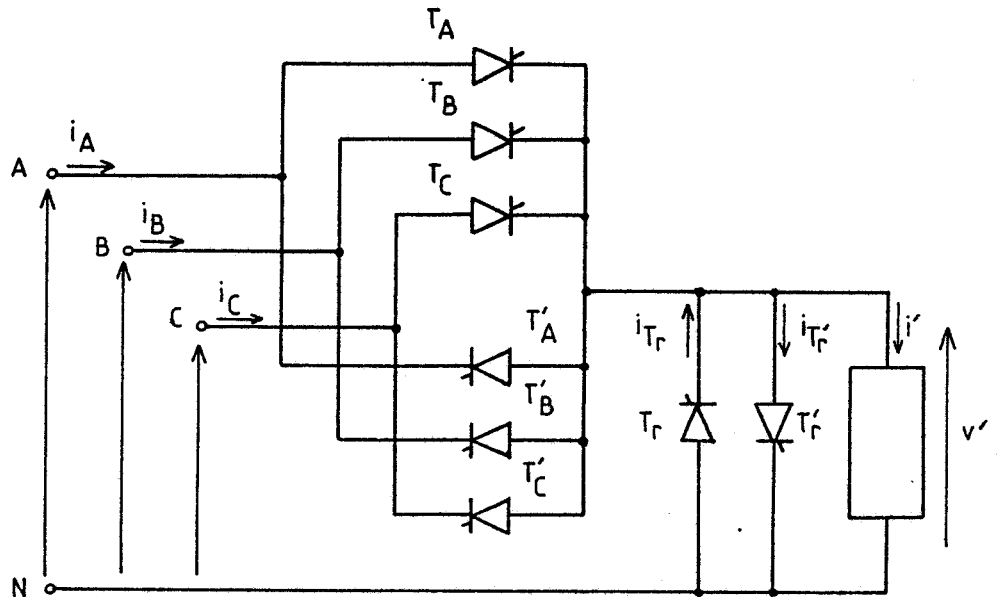


Figure 4.1

I - LOI DE COMMANDE ETUDIEE

Si l'on veut que les thyristors de roue libre fonctionnent comme les autres en commutation naturelle, il faut lors de l'établissement de leur loi de commande tenir compte du fait que :

* T_r forme avec T_A , T_B et T_C un "commutateur plus positif" permettant de rendre v' égal à v_A , v_B , v_C ou à zéro quand le courant i' est positif ;

* T'_r forme avec T'_A , T'_B , T'_C un "commutateur plus négatif" permettant de rendre v' égal à v_A , v_B , v_C ou à zéro quand le courant i' est négatif.

Avec les "interrupteurs" de roue libre nous nous proposons d'obtenir

* une tension de sortie v' positive ou nulle quand l'onde de référence v'_w est positive,

* une tension de sortie v' négative ou nulle quand l'onde de référence v'_w est négative.

I.1. Commande des "interrupteurs" de roue libre

- La première condition imposée à la commande de T_r et T'_r est d'éviter la mise en court-circuit de la source

par T'_r et T_A ou T_B ou T_C
par T_r et T'_A ou T'_B ou T'_C

Quand le courant i' dans la charge est positif (débit possible de T_A ou T_B ou T_C) T'_r doit être bloqué. De même, T_r doit être bloqué pendant l'alternance négative de i' .

- La seconde condition imposée à la commande de T_r et T'_r est qu'ils fonctionnent en commutation naturelle.

Pour que T_r puisse être bloqué par l'amorçage de T_A , T_B ou T_C , il faut que lors de cet amorçage v_A , v_B ou v_C soit plus grand que zéro, autrement dit que v'_w soit positif.

De même le blocage de T'_r par l'entrée en conduction de T'_A , T'_B ou T'_C nécessite que v'_w soit négatif au moment de cette entrée en conduction.

- Pour remplir ces deux conditions, nous avons adopté pour les thyristors de roue libre la loi de commande suivante :

* la gâchette de T_r est alimentée pendant l'intervalle où i' et v'_w sont positifs,

T_r ne peut être amorcé pendant tout le reste de la période de v'_w

* la gâchette de T'_r est alimentée pendant l'intervalle où i' et v'_w sont négatifs,

T'_r ne peut être amorcé pendant tout le reste de la période des grandeurs de sortie.

I.2. Exemple de forme d'onde

Pour montrer l'effet de l'addition des thyristors de roue libre, nous avons rappelé en haut de la figure 4.2, le tracé de v' , et le diagramme des conductions de T_A , T_B , T_C , de T'_A , T'_B , T'_C lorsqu'il n'y a pas les thyristors de roue libre. Le tracé correspond au cas suivant :

$$f'/f = 1/3 ; r = 0,8 ; \phi' = 60^\circ$$

référence et modulation sinusoïdales.

Au-dessous, on a représenté par des ondes rectangulaires les courants de gâchette de T_r et de T'_r , on en a déduit le nouveau diagramme de conduction de T_A, T_B, T_C, T_r et de T'_A, T'_B, T'_C, T'_r et la nouvelle forme d'onde de la tension de sortie v' .

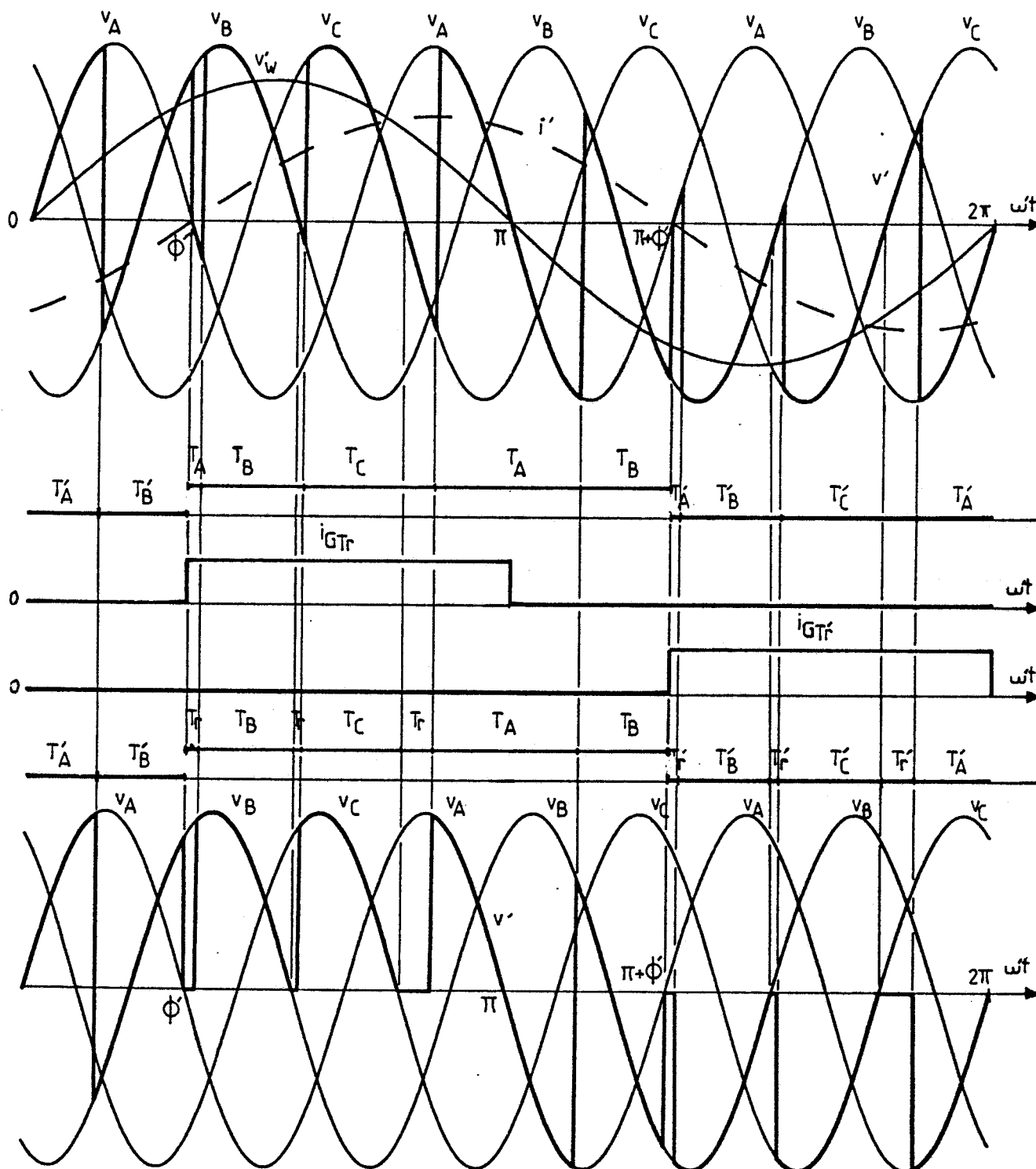


Figure 4.2

On voit que :

* pour $0 < \omega't < \phi'$, $i' < 0$ et $v'_w > 0$: il n'y a pas de phénomène de roue libre, v' est positif ou négatif

* pour $\phi' < \omega't < \pi$, $i' > 0$ et $v'_w > 0$: T_r a sa gâchette alimentée, v' est positif ou nul

* pour $\pi < \omega't < \pi + \phi'$, $i' > 0$ et $v'_w < 0$: il n'y a pas de phénomène de roue libre, v' est positif ou négatif

* pour $\pi + \phi' < \omega't < 2\pi$, $i' < 0$ et $v'_w < 0$: T'_r a sa gâchette alimentée, v' est négatif ou nul.

