

N° d'ordre : 225

50376
1988
53

THÈSE

50376
1988
53

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

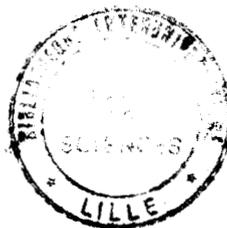
pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : ELECTRONIQUE

par

Jean-Paul SWAN



SUPPRESSION DES HARMONIQUES 5 ET 7 DES COURANTS D'ENTREE DES REDRESSEURS TRIPHASES PAR INJECTION DE COURANTS

Soutenue le 27 Mai 1988 devant la Commission d'Examen

G.	SEGUIER	Président
C.	ROMBAUT	Rapporteur
R.	BAUSIERE	Rapporteur
M.	DEBRUYNE	Examineur
J.P.	VILAIN	Examineur

A mes Parents

Ce mémoire est consacré à l'étude et à la réalisation d'un prototype d'injecteur de courant destiné à supprimer les premiers harmoniques des courants en ligne au primaire du transformateur d'alimentation d'un montage redresseur triphasé.

Ces travaux de recherche ont été effectués dans le Laboratoire d'Applications des Redresseurs de Puissance de l'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE - FLANDRES - ARTOIS, dirigé par Monsieur le Professeur G. SEQUIER, qui est à l'origine du sujet de cette étude et que je remercie très vivement d'avoir bien voulu me faire l'honneur de présider mon jury de thèse.

Je suis très reconnaissant à Monsieur R. BAUSTIERE, Maître de Conférences à l'I.U.T. de Béthune, pour les nombreux conseils qu'il m'a donnés tout au long de mes travaux et de la rédaction de ce mémoire.

Je remercie beaucoup Monsieur le Professeur C. ROMBAUT de l'Institut Industriel du Nord, qui a accepté d'examiner les résultats de ces travaux.

Je remercie également Monsieur J.P. VILAIN de l'Université de Technologie de Compiègne d'avoir bien voulu participer à ce jury.

Monsieur M. DEBRUYNE, Ingénieur de la Société Alsthom, m'a beaucoup aidé de ses conseils lors de mes premières réalisations touchant aux réjecteurs d'harmoniques, et je suis très heureux qu'il soit présent pour juger des résultats obtenus.

Je tiens également à remercier Messieurs J.J. FRANCHAUD et H. HUYGHES qui m'ont apporté une aide et des conseils précieux, et avec qui j'ai eu beaucoup de plaisir à travailler.

Je remercie enfin Mesdames PENNEQUIN et DERACHE ainsi que Monsieur BOTELLA, qui ont assuré la dactylographie et la polycopie de ce mémoire.

S O M M A I R E

S O M M A I R E

I N T R O D U C T I O N

p. 1

C H A P I T R E I

p. 7

INFLUENCE DE L'EMPIETEMENT SUR L'AMPLITUDE ET LA PHASE DES HARMONIQUES DES COURANTS PRIMAIRES

I. INTRODUCTION	p. 7
II. REDRESSEURS DELIVRANT UNE TENSION REDRESSEE D'INDICE DE PULSATION EGAL A 6	p. 9
II.1. Calculs préliminaires	p. 10
II.1.1. Montages à diodes, sans empiètement	p. 10
II.1.2. Expressions des courants secondaires pendant les commutations	p. 12
II.2. Harmoniques du courant primaire pour les montages à diodes	p. 15
II.2.1. Calcul de A_1 et B_1	p. 16
II.2.2. Calcul de A_n et B_n	p. 17
II.2.3. Valeur et phase du fondamental et des harmoniques - Caractéristiques	p. 19
II.3. Harmoniques du courant primaire pour les montages à thyristors	p. 21
II.3.1. Calcul de A_1 et B_1	p. 22
II.3.2. Calcul de A_n et B_n	p. 23
II.3.3. Valeur et phase du fondamental et des harmoniques - Caractéristiques	p. 24

II.4. Influence du couplage du transformateur	p. 26
II.4.1. Pont alimenté par un transformateur triangle-étoile	p. 27
II.4.2. Pont alimenté par un transformateur étoile-triangle	p. 32
II.4.3. Bilan de l'étude des couplages	p. 38
III. REDRESSEURS DELIVRANT UNE TENSION REDRESSEE D'INDICE DE PULSATION EGALE A 12	p. 42
III.1. Méthode utilisée	p. 42
III.2. Caractéristiques	p. 45
IV. CONCLUSIONS	p. 46

C H A P I T R E II

LES SIGNAUX CORRECTEURS	p. 54
I. SIGNAUX A DEUX CRENEAUX PAR ALTERNANCE	p. 55
I.1. Définition des signaux	p. 55
I.2. Choix des angles de commande	p. 57
I.2.1. Valeur du fondamental et des harmoniques	p. 57
I.2.2. Condition à remplir	p. 57
I.2.3. Caractéristiques - Signal retenu	p. 59
I.3. Dispositif d'injection	p. 61
1.3.1. Valeur de la source U de tension continue	p. 63
1.3.2. Dimensionnement de l'injecteur	p. 64

II. SIGNAUX A QUATRE CRENEAUX PAR ALTERNANCE	p. 65
II.1. Supression du fondamental des courants injectés	p. 65
II.1.1. Définition des signaux	p. 65
II.1.2. Dispositif d'injection	p. 67
II.1.3. Dimensionnement de l'injecteur	p. 68
II.2. Simplification du dispositif d'injection	p. 69
II.2.1. Modification des angles α'_1 et α'_2	p. 69
II.2.2. Dimensionnement de l'injecteur	p. 71
II.3. Forme d'onde du courant en ligne après correction	p. 71
II.3.1. Correction adaptée aux couplages $\lambda\lambda$ ou $\Delta\Delta$	p. 72
II.3.2. Correction adaptée aux couplages $\lambda\Delta$ ou $\Delta\lambda$	p. 73
III. PRECISION A DONNER AUX SIGNAUX CORRECTEURS	p. 74
III.1. Effets de la loi de commande proposée	p. 74
III.2. Effets d'une commande par α	p. 75
IV. CONCLUSIONS	p. 76

C H A P I T R E I I I

ELABORATION ET COMMANDE DES SIGNAUX CORRECTEURS	p. 79
I. REALISATION DU SYSTEME CORRECTEUR	p. 79
I.1. Choix du type d'interrupteur commandé	p. 79
I.1.1. Caractéristiques des interrupteurs	p. 80
I.1.2. Conditions à remplir	p. 82

I.2. Valeur moyenne de u_i	p. 86
I.3. La source de courant - loi de commande	p. 88
I.4. Bilan des puissances	p. 90
I.4.1. Puissance active	p. 90
I.4.2. Puissance réactive	p. 91
I.5. Effets du commutateur auxiliaire sur les harmoniques injectés	p. 92
II. CHOIX DE LA LOI DE COMMANDE DE L'INJECTEUR	p. 93
II.1. Loi en I_5 nul	p. 94
II.2. Loi en $(I_5^2 + I_7^2)$ minimum	p. 98
II.3. Réduction des harmoniques auxiliaires par modification de m	p. 102
III. REALISATION DE LA COMMANDE DE L'INJECTEUR	p. 104
III.1. Le signal d'horloge	p. 104
III.1.1. Boucle à verrouillage de phase	p. 104
III.1.2. Multiplication de fréquence	p. 105
III.1.3. Synchronisation	p. 106
III.2. Les séquences de commande	p. 107
III.3. Amplification	p. 111
III.4. Les semiconducteurs de puissance - la source de tension triphasée	p. 112
III.4.1. L'injecteur	p. 112
III.4.2. Le montage redresseur auxiliaire	p. 113
III.4.3. L'alimentation du montage complet	p. 113
ANNEXES	p. 129

C H A P I T R E I V

RÉALISATION ET VÉRIFICATIONS EXPÉRIMENTALES	p. 132
I. LES REGLAGES DE LA BOUCLE ET SES PHASES TRANSITOIRES DE FONCTIONNEMENT	p. 132
I.1. Réglages de J, ϕ et Ψ	p. 132
I.1.1. Le réglage de J	p. 132
I.1.2. Le réglage de ϕ	p. 132
I.1.3. Le réglage de Ψ	p. 133
I.2. Les phases transitoires	p. 133
I.2.1. L'amorçage de la boucle	p. 133
I.2.2. Arrêt du dispositif d'injection	p. 134
II. ESSAIS ET MESURES	p. 135
II.1. Le montage redresseur principal	p. 135
II.2. Procédure de réglage de ϕ , Ψ et J	p. 135
II.3. Mesures et commentaires	p. 136

C O N C L U S I O N S

p. 150

B I B L I O G R A P H I E

p. 151

I N T R O D U C T I O N

I N T R O D U C T I O N

Les systèmes de production, de transport et de distribution de l'électricité sont conçus pour des tensions et des courants sinusoïdaux : les phénomènes physiques qui sont pris en compte pour leur réalisation supposent une forme d'onde du courant parfaitement sinusoïdale. Quand on alimente par un tel réseau électrique des charges formées par l'association de résistances, d'inductances ou de condensateurs, les formes d'ondes restent sinusoïdales quelle que soit la configuration. Mais quand des dispositifs non linéaires sont branchés sur le réseau, le caractère purement sinusoïdal des courants disparaît : c'est notamment le cas lorsque ce réseau est appelé à alimenter des convertisseurs statiques de puissance.

Les convertisseurs statiques de puissance alimentés par le réseau alternatif offrent de multiples applications et peuvent se présenter sous des formes très diverses : montages redresseurs, onduleurs, gradateurs, cyclo-convertisseurs, en monophasé ou en triphasé, branchés en étoile ou en triangles, avec un indice de pulsation égal à 6, 12 ... Ils ont tous en commun d'être non linéaires, et donc d'absorber au réseau d'alimentation un courant qui n'est pas sinusoïdal. Ils obéissent cependant à quelques lois simples qui permettent une étude des effets de cette non linéarité [1] [2].

Prenez par exemple le cas d'un redresseur en pont triphasé qui fournit un courant continu supposé constant à une charge inductive. Ce courant constant est fourni successivement par chacune des 3 phases du réseau alternatif. Le courant dans chaque phase est alors théoriquement formé de créneaux positifs de largeur 120° , suivis 60° plus tard de créneaux négatifs de même largeur (Figure 1). Une telle forme d'onde peut se décomposer en une somme de sinusoïdes à des fréquences qui sont des multiples impairs de celle du réseau, mais dont sont exclus les multiples de 3.

Par conséquent la décomposition en série de Fourier permet de remplacer les courants non linéaires mais périodiques par une somme de courants sinusoïdaux à différentes fréquences : les éléments du circuit parcouru par ces courants peuvent être utilisés pour étudier les phénomènes susceptibles d'apparaître avec ces courants non linéaires.

Les circuits de puissance sont, comme on l'a déjà dit, constitués de résistances, d'inductances et de capacités. L'association d'une inductance et d'un condensateur, en série ou en parallèle, forme un circuit résonnant qui possède une fréquence propre d'oscillation. Si la fréquence du réseau, le plus souvent 50 Hz, était la seule à intervenir, les circuits de puissance pourraient être réalisés pour éviter que certains éléments entrent en résonance à cette fréquence. Mais à cause des non-linéarités introduites par les convertisseurs statiques, la fréquence d'un des harmoniques de courant peut approcher la fréquence de résonance de certains éléments du circuit.

Normalement les capacités et les inductances du transformateur et des câbles de liaison forment des circuits dont les fréquences de résonance sont relativement élevées, de l'ordre de quelques kilohertz. Cependant, quand les batteries de condensateurs sont introduites dans le but de relever le facteur de puissance de l'installation, les fréquences propres de résonance peuvent devenir assez faibles pour coïncider avec celles d'harmoniques d'amplitude non négligeable générés par les convertisseurs statiques.

Si on désigne par L , l'inductance du circuit

C , la capacité du circuit

f_1 , la fréquence fondamentale du réseau

V , la valeur efficace de la tension du réseau

$X_L = L\omega_1$, la réactance inductive du circuit

$X_C = \frac{1}{C\omega_1}$, la réactance capacitive du circuit

$S_{cc} = \frac{V^2}{L\omega_1}$, la puissance apparente de court-circuit

$Q_C = V^2 C\omega_1$, la puissance réactive des condensateurs.

La fréquence de résonance est donnée par

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} = f_1 \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} = f_1 \sqrt{\frac{S_{cc}}{Q_C}}$$

La figure 2 donne [3] le rapport f_r/f_1 en fonction du coefficient

$$k = \frac{10^8}{\sqrt{S_{cc} Q_C}}$$

La solution la plus simple pour combattre les effets des harmoniques est d'installer des filtres qui arrêtent les courants harmoniques avant qu'ils se propagent dans le réseau [4],[5],[6]. De tels filtres sont

constitués par des circuits résonnants série (un par phase). Si l'inductance l et la capacité c vérifient la relation :

$$l.c(h.2\pi f_1)^2 = 1$$

l'impédance d'une telle dérivation est nulle pour le courant de fréquence hf_1 (h entier). Tout le courant harmonique d'ordre h y est dévié : au delà du filtre, le réseau est exempt de courant et de tension de fréquence hf_1 .

D'ordinaire, on ne met que 3 filtres : les 2 premiers sont accordés sur les fréquences des 2 premiers harmoniques (5 et 7 pour les montages redresseurs d'indice de pulsation p égal à 6, 11 et 13 si $p = 12$). Le troisième est un circuit résonnant série amorti, qui présente une impédance faible dans une large bande de fréquence. Lorsqu'on introduit de tels filtres, il faut veiller à ce qu'ils n'aient pas d'effets défavorables en ce qui concerne les autres fréquences (autres harmoniques dûs au même générateur, signaux de télécommande ...)

D'autres solutions ont été proposées pour réduire les courants harmoniques introduits par les convertisseurs statiques de puissance, et plus particulièrement par les montages redresseurs :

- L'élimination des courants harmoniques peut se faire par compensation du flux magnétique [7] [8], le principe consiste à détecter les harmoniques de courant au secondaire du transformateur alimentant un montage redresseur, et de faire circuler ces courants après amplification dans un enroulement tertiaire du même transformateur pour annuler les harmoniques de flux dans le circuit magnétique [9], [10], [11], [12].

- On peut aussi [9], [10], [11], [12] injecter grâce à un transformateur auxiliaire en série avec le secondaire du transformateur d'alimentation, la tension prise sur un enroulement tertiaire de ce transformateur principal, et, grâce à une commande par thyristor, augmenter ainsi la tension secondaire à des instants correctement choisis pour réduire les harmoniques.

- Une solution un peu moins lourde [13] [14] consiste à modifier les formes d'ondes du courant au secondaire du transformateur d'alimentation d'un montage redresseur en y injectant par le neutre des courants harmoniques destinés à compenser ceux que l'on veut faire disparaître.

Mais puisque ce sont les harmoniques du courant pris au réseau qu'il faut faire disparaître, il nous a paru plus logique [15] [16] d'injecter des courants harmoniques directement dans le primaire du transformateur d'alimentation (figure 3). Si le montage redresseur absorbe le courant i_a et que l'injecteur fournit i_b , le courant i_c fourni par le réseau sera parfaitement sinusoïdal.

La forme d'onde de i_b est bien sûr théorique, mais elle peut être adaptée pour supprimer les premiers harmoniques des courants en ligne des montages redresseurs en injectant des courants contenant des harmoniques de même rang, de même valeur, et de même phase.

Le Chapitre I de cette étude est consacré à l'influence des commutations sur l'amplitude et la phase des harmoniques des courants primaires. Pour les redresseurs délivrant une tension redressée d'indice de pulsation $p = 6$, l'étude de l'amplitude et de la phase des harmoniques 5 et 7 montre qu'on peut déduire l'amplitude et la phase des signaux à injecter de celles du fondamental du courant absorbé par le redresseur. L'étude de l'influence des couplages du transformateur montre l'importance à accorder à la phase de ces signaux.

Dans le Chapitre II, la recherche du meilleur compromis entre la forme d'onde à donner aux courants injectés et la simplicité du circuit qui en permet la réalisation, amène à choisir un signal formé de 4 créneaux par alternance obtenue à l'aide d'un montage à 6 interrupteurs commandés, alimenté par une source de courant.

Le Chapitre III décrit la réalisation de l'injecteur de courant à partir de 6 transistors et 6 diodes, et celle de la source de courant à partir d'un redresseur en pont à 6 thyristors et d'une inductance de lissage. On y définit également les lois de commande des interrupteurs.

Enfin, dans le Chapitre IV sont rapportés les résultats obtenus lors des vérifications expérimentales. Les formes d'ondes relevées sont conformes à l'étude théorique et les amplitudes des harmoniques 5 et 7 sont considérablement atténuées.

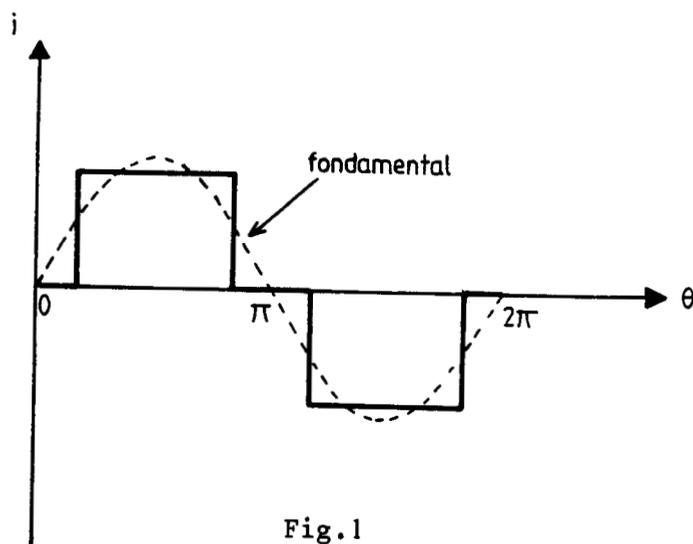


Fig. 1

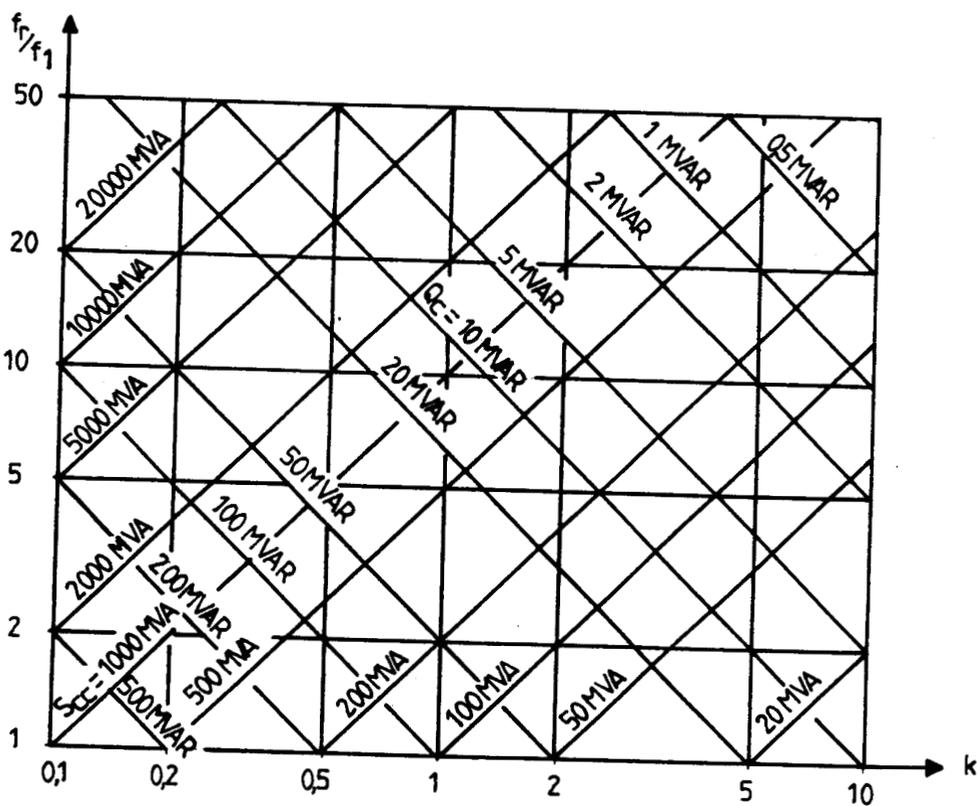


Fig. 2

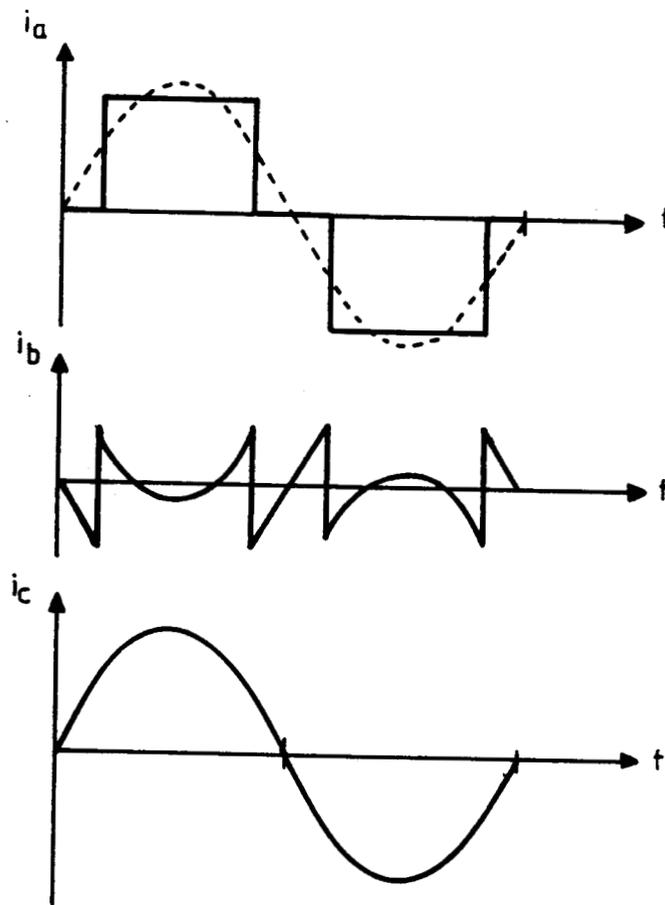
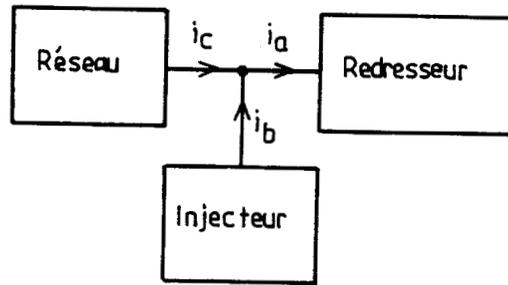


Fig.3.

CHAPITRE I

C H A P I T R E I

INFLUENCE DE L'EMPIÈTEMENT SUR L'AMPLITUDE ET LA PHASE DES HARMONIQUES DES COURANTS PRIMAIRES

I - INTRODUCTION

Dans l'étude simplifiée des montages redresseurs, on suppose la source de tensions alternatives et les redresseurs parfaits (impédances négligeables) on suppose aussi le récepteur de courant parfait (ondulation du courant redressé négligeable). Le développement en série des courants pris au réseau est alors bien connu.

Pour les montages alimentés par le réseau triphasé, on ne retient d'habitude que ceux donnant une tension redressée d'indice de pulsation p égal à 6 ou 12. Le lissage du courant redressé est alors aisé et la faible valeur de son ondulation résiduelle affecte peu les caractéristiques idéalisées des courants pris au réseau.

Il en est autrement de l'effet des inductances, inductance du réseau et inductance de fuites du transformateur, qui ralentissent la montée et la descente des courants secondaires et primaires. Ce phénomène de l'empiètement des intervalles de débit des semiconducteurs constitue la principale cause de la chute de tension en charge.

Nous allons chercher ici dans quelle mesure le phénomène affecte :

- le rapport entre les harmoniques et le fondamental des courants en ligne,
- la phase de ces harmoniques par rapport à celle du fondamental de ces courants.

Nous nous limiterons aux montages redresseurs d'indice de pulsation égal à 6 ou à 12.

* On désigne par v_A la première tension simple du réseau,

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

et on écrit le développement en série du premier courant en ligne

$$i_A = I_1 \sqrt{2} \sin (\omega t - \phi_1) + \dots + I_n \sqrt{2} \sin n(\omega t + \phi'_n) + \dots \quad (1.1)$$

+ ?

avec

I_1 valeur efficace du fondamental,

I_n valeur efficace de l'harmonique de rang n ,

ϕ_1 et ϕ'_n déphasages du fondamental et de l'harmonique n lus à l'échelle de la pulsation fondamentale ω .

En fait, pour les calculs, on travaille avec l'expression suivante du courant i_A

$$i_A = A_1 \sin \omega t + B_1 \cos \omega t + \dots + A_n \sin n\omega t + B_n \cos n\omega t + \dots \quad (1.2.)$$

où A_1, B_1, A_n et B_n sont calculés par :

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_A \sin\theta \, d\theta$$

$$B_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_A \cos\theta \, d\theta$$

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_A \sin n\theta \, d\theta$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_A \cos n\theta \, d\theta$$

en posant pour abrégier $\theta = \omega t$

En fait, pour toutes les formes d'ondes rencontrées, $i_A(\theta) = -i_A(\theta+\pi)$ et on peut limiter l'intégration à une demi-période.