L'effet de l'addition des "interrupteurs" de roue libre sera donc d'autant plus important que ϕ' est plus faible.

II - SIMULATION NUMERIQUE

On utilise les mêmes programmes pour calculer les angles de déblocage des thyristors constituant les deux redresseurs que la référence soit sinusoïdale ou trapézoïdale.

Après avoir déterminé la forme d'onde de la tension de sortie et du courant d'entrée du cycloconvertisseur sans "interrupteurs" de roue libre, pour obtenir cette forme d'onde lorsque ces "interrupteurs" sont ajoutés, il suffit d'effectuer le sous-programme dont l'organigramme est représenté sur la figure 4.3

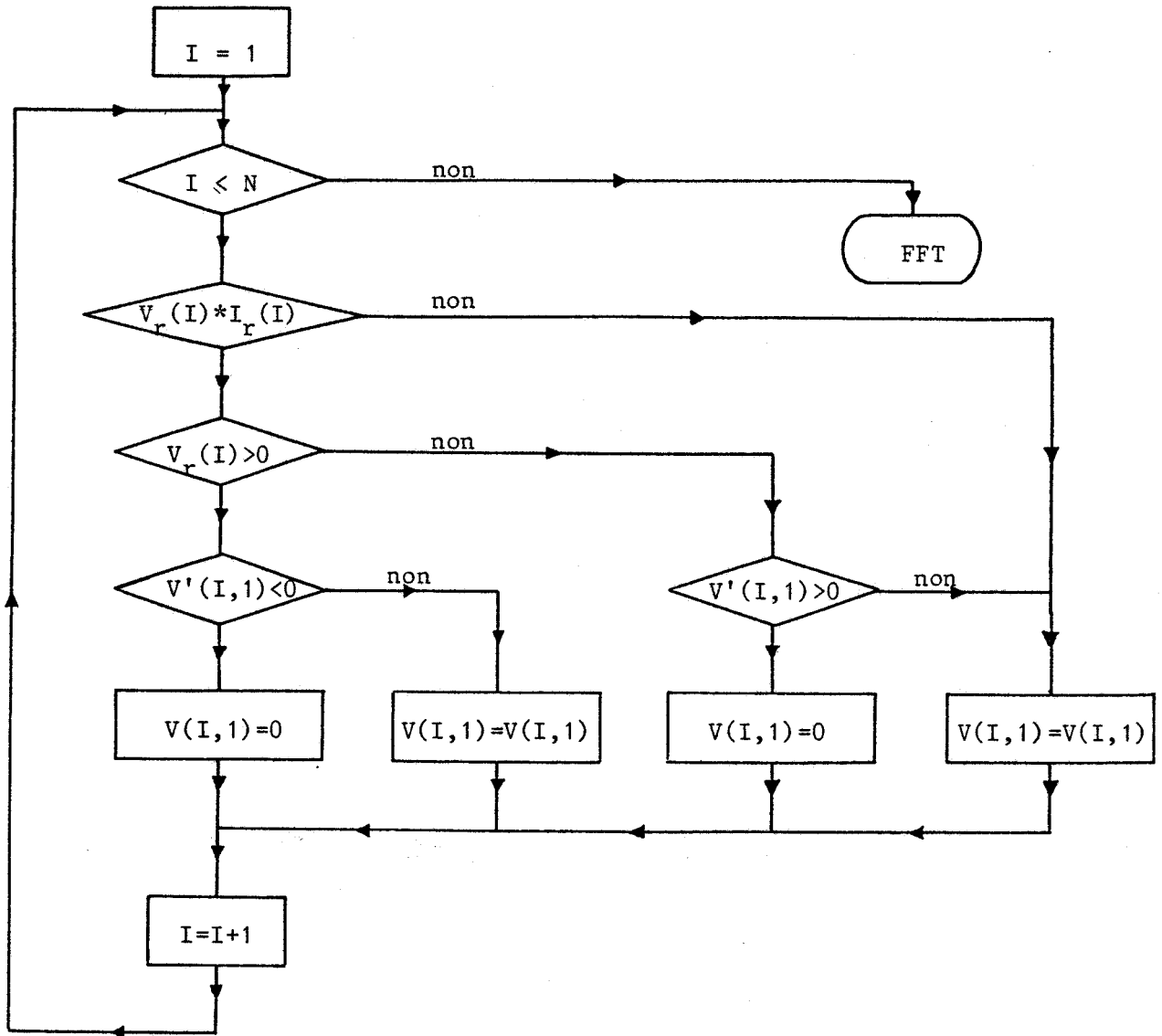


Figure 4.3

Dans cet organigramme :

$V_r(I)$ représente la tension v'_w à l'instant I

$I_r(I)$, le courant i'

$V'(I,1)$, la valeur de la tension de sortie

$V(I,1)$, la valeur du courant d'entrée ou de la tension de sortie

Tous les calculs ont été effectués pour le cycloconvertisseur utilisant deux redresseurs d'indice p égal à 6 représenté sur la figure 1.17. Nous avons reproduit quelques exemples de formes d'ondes obtenues à la table traçante placée à la sortie du calculateur.

La figure 4.4 montre la tension de sortie v' correspondant à une référence et à une modulation sinusoïdales, à $f'/f = 1/3$, successivement pour

- a) $r = 0,80$; $\phi' = 60^\circ$
- b) $r = 0,80$; $\phi' = 0$
- c) $r = 0,20$; $\phi' = 0$

Les intervalles à v' nul qui correspondent au débit des thyristors de roue libre sont d'autant importants que ϕ' est plus proche de zéro, que r est plus faible.

La figure 4.5 donne la forme d'onde de la tension v' calculée dans le cas d'une référence trapézoïdale et d'une modulation linéaire, pour $f'/f = 1/3$, et successivement

- a) $r = 0,80$; $\phi' = 60^\circ$
- b) $r = 0,80$; $\phi' = 0$
- c) $r = 0,40$; $\phi' = 0$

On trouve à nouveau un rôle des thyristors de roue libre d'autant plus important que ϕ' est plus proche de zéro et que r est plus faible.

Pour montrer l'influence des "interrupteurs" de roue libre, nous avons repris (fig. 4.6) des six cas précédents les deux où cette influence est la plus importante :

en haut, avec une référence et une modulation sinusoïdales, $f'/f = 1/3$;
 $r = 0,20$; $\phi' = 0$

en bas, avec une référence trapézoïdale et une modulation linéaire,
 $f'/f = 1/3$; $r = 0,40$; $\phi' = 0$.

Dans chacun de ces deux cas, on a rappelé le tracé de la tension v' et du courant $i_1 - i_4$ lorsqu'il n'y a pas les thyristors de roue libre, puis de ce courant lorsqu'on ajoute ces thyristors. Puisque ϕ' est nul, cette

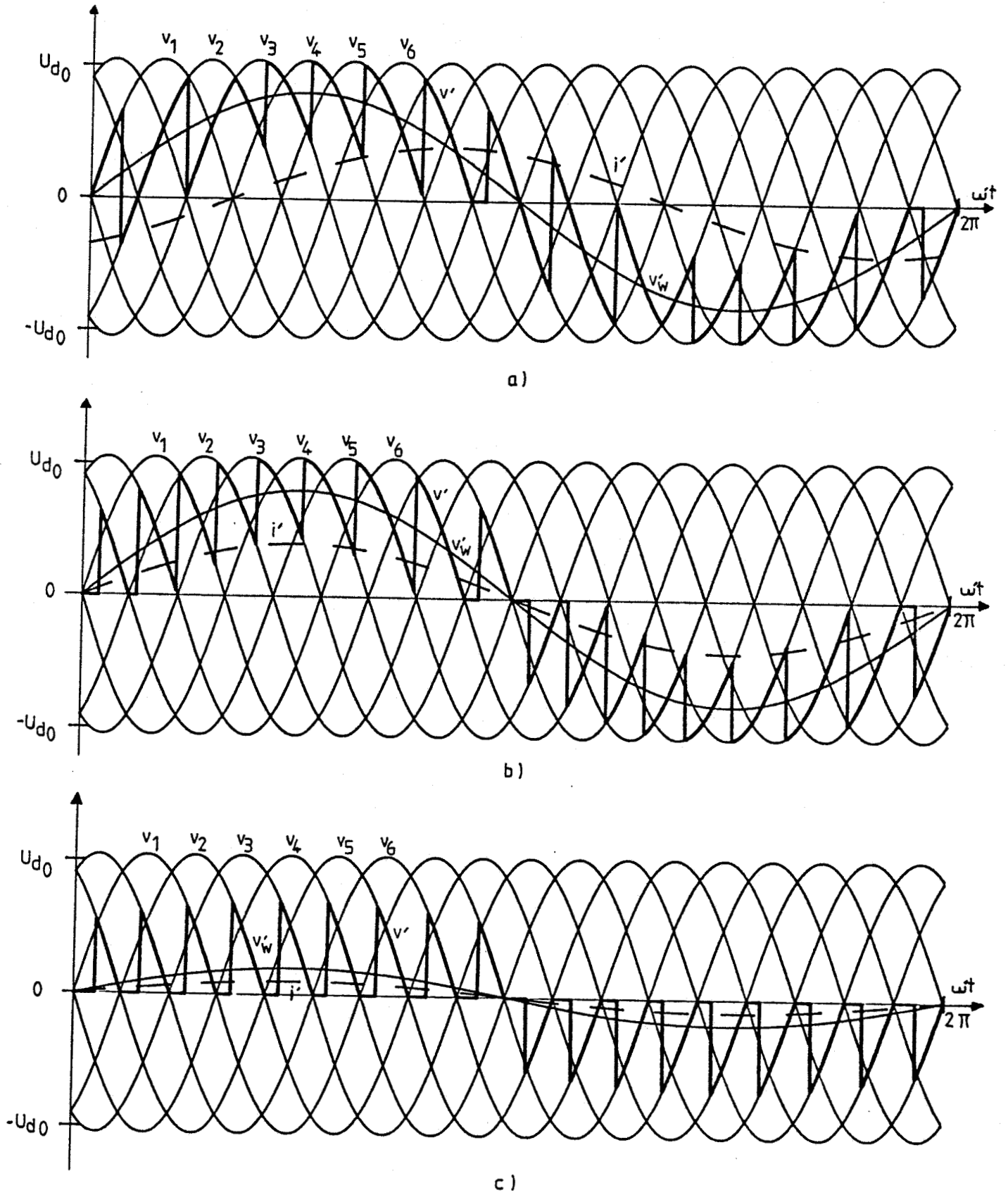
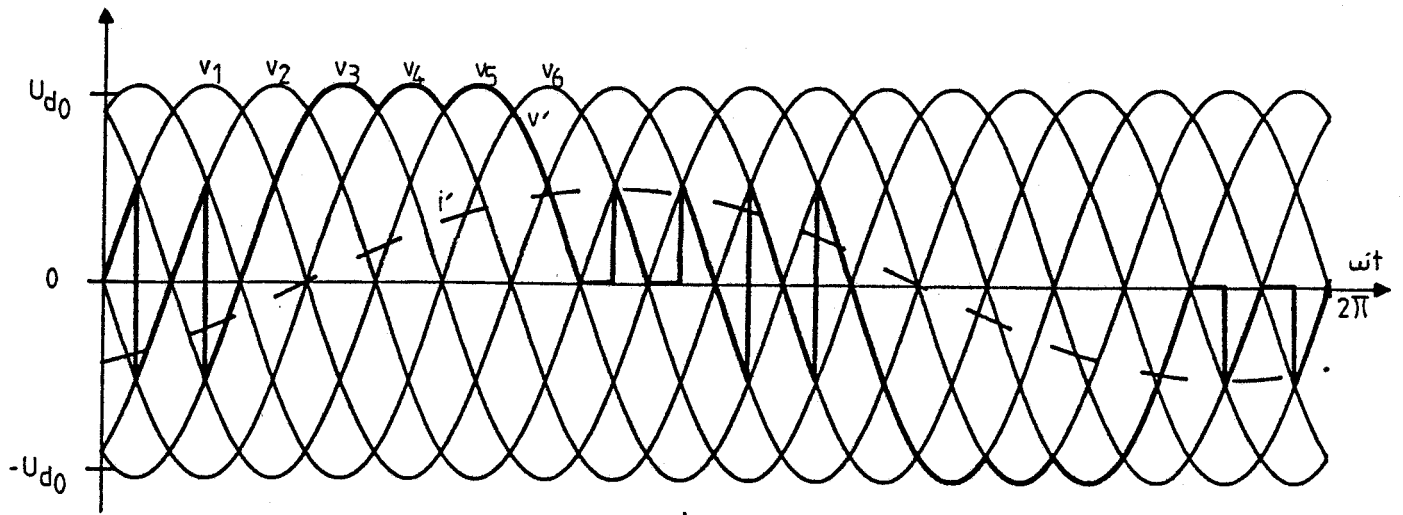
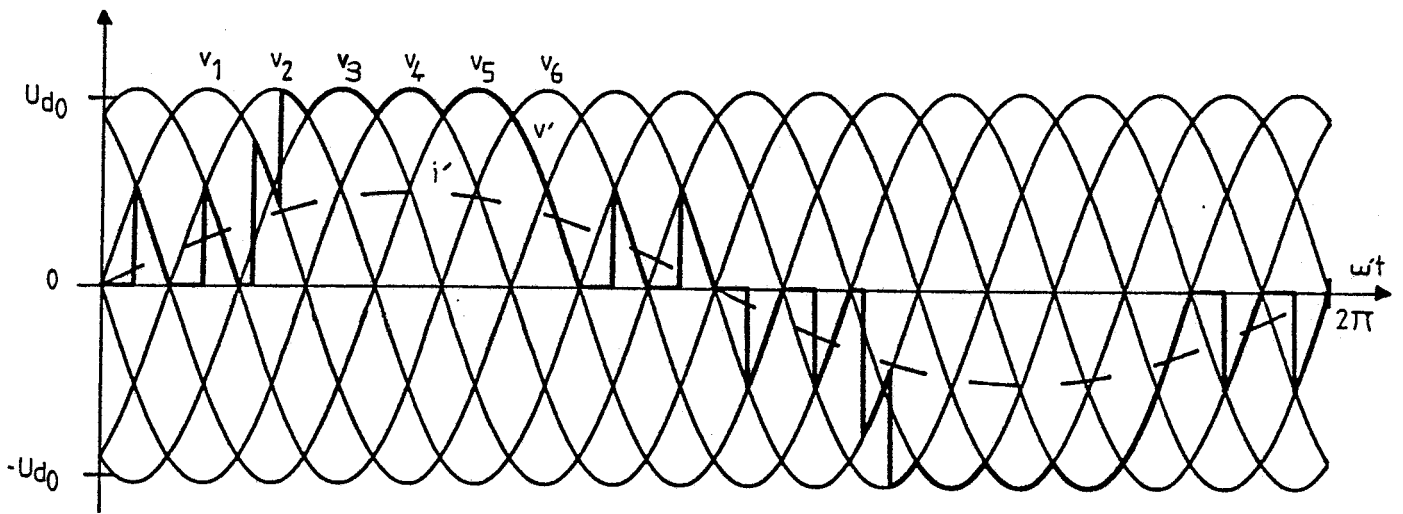


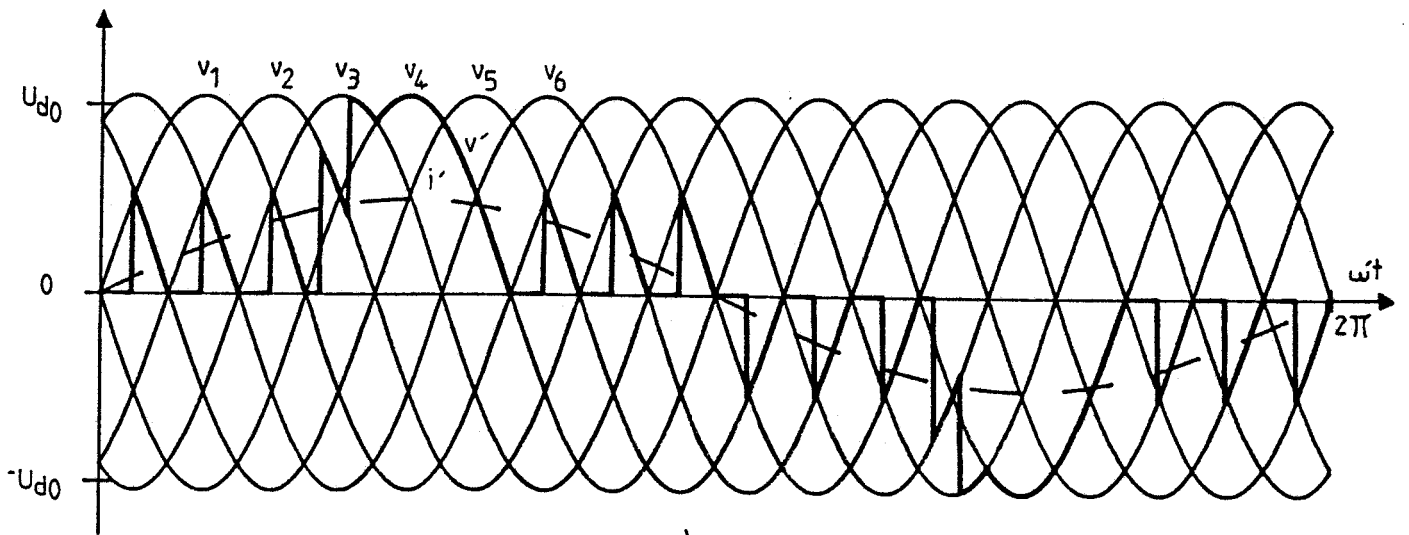
Figure 4.4



a)



b)



c)