On passe d'une écriture de i_A à l'autre par :

$I_1 \sqrt{2} = \sqrt{A_1^2 + B_1^2}$	$I_n \sqrt{2} = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$
$\phi_1 = \text{Arc tg } \frac{B_1}{A_1}$	$\phi'_n = \frac{1}{n} \text{Arc tg } \frac{B_n}{A_n}$

$\frac{A_n}{B_n} ?$



(1.3)

* Le but de ce chapitre est d'étudier comment varient :

$$I_1 ; I_n ; \phi_1 ; \phi'_n$$

donc

$$\frac{I_n}{I_1} \text{ et } \phi'_n - \phi_1$$

en fonction de la valeur du courant débité supposé parfaitement lissé I_d et de l'angle de retard au débloccage α .

On rapportera I_1 et I_n à la valeur I_{10} qu'aurait le fondamental, pour le débit du même courant I_d , si l'angle de commutation ou d'empiètement μ était nul.

II - REDRESSEURS DELIVRANT UNE TENSION REDRESSEE D'INDICE DE PULSATION EGAL A 6

On effectuera les calculs sur le pont triphasé à 6 diodes, puis à 6 thyristors monté au secondaire d'un transformateur étoile-étoile (Fig.1.1).

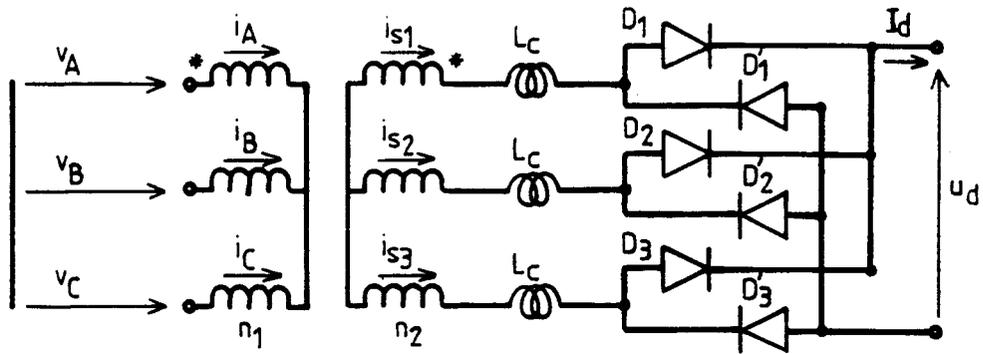


Fig.1.1

On verra ensuite ce qui se passerait si les couplages des enroulements du transformateur étaient différents.

L'inductance de commutation L_c est égale à la somme de l'inductance du réseau et de l'inductance de fuites du transformateur ramenées à chaque enroulement secondaire.

Les courants secondaires ont une valeur moyenne nulle. De plus, leur somme instantanée est nulle. Si on néglige le courant magnétisant, il y a donc à chaque instant compensation des ampères-tours primaires et secondaires sur chacun des noyaux du transformateur :

$$i_A = \frac{n_2}{n_1} i_{S1} ; i_B = \frac{n_2}{n_1} i_{S2} ; i_C = \frac{n_2}{n_1} i_{S3}$$

II.1. Calculs préliminaires

II.1.1. Montages à diodes, sans empiètement

Si le montage est à diodes et si on néglige le phénomène d'empiètement, D_1 conduit quand v_A est la plus positive des tensions v_A, v_B, v_C
 D'_1 conduit quand v_A est la plus négative.

La figure 1.2. donne le diagramme des conductions et la forme d'onde du courant i_A

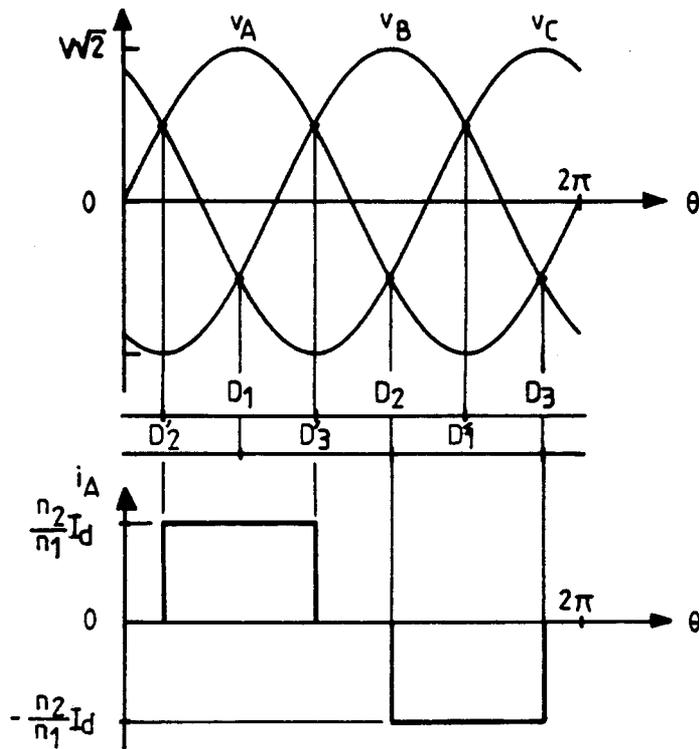


Fig.1.2

$$i_A = \frac{n_2}{n_1} I_d, \text{ pour } \frac{\pi}{6} < \theta < \frac{5\pi}{6}$$

$$i_A = -\frac{n_2}{n_1} I_d, \text{ pour } \frac{7\pi}{6} < \theta < \frac{11\pi}{6}$$

Fondamental :

$$-A_{10} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_A \sin\theta \, d\theta = \frac{4}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} \frac{n_2}{n_1} I_d \sin\theta \, d\theta = \frac{n_2}{n_1} I_d \frac{2\sqrt{3}}{\pi}$$

$B_{10} = 0$ car $i_A(\theta)$ est une fonction paire

$$I_{10} = \frac{n_2}{n_1} I_d \frac{\sqrt{6}}{\pi} ; \phi_{10} = 0$$

(1.4)

Harmoniques :

Puisque la tension redressée a un indice de pulsation égal à 6, les seuls harmoniques des courants en ligne de valeur non nulle sont ceux de rang :

$$n = 6k \pm 1, \text{ avec } k \text{ entier positif non nul}$$

$$A_{no} = \frac{4}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} \frac{n_2}{n_1} I_d \sin n\theta \, d\theta = \frac{4}{n\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \cos \frac{n\pi}{6}$$

$$B_{no} = 0$$

$$\text{Puisque } n = 6k \pm 1, A_{no} = \frac{4}{n\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \cos \frac{\pi}{6}$$

donc :

$$A_{no} = - \frac{n_2}{n_1} I_d \frac{2\sqrt{3}}{n\pi}, \text{ si } n = 5, 7, 17, 19, \dots \text{ ou } (2k'+1)6 \pm 1$$

$$A_{no} = + \frac{n_2}{n_1} I_d \frac{2\sqrt{3}}{n\pi}, \text{ si } n = 11, 13, 23, 27, \dots \text{ ou } (2k'+2)6 \pm 1$$

avec k' entier positif ou nul

$\frac{I_{no}}{I_{10}} = \frac{1}{n}$	$\phi'_{no} = \frac{\pi}{n}, \text{ si } n = 6(2k'+1) \pm 1$
	$\phi'_{no} = 0, \text{ si } n = 6(2k'+2) \pm 1$

(1.5)

Pour les premiers harmoniques, on aura donc :

$$I_{50} = \frac{I_{10}}{5}; I_{70} = \frac{I_{10}}{7}; I_{110} = \frac{I_{10}}{11}; I_{130} = \frac{I_{10}}{13}$$

$$\phi'_{50} = \frac{\pi}{5}; \phi'_{70} = \frac{\pi}{7}; \phi'_{110} = 0; \phi'_{130} = 0$$

II.1.2. Expressions des courants secondaires pendant les commutations

On peut considérer directement le cas du montage à thyristors. Les commutations modifiant la forme d'onde du courant i_A , égal à $(n_2/n_1) i_{S1}$ sont :

- la commutation T_3-T_1 , sous l'effet de la tension $\frac{n_2}{n_1} (v_A - v_C)$
- la commutation T_1-T_2 , sous l'effet de la tension $\frac{n_2}{n_1} (v_B - v_A)$
- la commutation $T'_3-T'_1$, sous l'effet de la tension $\frac{n_2}{n_1} (v_A - v_C)$
- la commutation $T'_1-T'_2$, sous l'effet de la tension $\frac{n_2}{n_1} (v_B - v_A)$.

Il suffit d'étudier une alternance de i_{S1} puisque :

$$i_{S1}(\theta + \pi) = -i_{S1}(\theta)$$

Rappelons que les angles de retard à l'amorçage des thyristors et d'extinction sont désignés respectivement par les lettres α et μ

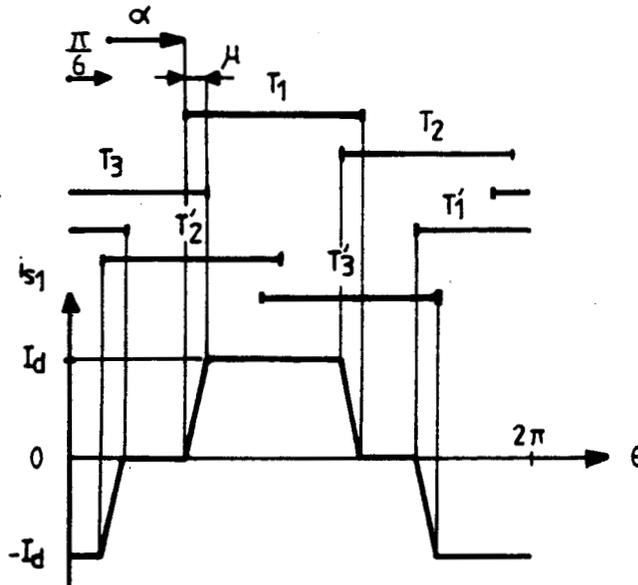


Fig.1.3

* Commutation T_3-T_1

Pendant l'intervalle $\frac{\pi}{6} + \alpha < \theta < \frac{\pi}{6} + \alpha + \mu$,

$$\frac{n_2}{n_1} v_A - L_c \frac{d i_{S1}}{dt} = \frac{n_2}{n_1} v_C - L_c \frac{d i_{S3}}{dt}$$

avec $\frac{d i_{S1}}{dt} + \frac{d i_{S3}}{dt} = \frac{d I_d}{dt} = 0$

Donc :

$$\frac{d i_{S1}}{d\theta} = \frac{1}{2L_c \omega} \frac{n_2}{n_1} (v_A - v_C) = \frac{1}{2L_c \omega} \frac{n_2}{n_1} v\sqrt{2} \sqrt{3} \sin(\theta - \frac{\pi}{6})$$

ou, en posant

$$\boxed{I_{sm} = \frac{n_2}{n_1} \frac{v\sqrt{2}}{L_c \omega}} \quad (1.6)$$

$$\frac{d i_{S1}}{d\theta} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{sm} \sin(\theta - \frac{\pi}{6})$$

$$i_{S1} = -\frac{\sqrt{3}}{2} I_{sm} \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) + C^{te}$$

La valeur de la constante d'intégration est telle que $i_{S1}=0$ pour $\theta=(\pi/6)+\alpha$.

D'où l'expression de i_{S1} durant cet intervalle

$$\boxed{i_{S1} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{sm} [\cos \alpha - \cos(\theta - \frac{\pi}{6})]} \quad (1.7)$$

et celle de i_{S3} , alors égal à $I_d - i_{S1}$

$$i_{S3} = I_d - \frac{\sqrt{3}}{2} I_{sm} [\cos \alpha - \cos(\theta - \frac{\pi}{6})]$$

* Durée des commutations

Le courant i_{S1} atteint la valeur I_d pour $\theta = \frac{\pi}{6} + \alpha + \mu$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} I_{sm} [\cos \alpha - \cos(\frac{\pi}{6} + \alpha + \mu - \frac{\pi}{6})] = I_d$$

L'angle d'empiètement est donc donné par :

$$\boxed{\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{I_d}{\frac{\sqrt{3}}{2} I_{sm}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \beta} \quad (1.8)$$

Dans les calculs, on rapportera I_d à l'amplitude I_{sm} des courants secondaires en cas de court-circuit aux bornes du transformateur.

L'accroissement du débit sera suivi par l'augmentation du rapport β tel que :

$$\beta = \frac{I_d}{I_{sm}} \quad (1.9)$$

* Commutation $T_1 - T_2$

Pendant l'intervalle $\frac{5\pi}{6} + \alpha < \theta < \frac{5\pi}{6} + \alpha + \mu$, le courant i_{S1} varie comme variait i_{S3} lors de la commutation $T_3 - T_1$.

Il suffit pour avoir i_{S1} de remplacer θ par $\theta - \frac{2\pi}{3}$ dans l'expression alors établie pour i_{S3}

$$i_{S1} = I_d - \frac{\sqrt{3}}{2} I_{sm} \left[\cos \alpha - \cos \left(\theta - \frac{5\pi}{6} \right) \right] \quad (1.10)$$

* Remarque : cas du montage à diodes

Si α égale zéro, les relations (1.7), (1.8) et (1.10) deviennent :

$$i_{S1} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{sm} \left[1 - \cos \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) \right] \quad (1.7')$$

$$1 - \cos \mu = \frac{2}{\sqrt{3}} \beta \quad (1.8')$$

$$i_{S1} = I_d - \frac{\sqrt{3}}{2} I_{sm} \left[1 - \cos \left(\theta - \frac{5\pi}{6} \right) \right] \quad (1.10')$$

II.2. Harmoniques du courant primaire pour les montages à diodes

Puisqu'on a posé $\beta = I_d / I_{sm}$ et que $i_A = \frac{n_2}{n_1} i_{S1}$, pour α nul le courant i_A a comme expressions successives durant une demi-période :

$$\frac{\pi}{6} < \theta < \frac{\pi}{6} + \mu \quad i_A = \frac{n_2}{n_1} I_d \frac{\sqrt{3}}{2\beta} [1 - \cos(\theta - \frac{\pi}{6})]$$

$$\frac{\pi}{6} + \mu < \theta < \frac{5\pi}{6} \quad i_A = \frac{n_2}{n_1} I_d$$

$$\frac{5\pi}{6} < \theta < \frac{5\pi}{6} + \mu \quad i_A = \frac{n_2}{n_1} I_d \left\{ 1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} [1 - \cos(\theta - \frac{5\pi}{6})] \right\}$$

$$\frac{5\pi}{6} + \mu < \theta < \frac{7\pi}{6} \quad i_A = 0$$

II.2.1. Calcul de A_1 et B_1

* Calcul de A_1

$$A_1 = \frac{2}{\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \left\{ \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}+\mu} \frac{\sqrt{3}}{2\beta} [1 - \cos(\theta - \frac{\pi}{6})] \sin\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{6}+\mu}^{\frac{5\pi}{6}} \sin\theta \, d\theta \right.$$

$$\left. + \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}+\mu} \left\{ 1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} [1 - \cos(\theta - \frac{5\pi}{6})] \right\} \sin\theta \, d\theta \right\}$$

$$A_1 = \frac{2}{\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \left\{ \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}+\mu} \frac{\sqrt{3}}{2\beta} [1 - \cos(\theta - \frac{\pi}{6})] \sin\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{6}+\mu}^{\frac{5\pi}{6}+\mu} \sin\theta \, d\theta \right.$$

$$\left. + \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}+\mu} - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} [1 - \cos(\theta - \frac{5\pi}{6})] \sin\theta \, d\theta \right\}$$

Le calcul de ces trois intégrales donne :

$$A_1 = \frac{2}{\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \left\{ - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \left[\cos(\mu + \frac{\pi}{6}) - \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{1}{4} \sin(2\mu - \frac{\pi}{3}) + \frac{\sqrt{3}}{8} + \frac{\mu}{4} \right] \right.$$

$$+ \sqrt{3} \cos \mu$$

$$\left. + \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \left[\cos(\mu + \frac{5\pi}{6}) + \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{1}{4} \sin(2\mu + \frac{4\pi}{3}) - \frac{\sqrt{3}}{8} + \frac{\mu}{4} \right] \right\}$$

Après regroupement et simplifications, il vient :

$$A_1 = \sqrt{3} \frac{2}{\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \left[\left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta}\right) \cos \mu + \frac{\sqrt{3}}{8\beta} (3 + \cos 2\mu) \right] \quad (1.11)$$

* Calcul de B₁

De la même façon, on calcule B₁ par :

$$B_1 = \frac{2}{\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \left\{ \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}+\mu} \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \left[1 - \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)\right] \cos \theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{6}+\mu}^{\frac{5\pi}{6}+\mu} \cos \theta \, d\theta \right. \\ \left. + \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}+\mu} -\frac{\sqrt{3}}{2\beta} \left[1 - \cos\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right)\right] \cos \theta \, d\theta \right\}$$

ce qui donne :

$$B_1 = \frac{2}{\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \left[\sin\left(\mu + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{2} - \frac{1}{4} \cos\left(2\mu - \frac{\pi}{3}\right) + \frac{1}{8} - \frac{\sqrt{3}}{4} \mu \right] \right. \\ - \sqrt{3} \sin \mu \\ \left. - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \left[\sin\left(\mu + \frac{5\pi}{6}\right) - \frac{1}{2} + \frac{1}{4} \cos\left(2\mu + \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{1}{8} + \frac{\sqrt{3}}{4} \mu \right] \right\}$$

$$B_1 = -\sqrt{3} \frac{2}{\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \left[\left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta}\right) \sin \mu + \frac{\sqrt{3}}{8\beta} (2\mu + \sin 2\mu) \right] \quad (1.12)$$

II.2.2. Calcul de A_n et B_n

$$A_n = \frac{2}{\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \left\{ \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}+\mu} \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \left[1 - \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)\right] \sin n\theta \, d\theta + \int_{\frac{\pi}{6}+\mu}^{\frac{5\pi}{6}+\mu} \sin n\theta \, d\theta \right. \\ \left. + \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}+\mu} -\frac{\sqrt{3}}{2\beta} \left[1 - \cos\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right)\right] \sin n\theta \, d\theta \right\}$$

$$\begin{aligned}
 A_n = \frac{2}{\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \left\{ -\frac{\sqrt{3}}{2\beta} \left(\frac{1}{n} \left[\cos n\left(\mu + \frac{\pi}{6}\right) - \cos n \frac{\pi}{6} \right] \right. \right. \\
 - \frac{1}{2(n+1)} \cos \left[(n+1)\mu + n \frac{\pi}{6} \right] - \frac{1}{2(n-1)} \cos \left[(n-1)\mu + n \frac{\pi}{6} \right] \\
 + \frac{n}{n^2-1} \cos n \frac{\pi}{6} \left. \right) + \frac{2}{n} (-1)^{k''} \sin \frac{n\pi}{3} \cos n \mu \\
 + \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \left(\frac{1}{n} \left[\cos n\left(\mu + \frac{5\pi}{6}\right) - \cos n \frac{5\pi}{6} \right] \right. \\
 - \frac{1}{2(n+1)} \cos \left[(n+1)\mu + n \frac{5\pi}{6} \right] - \frac{1}{2(n-1)} \cos \left[(n-1)\mu + n \frac{5\pi}{6} \right] \\
 \left. \left. + \frac{n}{n^2-1} \cos n \frac{5\pi}{6} \right) \right\}
 \end{aligned}$$

en posant :

$$n = 2k'' + 1$$

(1.13)

Après regroupements et simplifications, il vient :

$$\begin{aligned}
 A_n = \frac{2}{\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \left\{ 2(-1)^{k''} \sin n \frac{\pi}{3} \left\{ \frac{1}{n} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \right) \cos n \mu + \frac{1}{n} \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \right. \right. \\
 \left. \left. + \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \frac{1}{2(n^2-1)} \left[(n-1) \cos(n+1) \mu + (n+1) \cos(n-1) \mu - 2n \right] \right\} \right\}
 \end{aligned}$$

(1.14)

- Le calcul de B_n est mené de la même façon ; les 3 intégrales où on remplace $\sin n\theta$ par $\cos n\theta$ donnent :

$$\begin{aligned}
 B_n = \frac{2}{\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \left(\frac{1}{n} \left[\sin n\left(\mu + \frac{\pi}{6}\right) - \sin n \frac{\pi}{6} \right] \right. \right. \\
 - \frac{1}{2(n+1)} \sin \left[(n+1)\mu + n \frac{\pi}{6} \right] + \frac{1}{2(n-1)} \sin \left[(n-1)\mu + n \frac{\pi}{6} \right] \\
 \left. \left. + \frac{n}{2(n^2-1)} (-1)^{k''} \right) \right. \\
 + \frac{2}{n} (-1)^{k''+1} \sin \frac{n\pi}{3} \sin n \mu - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \left(\frac{1}{n} \left[\sin n\left(\mu + \frac{5\pi}{6}\right) - \sin n \frac{5\pi}{6} \right] \right. \\
 - \frac{1}{2(n+1)} \sin \left[(n+1)\mu + n \frac{5\pi}{6} \right] - \frac{1}{2(n-1)} \sin \left[(n-1)\mu + n \frac{5\pi}{6} \right] \\
 \left. \left. + \frac{n}{2(n^2-1)} (-1)^{k''} \right) \right\}
 \end{aligned}$$

$$B_n = \frac{2}{\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d 2(-1)^{k''+1} \sin \frac{n\pi}{3} \left\{ \frac{1}{n} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta}\right) \sin n \mu + \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \frac{1}{2(n^2-1)} [(n-1) \sin(n+1)\mu + (n+1) \sin(n-1)\mu] \right\} \quad (1.15)$$

- Remarque :

On a posé, pour permettre les mises en facteur dans les relations (1.14) et (1.15)

$$n = 2k''+1$$

avec $k'' = 2, 3, 5, 6, 8, 9, \dots$ pour les harmoniques 5, 7, 11, 13, 17, 19...

Pour $n = 5$:	$k'' = 2$;	$(-1)^{k''} \sin n \frac{\pi}{3} = -\frac{\sqrt{3}}{2}$;	$(-1)^{k''+1} \sin n \frac{\pi}{3} = +\frac{\sqrt{3}}{2}$
$n = 7$:	" = 3	" = $-\frac{\sqrt{3}}{2}$	" = $+\frac{\sqrt{3}}{2}$
$n = 11$:	" = 5	" = $+\frac{\sqrt{3}}{2}$	" = $-\frac{\sqrt{3}}{2}$
$n = 13$:	" = 6	" = $+\frac{\sqrt{3}}{2}$	" = $-\frac{\sqrt{3}}{2}$
$n = 17$:	" = 8	" = $-\frac{\sqrt{3}}{2}$	" = $+\frac{\sqrt{3}}{2}$
$n = 19$:	" = 9	" = $-\frac{\sqrt{3}}{2}$	" = $+\frac{\sqrt{3}}{2}$



On peut donc simplifier les relations en écrivant :

$$(-1)^{k''} \sin n \frac{\pi}{3} = \frac{\sqrt{3}}{2} (-1)^x$$

$$(-1)^{k''+1} \sin n \frac{\pi}{3} = -\frac{\sqrt{3}}{2} (-1)^x$$

à condition de poser :

$$\begin{aligned} x &= 0, \text{ pour } n = 6(2k'+2) \pm 1 \\ x &= 1, \text{ pour } n = 6(2k'+1) \pm 1 \\ \text{avec } k' &= 0, 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (1.16)$$

II.2.3. Valeur et phase du fondamental et des harmoniques. Caractéristiques

* On désigne par A'_1, B'_1, A'_n, B'_n les valeurs de A_1, B_1, A_n, B_n calculées précédemment, divisées par $\sqrt{2}$ et rapportées à I_{10}

$$A'_1 = A_1/\sqrt{2} I_{10} ; B'_1 = B_1/\sqrt{2} I_{10} ; A'_n = A_n/\sqrt{2} I_{10} ; B'_n = B_n/\sqrt{2} I_{10} \quad (1.17)$$

avec

$$I_{10} = \frac{n_2}{n_1} I_d \frac{\sqrt{6}}{\pi}$$

Cela permet de tracer les courbes I_n/I_{10} et ϕ'_n données par :

$$\frac{I_1}{I_{10}} = \sqrt{A'_1{}^2 + B'_1{}^2} ; \frac{I_n}{I_{10}} = \sqrt{A'_n{}^2 + B'_n{}^2} ; \operatorname{tg} \phi_1 = \frac{B'_1}{A'_1} ; \operatorname{tg} n\phi'_n = \frac{B'_n}{A'_n} \quad (1.18)$$

avec, compte tenu des relations (1.16) et de la valeur de I_{10}

$$\begin{aligned} A'_1 &= \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta}\right) \cos \mu + \frac{\sqrt{3}}{8\beta} (3 + \cos 2\mu) \\ B'_1 &= -\left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta}\right) \sin \mu - \frac{\sqrt{3}}{8\beta} (2\mu + \sin 2\mu) \\ A'_n &= (-1)^x \left\{ \frac{1}{n} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta}\right) \cos n\mu + \frac{1}{n} \frac{\sqrt{3}}{2\beta} + \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \frac{(n-1)\cos(n+1)\mu + (n+1)\cos(n-1)\mu - 2n}{2(n^2-1)} \right\} \\ B'_n &= -(-1)^x \left\{ \frac{1}{n} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta}\right) \sin n\mu + \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \frac{(n-1)\sin(n+1)\mu + (n+1)\sin(n-1)\mu}{2(n^2-1)} \right\} \end{aligned} \quad (1.19)$$

* Le courant redressé I_d intervient dans ces expressions par le rapport β , égal à I_d/I_{sm} , et par l'angle d'empiètement μ . Mais celui-ci est lié à β par la relation (1.8').