Figure 4.5

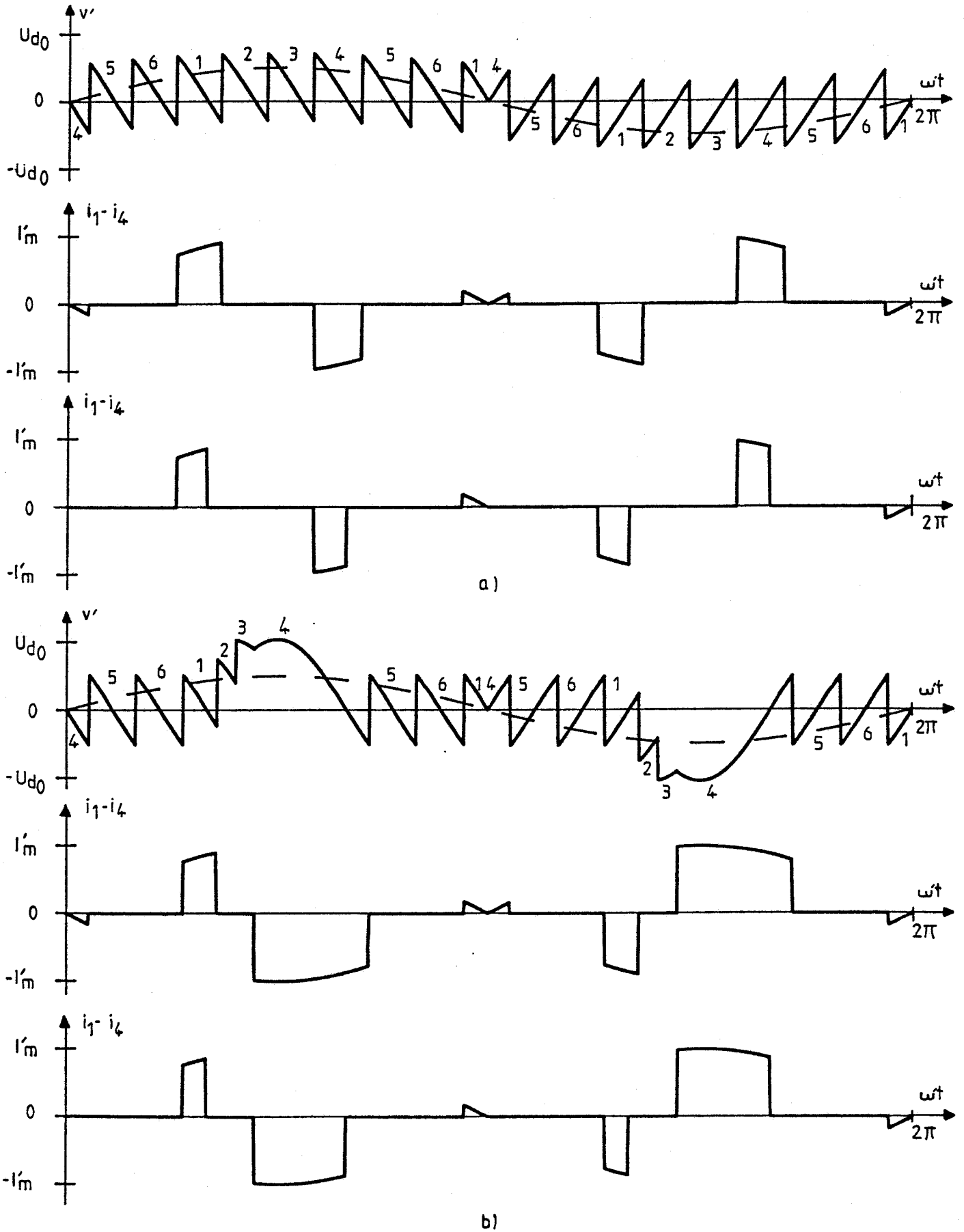


Figure 4.6

addition annule $i_1 - i_4$ durant les intervalles où v' était négatif pendant son alternance positive, où v' était positif pendant son alternance négative.

III - RESULTATS OBTENUS

Pour le montage de la figure 1.17 avec les deux types de références, nous avons effectué les mêmes calculs que lorsqu'il n'y avait pas de roue libre, en faisant varier

f'/f de 0,05 à 0,50	de 0,05 en 0,05
r de 0,2 à 1	de 0,2 en 0,2
$\cos\phi'$ de 0,4 à 1	de 0,2 en 0,2

En ce qui concerne les harmoniques, nous ne reproduisons ici qu'un exemple de chacune des cartes établies.

III.1. Harmoniques des tensions de sortie

- La planche IV.1 donne les harmoniques de la tension de sortie dans le cas d'une référence sinusoïdale et d'ondes de modulations sinusoïdales pour

$$r = 0,80 \quad \text{et} \quad \cos\phi' = 0,80$$

La comparaison avec la planche II.2 montre que l'addition des "interrupteurs" de roue libre a introduit en plus des harmoniques de fréquence $6kf \pm (2k'+1)f'$, des termes de fréquence $3f'$, $5f'$, $7f'$. Mais ces harmoniques supplémentaires ont toujours une valeur relative assez faible.

- La planche IV.2 donne les harmoniques de la tension v' lorsque la référence est trapézoïdale et les ondes de modulation linéaires, encore pour

$$r = 0,80 \quad \text{et} \quad \cos\phi' = 0,80$$

La comparaison avec la planche III.1 montre que l'addition des thyristors de roue libre n'a pas introduit de nouveaux harmoniques. Au contraire, l'amplitude des termes en $3f'$, $5f'$, $7f'$ est en moyenne légèrement atténuée.

III.2. Harmoniques des courants d'entrée

- La planche IV.3 donne les harmoniques du courant d'entrée pour $r = 0,80$ et $\cos\phi' = 0,80$, la référence et la modulation étant sinusoïdales. La comparaison avec la planche II.5 montre que ni le fondamental ni les harmoniques n'ont été profondément modifiés.

- La planche IV.4 est relative aux mêmes valeurs de r et de $\cos\phi'$ mais maintenant avec une référence trapézoïdale et une modulation linéaire. La comparaison avec la planche III.2 montre à nouveau une faible influence de l'addition des thyristors de roue libre sur le spectre des courants d'entrée.

III.3. Facteur de déplacement des courants d'entrée

A l'aide de l'ensemble des points pour lesquels les calculs ont été effectués, nous avons tracé les courbes montrant les variations des composantes active $I_1 \cos\phi_1$ et réactive $I_1 \sin\phi_1$ du fondamental, pour divers valeurs de $\cos\phi'$ en fonction de r ,

lorsque la référence est sinusoïdale (Pl. IV.5)

lorsque la référence est trapézoïdale (Pl. IV.6).

Comme nous l'avions fait au chapitre précédent, pour chaque valeur de r et de $\cos\phi'$, nous avons pris pour $I_1 \cos\phi_1$ et $I_1 \sin\phi_1$ les moyennes des valeurs obtenues à partir des dix valeurs de f'/f pour lesquelles les calculs ont été effectués. Lors du tracé des caractéristiques, on a affecté $I_1 \cos\phi_1$ et $I_1 \sin\phi_1$ ainsi déterminés non pas à la valeur de r prise pour le calcul des angles, mais à la valeur moyenne de v'_1/U_{d0} .

De $I_1 \cos\phi_1$ et $I_1 \sin\phi_1$, on déduit I_1 et $\cos\phi_1$.

La composante active $I_1 \cos \phi_1$ est toujours proportionnelle à r et à $\cos \phi'$. Cela découle directement de la conservation de la puissance active. Comme nous l'avons montré au chapitre 2 (§ IV.4.2) pour le montage considéré, cette conservation donne :

$$\frac{I_1 \cos \phi_1}{I'} = 0,318 r \cos \phi'$$

- Lorsque la référence et la modulation sont sinusoïdales (Pl.IV.5), la comparaison avec la planche II.8 montre que :

* à $\cos \phi'$ donné, pour r égal à 1, la valeur de $I_1 \sin \phi_1$ est pratiquement la même que lorsqu'il n'y avait pas de thyristor de roue libre.

* mais, à $\cos \phi'$ donné, quand r diminue, $I_1 \sin \phi_1$, au lieu de croître sans cesse, croît d'abord, passe par un maximum, puis diminue.

Cela se traduit sur les courbes $I_1 = f(r)$ tracées pour divers $\cos \phi'$ par une diminution de I_1 d'autant plus sensible que r est plus faible et $\cos \phi'$ plus voisin de l'unité.