Pour situer la plage des valeurs de β à considérer, on remarque que la chute de tension inductive est donnée par :

$$\begin{aligned} \Delta_1 U_d &= \frac{3}{\pi} V \sqrt{2} \frac{n_2}{n_1} \sin \frac{\pi}{3} (1 - \cos \mu) \\ &= \frac{U_{do}}{2} (1 - \cos \mu), \end{aligned}$$

avec U_{do} , valeur moyenne de la tension redressée à vide. Donc :

$$\frac{\Delta_1 U_d}{U_{do}} = \frac{1 - \cos \mu}{2} = \frac{\beta}{\sqrt{3}}$$

Quand la chute de tension inductive relative varie de 0 à 5%, le rapport β croît de 0 à 0.0866. En traçant les courbes pour β variant de 0 à 0,10, on couvre la zone allant de la marche à vide jusqu'à une sensible surcharge des montages redresseurs habituels.

* Les courbes du haut de la planche I.1⁽¹⁾ donnent, en fonction de β , les variations des rapports :

(1) Pour en faciliter la consultation, on a regroupé en fin de chapitre l'ensemble des planches de caractéristiques.

$$\frac{I_1}{I_{10}}, 5 \frac{I_5}{I_{10}}, 7 \frac{I_7}{I_{10}}, 11 \frac{I_{11}}{I_{10}} \text{ et } 13 \frac{I_{13}}{I_{10}}$$

Elles montrent qu'à courant débité donné, la durée des commutations réduit très peu la valeur efficace du fondamental. La réduction est plus nette pour les harmoniques et cela d'autant plus que leur rang est élevé.

Les courbes du bas de la planche I.1 donnent, en fonction de β , l'évolution de l'angle d'empiètement μ ainsi que celles de la phase du fondamental et des harmoniques

$$\Delta\phi'_n = \phi'_n - \phi'_{no}$$

Le temps nécessaire aux commutations se traduit par un déphasage arrière du fondamental et des harmoniques sur leurs homologues déterminés dans l'étude idéalisée. Tous les $\Delta\phi'_n$ sont négatifs.

On retrouve bien l'approximation usuelle

$$\phi_1 \cong \frac{\mu}{\sqrt{2}}$$

De plus, $\Delta\phi'_n$ varie très peu avec n . $\Delta\phi'_5(\beta)$ est pratiquement confondu avec $\phi_1(\beta)$. L'écart s'accroît quand n croît mais reste faible.

Nous reviendrons sur ces courbes après l'étude des montages redresseurs à thyristors. Elles donnent la première famille de caractéristiques, celles correspondant à un angle de retard au débloccage α nul.

II.3. Harmoniques du courant primaire pour les montages à thyristors

On procède pour le calcul du fondamental et des harmoniques exactement comme pour les montages à diodes. Les notations et les procédés de simplification sont les mêmes.

Le courant i_A a comme expressions durant l'une de ses alternances :

$$\frac{\pi}{6} + \alpha < \theta < \frac{\pi}{6} + \alpha + \mu, i_A = \frac{n_2}{n_1} \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{I_d}{\beta} [\cos \alpha - \cos(\theta - \frac{\pi}{6})]$$

$$\frac{\pi}{6} + \alpha + \mu < \theta < \frac{5\pi}{6} + \alpha, i_A = \frac{n_2}{n_1} I_d$$

$$\frac{5\pi}{6} + \alpha < \theta < \frac{5\pi}{6} + \alpha + \mu, i_A = \frac{n_2}{n_1} I_d \left\{ 1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} [\cos \alpha - \cos(\theta - \frac{5\pi}{6})] \right\}$$

$$\frac{5\pi}{6} + \alpha + \mu < \theta < \frac{7\pi}{6} + \alpha, i_A = 0$$

II.3.1. Calcul de A_1 et B_1

- On calcule A_1 par :

$$A_1 = \frac{2}{\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \left\{ \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \mu} \frac{\sqrt{3}}{2\beta} [\cos \alpha - \cos(\theta - \frac{\pi}{6})] \sin \theta \, d\theta \right. \\ \left. + \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha + \mu} \sin \theta \, d\theta \right. \\ \left. + \int_{\frac{5\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha + \mu} - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} [\cos \alpha - \cos(\theta - \frac{5\pi}{6})] \sin \theta \, d\theta \right\}$$

Le calcul de ces trois intégrales donne :

$$A_1 = \frac{2}{\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \left\{ - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} (\cos \alpha [\cos(\alpha + \mu + \frac{\pi}{6}) - \cos(\alpha + \frac{\pi}{6})]) + \frac{1}{4} \sin(2\alpha + 2\mu - \frac{\pi}{3}) \right. \\ \left. - \frac{1}{4} \sin(2\alpha - \frac{\pi}{3}) + \frac{\mu}{4} \right) \\ \left. + \sqrt{3} \cos(\alpha + \mu) \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{3}}{2\beta} (\cos \alpha [\cos(\alpha + \mu + \frac{5\pi}{6}) - \cos(\alpha + \frac{5\pi}{6})]) - \frac{1}{4} \sin(2\alpha + 2\mu + \frac{4\pi}{3}) \right. \\ \left. + \frac{1}{4} \sin(2\alpha + \frac{4\pi}{3}) + \frac{\mu}{4} \right\}$$

ou, après simplifications :

$$A_1 = \sqrt{3} \frac{2}{\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \left\{ (1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \cos \alpha) \cos(\alpha + \mu) + \frac{\sqrt{3}}{8\beta} [\cos 2(\alpha + \mu) - \cos 2\alpha + 4\cos^2 \alpha] \right\} \quad (1.20)$$

- Le même calcul effectué pour B_1 donne :

$$B_1 = -\sqrt{3} \frac{2}{\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \left\{ \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \cos\alpha\right) \sin(\alpha+\mu) + \frac{\sqrt{3}}{8\beta} [\sin 2(\alpha+\mu) + \sin 2\alpha + 2\mu] \right\} \quad (1.21)$$

II.3.2. Calcul de A_n et B_n

$$A_n = \frac{2}{\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \left\{ \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha+\mu} \frac{\sqrt{3}}{2\beta} [\cos\alpha - \cos(\theta - \frac{\pi}{6})] \sin n\theta \, d\theta \right. \\ + \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha+\mu}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha+\mu} \sin n\theta \, d\theta \\ \left. + \int_{\frac{5\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha+\mu} -\frac{\sqrt{3}}{2\beta} [\cos\alpha - \cos(\theta - \frac{5\pi}{6})] \sin n\theta \, d\theta \right\}$$

Le calcul de ces trois intégrales donne :

$$A_n = \frac{2}{\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \left\{ -\frac{\sqrt{3}}{2\beta} \left[\frac{1}{n} \cos\alpha [\cos n(\alpha+\mu + \frac{\pi}{6}) - \cos n(\alpha + \frac{\pi}{6})] \right. \right. \\ - \frac{1}{2(n+1)} (\cos [(n+1)(\alpha+\mu) + n \frac{\pi}{6}] - \cos [(n+1)\alpha + n \frac{\pi}{6}]) \\ - \frac{1}{2(n-1)} (\cos [(n-1)(\alpha+\mu) + n \frac{\pi}{6}] - \cos [(n-1)\alpha + n \frac{\pi}{6}]) \\ \left. + \frac{2}{n} (-1)^{k''} \sin n \frac{\pi}{3} \cos n(\alpha+\mu) \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \left[\frac{1}{n} \cos\alpha [\cos n(\alpha+\mu + \frac{5\pi}{6}) - \cos n(\alpha + \frac{5\pi}{6})] \right. \right. \\ - \frac{1}{2(n+1)} (\cos [(n+1)(\alpha+\mu) + n \frac{5\pi}{6}] - \cos [(n+1)\alpha + n \frac{5\pi}{6}]) \\ \left. \left. - \frac{1}{2(n-1)} (\cos [(n-1)(\alpha+\mu) + n \frac{5\pi}{6}] - \cos [(n-1)\alpha + n \frac{5\pi}{6}]) \right] \right\}$$

Après simplifications, il vient :

$$A_n = \frac{2}{\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d \, 2(-1)^{k''} \sin n \frac{\pi}{3} \left\{ \frac{1}{n} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \cos\alpha\right) \cos n(\alpha+\mu) + \frac{1}{n} \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \cos\alpha \cos n\alpha \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \frac{1}{2(n^2-1)} \left((n-1) [\cos(n+1)(\alpha+\mu) - \cos(n+1)\alpha] \right. \right. \\ \left. \left. + (n+1) [\cos(n-1)(\alpha+\mu) - \cos(n-1)\alpha] \right) \right\} \quad (1.22)$$

- Le même calcul où on remplace $\sin n\theta$ par $\cos n\theta$ donne :

$$B_n = \frac{2}{\pi} \frac{n^2}{n_1} I_d 2(-1)^{k''+1} \sin n \frac{\pi}{3} \left\{ \frac{1}{n} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \cos \alpha \right) \sin n(\alpha + \mu) + \frac{1}{n} \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \cos \alpha \sin n\alpha \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \frac{1}{2(n^2-1)} \left((n-1) [\sin(n+1)(\alpha + \mu) - \sin(n+1)\alpha] \right. \right. \\ \left. \left. + (n+1) [\sin(n-1)(\alpha + \mu) - \sin(n-1)\alpha] \right) \right\} \quad (1.2)$$

II.3.3. Valeur et phase du fondamental et des harmoniques. Caractéristiques

* Comme pour le montage redresseur à diodes, on calcule la valeur efficace et le déphasage du fondamental et des harmoniques par :

$$\frac{I_1}{I_{10}} = \sqrt{A'_1{}^2 + B'_1{}^2} ; \frac{I_n}{I_{no}} = \sqrt{A'_n{}^2 + B'_n{}^2} ; \operatorname{tg} \phi_1 = \frac{B'_1}{A'_1} ; \operatorname{tg} \phi'_n = \frac{B'_n}{A'_n} \quad (1.18)$$

avec maintenant :

$$A'_1 = \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \cos \alpha \right) \cos(\alpha + \mu) + \frac{\sqrt{3}}{8\beta} [\cos 2(\alpha + \mu) - \cos 2\alpha + 4\cos^2 \alpha] \\ B'_1 = \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \cos \alpha \right) \sin(\alpha + \mu) - \frac{\sqrt{3}}{8\beta} [2\mu + \sin 2(\alpha + \mu) + \sin 2\alpha] \\ A'_n = (-1)^x \left\{ \frac{1}{n} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \cos \alpha \right) \cos n(\alpha + \mu) + \frac{1}{n} \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \cos \alpha \cos n\alpha \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \frac{(n-1) [\cos(n+1)(\alpha + \mu) - \cos(n+1)\alpha] + (n+1) [\cos(n-1)(\alpha + \mu) - \cos(n-1)\alpha]}{2(n^2-1)} \right\} \\ B'_n = -(-1)^x \left\{ \frac{1}{n} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \cos \alpha \right) \sin n(\alpha + \mu) + \frac{1}{n} \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \cos \alpha \sin n\alpha \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{3}}{2\beta} \frac{(n-1) [\sin(n+1)(\alpha + \mu) - \sin(n+1)\alpha] + (n+1) [\sin(n-1)(\alpha + \mu) - \sin(n-1)\alpha]}{2(n^2-1)} \right\} \quad (1.24)$$

x étant toujours donné par la relation (1.16).

L'importance du courant débité est caractérisée par le rapport β . L'angle d'empîement μ est lié à β par :

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{2}{\sqrt{3}} \beta$$

* La planche I.2 donne la variation de la valeur efficace des deux premiers harmoniques. Pour diverses valeurs de α , elle montre comment varient les rapports :

$$5 \frac{I_5}{I_{10}} \text{ et } 7 \frac{I_7}{I_{10}}$$

lorsque β varie de zéro à 0,10.

Comme c'était prévisible, plus α se rapproche de 90° , moins ces rapports s'écartent de l'unité quand β croît. En effet à courant à commuter donné, quand $|\cos\alpha|$ diminue, l'angle d'empiètement diminue et les altérations dues à la montée et à la descente du courant i_A sont plus réduites. C'est pour α égal à zéro qu'à courant débité donné, les écarts entre $n I_n$ et I_{10} sont les plus importants.

* La planche I.3 donne les variations du déphasage du fondamental et des deux premiers harmoniques.

Puisque $\phi_1 - \alpha$, $\Delta\phi'_5 - \alpha$ et $\Delta\phi'_7 - \alpha$ varient de façon très voisine, on a d'abord tracé les courbes donnant, pour diverses valeurs de α ,

$$\phi_1 - \alpha = f(\beta)$$

A cause de la réduction de μ quand $|\cos\alpha|$ diminue, le déphasage arrière $\phi_1 - \alpha$ du fondamental diminue.

Les différences $\Delta\phi'_5 - \phi_1$ et $\Delta\phi'_7 - \phi_1$, dont les variations en fonction de β , pour quelques valeurs de α , ont été représentées au milieu et en bas de la planche I.3, sont très faibles. Ces écarts sont respectivement de $0,21^\circ$ et de $0,45^\circ$ pour α égal à zéro. Ils diminuent très vite quand $|\cos\alpha|$ diminue.

L'empiètement introduit un déphasage du fondamental et des harmoniques, fonction du courant débité et de l'angle de retard, qui peut être nettement supérieur à la valeur de cet angle.

Mais ce déphasage est sensiblement le même pour le fondamental et pour les harmoniques.

* Remarques :

1) On n'a pas tracé les variations de I_1/I_{10} car elles sont extrêmement faibles. Quand β croît de 0 à 0,10, ce rapport ne varie que de 1 à 0,9934 si α égale 0, de 1 à 0,9966 si α égale 15° , de 1 à 0,9994 si α égale 90° .

2) Pour les valeurs de α correspondant à la marche en onduleur, on doit arrêter les courbes à la valeur de β annulant le temps de blocage des thyristors.

Si $\alpha + \mu = \pi$ la relation (1.8) donne :

$$\beta_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{2} (1 + \cos\alpha)$$

soit $\beta_{\max} = 0.254$ pour $\alpha = 135^\circ$
 $= 0.116$ pour $\alpha = 150^\circ$
 $= 0.0295$ pour $\alpha = 165^\circ$

En fait, la nécessité de maintenir un temps de blocage empêche de travailler trop près de ces valeurs limites.

II.4. Influence du couplage du transformateur

L'étude classique des harmoniques des courants primaires des montages redresseurs alimentés en triphasé menée en négligeant l'empiètement montre que quel que soit le schéma :

- si p est l'indice de pulsation de la tension redressée, dans les courants en ligne, on ne trouve que les harmoniques de rang n égal à $k_p \pm 1$

- que la valeur relative des harmoniques est donnée par :

$$I_n / I_1 = 1/n$$

- que la phase des harmoniques de la même paire est la même :

$$\phi_{kp+1} = \phi_{kp-1}$$

Mais cette phase peut différer selon le couplage du transformateur, ce qui explique les différences des formes d'ondes des courants absorbés par des montages de même indice de pulsation.

Puisqu'ici cette phase est très importante, il est nécessaire de préciser sa valeur, selon le couplage du transformateur d'alimentation utilisé.

Pour pouvoir utiliser les résultats précédents établis à partir du schéma de la figure 1.1 où le transformateur est couplé en étoile au primaire et au secondaire, nous examinerons les autres couplages en supposant :

- que le redresseur est alimenté par la même source,
- qu'il débite le même courant sous la même tension redressée.

Nous modifierons en conséquence le nombre de tours de l'un ou l'autre enroulement, sachant que l'inductance de commutation ramenée à un enroulement secondaire est proportionnelle au carré de son nombre de tours.

II.4.1. Pont alimenté par un transformateur triangle-étoile

Si on utilise le même circuit magnétique pour réaliser le transformateur, le passage du primaire de l'étoile au triangle nécessite le passage du nombre de tours des bobines primaires de n_1 à $n_1 \sqrt{3}$ (figure 1.4)

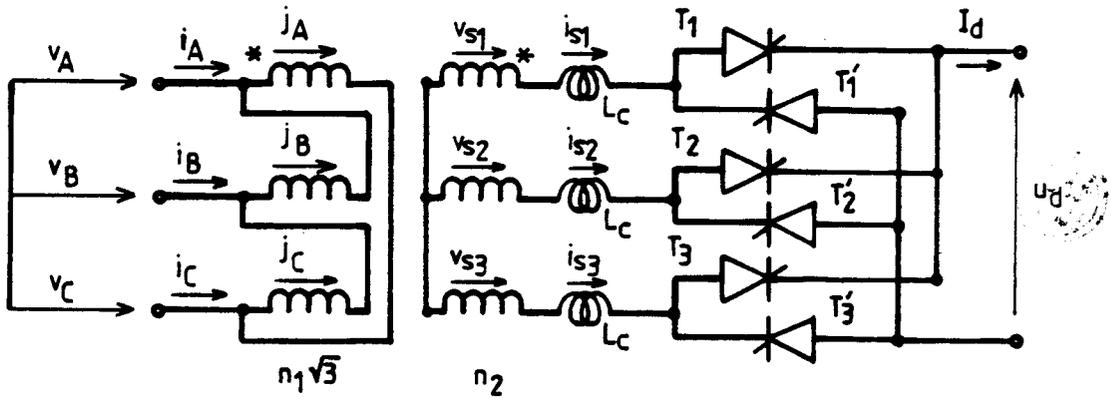


Fig.1.4

Si $v_A = V \sqrt{2} \sin \omega t$

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

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

les tensions secondaires à vide sont :

$$v_{S1} = \frac{n_2}{n_1 \sqrt{3}} (v_A - v_C) = \frac{n_2}{n_1} V \sqrt{2} \sin (\omega t - \frac{\pi}{6})$$

$$v_{S2} = \frac{n_2}{n_1 \sqrt{3}} (v_B - v_A) = \frac{n_2}{n_1} V \sqrt{2} \sin (\omega t - \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3})$$

$$v_{S3} = \frac{n_2}{n_1 \sqrt{3}} (v_C - v_B) = \frac{n_2}{n_1} V \sqrt{2} \sin (\omega t - \frac{\pi}{6} - \frac{4\pi}{3})$$

Les tensions secondaires sont les mêmes que lorsque le primaire était en étoile au déphasage de $\pi/6$ près.

A valeurs données de α et I_d , l'angle de commutation est le même, les courants secondaires sont les mêmes, au déphasage de $\pi/6$ près.

La figure 1.5 (à comparer à la figure 1.3) donne, pour $\alpha=\pi/3$ et $\mu=\pi/12$, les formes d'ondes de i_{S1} , de i_{S2} et de i_A .

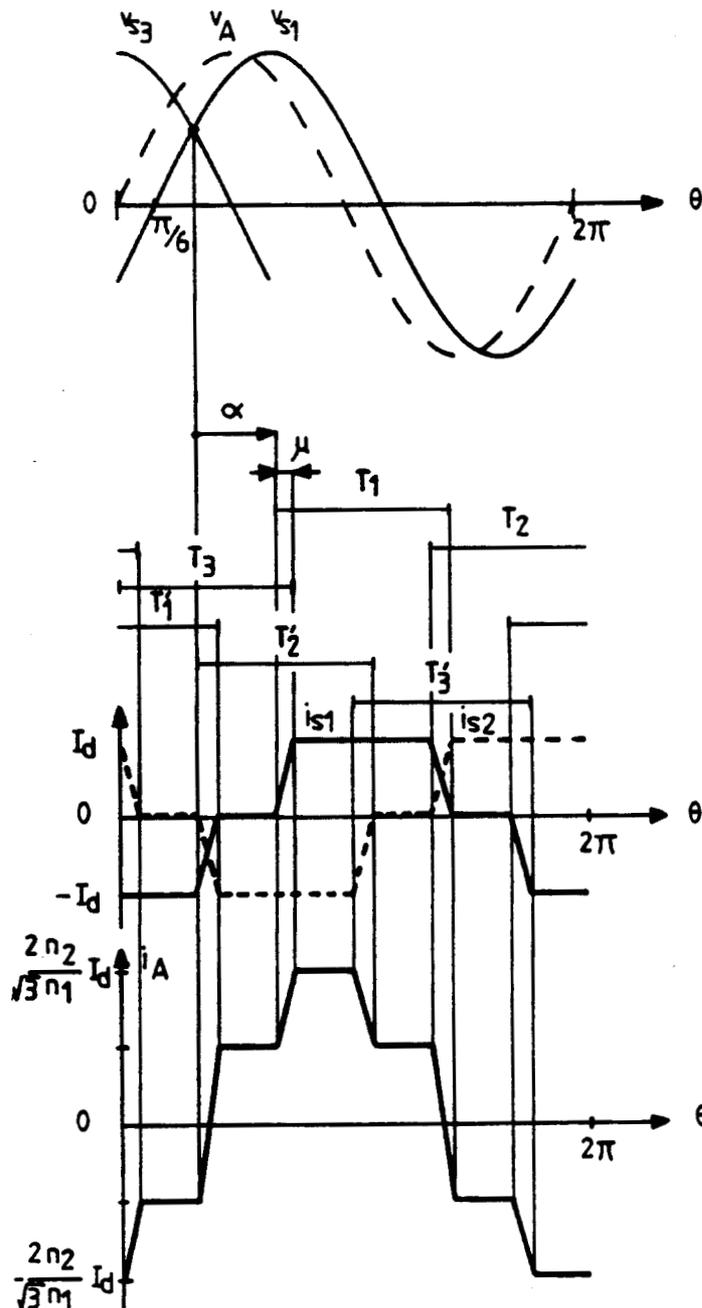


Fig.1.5

- Pour le couplage en étoile du primaire, on avait :

$$i_A = \frac{n_2}{n_1} i_{S1} = I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \phi_1) + \dots + I_n \sqrt{2} \sin n(\omega t + \phi'_n) + \dots \quad (1.1)$$

- Pour le couplage en triangle du primaire, à I_d et α donnés, les courants secondaires sont les mêmes à $\pi/6$ près.

$$i_{S1} = \frac{n_1}{n_2} \left[I_1 \sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6} + \phi_1\right) + \dots + I_n \sqrt{2} \sin n\left(\omega t - \frac{\pi}{6} + \phi'_n\right) + \dots \right]$$

$$i_{S2} = \frac{n_1}{n_2} \left[I_1 \sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6} + \phi_1\right) + \dots + I_n \sqrt{2} \sin n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6} + \phi'_n\right) + \dots \right]$$

Puisque les courants secondaires ont une valeur moyenne nulle et une somme instantanée nulle, les ampères-tours primaires compensent les ampères-tours secondaires :

$$j_A = \frac{n_2}{n_1 \sqrt{3}} i_{S1} \quad ; \quad j_B = \frac{n_2}{n_1 \sqrt{3}} i_{S2} \quad ; \quad j_C = \frac{n_2}{n_1 \sqrt{3}} i_{S3}$$

Le premier courant en ligne i_A est donné par :

$$i_A = j_A - j_B = \frac{n_2}{n_1 \sqrt{3}} (i_{S1} - i_{S2})$$

ou, en remplaçant,

$$i_A = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ I_1 \sqrt{2} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6} + \phi_1\right) - \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6} + \phi_1\right) \right] + \dots \right. \\ \left. + I_n \sqrt{2} \left[\sin n\left(\omega t - \frac{\pi}{6} + \phi'_n\right) - \sin n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6} + \phi'_n\right) \right] + \dots \right\}$$

- Pour comparer à l'expression (1.1), on écrit i_A :

$$i_A = I'_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \psi_1) + \dots + I'_n \sqrt{2} \sin n(\omega t + \psi'_n) + \dots$$

Le fondamental est donc tel que :

$$\begin{aligned}
 I'_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \psi_1) &= \frac{I_1 \sqrt{2}}{\sqrt{3}} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6} + \phi_1\right) - \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6} + \phi_1\right) \right] \\
 &= I_1 \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} 2 \cos\left(-\frac{2\omega t - 6\pi/6 + 2\phi_1}{2}\right) \sin \frac{\pi}{3} \\
 &= I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \phi_1)
 \end{aligned}$$

Donc :

$$I'_1 = I_1 \quad ; \quad \psi_1 = \phi_1$$

L'harmonique n est donc tel que :

$$\begin{aligned}
 I'_n \sqrt{2} \sin n(\omega t + \psi'_n) &= I_n \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \left[\sin n\left(\omega t - \frac{\pi}{6} + \phi'_n\right) - \sin n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6} + \phi'_n\right) \right] \\
 &= I_n \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} 2 \sin n \frac{\pi}{3} \cos n\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \phi'_n\right)
 \end{aligned}$$

* Si $n = 6(2k' + 2) \pm 1$,

$$\begin{aligned}
 I'_n \sqrt{2} \sin(n \omega t + n \psi'_n) &= I_n \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \sin\left(\pm \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(n \omega t \pm \frac{\pi}{2} + n \phi'_n\right) \\
 &= I_n \sqrt{2} \sin(n \omega t + n \phi'_n)
 \end{aligned}$$

donc

$$I'_n = I_n \quad ; \quad \psi'_n = \phi'_n$$

* Si $n = 6(2k' + 1) \pm 1$,

$$\begin{aligned}
 I'_n \sqrt{2} \sin(n \omega t + n \psi'_n) &= I_n \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \sin\left(\pm \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(n \omega t - \pi \pm \frac{\pi}{2} + n \phi'_n\right) \\
 &= I_n \sqrt{2} \sin[n \omega t + n \phi'_n - \pi]
 \end{aligned}$$

donc

$$I'_n = I_n \quad ; \quad \psi'_n = \phi'_n - \frac{\pi}{n}$$

La relation (1.5) montre que le déphasage, à α et μ nuls, est maintenant égal à zéro pour les harmoniques 5, 7, 17, 19... comme il l'était déjà pour les harmoniques 11, 13, 23, 25...