Les courbes $\cos \phi_1 = f(\cos \phi')$ tracées pour diverses valeurs de r montrent de ce fait une amélioration sensible pour $r = 0,6$; importante pour $r = 0,4$; très importante pour $r = 0,2$.

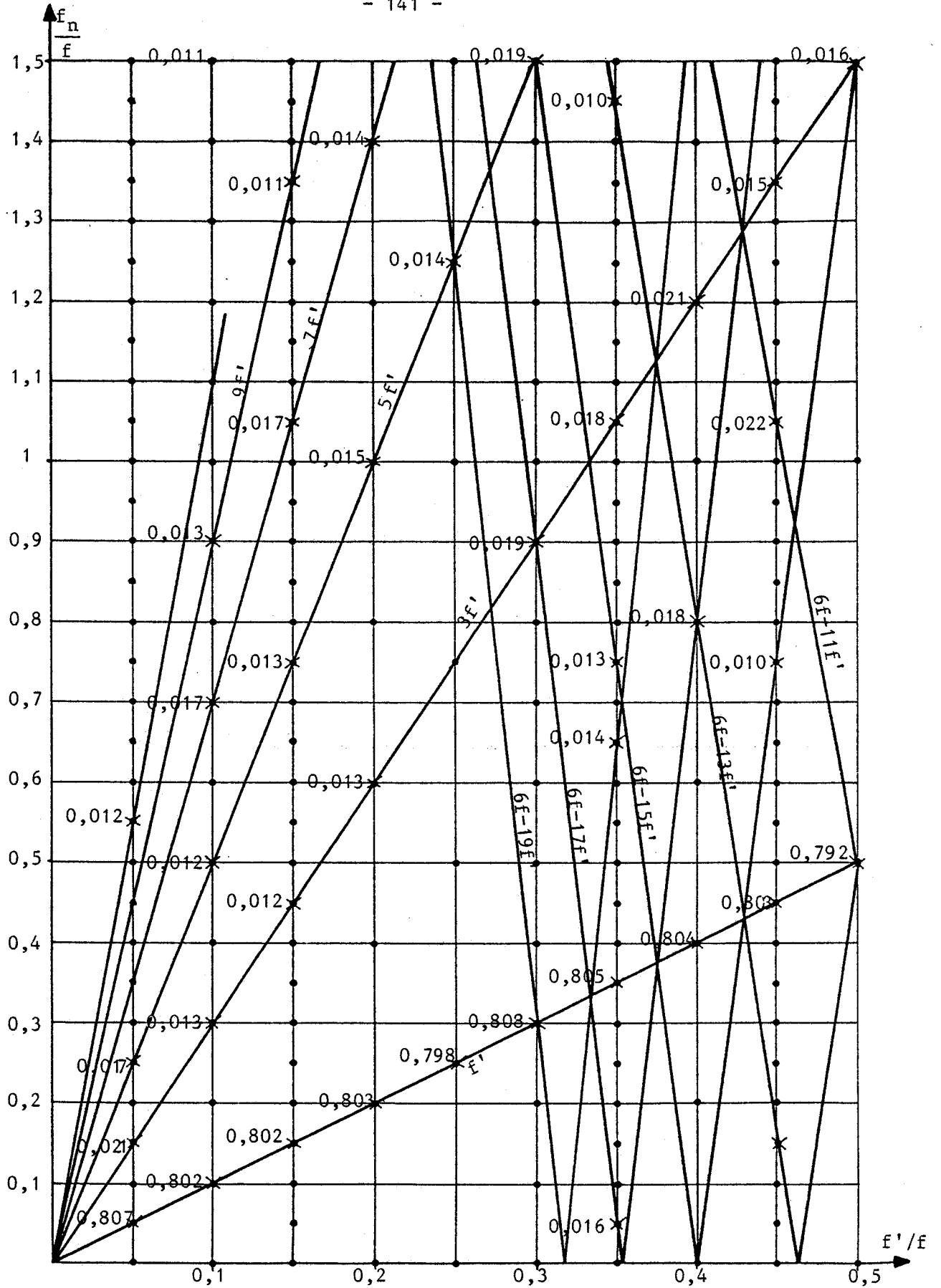
- Lorsque la référence est trapézoïdale et la modulation linéaire (Pl.IV.6) la comparaison avec la planche III.3 montre que :

* à $\cos \phi'$ donné, pour r égal à 1, l'addition des thyristors de roue libre est encore sans effet sur la valeur de $I_1 \sin \phi_1$

* à $\cos \phi'$ donné, quand r diminue, $I_1 \sin \phi_1$ croît mais beaucoup moins fortement que lorsqu'il n'y avait pas de thyristors de roue libre.

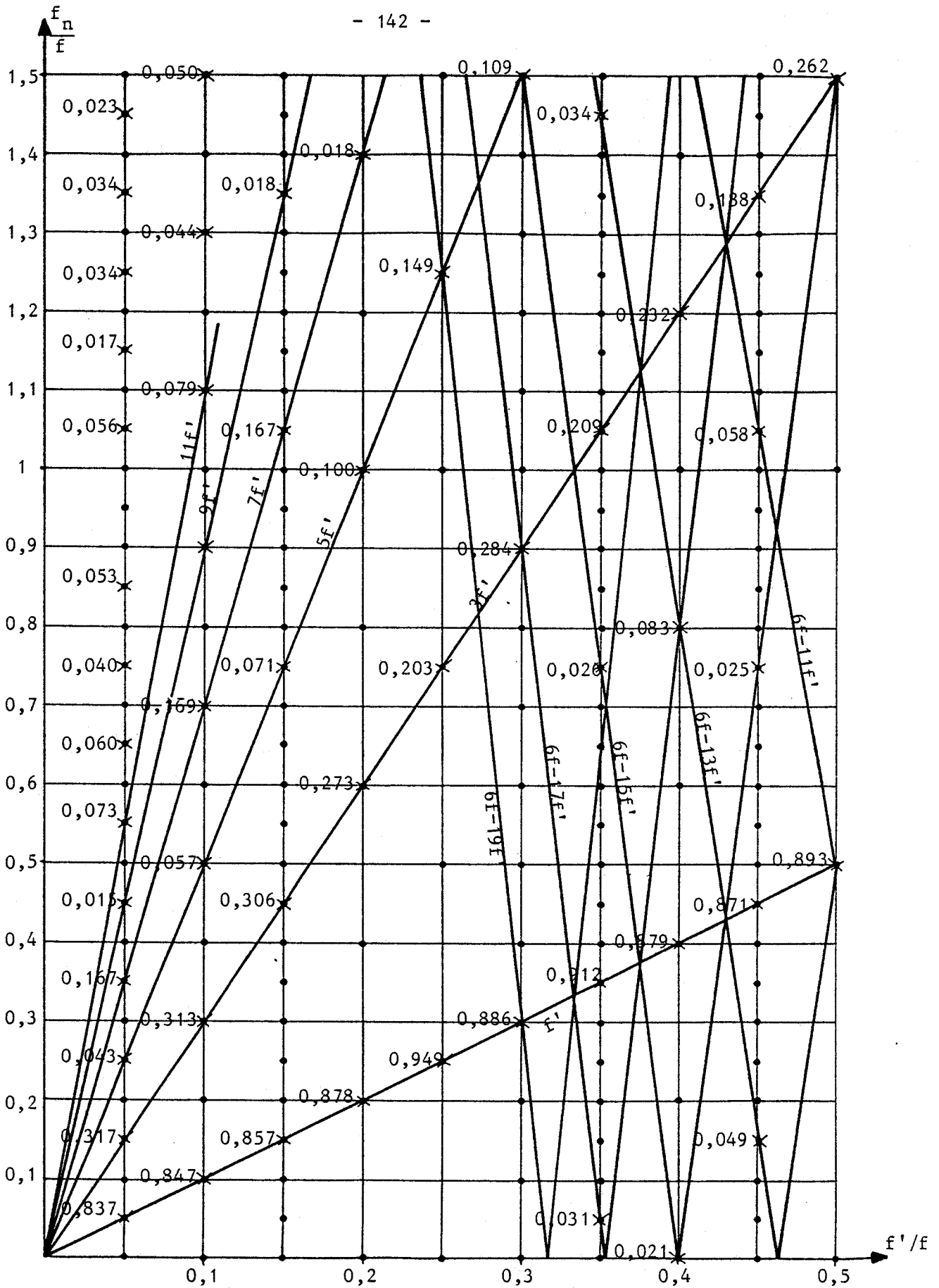
L'addition de ces thyristors entraîne une diminution de I_1 d'autant plus nette que r est plus faible et $\cos \phi'$ plus voisin de l'unité.

En ce qui concerne le facteur de déplacement à l'entrée la comparaison des caractéristiques $\cos\phi_1 = f(\cos\phi')$ à r donné des planches II.8, III.3, IV.5, et IV.6 montre l'amélioration très importante obtenue par le passage de la référence sinusoïdale à la référence trapézoïdale, puis par l'utilisation d'interrupteurs de roue libre.