Le passage d'un primaire en étoile à un primaire en triangle ne change donc pas

* les valeurs efficaces du fondamental et des harmoniques pour α et μ nuls

* la façon dont ces valeurs varient en fonction de α et β

* la façon dont la phase du fondamental et celles des harmoniques varient en fonction de α et β .

Il ne change que la phase de certains harmoniques pour α et μ nuls.

Maintenant, pour tous les harmoniques :

$$\boxed{\phi'_{no} = 0} \quad (1.25)$$

Remarque :

On déduit les expressions successives du courant i_A dont nous aurons besoin ultérieurement de celles de i_{S1} et i_{S2} .

Les expressions de i_{S1} sont celles de $n_1 i_A/n_2$ du début du paragraphe II.3. au déphasage de $\pi/6$ près. Le courant i_{S2} est déphasé de $2\pi/3$ en arrière de i_{S1} .

- Pour $\pi/3 + \alpha < \theta < \pi/3 + \alpha + \mu$,

$$i_{S1} = \frac{\sqrt{3}}{2\beta} I_d [\cos \alpha - \cos(\theta - \frac{\pi}{3})], \quad i_{S2} = - I_d$$

donc :

$$i_A = \frac{n_2}{n_1 \sqrt{3}} I_d \left\{ 1 + \frac{\sqrt{3}}{2\beta} [\cos \alpha - \cos(\theta - \frac{\pi}{3})] \right\} \quad (1.26)$$

- Pour $\pi/3 + \alpha + \mu < \theta < 2\pi/3 + \alpha$,

$$i_{S1} = I_d ; \quad i_{S2} = - I_d$$

donc :

$$i_A = \frac{n_2}{n_1 \sqrt{3}} 2I_d \quad (1.26)$$

- Pour $2\pi/3 + \alpha < \theta < 2\pi/3 + \alpha + \mu$,

$$i_{S1} = I_d ; \quad i_{S2} = I_d \left\{ -1 + \frac{\sqrt{3}}{2\beta} [\cos \alpha - \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})] \right\}$$

donc :

$$i_A = \frac{n_2}{n_1 \sqrt{3}} I_d \left\{ 2 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} [\cos \alpha - \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})] \right\} \quad (1.26)$$

- Pour $2\pi/3 + \alpha + \mu < \theta < \pi + \alpha$

$$i_{S1} = I_d ; \quad i_{S2} = 0$$

donc :

$$i_A = \frac{n_2}{n_1\sqrt{3}} I_d \quad (1.26c)$$

- Pour $\pi + \alpha < \theta < \pi + \alpha + \mu$,

$$i_{S1} = I_d \left\{ 1 - \frac{\sqrt{3}}{2B} [\cos \alpha - \cos(\theta - \pi)] \right\} ; i_{S2} = \frac{\sqrt{3}}{2B} I_d [\cos \alpha - \cos(\theta - \pi)]$$

donc :

$$i_A = \frac{n_2}{n_1\sqrt{3}} I_d \left[1 - \frac{\sqrt{3}}{B} (\cos \alpha + \cos \theta) \right] \quad (1.26e)$$

- Pour $\pi + \alpha + \mu < \theta < 4\pi/3 + \alpha$

$$i_{S1} = 0 ; i_{S2} = I_d$$

donc :

$$i_A = - \frac{n_2}{n_1\sqrt{3}} I_d \quad (1.26f)$$

Durant l'autre demi-période, $i_A(\theta + \pi) = - i_A(\theta)$

II.4.2. Pont alimenté par un transformateur étoile-triangle

On sait qu'on ne change pas le fonctionnement d'un convertisseur alimenté par une source en étoile en remplaçant celle-ci par la source en triangle équivalente.

Au schéma de la figure 1.1, on peut donc substituer celui de la figure 1.6

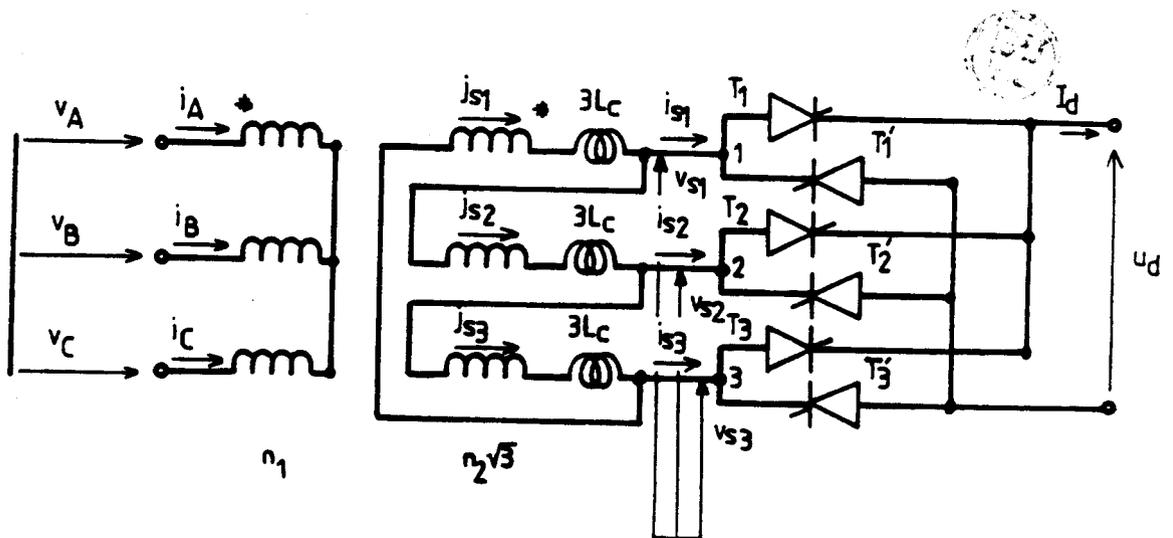


Fig.1.6

Pour qu'à tensions d'alimentations données, les tensions simples secondaires v_{S1} , v_{S2} , v_{S3} aient à vide, la même valeur que lorsque le secondaire était en étoile, il faut augmenter le nombre de spires secondaires d'un facteur $\sqrt{3}$.

L'inductance de commutation ramenée à chaque enroulement secondaire passe donc de L_c à $3L_c$.

* Si on a toujours $v_A = V\sqrt{2} \sin \omega t$,

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

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

les tensions composées secondaires à vide sont :

$$\frac{n_2\sqrt{3}}{n_1} v_A ; \quad \frac{n_2\sqrt{3}}{n_1} v_B ; \quad \frac{n_2\sqrt{3}}{n_1} v_C ;$$

le système de tensions simples correspondant à ce système de tensions composées est :

$$v_{S1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{n_2\sqrt{3}}{n_1} V\sqrt{2} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6})$$

$$v_{S2} = \frac{n_2}{n_1} V\sqrt{2} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3})$$

$$v_{S3} = \frac{n_2}{n_1} V\sqrt{2} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6} - \frac{4\pi}{3})$$

Le pont à thyristors est alimenté par les mêmes tensions que sur le schéma de la figure 1.1 au déphasage avant de $\pi/6$ près.

L'amplitude du courant de court-circuit en ligne secondaire est :

$$I_{Sm} = \sqrt{3} \frac{\frac{n_2\sqrt{3}}{n_1} V\sqrt{2}}{3L_c \omega} = \frac{n_2}{n_1} \frac{V\sqrt{2}}{L_c \omega}$$

Le rapport $\beta = \frac{I_d}{I_{Sm}}$ est le même que pour le montage de la figure 1.1.

* Suivons l'évolution des courants secondaires pendant un sixième de la période.

La tension v_{S1} devient supérieure à la tension v_{S3} pour $\theta = 0$. Si on retarde d'un angle α l'entrée en conduction du thyristor T_1 , la commutation $T_3 - T_1$ débute pour $\theta = \alpha$.

- Pour $-\frac{\pi}{3} + \alpha + \mu < \theta < \alpha$ T_3 et T'_2 conduisent :

Le courant I_d sort du triangle secondaire par la borne 3, il y rentre par la borne 2. A l'intérieur du triangle, il se répartit entre les deux voies qui lui sont offertes dans le rapport inverse du nombre de phases que comportent ces deux voies.

$$i_{S3} = I_d \quad ; \quad i_{S2} = - I_d$$

$$j_{S1} = - \frac{I_d}{3} \quad ; \quad j_{S2} = - \frac{I_d}{3} \quad ; \quad j_{S3} = \frac{2I_d}{3}$$

- Pour $\alpha + \mu < \theta < \frac{\pi}{3} + \alpha$, T_1 et T'_2 conduisent :

$$i_{S1} = I_d \quad ; \quad i_{S2} = - I_d$$

$$j_{S1} = \frac{I_d}{3} \quad ; \quad j_{S2} = - \frac{2I_d}{3} \quad ; \quad j_{S3} = \frac{I_d}{3}$$

- Pour $\alpha < \theta < \alpha + \mu$, T_3 , T_1 et T'_2 conduisent :

Le débit simultané de T_3 et T_1 met en court-circuit le premier enroulement secondaire

$$3L_c \frac{dj_{S1}}{dt} = \frac{n_2\sqrt{3}}{n_1} v_A = \frac{n_2\sqrt{3}}{n_1} V\sqrt{2} \sin \theta$$

$$j_{S1} = - \frac{n_2\sqrt{3}}{n_1} \frac{V\sqrt{2}}{3L_c\omega} \cos \theta + C^{te} = - \frac{I_{sm}}{\sqrt{3}} \cos \theta + C^{te}$$

Puisque $j_{S1} = - I_d/3$ pour $\theta = \alpha$

$$j_{S1} = \frac{I_{sm}}{\sqrt{3}} (\cos \alpha - \cos \theta) - \frac{I_d}{3} = I_d \left[- \frac{1}{3} + \frac{1}{\sqrt{3}\beta} (\cos \alpha - \cos \theta) \right]$$

Le courant j_{S1} atteint la valeur $+ I_d/3$ pour $\theta = \alpha + \mu$; l'angle de commutation μ est donné par :

$$\frac{I_d}{3} = I_d \left\{ -\frac{1}{3} + \frac{1}{\sqrt{3}\beta} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)] \right\}$$

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{2}{\sqrt{3}} \beta;$$

on retrouve bien la relation (1.3)

Pendant ce même intervalle, la mise en court-circuit de la phase 1 rend non nulle la somme des tensions dans le triangle des courants secondaires. Il en résulte un courant de circulation qui fait passer j_{S2} de $- I_d/3$ à $- 2I_d/3$, j_{S3} de $2I_d/3$ à $I_d/3$.

Durant la commutation, les courants dans les deux phases secondaires non commutées sont donnés par :

$$j_{S2} = I_d \left[-\frac{1}{3} - \frac{1}{2\sqrt{3}\beta} (\cos \alpha - \cos \theta) \right]$$

$$j_{S3} = I_d \left[\frac{2}{3} - \frac{1}{2\sqrt{3}\beta} (\cos \alpha - \cos \theta) \right]$$

* A partir des expressions de j_{S1} , j_{S2} , j_{S3} durant un sixième de période, puisque ces courants sont identiques à $2\pi/3$ ou $4\pi/3$ près et que l'alternance négative de chacun d'eux reproduit avec un retard de π son alternance positive, on peut suivre une évolution tout au long de la période.

Pour j_{S1} par exemple :

$$j_{S1}(\theta) = j_{S1}(\theta) ; j_{S1}(\theta + \frac{\pi}{3}) = -j_{S2}(\theta) ; j_{S1}(\theta + \frac{2\pi}{3}) = j_{S3}(\theta)$$

$$j_{S1}(\theta + \pi) = -j_{S1}(\theta) ; j_{S1}(\theta + \frac{4\pi}{3}) = j_{S2}(\theta) ; j_{S1}(\theta + \frac{5\pi}{3}) = -j_{S3}(\theta)$$

Le premier courant en ligne i_A est lié à j_{S1} par :

$$i_A = \frac{n_2\sqrt{3}}{n_1} j_{S1}$$

A partir des expressions de j_{S1} , j_{S2} , j_{S3} pour $-\frac{\pi}{3} + \alpha + \mu < \theta < \alpha + \mu$, on déduit les expressions successives de i_A durant une de ses alternances

$$\begin{aligned}
 -\frac{\pi}{3} + \alpha + \mu < \theta < \alpha & : i_A = -\frac{n_2}{n_1\sqrt{3}} I_d \\
 \alpha < \theta < \alpha + \mu & : i_A = \frac{n_2}{n_1\sqrt{3}} I_d \left[-1 + \frac{\sqrt{3}}{\beta} (\cos \alpha - \cos \theta) \right] \\
 \alpha + \mu < \theta < \frac{\pi}{3} + \alpha & : i_A = \frac{n_2}{n_1\sqrt{3}} I_d \\
 \frac{\pi}{3} + \alpha < \theta < \frac{\pi}{3} + \alpha + \mu & : i_A = \frac{n_2}{n_1\sqrt{3}} I_d \left\{ 1 + \frac{\sqrt{3}}{2\beta} [\cos \alpha - \cos(\theta - \frac{\pi}{3})] \right\} \\
 \frac{\pi}{3} + \alpha + \mu < \theta < \frac{2\pi}{3} + \alpha & : i_A = \frac{n_2}{n_1\sqrt{3}} 2 I_d \\
 \frac{2\pi}{3} + \alpha < \theta < \frac{2\pi}{3} + \alpha + \mu & : i_A = \frac{n_2}{n_1\sqrt{3}} I_d \left\{ 2 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} [\cos \alpha - \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})] \right\} \\
 \dots
 \end{aligned} \tag{1.27}$$

On retrouve exactement les expressions de i_A que donnait le couplage triangle-étoile (relations (1.26)).

La figure 1.7 donne, pour $\alpha = \pi/3$ et $\mu = \pi/12$, le diagramme des conduction des thyristors et la forme d'onde du courant i_{S1} (ce sont les mêmes que ceux de la figure 1.3 au déphasage de $\pi/6$ près), puis la forme d'onde du courant i_A (c'est la même que celle donnée pour ce courant par la figure 1.5)

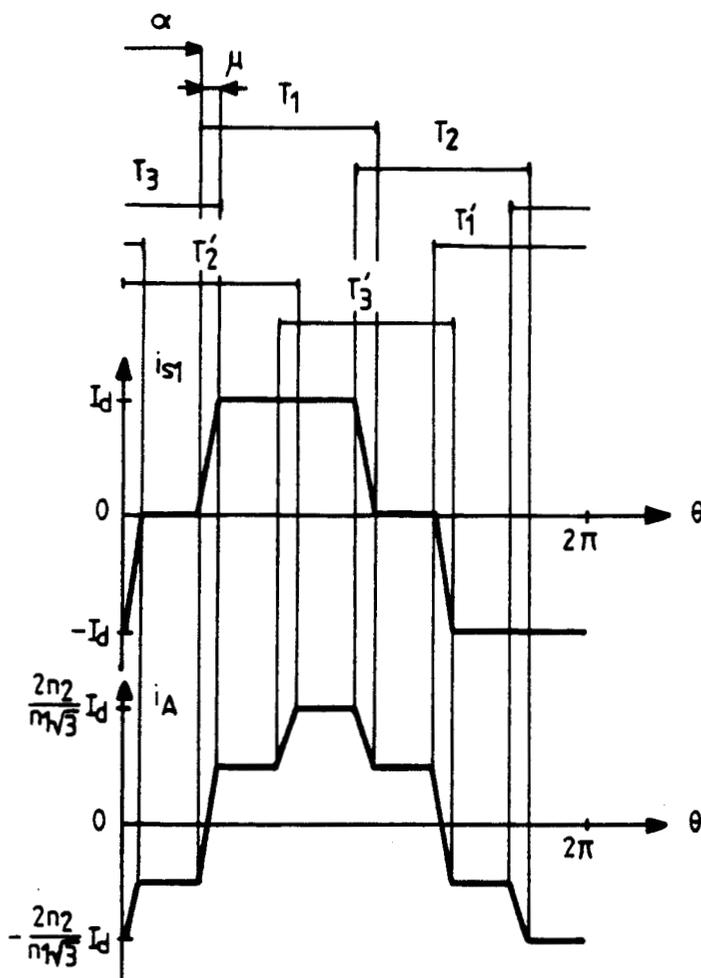


Fig.1.7

La valeur efficace ainsi que la phase du fondamental et des harmoniques varient donc en fonction de α et de β comme pour le montage de la figure 1.4.

Remarque :

Si le pont à thyristors était alimenté par un transformateur triangle-triangle à tensions d'entrée et de sortie données, avec le même circuit magnétique, il faudrait donner aux enroulements :

$n_1 \sqrt{3}$ spires au primaire
 $n_2 \sqrt{3}$ spires au secondaire

Les courants polygonaux secondaires et primaires auraient la forme d'onde du courant j_{S1} de la figure 1.7 à un décalage de $\pi/6$ près.

Les courants en ligne secondaires et primaires seraient exactement les mêmes que ceux correspondant au couplage étoile-étoile de la figure 1.1.

II.4.3. Bilan de l'étude des couplages

Le couplage des enroulements du transformateur alimentant un pont à 6 thyristors n'affecte :

- ni la valeur relative des harmoniques des courants primaires
- ni la variation de la phase de ces harmoniques avec la charge.

Les résultats des planches I.1, I.2, I.3 sont toujours utilisables.

Mais la valeur initiale de la phase ϕ'_{no} des harmoniques de rang 5 et 7, 17 et 19 et de façon générale $n = 6(2k'+1)\pm 1$ n'est pas toujours la même. On doit donc distinguer :

- les couplages étoile-étoile ou triangle-triangle qui, pour α et μ nuls, donnent un courant i_A représenté sur la figure 1.8a et un développement en série de la forme :

$$i_A = I_{10} \sqrt{2} (\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5 \omega t - \frac{1}{7} \sin 7 \omega t + \frac{1}{11} \sin 11 \omega t + \frac{1}{13} \sin 13 \omega t - \frac{1}{17} \sin 17 \omega t - \dots \pm \frac{1}{n} \sin n \omega t \dots)$$

- les couplages triangle-étoile ou étoile-triangle qui, pour α et μ nuls donnent un courant i_A représenté sur la figure 1.8b et un développement en série de la forme :

$$i_A = I_{10} \sqrt{2} (\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega t + \frac{1}{7} \sin 7 \omega t + \frac{1}{11} \sin 11 \omega t + \frac{1}{13} \sin 13 \omega t + \frac{1}{17} \sin 17 \omega t + \dots + \frac{1}{n} \sin n \omega t \dots)$$

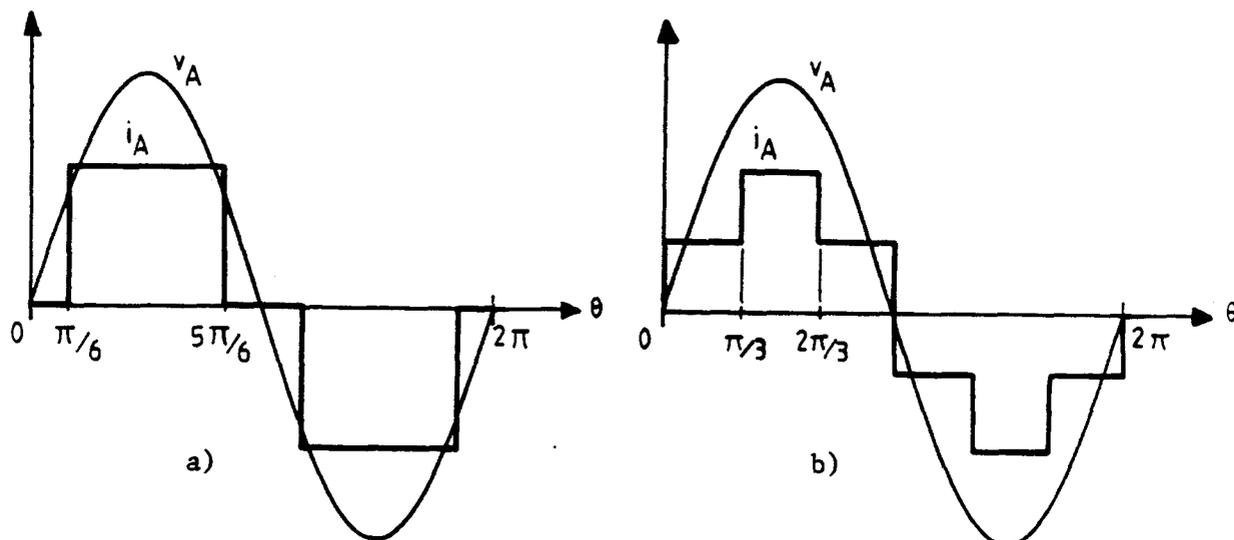


Fig.1.8



Remarque sur le montage "double étoile" :

En basse tension, on utilise souvent le montage redresseur en double étoile avec bobine interphase pour obtenir une tension redressée d'indice 6. Dès que le courant redressé débité I_d est nettement supérieur à l'intensité critique, les ampères-tours secondaires par noyau ont, si on suppose α et μ nuls une forme d'onde analogue à celle du courant i_A de la figure 1.8a.

Si le primaire est en étoile, on peut utiliser les résultats établis pour le redresseur en pont alimenté par un transformateur étoile-étoile.

Si le primaire est en triangle, on peut utiliser les résultats établis pour le redresseur en pont avec transformateur triangle-étoile.

On peut utiliser directement les courbes des planches I.1, I.2 et I.3 à condition de définir convenablement le rapport β .

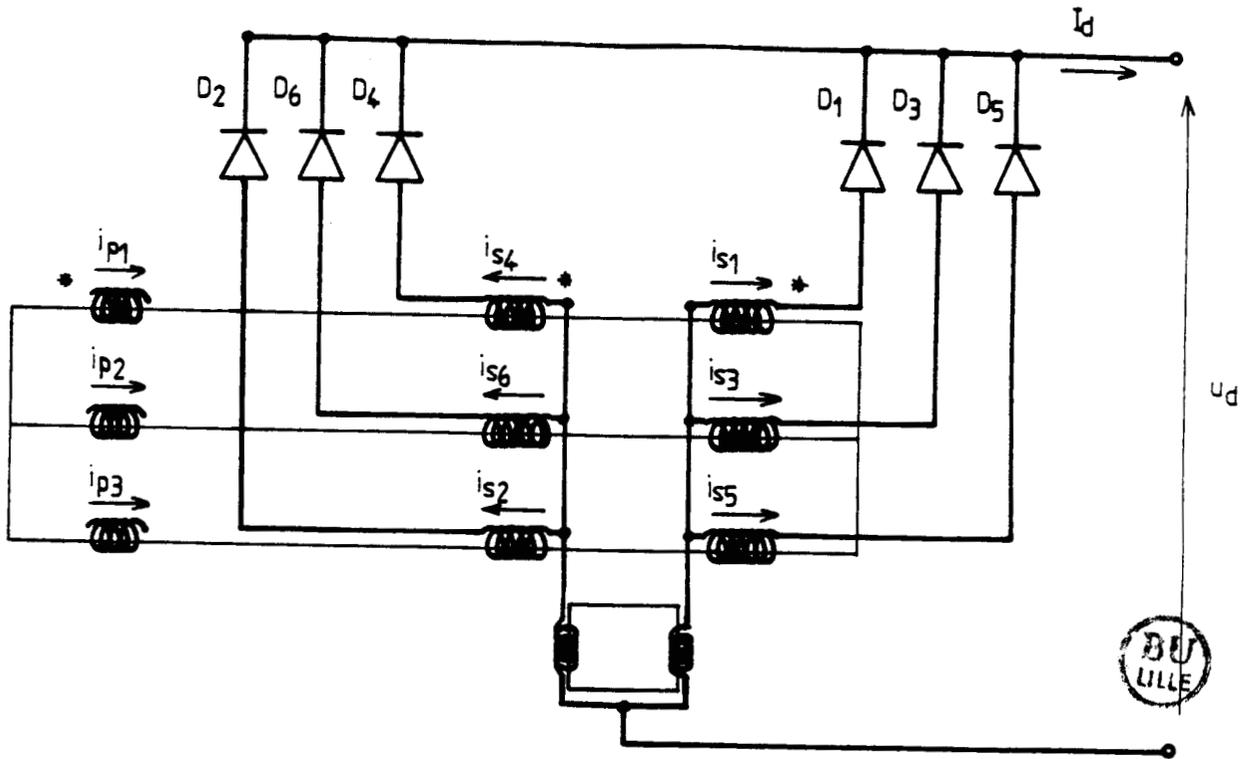


Fig.1.9

Si le primaire est en étoile et compte n_1 tours, si les six enroulements secondaires comptent chacun n_2 tours et si L_c désigne l'inductance ramenée à chacun des enroulements secondaires,

- le débloqué du thyristor T_1 pour $\theta = \frac{\pi}{6} + \alpha$ établit dans le premier enroulement secondaire un courant

$$i_{S1} = \frac{1}{2L_c \omega} \frac{n_2}{n_1} V \sqrt{2} \sqrt{3} [\cos \alpha - \cos(\theta - \frac{\pi}{6})]$$

- la commutation se termine pour $\theta = \frac{\pi}{6} + \alpha + \mu$ quand i_{S1} a atteint la valeur $I_d/2$. D'où la relation donnant l'angle de commutation μ

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{L_c \omega I_d}{\sqrt{3} \frac{n_2}{n_1} V \sqrt{2}}$$

- le courant de court-circuit d'un enroulement secondaire a pour amplitude

$$I_{Sm} = \frac{n_2}{n_1} \frac{V\sqrt{2}}{L_c \omega}$$

- si on désigne par β le rapport

$$\beta = \frac{I_d/2}{I_{Sm}}$$

(1.28)

* le courant i_A a pour expressions successives :

$$\frac{\pi}{6} + \alpha < \theta < \frac{\pi}{6} + \alpha + \mu ; i_A = \frac{n_2}{n_1} \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{(I_d/2)}{\beta} [\cos \alpha - \cos(\theta - \frac{\pi}{6})]$$

$$\frac{\pi}{6} + \alpha + \mu < \theta < \frac{5\pi}{6} + \alpha ; i_A = \frac{n_2}{n_1} (I_d/2)$$

$$\frac{5\pi}{6} + \alpha < \theta < \frac{5\pi}{6} + \alpha + \mu ; i_A = \frac{n_2}{n_1} (I_d/2) \left\{ 1 - \frac{\sqrt{3}}{2\beta} [\cos \alpha - \cos(\theta - \frac{5\pi}{6})] \right\}$$

$$\frac{5\pi}{6} + \alpha + \mu < \theta < \frac{7\pi}{6} + \alpha ; i_A = 0 \dots$$

ce sont les mêmes expressions que celles utilisées au paragraphe II.3. au remplacement de I_d par $I_d/2$ près

* le rapport β et l'angle μ sont encore liés par la relation

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{2}{\sqrt{3}} \beta$$

- les valeurs de A_1, B_1, A_n, B_n sont inchangées au remplacement de I_d par $I_d/2$ près. Les courbes tracées qui donnent des rapports de valeurs efficaces ou des écarts de phase sont directement utilisables.

III - REDRESSEURS DELIVRANT UNE TENSION REDRESSEE D'INDICE DE PULSATION
EGAL A 12

III.1. Méthode utilisée

La façon dont on obtient les tensions redressées d'indice 12 évite de reprendre de lourds calculs tels ceux qu'on a effectué pour les tensions redressées d'indice 6. On peut utiliser directement ces derniers.

Pour obtenir, à partir du réseau triphasé, une tension d'indice 12, on met en série ou en parallèle deux redresseurs délivrant des tensions redressées d'indice 6, de même valeur moyenne mais décalées de $\pi/6$.

On obtient ce décalage par une différence de couplage du ou des transformateurs :

- l'un des montages, s'il était seul, prendrait au réseau un courant tel celui schématisé sur la figure 1.8a
- l'autre, s'il était seul, prendrait au réseau un courant tel celui schématisé sur la figure 1.8b.

Citons rapidement les diverses solutions usuelles :

- on peut mettre en parallèle (figure 1.10) grâce à une bobine interphases un montage redresseur en pont alimenté par un secondaire en étoile, l'autre par un secondaire en triangle. Le primaire peut être commun et couplé en étoile ou en triangle. Pour que les deux tensions redressées d'indice 6 soient égales, si le premier secondaire compte n_2 tours, le second doit en compter $n_2 \sqrt{3}$.

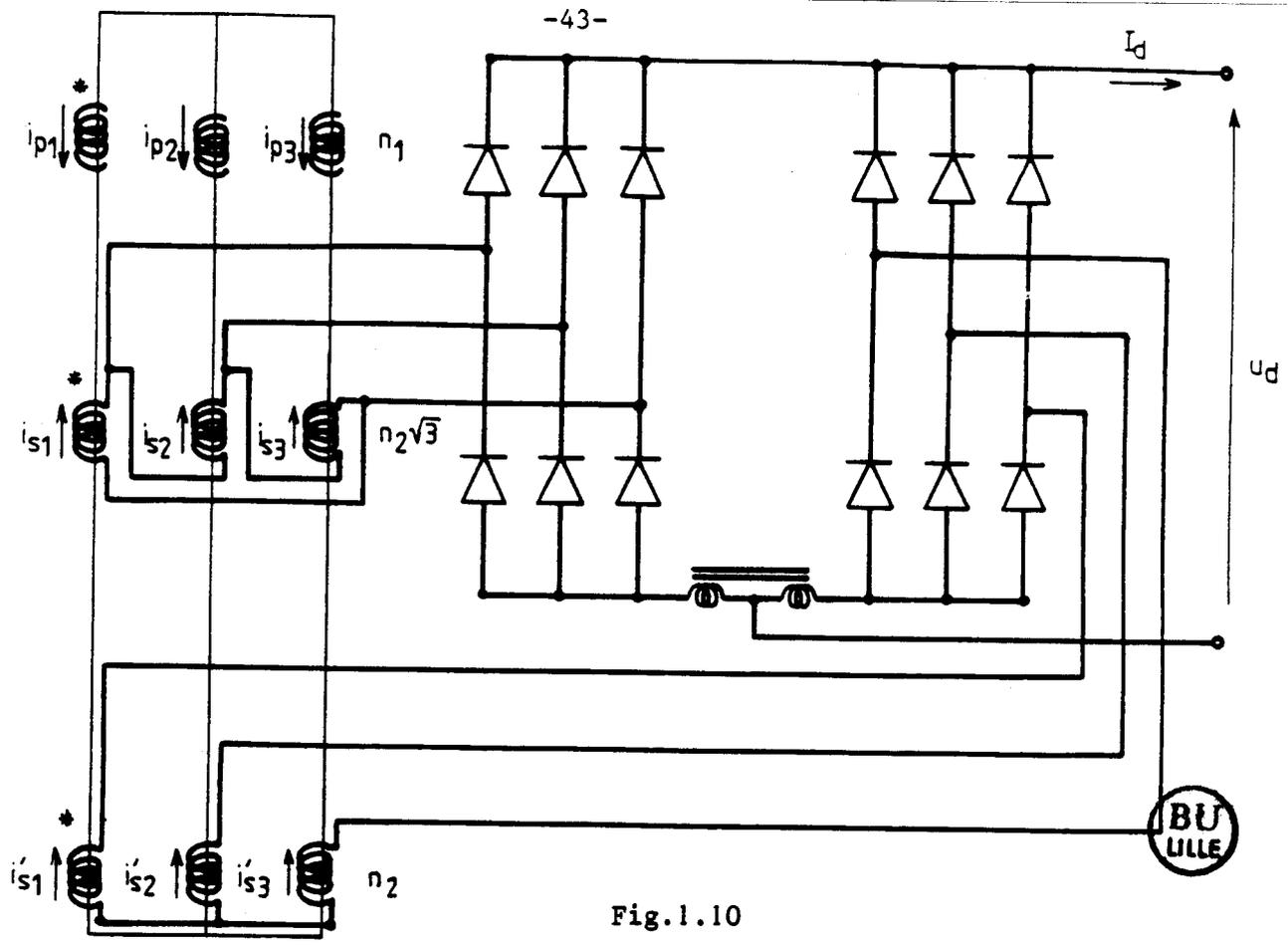
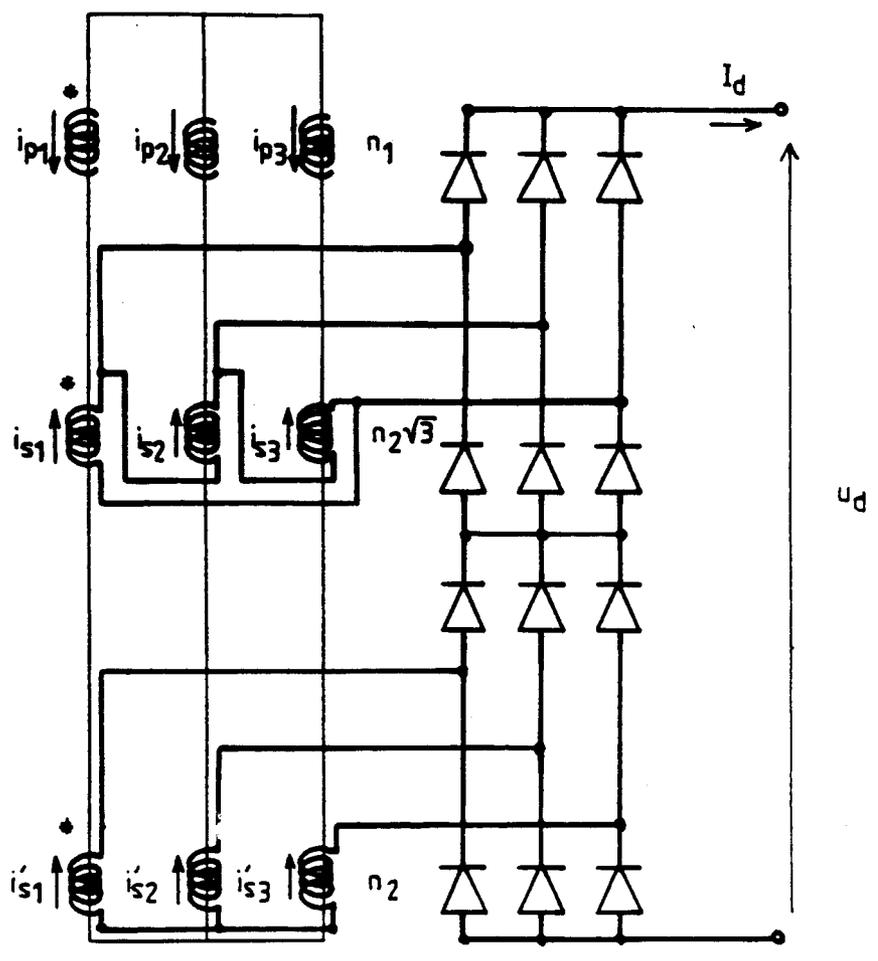


Fig.1.10

Au lieu de mettre les deux ponts en parallèle, on peut les mettre en série pour qu'ils ajoutent leurs tensions redressées (figure 1.11)

Fig.1.11



- Dans les deux cas précédents, au lieu d'utiliser un seul transformateur, on peut utiliser deux transformateurs distincts à un seul secondaire chacun. Le déphasage de $\pi/6$ est obtenu par une différence de couplage :

étoile-triangle pour l'un, étoile-étoile pour l'autre,
ou triangle-étoile pour l'un, triangle-triangle pour l'autre

- En basse tension, on met en parallèle deux montages en double-étoile. Comme le montre la figure 1.12 l'un des transformateurs a son primaire en étoile, le primaire de l'autre compte $\sqrt{3}$ fois plus de spires et est couplé en triangle.

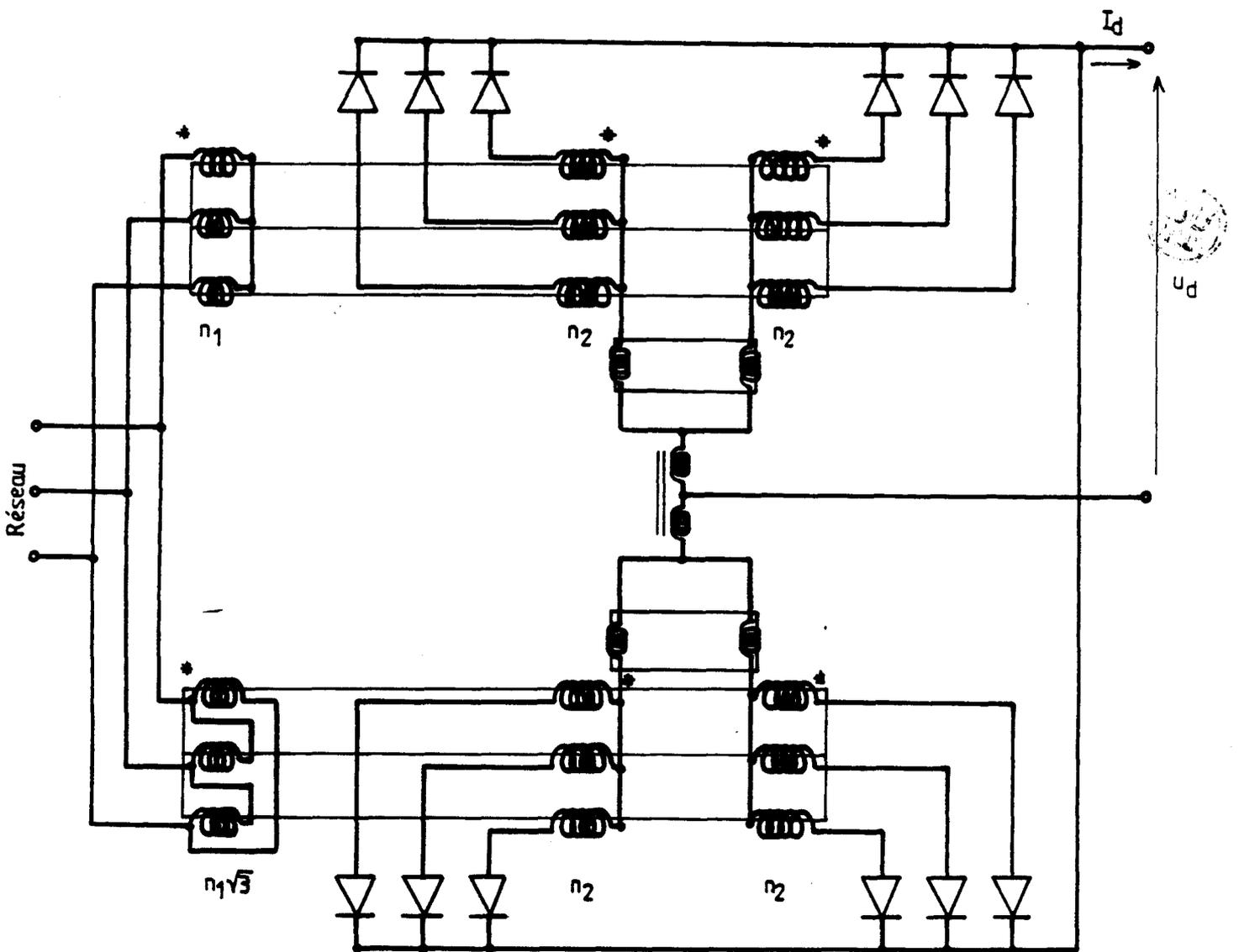


Fig.1.12

* Dans tous les cas, le courant pris au réseau est la somme des courants pris au réseau par chacun des montages considérés séparément.

S'il n'y a qu'un primaire, les ampères-tours primaires par noyau doivent compenser la somme des ampères-tours des deux secondaires.

S'il y a deux primaires, le courant dans la ligne d'alimentation commune est la somme des courants en ligne des deux transformateurs.

Le courant i_A pris au réseau est la somme de i'_A et de i''_A tels que :

$$i'_A = I'_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \phi'_1) + I'_5 \sqrt{2} \sin 5(\omega t + \phi'_5) + I'_7 \sqrt{2} \sin 7(\omega t + \phi'_7) \\ + I'_{11} \sqrt{2} \sin 11(\omega t + \phi'_{11}) + I'_{13} \sqrt{2} \sin 13(\omega t + \phi'_{13}) + \dots$$

$$i''_A = I'_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \phi'_1) + I'_5 \sqrt{2} \sin 5(\omega t + \phi'_5 + \frac{\pi}{5}) + I'_7 \sqrt{2} \sin 7(\omega t + \phi'_7 + \frac{\pi}{7}) \\ + I'_{11} \sqrt{2} \sin 11(\omega t + \phi'_{11}) + I'_{13} \sqrt{2} \sin 12(\omega t + \phi'_{13}) + \dots$$

Donc :

$$i_A = I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \phi_1) + I_{11} \sqrt{2} \sin 11(\omega t + \phi'_{11}) + I_{13} \sqrt{2} \sin 13(\omega t + \phi'_{13}) + \dots$$

$$\text{avec } I_1 = 2I'_1, \quad I_{11} = 2I'_{11}, \quad I_{13} = 2I'_{13} \dots$$

Dans le courant pris au réseau :

- les fondamentaux et les harmoniques de rang $6(2k'+2) \pm 1$ dûs aux deux montages, sont en phase et s'ajoutent

- les harmoniques de rang $6(2k'+1) \pm 1$ des deux montages étant déphasés de π/n à l'échelle de la pulsation fondamentale, donc en opposition à l'échelle de leurs pulsations propres, s'annulent.

Tous les résultats établis pour le fondamental et les harmoniques de rang $6(2k'+2) \pm 1$ dans la deuxième partie de ce chapitre sont directement utilisables. Les harmoniques de rang $6(2k'+1) \pm 1$ ont disparu des courants pris au réseau.

III.2. Caractéristiques

Les courbes de la planche I.1 donnent, pour $\alpha = 0$, les variations en fonction de β de :

$$\frac{I_1}{I_{10}}, \quad 11 \frac{I_{11}}{I_{10}}, \quad 13 \frac{I_{13}}{I_{10}}, \quad \phi'_{11} \text{ et } \phi'_{13}$$

Les courbes du haut de la planche I.2 donnent les variations de $\phi_1 - \alpha$ en fonction de β pour diverses valeurs de α

* La planche I.4 donne la variation des valeurs efficaces du fondamental et des harmoniques

- en haut, pour α nul, on a retracé les courbes donnant en fonction de β les variations de I_1/I_{10} , $11 I_{11}/I_{10}$, $13 I_{13}/I_{10}$ et on y a ajouté celles donnant $23 I_{23}/I_{10}$ et $25 I_{25}/I_{10}$

- en bas, pour quatre valeurs de α , on a représenté les variations de $11 I_{11}/I_{10}$ et $13 I_{13}/I_{10}$ en fonction de β .

On voit que même pour les premiers harmoniques, ceux de rang 11 et 13, le rapport I_n/I_{10} ou I_n/I_1 s'écarte très vite de $1/n$ dès que le débit du redresseur entraîne une valeur notable de l'angle de commutation.

L'importance relative des harmoniques décroît rapidement quand, à courant I_d donné, l'angle de retard α varie de $\pi/2$ à zéro.

* La planche I.5 donne la variation de la phase relative des premiers harmoniques (les courbes du haut de la planche I.3 donnent $\phi_1 - \alpha = f(\beta)$ pour divers α)

On a tracé, pour divers α , les variations en fonction de β

de $\phi'_{11} - \phi_1$

de $\phi'_{13} - \phi_1$

Pour α nul, les écarts de phase $\phi'_{11} - \phi_1$ et $\phi'_{13} - \phi_1$ augmentent rapidement en fonction de β . Pour β égal à 0,10, ils atteignent $1,42^\circ$ et $2,33^\circ$ à l'échelle des ω soit $15,6^\circ$ et $30,3^\circ$ à l'échelle de leurs pulsations respectives.

Dès que $|\cos\alpha|$ diminue, les écarts de phase décroissent très vite.

IV CONCLUSIONS

L'étude qui précède permet de proposer une méthode destinée à supprimer les premiers harmoniques des courants en ligne des montages redresseurs alimentés en triphasé : cette méthode consiste à absorber des courants contenant des

harmoniques de même rang et de même amplitude que ceux des harmoniques à éliminer, mais en opposition de phase.

- Pour les redresseurs délivrant une tension redressée d'indice 6, les premiers harmoniques sont d'ordre 5 et 7 :

1) Malgré les commutations, la valeur efficace I_5 et I_7 des harmoniques 5 et 7 reste peu différente du cinquième et du septième de celle I_1 du fondamental. L'écart entre $5 I_5$ ou $7 I_7$ et I_1 , maximum pour un angle α de retard au déblocage nul, devient vite très faible dès que α s'écarte de zéro.

On peut donc déduire de la mesure de I_1 la valeur à donner aux harmoniques 5 et 7 des courants de compensation.

2) A cause des temps de commutations, le déphasage du fondamental par rapport aux tensions d'alimentation diffère nettement de α . Mais le déphasage des harmoniques 5 et 7 est très peu différent de celui du fondamental.

La mesure de la phase du fondamental du courant absorbé par le redresseur donne la phase à donner aux signaux correcteurs.

3) On peut classer les montages délivrant une tension d'indice 6 en deux groupes d'après le couplage du transformateur alimentant les thyristors. Le passage d'un groupe à l'autre entraîne le changement de signe des harmoniques 5 et 7.

Le dispositif de compensation doit tenir compte du type de montage redresseur sur lequel il est monté en parallèle.

- Pour les redresseurs délivrant une tension d'indice 12, les premiers harmoniques sont d'ordre 11 et 13 :

1) La valeur I_{11} et I_{13} des premiers harmoniques des courants pris par le montage redresseur diffère assez nettement de $I_1/11$ et de $I_1/13$ surtout pour les fortes valeurs de $|\cos\alpha|$. De plus, l'écart de phase entre le fondamental

et ces harmoniques peut atteindre, à l'échelle des pulsations de ces derniers, des valeurs importantes.

On ne peut plus déduire l'amplitude et la phase à donner aux signaux correcteurs de celles du fondamental.

2) Toutefois le rapport I_{11}/I_{13} et l'écart angulaire $\phi'_{11} - \phi'_{13}$ des harmoniques 11 et 13 varient assez peu en fonction du débit et de l'angle de retard α .