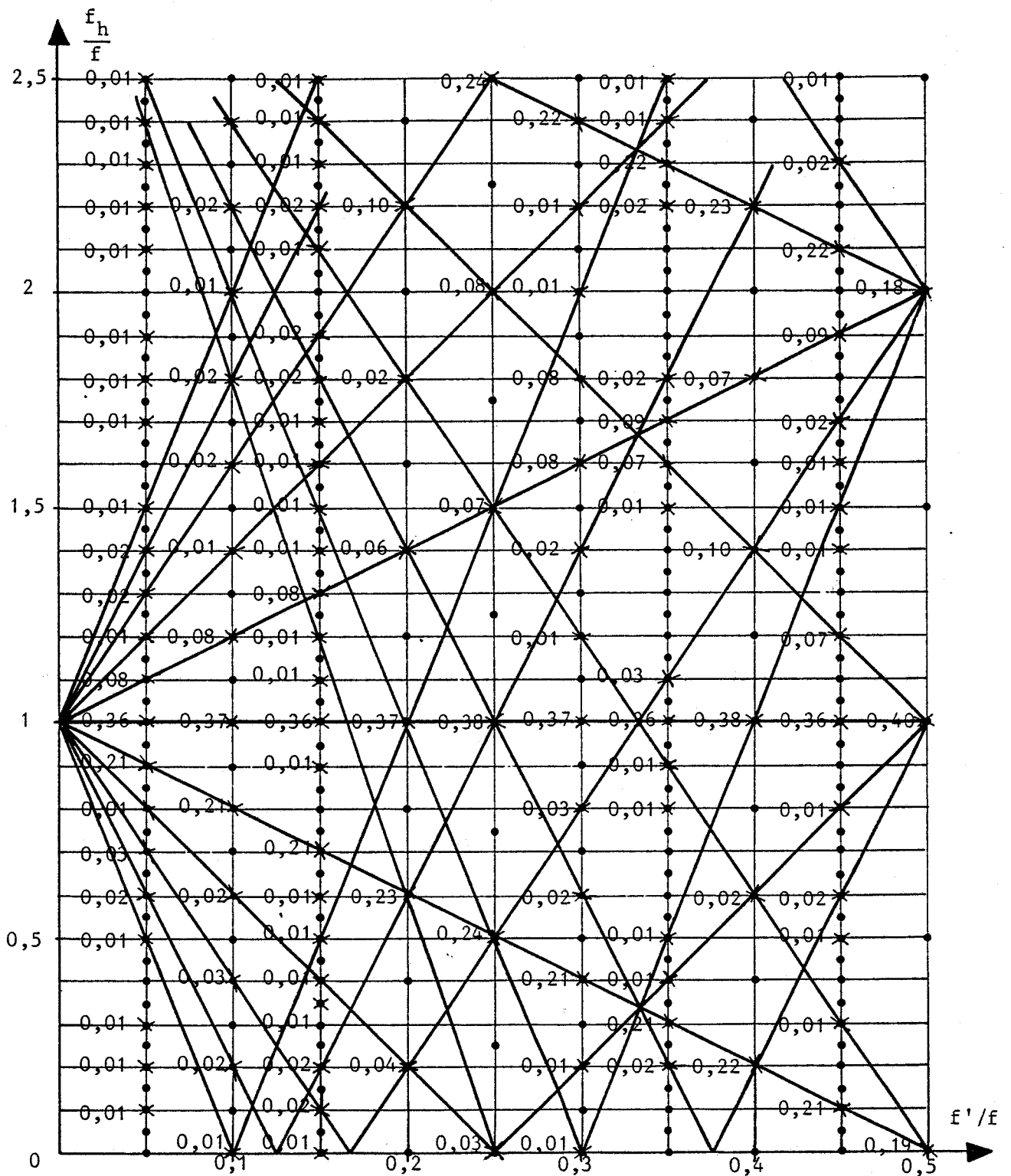
Pl. IV.1 Harmoniques des tensions de sortie
(Référence et modulation sinusoïdales
avec "roue libre")

$p = 6$; $r = 0,80$; $\cos\phi' = 0,80$



Pl. IV.2 Harmoniques des tensions de sortie
(Référence trapézoïdale, modulation
linéaire avec "roue libre")

$p = 6$; $r = 0,80$; $\cos\phi' = 0,80$

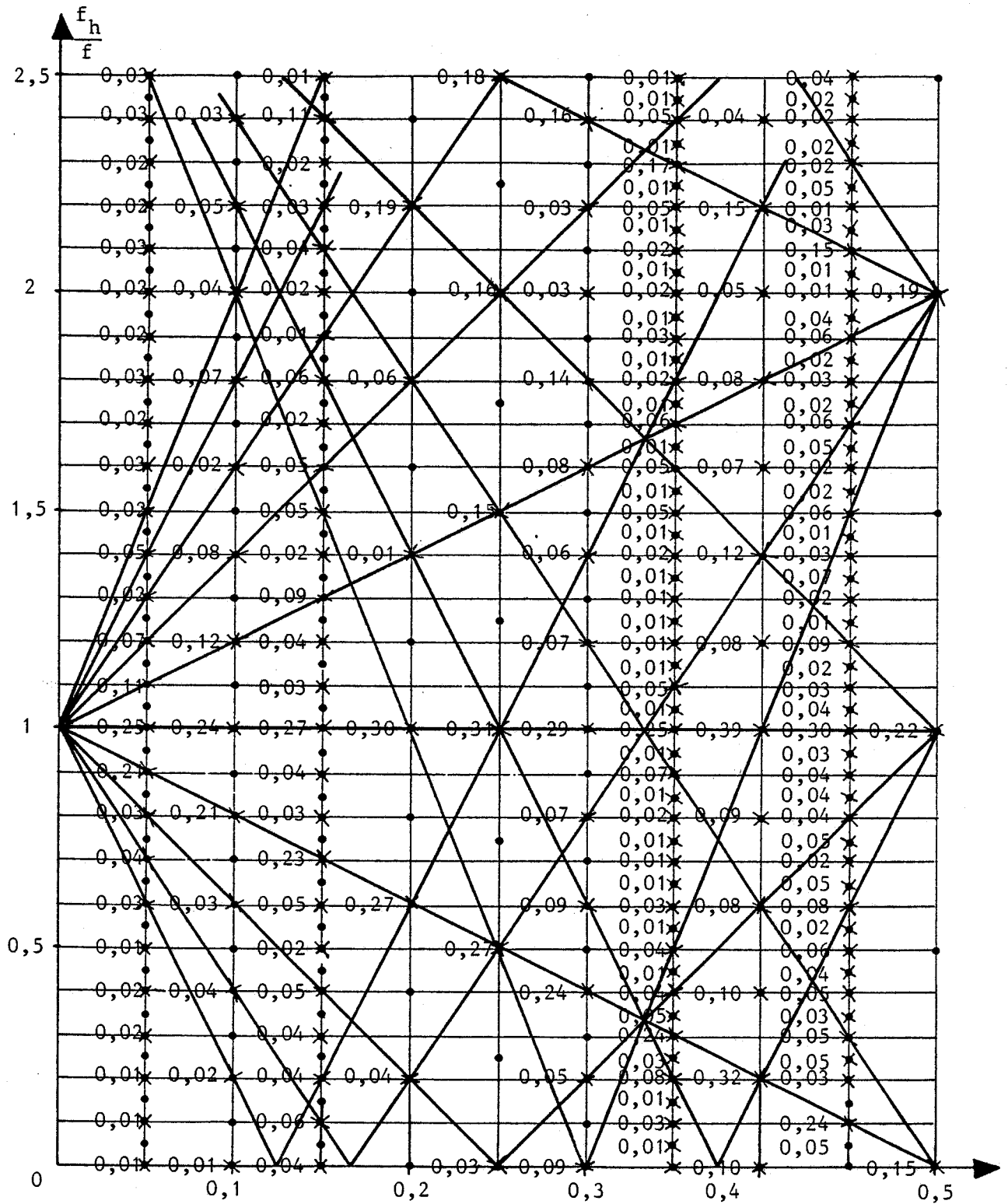


Pl. IV.3 Harmoniques des courants d'entrée
(Référence et modulation sinusoïdales
avec "roue libre")