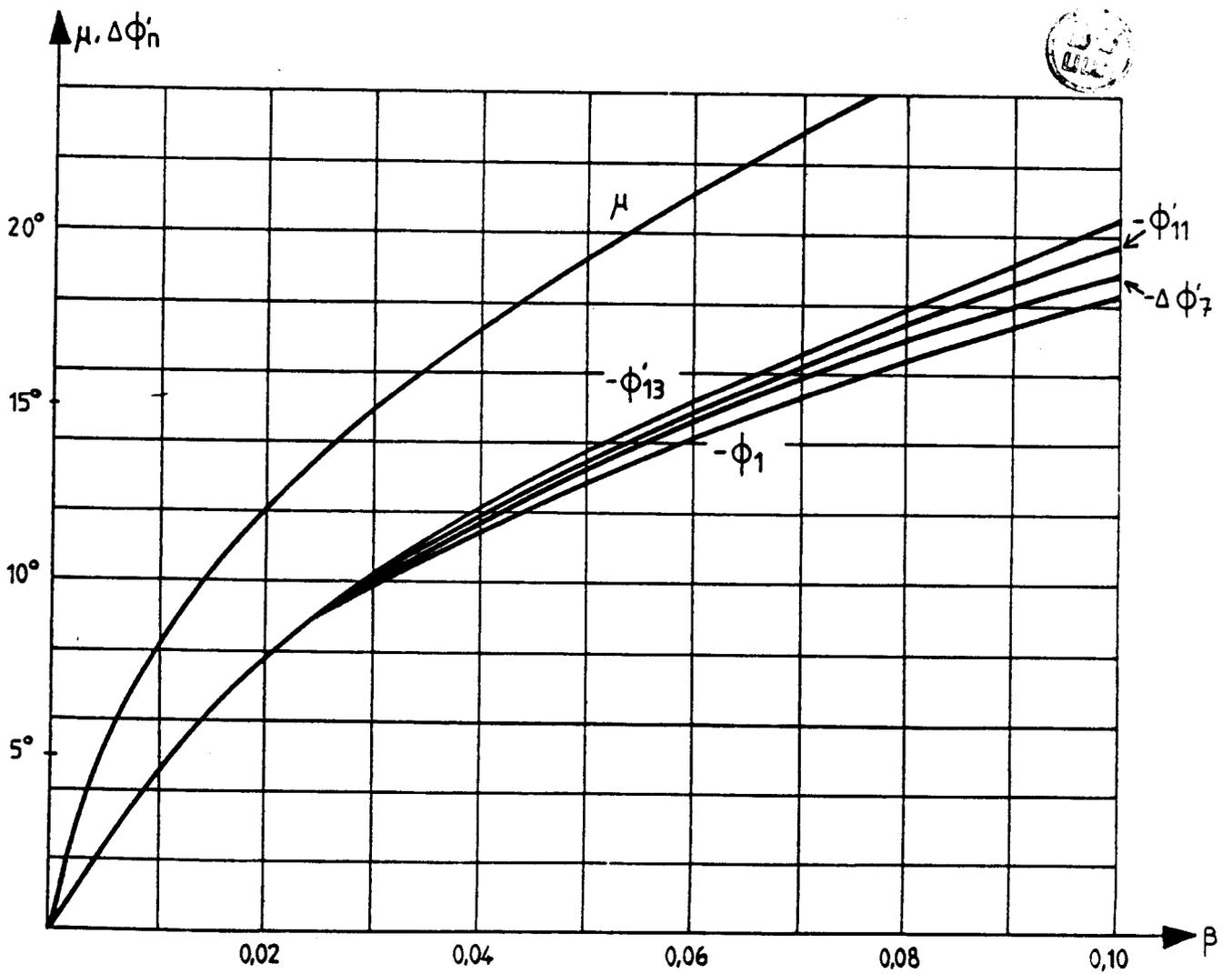
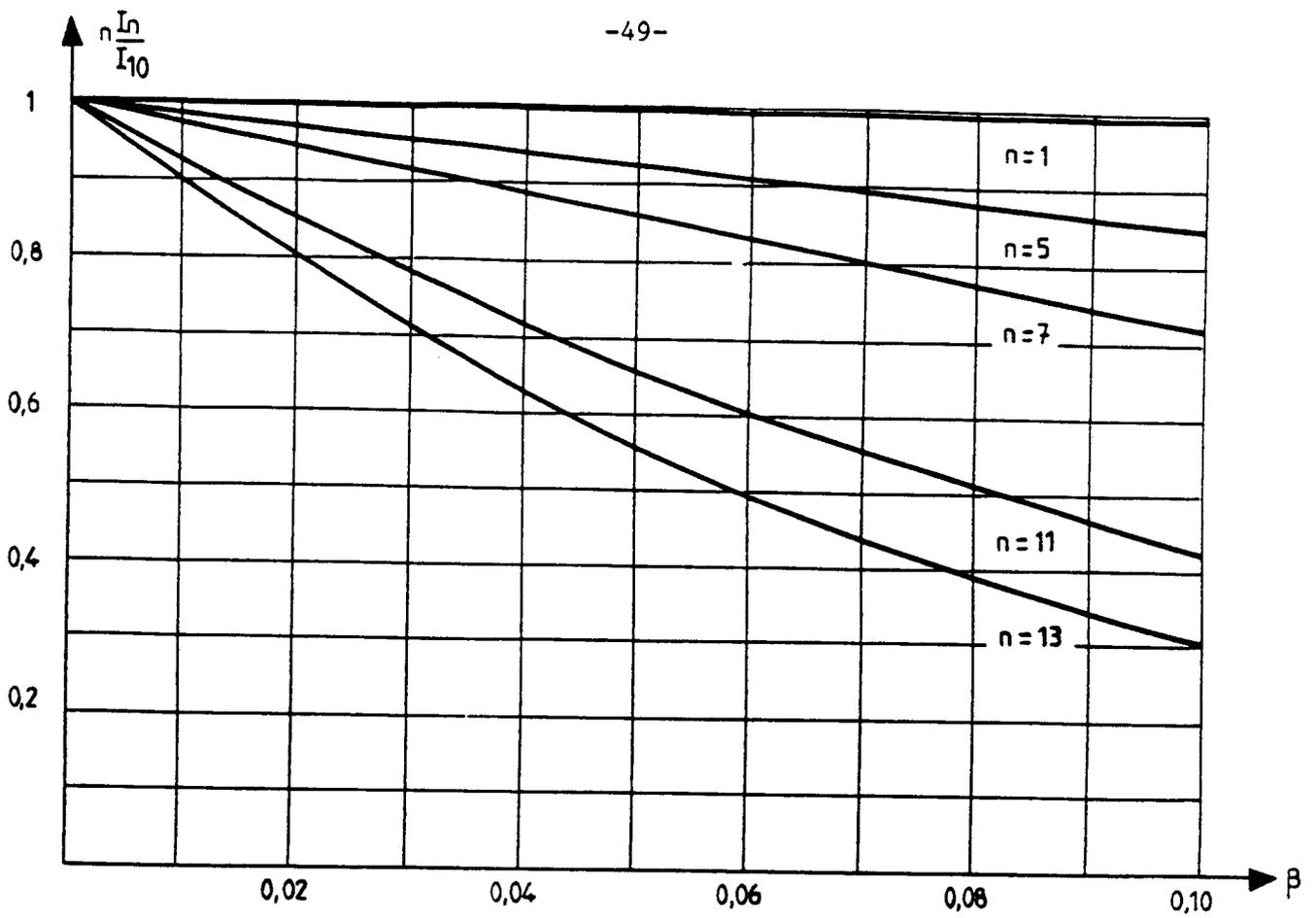
La valeur et la phase à donner au signal correcteur doivent être déduites de la mesure de celles de l'un des harmoniques à compenser.

3) Cette différence entre la compensation des harmoniques 11 et 13 et celle des harmoniques 5 et 7 montre qu'on ne pourrait pas avec un signal correcteur unique de profil déterminé, compenser à la fois les harmoniques 5, 7, 11 et 13 des courants d'un redresseur d'indice 6.

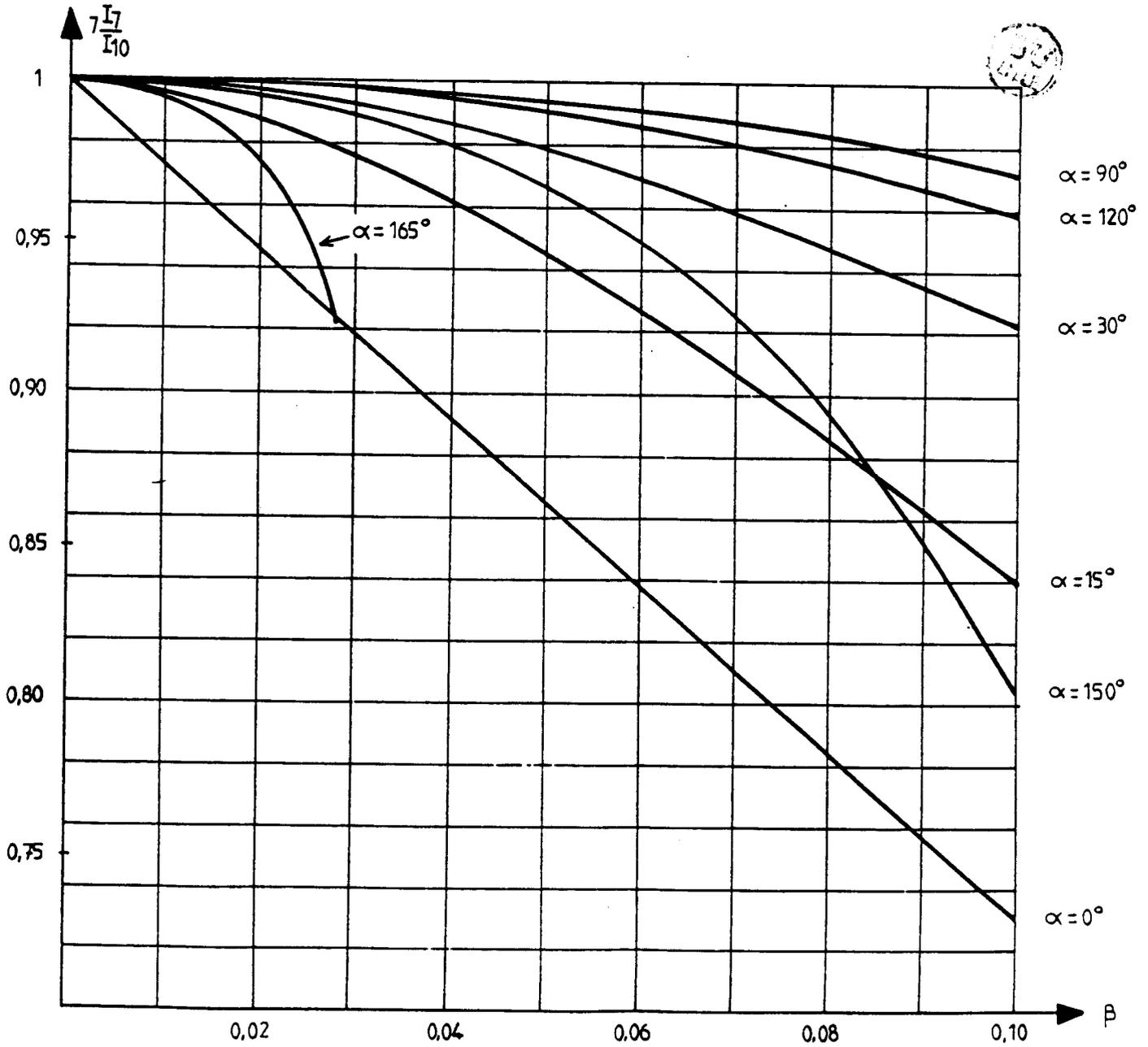
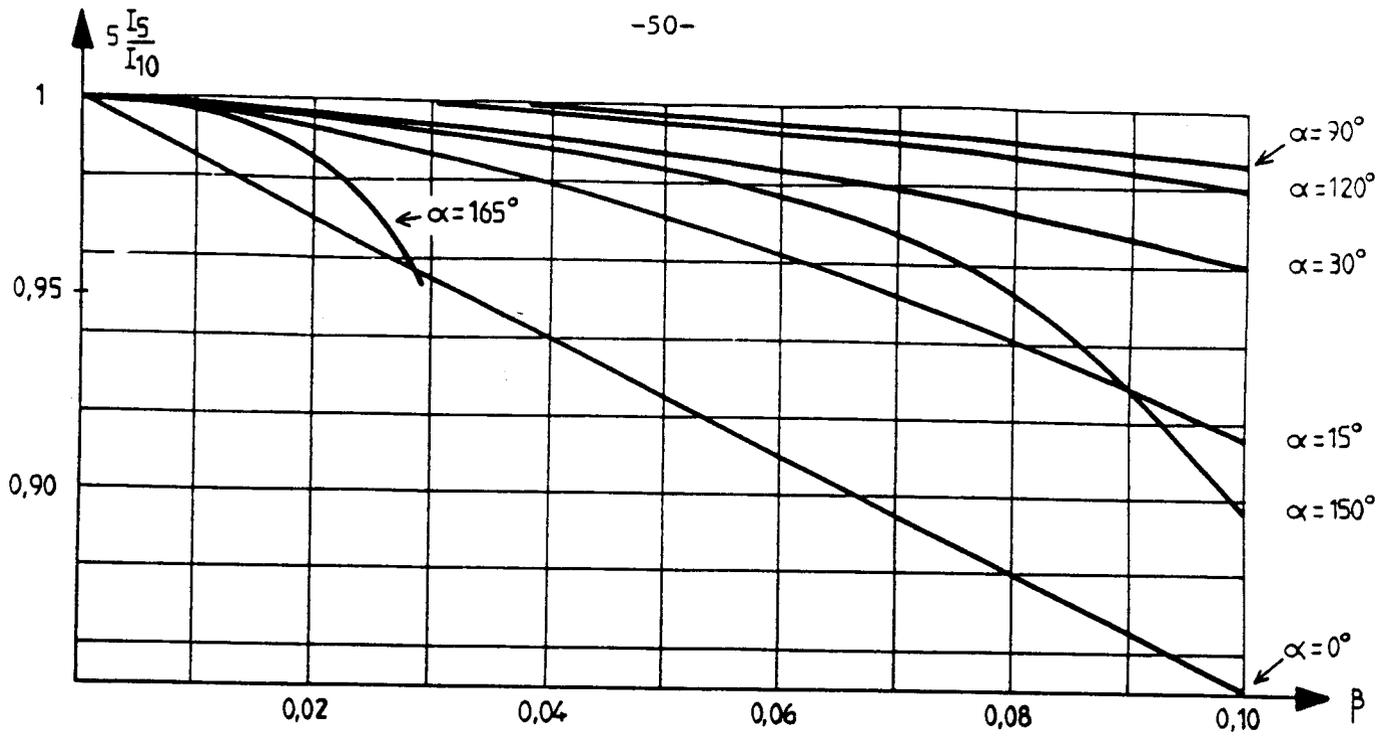
La compensation des harmoniques 5 et 7 d'un redresseur d'indice 6 peut être meilleure et est plus facile à réaliser que celle des harmoniques 11 et 13 d'un redresseur d'indice 12, d'autant plus que, les harmoniques à supprimer sont de rang élevé, plus le "calage" du signal correcteur doit être précis. Si à un terme de pulsation 5ω , 7ω , 11ω ou 13ω on oppose un terme de même amplitude mais présentant un écart de 1° à l'échelle du fondamental par rapport à l'opposition directe, cet écart est de 5° , 7° , 11° ou 13° à l'échelle de la pulsation harmonique : il en résulte un résidu représentant 8,7 %, 12,2 %, 19,2 % ou 22,6 % du terme initial.

Aussi pour cette première étude consacrée aux "filtres actifs" en Electronique de Puissance, nous limiterons nous dans la suite de ce mémoire à la compensation des harmoniques 5 et 7 des redresseurs d'indice 6.

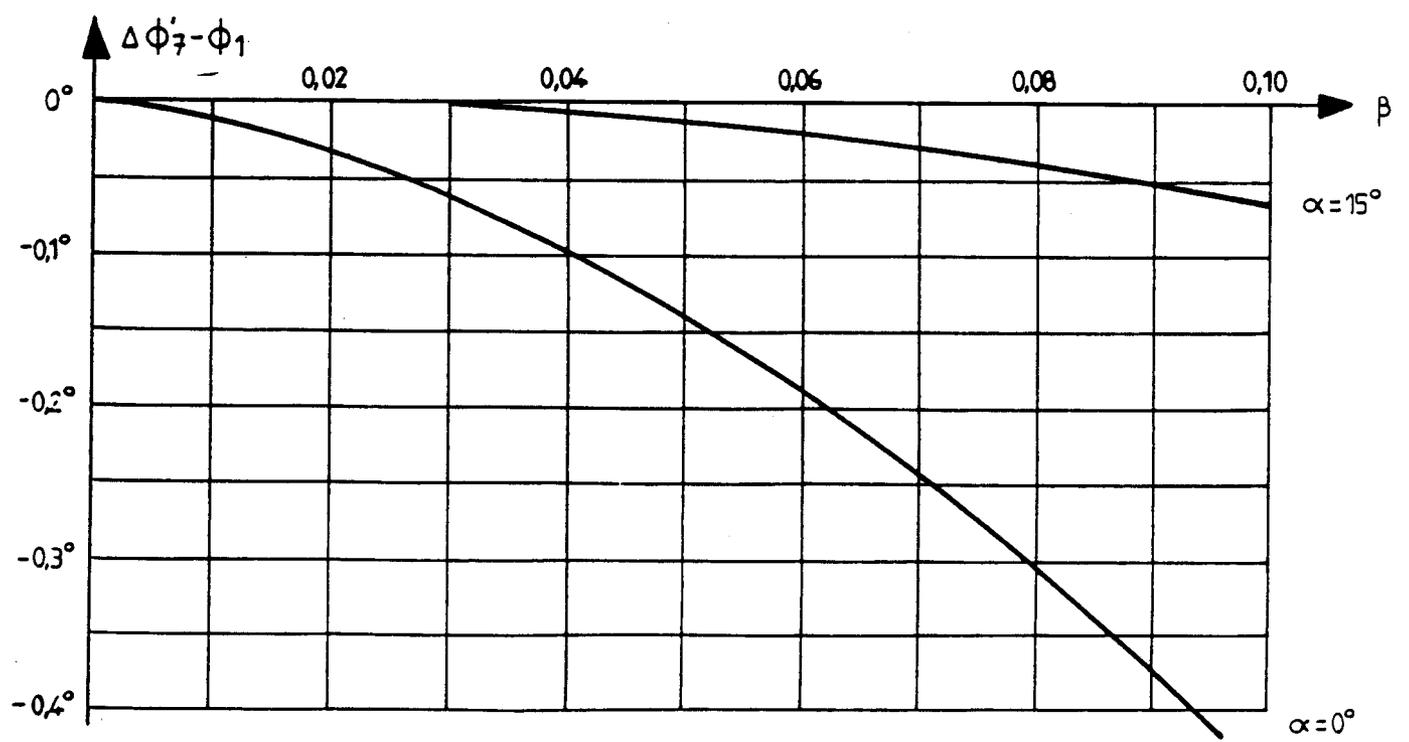
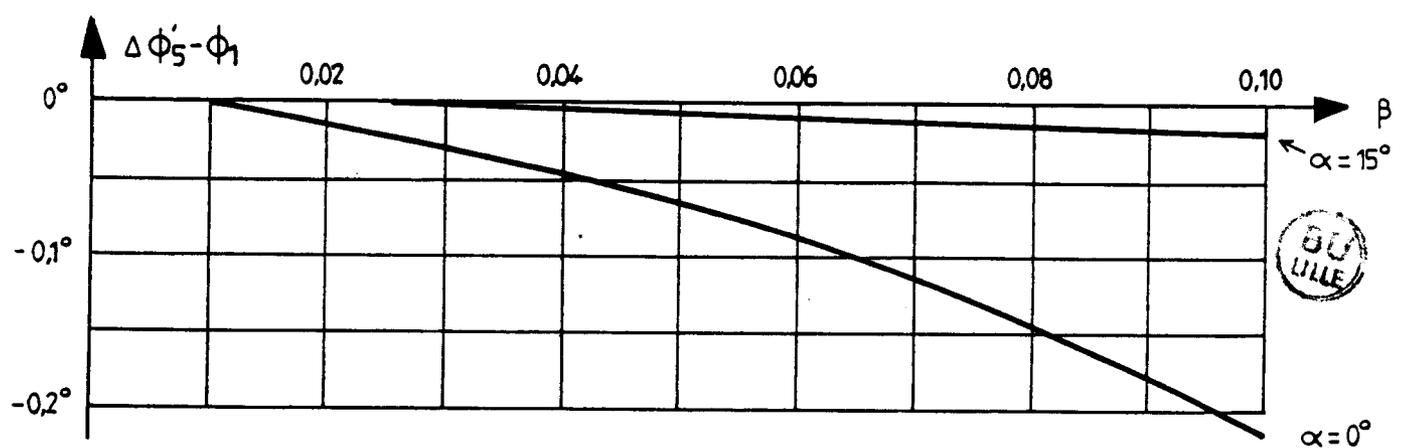
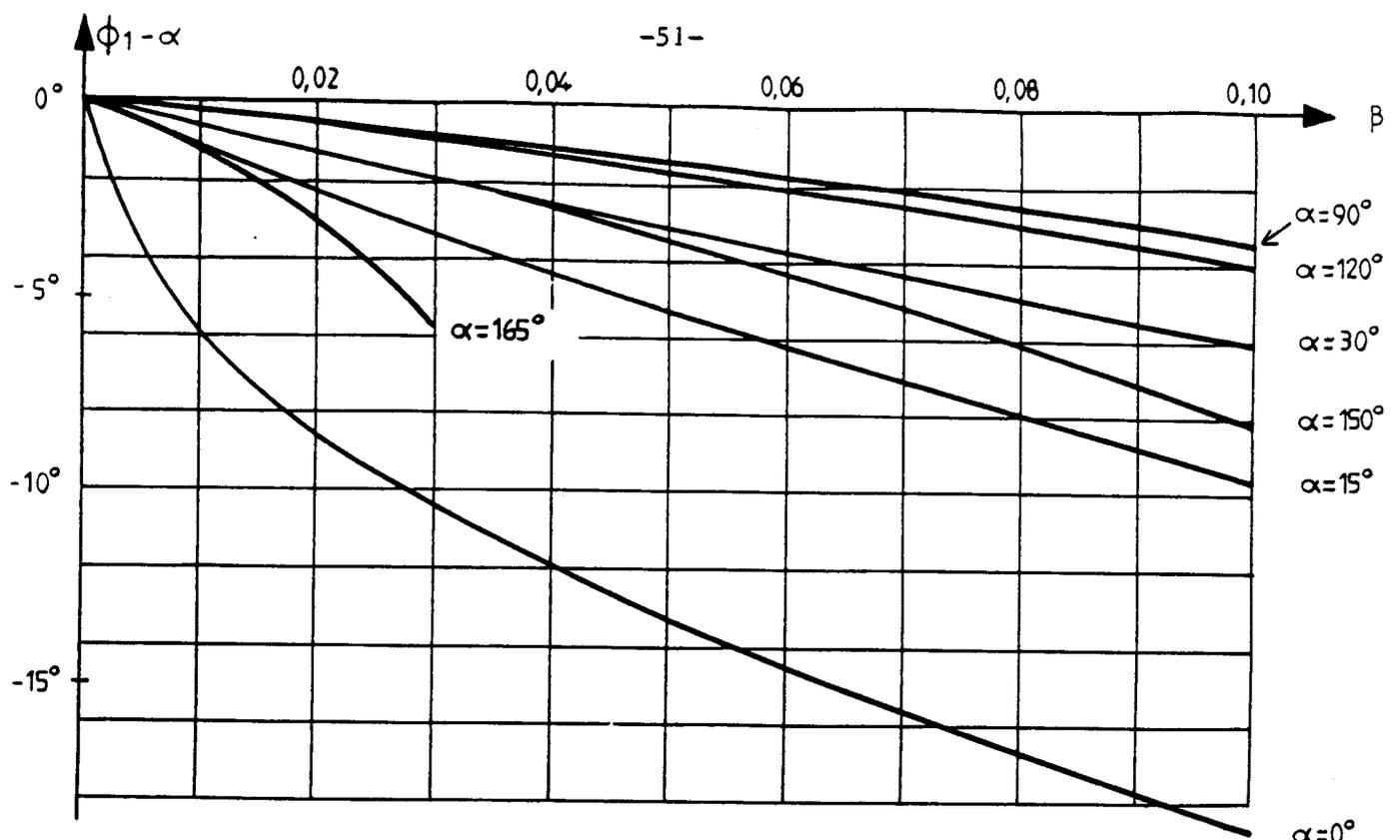
Ce n'est qu'ultérieurement, si l'intérêt économique de ce procédé se révélait indiscutable, qu'il faudrait envisager son extension à des redresseurs d'indice de pulsation plus élevé.



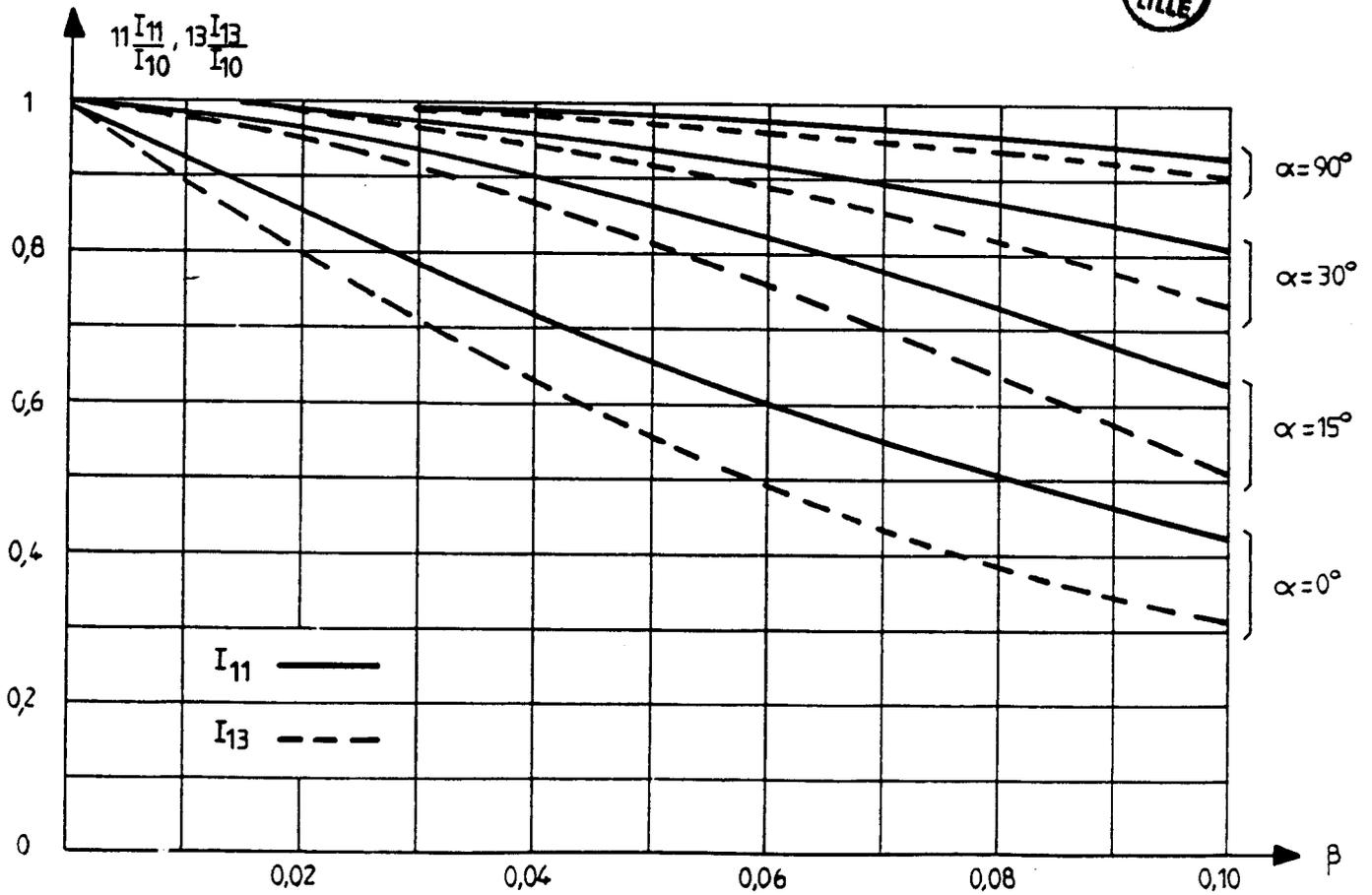
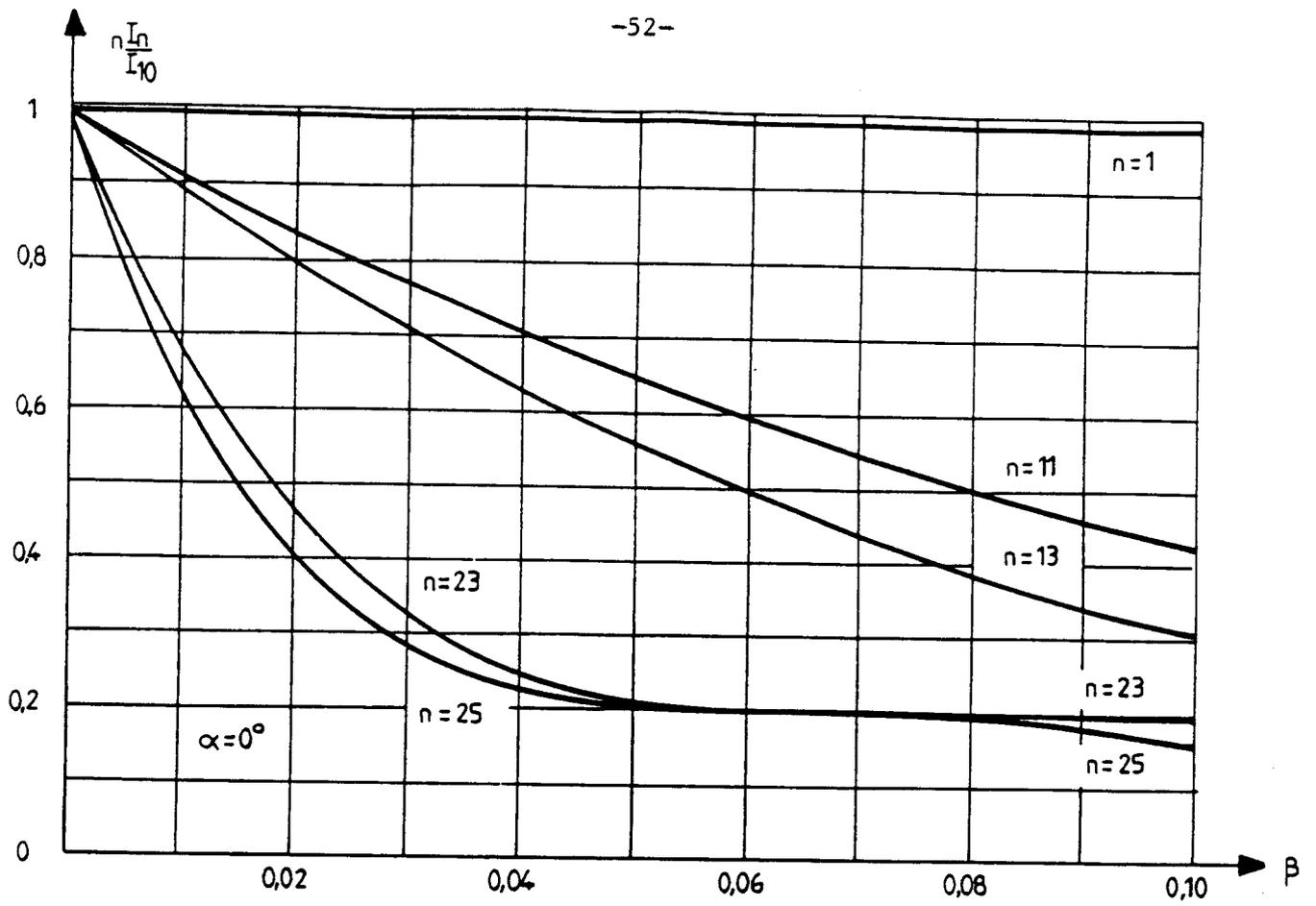
Pl. I.1. ($p = 6, \alpha = 0$) Variation de la valeur et de la phase du fondamental et des harmoniques.



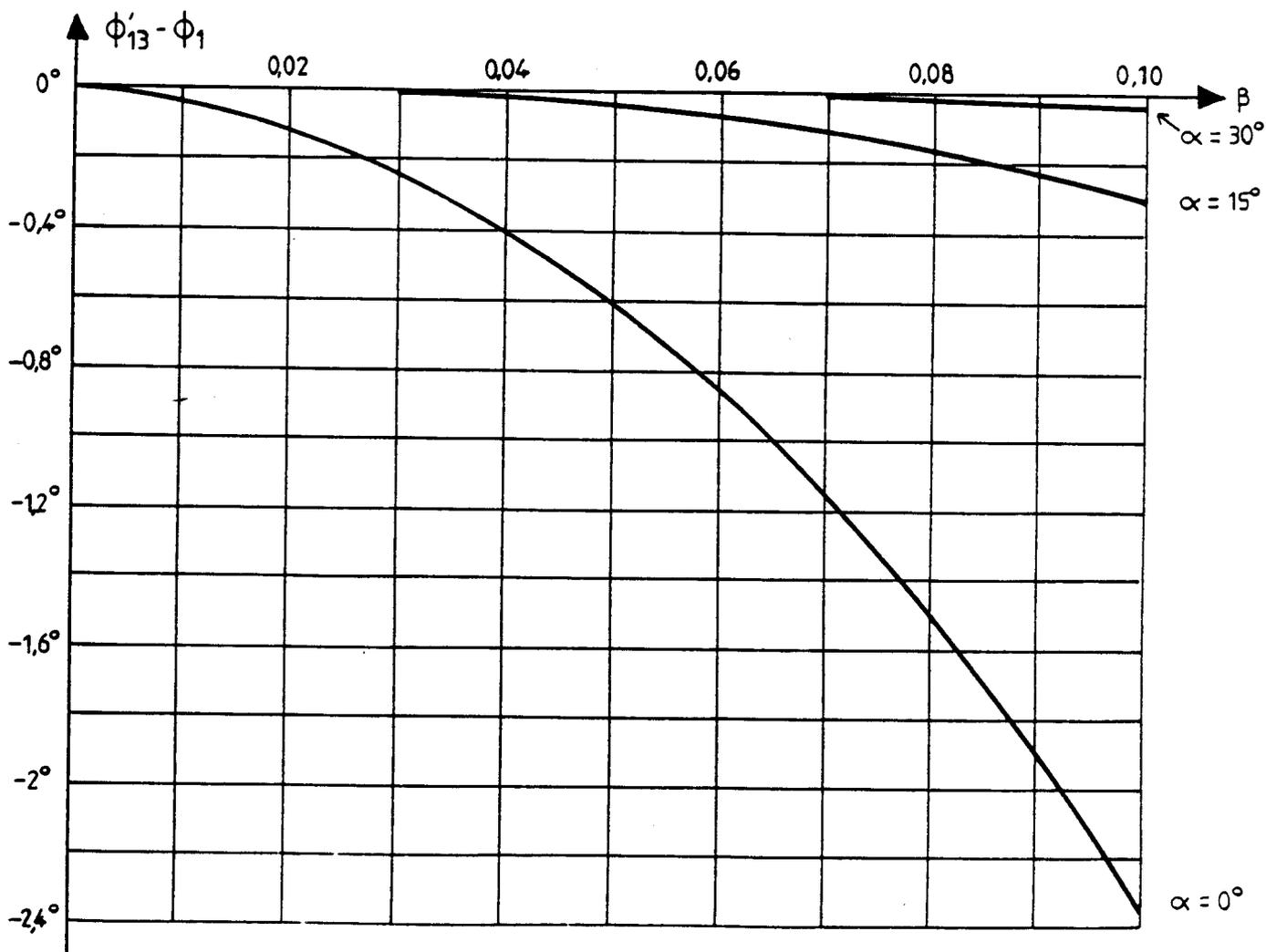
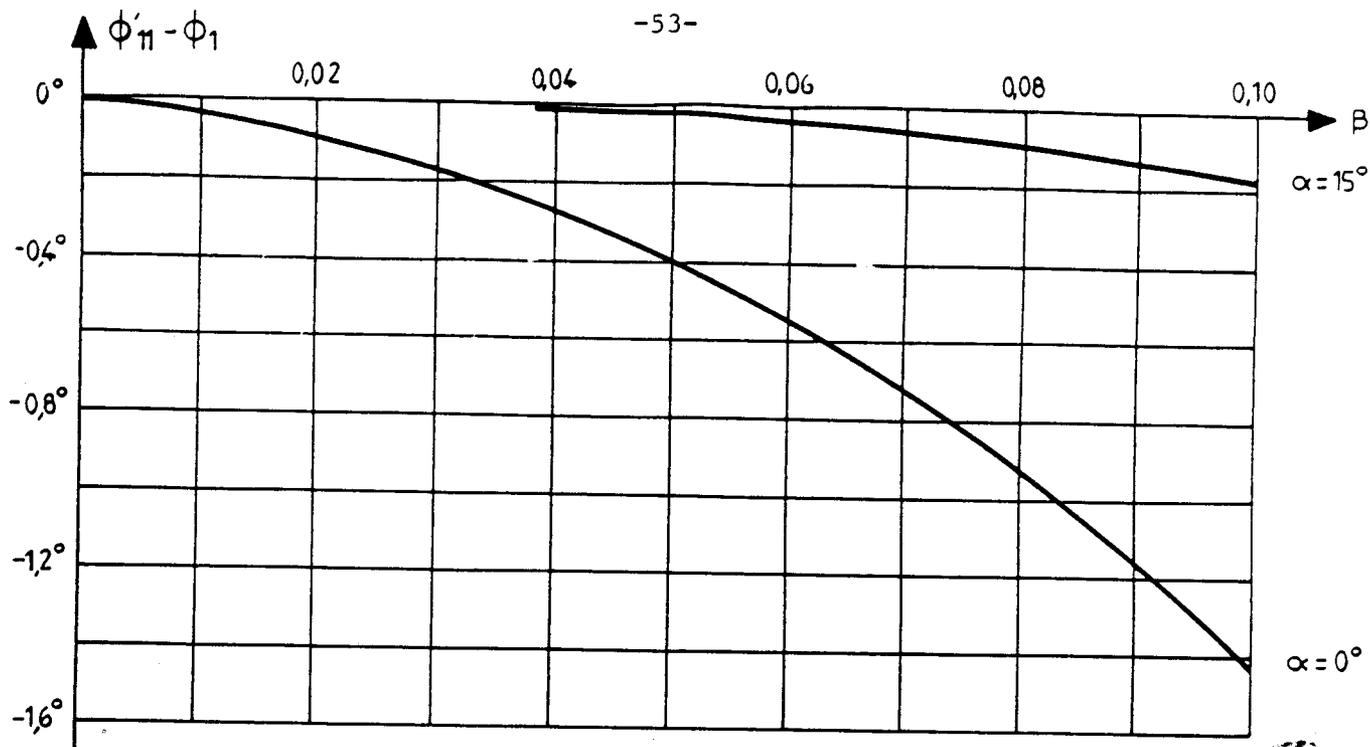
Pl. I.2. (p = 6) Variation de la valeur des harmoniques 5 et 7.



Pl. I.3. (p = 6) Déphasage du fondamental, des harmoniques 5 et 7.



Pl. I.4. (p = 12) Variation de la valeur des harmoniques.



Pl. I.5.(p = 12) Déphasage relatif des harmoniques 11 et 13.

C H A P I T R E I I

CHAPITRE II

LES SIGNAUX CORRECTEURS

Pour éliminer les harmoniques 5 et 7 des courants pris au réseau triphasé par un montage redresseur d'indice 6, on injecte en amont du montage redresseur un système de trois courants j_A , j_B , j_C contenant ces harmoniques. Ceux-ci circulent alors entre le montage redresseur et le générateur de signaux, évitant ainsi de polluer le réseau.

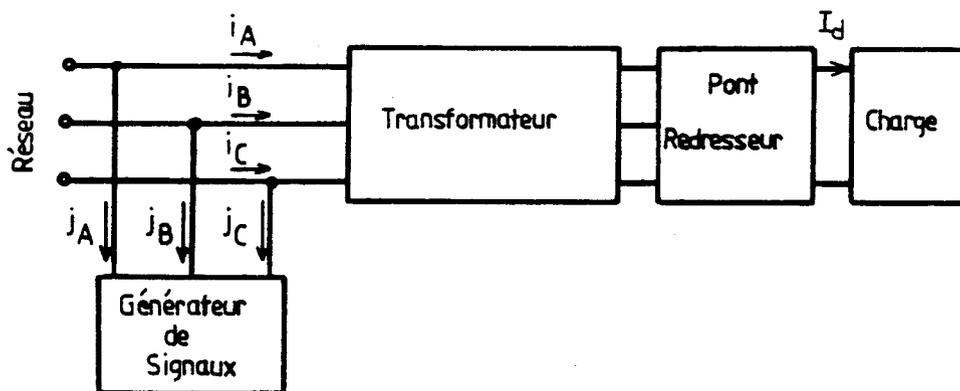


Fig.2.1

Les courants j_A, j_B, j_C absorbés par le générateur de courants correcteurs doivent comme i_A, i_B et i_C former un système équilibré. Ils doivent être tels que leurs harmoniques 5 et 7 soient égaux et en opposition de phase avec ceux des courants à corriger et que les autres termes de leur développement en série soient aussi faibles que possible pour minimiser la puissance de dimensionnement du générateur.

Le chapitre précédent a montré qu'on pouvait commander le générateur de signaux à partir de la mesure de la valeur I_1 et de la phase ϕ_1 du fondamental des courants i_A, i_B, i_C

- en donnant aux harmoniques 5 et 7 des signaux correcteurs des valeurs J_5 et J_7 respectivement égales à $I_1/5$ et à $I_1/7$
- en donnant à ces harmoniques une phase ϕ'_5 et ϕ'_7 égale à ϕ_1 (ou à $\phi_1 + \pi$).

Les signaux correcteurs que nous avons étudiés, sont formés d'un certain nombre de créneaux rectangulaires par alternance. La largeur de ces créneaux est constante, leur hauteur est proportionnelle à I_1 .

Nous examinerons successivement le cas simple de signaux formés de deux créneaux par alternance, puis montrerons que le mode d'injection conduit à adopter des variantes. Nous terminerons par quelques remarques sur les effets de l'imprécision du calage de ces signaux.

I - SIGNAUX A DEUX CRENEAUX PAR ALTERNANCE

I.1. Définition des signaux

Les courants j_A, j_B, j_C absorbés par le générateur de signaux correcteurs

- ne doivent contenir que des harmoniques impairs, afin de ne pas en faire apparaître de nouveaux dans le réseau
- ils doivent comporter des harmoniques 5 et 7 dont les amplitudes respectives sont dans le rapport 7/5. Ces harmoniques doivent passer par des zéros croissants en même temps que le fondamental des courants à corriger.

Le courant j_A peut donc avoir une forme d'onde telle celle indiquée sur la figure 2.2 où ϕ_1 représente le déphasage entre le fondamental de i_A et la tension v_A

- puisque $j_A(\theta - \phi_1) = -j_A(\pi + \theta - \phi_1)$, il n'y a pas d'harmonique pair

- puisque $j_A(\theta - \phi_1) = j_A(\pi - \theta + \phi_1)$, si on prend comme origine des temps le passage du fondamental par un zéro croissant, le développement en série ne contient que des termes en sinus.

Ce courant est défini par l'amplitude J des créneaux et les deux angles α_1 et α_2 .

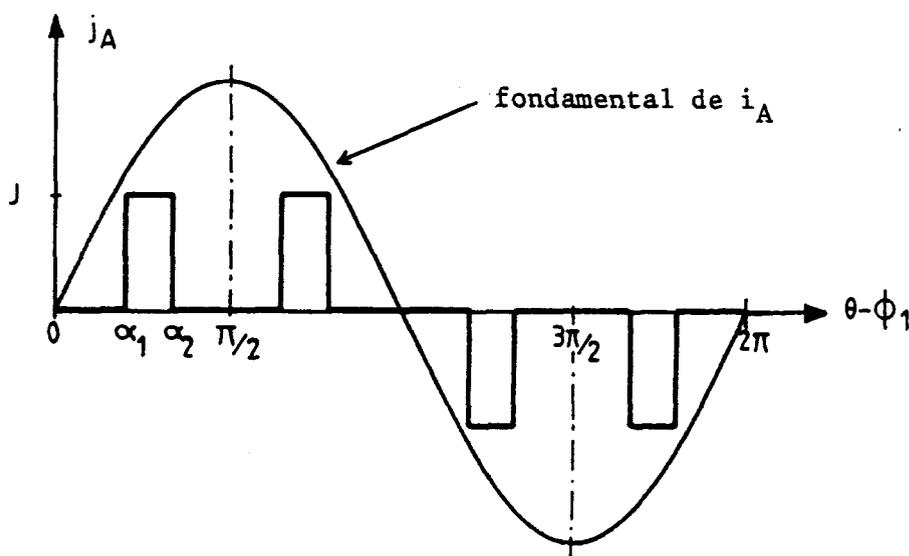


Fig.2.2

Remarques :

- 1) Vu les symétries imposées à la forme d'onde, un seul paramètre suffirait pour obtenir le rapport 7/5 des harmoniques 5 et 7. On aurait pu prendre α_2 égal à $\pi/2$ et un seul créneau par alternance mais on va voir que ce choix de $\alpha_2 = \pi/2$ serait très mauvais
- 2) On ne se préoccupe pas des harmoniques impairs de rang 3 ou multiple de 3 puisqu'ils ne peuvent circuler dans une liaison triphasée à 3 conducteurs. Le couplage des trois phases du générateur de signaux devra leur permettre d'exister dans celui-ci même s'ils ne sont pas transmis

3) On a vu que pour certains couplages du transformateur ϕ'_{50} et ϕ'_{70} étaient nuls. Mais pour d'autres, ces angles sont égaux à π . Il faudra donc inverser le sens d'injection des courants selon le couplage du transformateur.

I.2. Choix des angles de commande

I.2.1. Valeur du fondamental et des harmoniques

Le fondamental du courant j_A a pour valeur efficace

$$J_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_1 + \phi_1}^{\alpha_2 + \phi_1} J \sin(\theta - \phi_1) d\theta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} J (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2)$$

L'harmonique de rang n a pour valeur efficace

$$J_n = \left| \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_1 + \phi_1}^{\alpha_2 + \phi_1} J \sin n(\theta - \phi_1) d\theta \right|$$

$$\boxed{J_n = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} J |\cos n \alpha_1 - \cos n \alpha_2|} \quad (2.1)$$

Lorsque $\cos n \alpha_1 - \cos n \alpha_2$ est positif, l'harmonique n est de la forme :

$$J_n \sqrt{2} \sin n(\theta - \phi_1), \text{ on dira que } \phi'_{no} = 0 ;$$

Lorsque $\cos n \alpha_1 - \cos n \alpha_2$ est négatif, l'expression est de la forme :

$$-J_n \sqrt{2} \sin n(\theta - \phi_1), \text{ on dira que } \phi'_{no} = \pi$$

I.2.2. Condition à remplir

Pour que les harmoniques 5 et 7 soient dans le rapport 7/5 et que leurs ϕ'_{no} soient égaux, il faut que :

$$\frac{1}{5} (\cos 5 \alpha_1 - \cos 5 \alpha_2) = \frac{7}{5} \frac{1}{7} (\cos 7 \alpha_1 - \cos 7 \alpha_2)$$

$$\cos 5 \alpha_1 - \cos 5 \alpha_2 = \cos 7 \alpha_1 - \cos 7 \alpha_2$$

$$\cos 5 \alpha_1 - \cos 7 \alpha_1 = \cos 5 \alpha_2 - \cos 7 \alpha_2$$

$$\sin \alpha_1 \sin 6 \alpha_1 = \sin \alpha_2 \sin 6 \alpha_2$$

(2.2)

On a tracé la fonction $\sin \alpha \sin 6 \alpha$ afin de déterminer l'ensemble des couples (α_1, α_2) vérifiant la condition 2.2

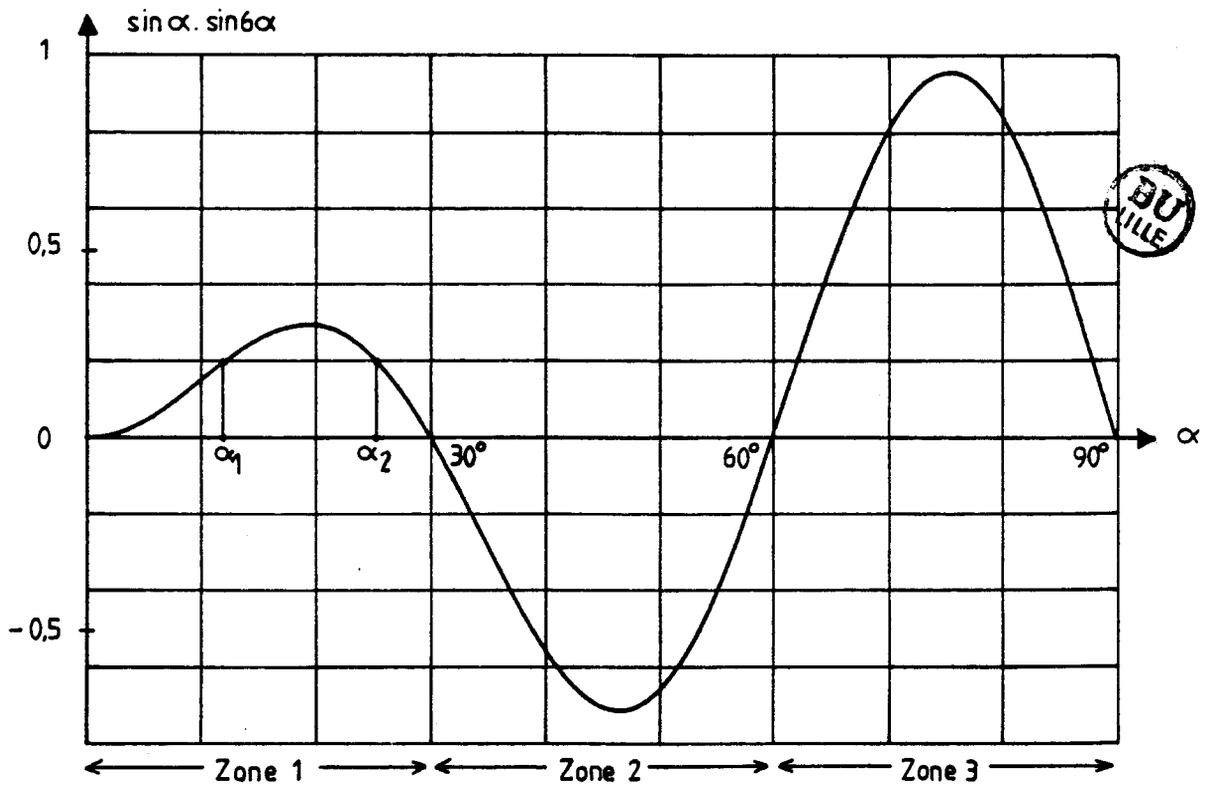


Fig.2.3

Cette courbe fait apparaître trois zones :

zone 1 : $0^\circ < \alpha < 30^\circ$; $\sin \alpha \sin 6 \alpha > 0$

zone 2 : $30^\circ < \alpha < 60^\circ$; $\sin \alpha \sin 6 \alpha < 0$

zone 3 : $60^\circ < \alpha < 90^\circ$; $\sin \alpha \sin 6 \alpha > 0$

Les deux angles α_1 et α_2 donnant à $\sin\alpha \sin 6\alpha$ la même valeur peuvent être choisis :

- tous deux dans la zone 1
- tous deux dans la zone 2
- tous deux dans la zone 3.

Prendre α_1 dans la zone 1 et α_2 dans la zone 3 permettrait aussi de satisfaire la condition (2.2). Mais cette solution est à écarter a priori car on aurait par alternance deux créneaux très larges ; le fondamental des signaux correcteurs serait très important par rapport à leurs harmoniques 5 et 7.

1.2.3. Caractéristiques. Signal retenu

Afin de guider le choix de α_1 et α_2 , on a tracé sur la planche II.1 pour les trois zones, les variations en fonction de α_1 :

- de l'angle α_2
- de l'amplitude $J_5 \sqrt{2}$ de l'harmonique 5 (l'harmonique 7 dont l'amplitude égale $(5/7) J_5 \sqrt{2}$ n'a pas été représenté)
- de l'amplitude $J_1 \sqrt{2}$ du fondamental
- des amplitudes $J_{11} \sqrt{2}$ et $J_{13} \sqrt{2}$ des harmoniques 11 et 13.

Toutes ces valeurs sont rapportées à J (amplitude des créneaux). Pour montrer la phase (0 ou π) des divers termes, on a compté négativement l'amplitude des termes en opposition de phase avec le fondamental de j_A .

Le signal est d'autant meilleur

- que les rapports J_5/J (et donc J_7/J) sont plus grands (cela permet à J donné d'injecter des courants correcteurs plus importants).
- que les rapports J_1/J , J_{11}/J et J_{13}/J sont plus faibles.