$p = 6$

Sortie monophasée

$r = 0,80$; $\cos\phi' = 0,80$



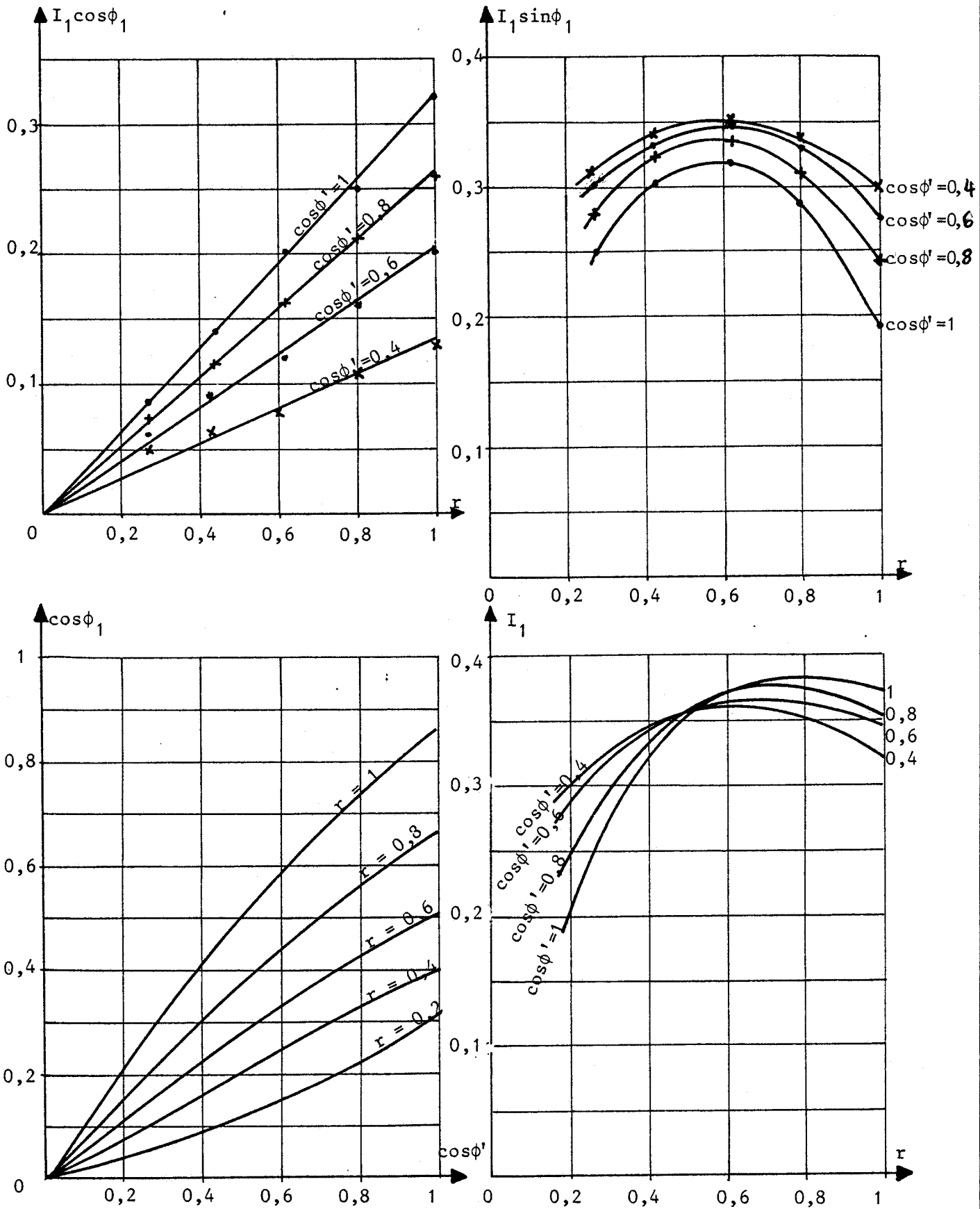
Pl. IV.4 Harmoniques des courants d'entrée
(Référence trapézoïdale, modulation
linéaire avec "roue libre")

$p = 6$

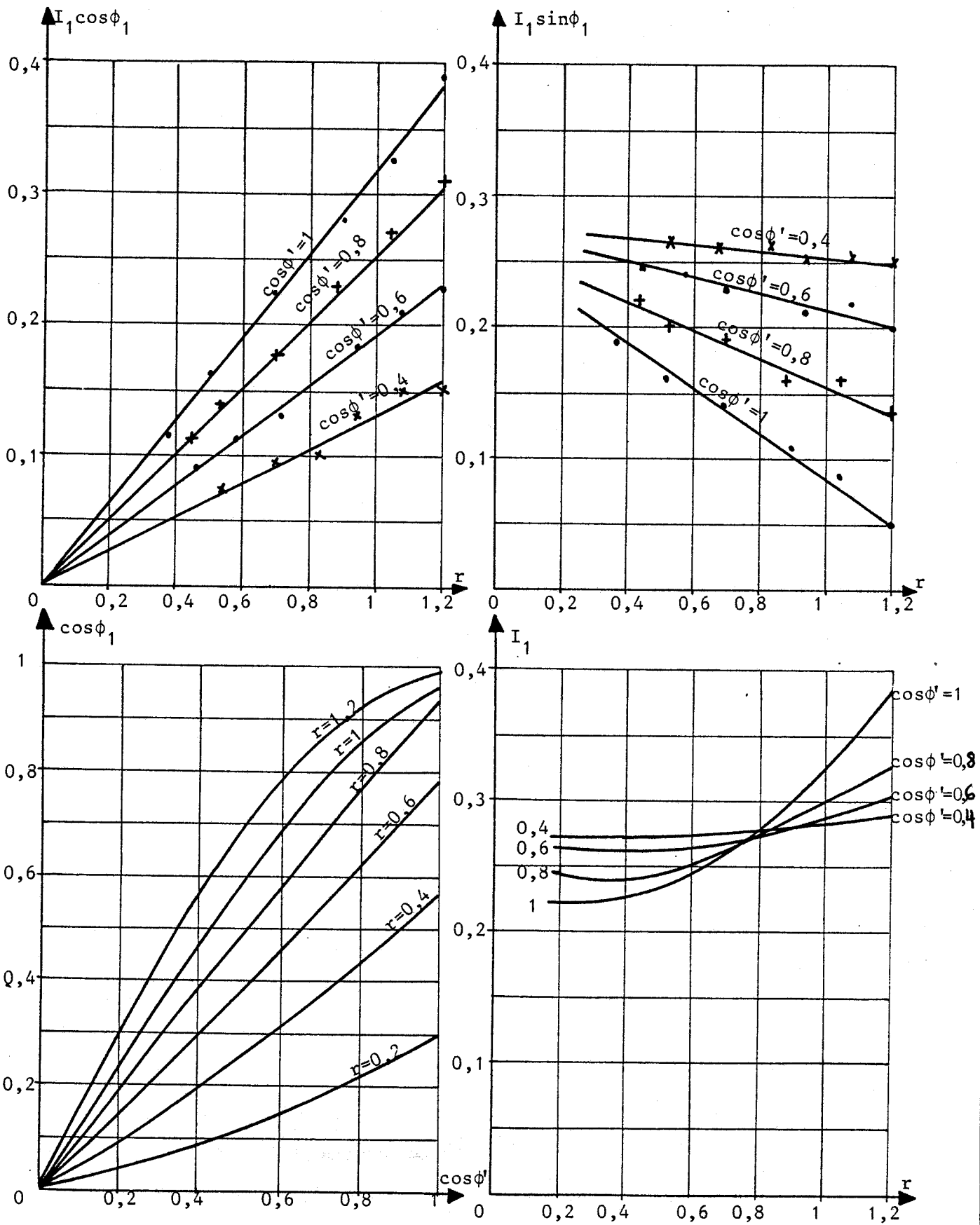
Sortie monophasée

$r = 0,80$

$\cos\phi' = 0,80$



Pl. IV.5 Facteur de déplacement à l'entrée
 (Référence et modulation sinusoïdales
 avec "roue libre")



Pl. IV.6 Facteur de déplacement à l'entrée
 (Référence trapézoïdale, modulation
 linéaire avec "roue libre")

CONCLUSIONS.

CONCLUSIONS

L'objectif de notre recherche consacrée aux cycloconvertisseurs à commutation naturelle était double :

- Améliorer la connaissance des caractéristiques de ces convertisseurs lorsqu'on utilise les schémas et la loi de commande usuels, ceci afin de disposer d'une solide base de départ lorsqu'on veut examiner l'intérêt d'éventuelles améliorations

- Explorer quelques modifications possibles, notamment en vue de réduire la consommation de puissance réactive.

* Les caractéristiques des cycloconvertisseurs habituellement utilisées sont celles établies par B.R. PELLY. Il a établi une expression analytique approchée de la valeur des harmoniques des tensions de sortie et des courants d'entrée. Il classe les harmoniques de fréquence f_n ou f_h en familles ; en désignant par f la fréquence d'entrée et f' la fréquence de sortie

$$f_n = kf + k'f'$$

$$f_h = kf + k'f'$$

Une famille correspond à une valeur donnée de k et aux diverses valeurs possibles de k' .

Il appelle "*harmonique*" un terme correspondant à des valeurs données de k et k' quel que soit f' . En effet pour lui, la valeur relative d'un harmonique, s'il existe, dépend du rapport r qui caractérise l'amplitude des tensions de sortie, du déphasage ϕ' du courant de sortie ; elle est indépendante de f'/f .

La simulation numérique d'un cycloconvertisseur nous a permis de déterminer, sans approximation, les harmoniques des tensions de sortie et des courants d'entrée, le facteur de déplacement $\cos\phi'_1$ du fondamental des courants d'entrée.

- En ce qui concerne les *harmoniques des tensions de sortie*, les résultats obtenus recourent bien ceux donnés par B.R. PELLY. Simplement, nous avons levé l'indétermination relative à la valeur réelle d'un harmonique lorsque sa fréquence est telle qu'il appartient simultanément à plusieurs familles.

- En ce qui concerne les *harmoniques des courants d'entrée*, nous avons pour certains montages, trouvé des résultats nettement différents de ceux indiqués par B.R. PELLY, en particulier la présence d'harmoniques relativement importants qu'il ne signalait pas.

C'est au niveau des courants d'entrée et non des tensions de sortie que se manifestent les effets de sa simplification.

D'autre part, il faut prendre en compte la réalité des schémas utilisés, les résultats ne dépendent pas simplement de l'indice de pulsation des redresseurs formant le cycloconvertisseur.

- En ce qui concerne le *facteur de déplacement* $\cos\phi_1$, les résultats trouvés sont pratiquement identiques à ceux calculés par B.R. PELLÉY.

* Nous avons ensuite examiné les possibilités offertes par deux types de modifications en vue notamment d'améliorer $\cos\phi_1$, c'est-à-dire de diminuer la consommation de puissance réactive.

- La première modification consiste à déterminer les instants de déblocage non plus à partir d'une référence sinusoïdale, mais à partir d'une *référence trapézoïdale*.

Cette modification entraîne un net accroissement du nombre et de la valeur des harmoniques des tensions de sortie. En revanche, les harmoniques des courants d'entrée ne sont que peu accrus. L'augmentation de $\cos\phi_1$ est assez importante.

- La seconde modification consiste à ajouter des thyristors de *roue libre* fonctionnant comme les autres en commutation naturelle. Nous avons évalué les effets de cette addition dans le cas d'une référence sinusoïdale et dans le cas d'une référence trapézoïdale.

Dans les deux cas, l'addition des thyristors de roue libre affecte peu les harmoniques des tensions de sortie et les harmoniques des courants d'entrée.

En revanche, elle entraîne une réduction de la consommation de réactif d'autant plus nette que r est plus faible et $\cos\phi'$ plus voisin de l'unité. Avec une référence trapézoïdale, on obtient des résultats satisfaisants : par rapport au montage sans roue libre et avec référence sinusoïdale, la consommation de réactif est divisée par 2 en moyenne.

* Le travail que nous présentons ne saurait prétendre épuiser la question de la caractérisation du cycloconvertisseur et de l'amélioration de ses performances.

Les harmoniques des tensions de sortie et des courants d'entrée sont nombreux, de fréquences variables et leurs valeurs dépendent de trois paramètres (r , ϕ' et f'/f). Il y a un problème de *présentation des résultats*. Les "*cartes*" d'harmoniques que nous avons utilisées, permettent de présenter les résultats avec une certaine densité et de les visualiser partiellement, mais il doit être possible de mieux faire.

Lorsque nous avons introduit des thyristors de roue libre, nous avons conservé pour les autres thyristors la même loi de commande qu'avant cette addition. Il nous semble qu'à une nouvelle structure doit correspondre une nouvelle *loi de commande* permettant d'optimiser les caractéristiques.

BIBLIOGRAPHIE

B I B L I O G R A P H I E

1. PELLY, B.R. (1971) - Wiley- Interscience, New York
"Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters"
2. Mc MURRAY, W. (1972) - The Mit Press, New York
"The Theory and Design of Cycloconverters"
3. BIRD, B.M. ; FORD, J.S. (1974) - Proc. Inst. Electr. Eng., t.121, n°10,
pp 1146-1149
"Improvements in phase-controlled circulating - current cycloconverter
using communication principles"
4. HIRANE, Y. ; SHEPHERD, W.(1978) - IEEE Trans. on Ind. Electron. Control
Instrum., t.25, n°3, pp 238-246
"Theoretical assessment of a variable frequency envelope cycloconverter"
5. SLONIM, M.A. ; BIRINGER, P.P. (1980) - IEEE Trans. on Ind. Electron.
Control Instrum., t. 27, n°2, pp 53-56
"Harmonics of cycloconverter voltage waveform (new method of analysis)"
6. DESTOBBELEER, E. (1976) - Thèse de 3e Cycle en Electronique, Lille,
Juin 1976
"Paramètres optimaux du moteur asynchrone alimenté par cycloconvertisseur"
7. BROWN, G.M. ; SZABADOS, B. (1986) - IEEE Trans. on Ind. Electron., t 33,
n°3, pp 297-303
"A flexible hybrid-firing controller for cycloconverter drives"
8. DATTA, S.K. (1972) - IEEE Trans. on Ind. Appl., t.8, n°5, pp 520-530
"A static variable-frequency three-phase source using the cycloconverter
principle for the speed control of an induction motor"
9. FINLAYSON, P.T. ; WASHBURN, D.C. (1974) - IEEE Trans. on Ind. Appl., t.10,
n°6, pp 806-813
"Cycloconverter-controlled synchronous machines for load compensation of
A.C. power systems"
10. HAGLON, C. (1978) - Revue Gén. de l'Electricité, t.87, n°10, pp 771-781 -
"Le cycloconvertisseur"
11. CHATTOPADHYAY, A.K. (1978) - IEEE Tran. on Ind. Appl., t.14, n°2, pp 116-122
"An adjustable-speed induction motor drive with a cycloconverter-type
thyristor-commutator in the rotor"
12. GHARPURE, V.S. ; REVANKAR, G.N. (1983) - Proc. Inst. Electr. Eng., Part B,
t. 130, n°5, pp 321-330
"A cycloconverter-linked induction heating system"

13. NAKATO, T. ; OHSAWA H., ENDOH, K. (1984) - IEEE Trans. on Ind. Appl., t. 20, n°5, pp 1278-1286
"A high-performance cycloconverter-fed synchronous machine drive system"
14. TSO, S.K. ; LEUNG, C.C. (1983) - Proc. Inst. Electr. Eng., Part B, t.130, n°3, pp 193-200
"Microprocessor control of triac cycloconverters"
15. HICHIDA, H. ; MIYAZAKI, A. ; ISHII, K. (1985) - IEEE Trans. on Ind. Electron., t.32, n°4, pp 414-422
"Microprocessor-based digital control cycloconverter. Application to induction motor speed control"
16. SHARDA, N.K. ; MULCHANDANI, R. ; AROCKIASAMY, R. (1986) - IEEE Trans. on Ind. Electron., t.33, n°3, pp 281-291
"Microprocessor control of cycloconverters ; techniques for implementation and testing"
17. SINGH, D. ; HOFT, R.G. (1978) - IEEE Trans. on Ind. Control Instrum., t.25, n°3, pp 233-238
"Microcomputer - Controlled Single-Phase Cycloconverter"
18. TADAKUMA, S. ; TAMURA, Y. (1979) - IEEE Trans. on Ind. Appl., t.15, n°4, pp 411-420
"Current response simulation in six-phase and twelve-phase cycloconverters"
19. CHATTOPADHYAY, A.K. ; RAO, T.J. (1979) - IEEE Trans. on Ind. Appl., t.15, n°4, pp 313-319
"State-variable steady state analysis of a phase-controlled cycloconverter-induction motor drive"
20. AKAGI, H. ; NABAE, A. (1986) - IEEE Trans. on Ind. Electron., t.33, n°2, pp 126-131
"High-performance control strategy of cycloconverter-fed induction motor drive system based on digital control theory"
21. KEDJAR, B. ; KHAZAAL, M. ; CASTELAIN, A. (1987) - IMAC'S TC1 IEEE, Québec, Août, pp 255-262
"Cycloconverter numerical simulation. Improvement of the characteristics of low pulse number converters"
22. KHAZAAL, M. (1988) - Thèse de Doctorat en Electronique, Lille, Février 1988
"Caractérisation des changeurs directs de fréquence"
23. BAUSIERE, R. (1982) - Thèse de Doctorat ès Sciences Physiques, Lille, Juin 1982
"Multiplicateurs statiques de fréquence fonctionnant en commutation naturelle"
24. ROMBAUT, C. ; SEGUIER, G. ; BAUSIERE R. (1986) - Technique et Documentation, Paris
"Les convertisseurs de l'Electronique de Puissance - Tome 2 : La conversion alternatif-alternatif"

25. GYUGYI, L. ; PELY, B.R. (1976) - Wiley-Interscience, New York
"Static Power Frequency Changers"
26. SEGUIER, G. (1984) - Technique et Documentation, Paris
"Les convertisseurs de l'Electronique de Puissance. Tome 1 : la conversion alternatif-continu"
27. LIFERMANN, J. (1979) - Masson, Paris
"Les méthodes rapides de transformation du signal : Fourier, Walsh, Hadamard, Haar"
28. BELLANGER, M. (1984) - Masson, Paris
"Traitement numérique du signal"
29. KEDJAR, B. ; SEGUIER, G. (1988) - IMAC'S 88, PARIS,
Juillet, t. 3, pp 172 - 174
"Improvement on characterization of cycloconverters input currents"