A ce double point de vue, c'est le début de la zone 1 qui convient le mieux quant au choix de α_1 et α_2

On adoptera donc

$$\alpha_1 = 0^\circ, \quad \alpha_2 = 30^\circ$$

(2.3)

Pour ce signal

$$\begin{aligned}
 J_1 \sqrt{2}/J &= 0,170 \\
 J_5 \sqrt{2}/J &= 0,475 \\
 J_7 \sqrt{2}/J &= 0,339 \\
 J_{11} \sqrt{2}/J &= 0,016 \\
 J_{13} \sqrt{2}/J &= 0,013 \\
 J_{\text{eff}} /J &= 0,577
 \end{aligned}$$

Ce signal présente un avantage très important : il permet d'obtenir les trois courants correcteurs à partir d'une seule source de courant.

En effet j_A, j_B, j_C étant identiques à $2\pi/3$ et $4\pi/3$ près (figure 2.4), le courant total à fournir est constant :

$$|j_A| + |j_B| + |j_C| = J$$

(2.4)

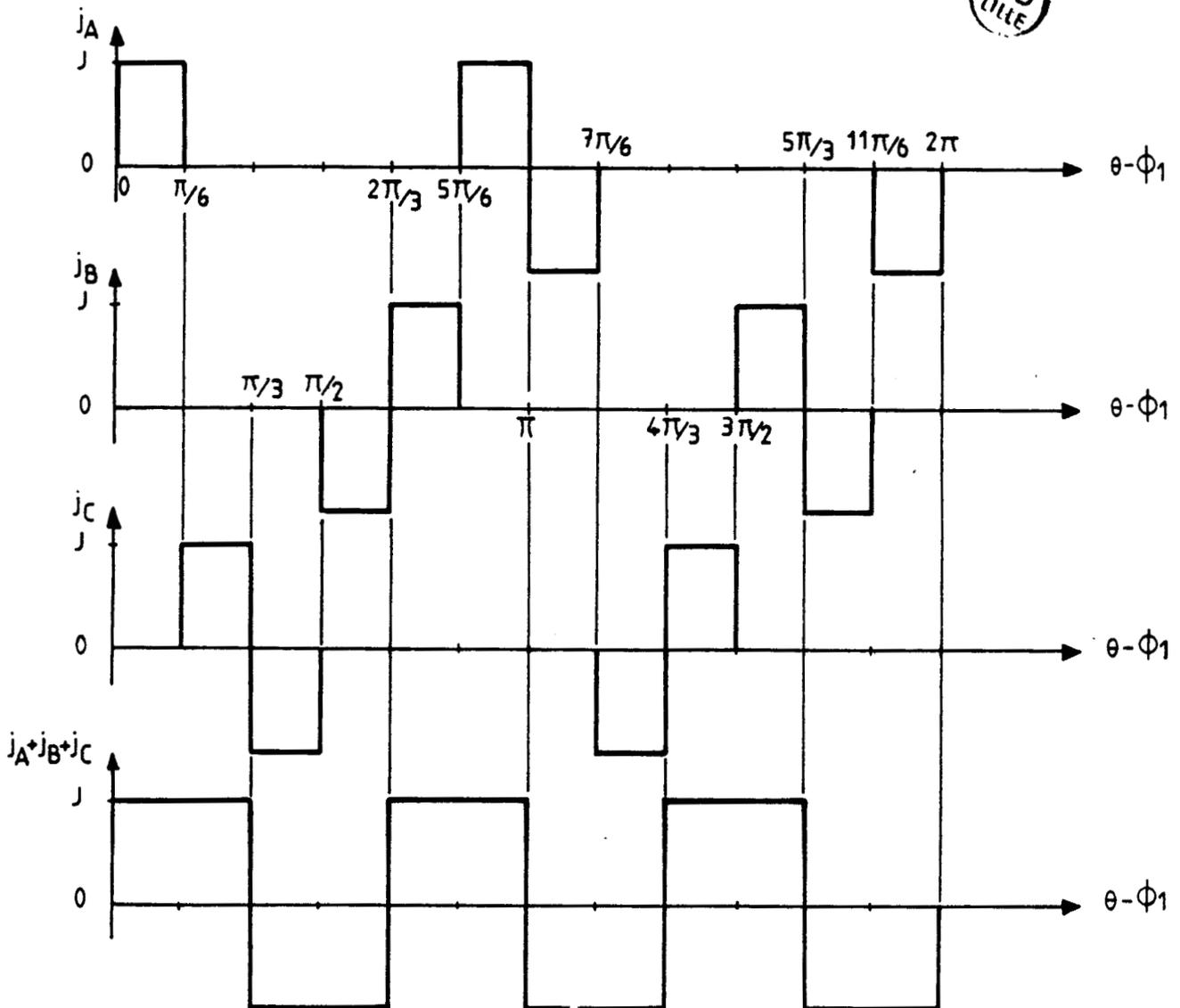


Fig.2.4

Remarque :

On ne peut pas compter sur les harmoniques 11 et 13 des courants correcteurs pour réduire les harmoniques de même rang des courants i_A , i_B , i_C .

On a vu en effet que pour certains couplages du transformateur, les harmoniques 11 et 13 de ces derniers courants étaient en phase avec les harmoniques 5 et 7, pour d'autres ils étaient en opposition de phase.

Il faut donc minimiser les harmoniques 11 et 13 de j_A , j_B , j_C ; ce qui est le cas pour les signaux retenus.

I.3. Dispositif d'injection

Si la forme d'onde des courants j_A , j_B , j_C présente l'avantage de ne nécessiter qu'une seule source de courant J , il faut noter cependant que la composante homopolaire instantanée du système de courants correcteurs n'est pas nulle.

Il n'est donc pas possible de faire circuler ces courants dans un réseau triphasé sans neutre. L'utilisation d'un transformateur auxiliaire permettra de filtrer cette composante sur chaque courant j_i .

Si m est le rapport de transformation du transformateur auxiliaire, on déduit les j'_i à partir des j_i en utilisant la relation des ampères-tours (avec j'_i courant primaire du transformateur auxiliaire) :

$$j'_i = m(j_i - \frac{1}{3} (j_A + j_B + j_C)).$$

La figure 2.5 montre l'allure des courants j' .

Le générateur de signaux correcteurs doit être composé d'une source de courant continu J ; schématisée sur la figure 2.6 par une source de tension continue U en série avec une inductance de lissage, alimentant, par l'intermédiaire de trois ponts à quatre interrupteurs unidirectionnels commandés à l'ouverture et à la fermeture, les trois enroulements secondaires du transformateur auxiliaire.

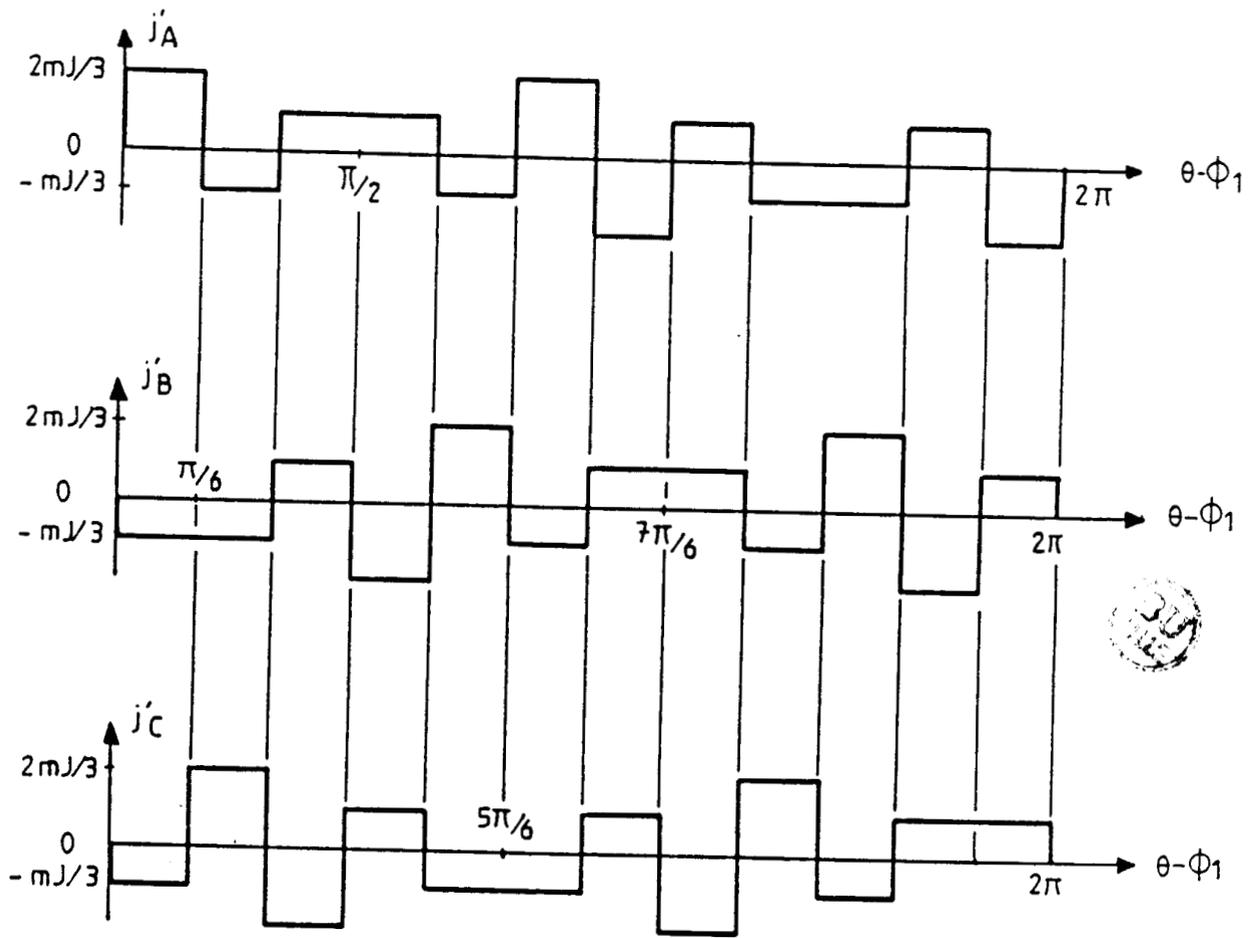


Fig.2.5

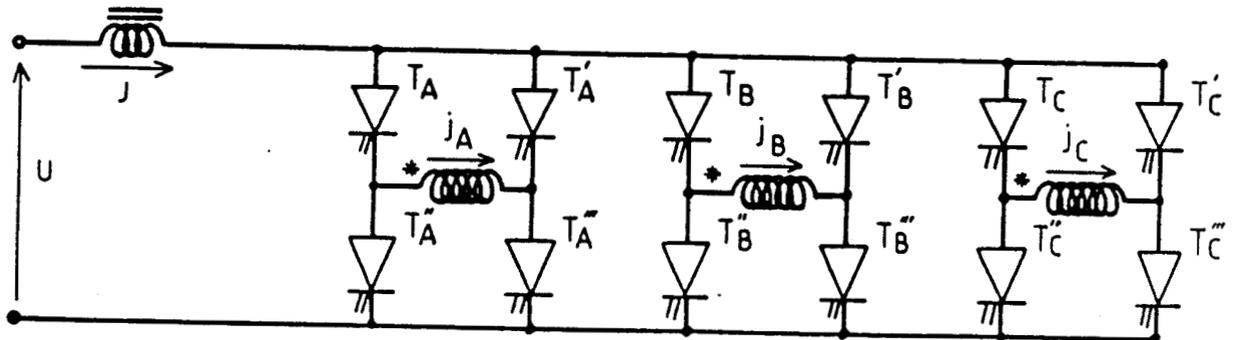


Fig.2.6

I.3.1. Valeur de la tension U de la source continue

Pour que la source de courant J puisse débiter, il faut que la tension U soit égale à la somme :

- de la chute ohmique dans l'enroulement alimenté,
- de la chute de tension dans les semiconducteurs passants,
- de la valeur moyenne, vue de ses bornes, de la tension induite par le primaire dans les enroulements d'injection.

Dans un premier temps, on peut calculer U nécessaire en ne tenant compte que de ce dernier terme.

Puisqu'on néglige les diverses pertes de l'injecteur, il est possible, en identifiant les expressions de la puissance active du côté triphasé et du côté continu de l'injecteur, de déterminer $U' = u'_{\text{moy}}$.

Du côté triphasé, la puissance active ne dépend que du fondamental de j :

$$P = 3mV J_1 \cos \phi_1$$

Du côté continu :

$$P = U' J$$

En remplaçant J_1 par son expression en fonction de J et après identification, il vient :

$$U' = 0,256 \text{ m V } \sqrt{2} \cos \phi_1$$

(2.5)

Si l'on tient compte des chutes de tension négligées,

$$U = 0,256 \text{ m V } \sqrt{2} \cos \phi_1 + \Delta U,$$

en désignant par ΔU la chute de tension due au passage de J dans l'enroulement alimenté et dans les deux semiconducteurs passants.

On voit que si le redresseur fonctionne en onduleur ($\phi_1 > \pi/2$) la puissance à l'entrée du générateur de signaux correcteurs s'inverse elle aussi. La source de courant doit être réversible.

I.3.2. Dimensionnement de l'injecteur

Outre les performances électriques du système proposé, il est nécessaire de prendre en compte l'intérêt économique du procédé et pour ce faire d'évaluer la puissance de dimensionnement de l'injecteur. Nous rapporterons toujours les grandeurs caractéristiques du système d'injection à leurs homologues du montage redresseur principal.

Soit S_{rp} la puissance de dimensionnement du montage principal. On rappelle que pour un convertisseur statique, la puissance de dimensionnement est égale au produit du nombre d'interrupteurs par la valeur absolue de leur tension maximale instantanée et par leur courant efficace.

$$S_{rp} = 6 \frac{n_2}{n_1} V \sqrt{2} I_d$$

Les interrupteurs de l'injecteur laissent circuler un courant i_k dont la valeur efficace vaut $I_k = J/\sqrt{6}$

Leur tension inverse maximale V_{im} égale $mV\sqrt{2}$

La puissance de dimensionnement de l'injecteur s'écrit donc :

$$S_i = 12 m V \sqrt{2} J/\sqrt{6}$$

L'équation de compensation de l'harmonique 5 (ou 7) nous permet de définir J en fonction de I_d et donc d'évaluer le rapport S_i/S_{rp} . Elle s'écrit en valeurs efficaces (Ch.1 § II.1.1.)

$$mJ_5 = I_{50} = \frac{\sqrt{6}}{5\pi} \frac{n_2}{n_1} I_d$$

L'expression de J_5 en fonction de J est la suivante (relation 2.1)

$$J_5 = \frac{\sqrt{2}}{5\pi} (2+\sqrt{3}) J$$

En identifiant les deux expressions de J_5 , il vient :

$$J = \frac{n_2}{n_1} \frac{\sqrt{3} I_d}{m(2+\sqrt{3})}$$

L'expression de S_i devient donc :

$$S_i = \frac{\sqrt{2}}{2+\sqrt{3}} \left(6 \frac{n_2}{n_1} V\sqrt{2} I_d \right)$$

Le rapport $\frac{S_i}{S_{rp}}$ vaut alors $\frac{\sqrt{2}}{2+\sqrt{3}} \cong 0,379$

~~Ce rapport étant relativement élevé, il faut chercher à réduire le dimensionnement du dispositif correcteur. Une diminution de la valeur efficace du courant dans l'injecteur peut être obtenue en modifiant la forme d'onde des courants injectés.~~

II - SIGNAUX A QUATRE CRENEAUX PAR ALTERNANCE

II.1. Suppression du fondamental des courants injectés

II.1.1. Définition des signaux

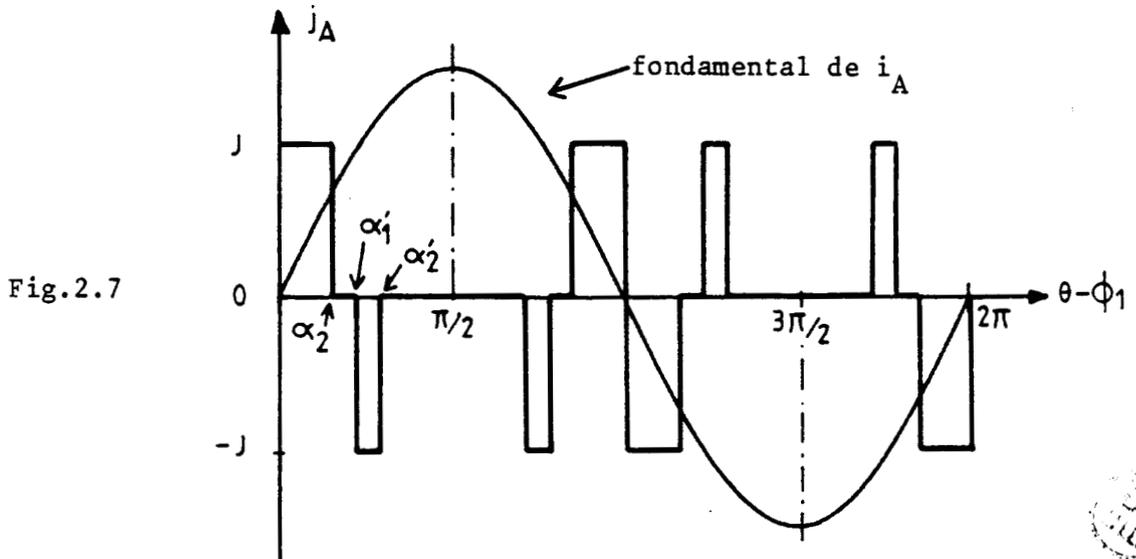
Pour des signaux en créneaux d'amplitude J , le fondamental et les harmoniques sont proportionnels à J et inversement proportionnels à leur rang. La valeur efficace de ces signaux peut donc se mettre sous la forme :

$$J_{\text{eff}} = J \sqrt{a_1^2 + (a_5^2 + a_7^2) + \sum_{k=2}^{\infty} a_{6k+1}^2}$$

En négligeant la contribution des harmoniques de rang supérieur à 7 et en ajoutant au signal précédent un créneau négatif dans la zone 2 (30° , 60°) nous allons enrichir le signal en harmoniques 5 et 7 (augmentation de a_5 et a_7) et en ayant judicieusement choisi la largeur du deuxième créneau, annuler le fondamental.

L'augmentation de a_5 et a_7 permet donc de réduire la valeur de J nécessaire à la compensation de I_5 et I_7 . En effet à I_5 , donc I_7 , donné le produit

$a_5 J$, donc $a_7 J$, reste constant. L'allure du signal j_A est représentée sur la figure 2.7



Aux créneaux de largeur 30° du signal à deux créneaux par alternance, correspond un développement en série de la forme

$$j_{A,1} = J_{1,1} \sqrt{2} \sin(\theta - \phi_1) + J_{5,1} \sqrt{2} \sin 5(\theta - \phi_1) + J_{7,1} \sqrt{2} \sin 7(\theta - \phi_1) + J_{11,1} \sqrt{2} \sin 11(\theta - \phi_1) + \dots$$

Aux créneaux de largeur $\alpha'_2 - \alpha'_1$, s'ils étaient de même sens, correspondrait un développement de la forme

$$j_{A,2} = J_{1,2} \sqrt{2} \sin(\theta - \phi_1) - J_{5,2} \sqrt{2} \sin 5(\theta - \phi_1) - J_{7,2} \sqrt{2} \sin 7(\theta - \phi_1) \pm J_{11,2} \sqrt{2} \sin 11(\theta - \phi_1) + \dots$$

Le signal résultant est donc :

$$j_A = (J_{1,1} - J_{1,2}) \sqrt{2} \sin(\theta - \phi_1) + (J_{5,1} + J_{5,2}) \sqrt{2} \sin 5(\theta - \phi_1) + (J_{7,1} + J_{7,2}) \sqrt{2} \sin 7(\theta - \phi_1) + \dots$$

$$+ (J_{11,1} \pm J_{11,2}) \sqrt{2} \sin 11(\theta - \phi_1) + (J_{13,1} \pm J_{13,2}) \sqrt{2} \sin 13(\theta - \phi_1) + \dots$$

On choisit α'_1 et α'_2 tels que $J_{1,2} = J_{1,1}$. Ce qui donne

$$\boxed{\alpha'_1 = 41,1^\circ \quad \alpha'_2 = 51,6^\circ}$$

Le signal ainsi obtenu a pour caractéristiques

$$J_1 \sqrt{2}/J = 0,170 - 0,170 = 0$$

$$J_5 \sqrt{2}/J = 0,475 + 0,177 = 0,652$$

$$J_7 \sqrt{2}/J = 0,339+0,127 = 0,466$$

$$J_{11} \sqrt{2}/J = |0,016-0,098| = 0,082$$

$$J_{13} \sqrt{2}/J = 0,013+0,161 = 0,174$$

$$J_{\text{eff}} / J = 0,671$$

On constate que la suppression du fondamental s'accompagne d'une forte augmentation des harmoniques 11 et 13.

II.1.2. Dispositif d'injection

Comme pour les précédents signaux, la composante homopolaire instantanée du système de courants correcteurs n'est pas nulle, il faut donc encore avoir recours à un transformateur d'injection comme le montre la figure 2.8. Cette fois-ci le courant J circule tantôt dans deux enroulements secondaires tantôt dans un seul, il faut donc placer les trois "aiguilleurs" en série

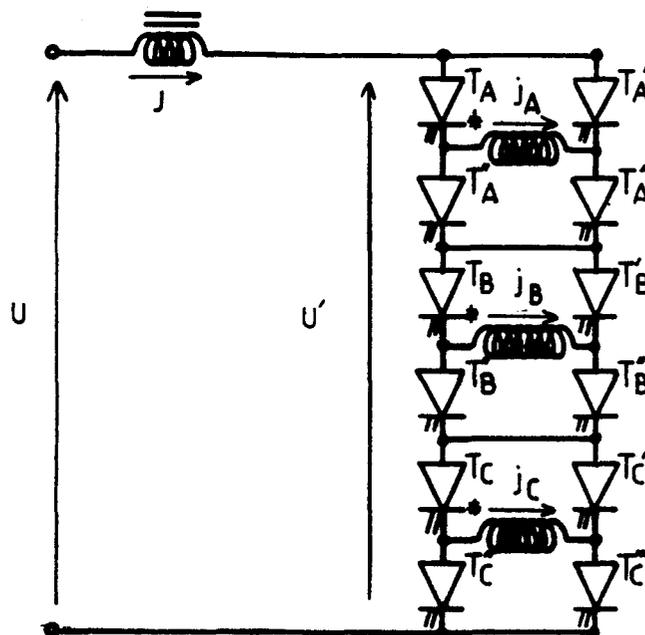


Fig.2.8

En négligeant les pertes dans l'injecteur, il est possible, comme nous l'avons fait pour le signal précédent, de déterminer simplement la valeur moyenne U de la source auxiliaire. Dans ce cas, le calcul est rapide : puisque le fondamental des signaux correcteurs est nul, aucune puissance active n'est échangée entre le réseau et l'injecteur. La source auxiliaire n'a donc pas à fournir de puissance active, elle doit juste compenser les pertes : sa réversibilité n'est plus nécessaire. Si on néglige les diverses pertes, alors $U = 0$.

II.1.3. Dimensionnement de l'injecteur

Le rapport de transformation du transformateur auxiliaire sera supposé identique au précédent afin de pouvoir faire une comparaison aisée des puissances de dimensionnement. Ni le nombre d'interrupteurs ni leur tension inverse n'ont été modifiés ; par contre, la valeur efficace du courant dans un enroulement secondaire vaut maintenant :

$$J_{\text{eff}} = 2J \sqrt{\frac{1}{12} + \frac{51,6-41,1}{360}} \approx 0,671 J$$

Celle du courant dans un interrupteur vaut donc : $I_K = J_{\text{eff}}/\sqrt{2}$ soit 0,474 J. Le coefficient a_5 est passé de 0,475 à 0,652 soit une augmentation de 37,2 % par rapport au signal précédent. Le courant J est donc réduit d'un facteur 1,372.

La puissance de dimensionnement de l'injecteur est alors multipliée par un facteur $0,474\sqrt{6}/1,372$ ce qui représente une diminution d'environ 15%. Le rapport $\frac{S_i}{S_{rp}}$ vaut maintenant 0,320.

L'amélioration n'est pas vraiment nette. En effet, la faible largeur des créneaux supplémentaires a nettement augmenté a_{11} et a_{13} mais la diminution de J n'a pas pu compenser ce phénomène.

Il paraît donc préférable de définir un signal à 4 créneaux par alternance dans le but de réaliser un compromis entre, l'enrichissement en harmoniques 5 et 7 (donc la diminution de J), la réduction du nombre d'interrupteurs et la suppression de la composante homopolaire instantanée donc du transformateur d'injection.

II.2. Simplification du dispositif d'injection

II.2.1. Modification des angles α'_1 et α'_2

En prenant en compte toutes les considérations précédentes et en reprenant comme signal de base celui étudié dans la première partie de ce chapitre, nous remarquons qu'en rajoutant cette fois-ci dans la zone 2 un créneau négatif de largeur 30° ($\alpha'_1 = 30^\circ$, $\alpha'_2 = 60^\circ$) les signaux correcteurs représentés sur la figure 2.9 présentent les propriétés souhaitées.

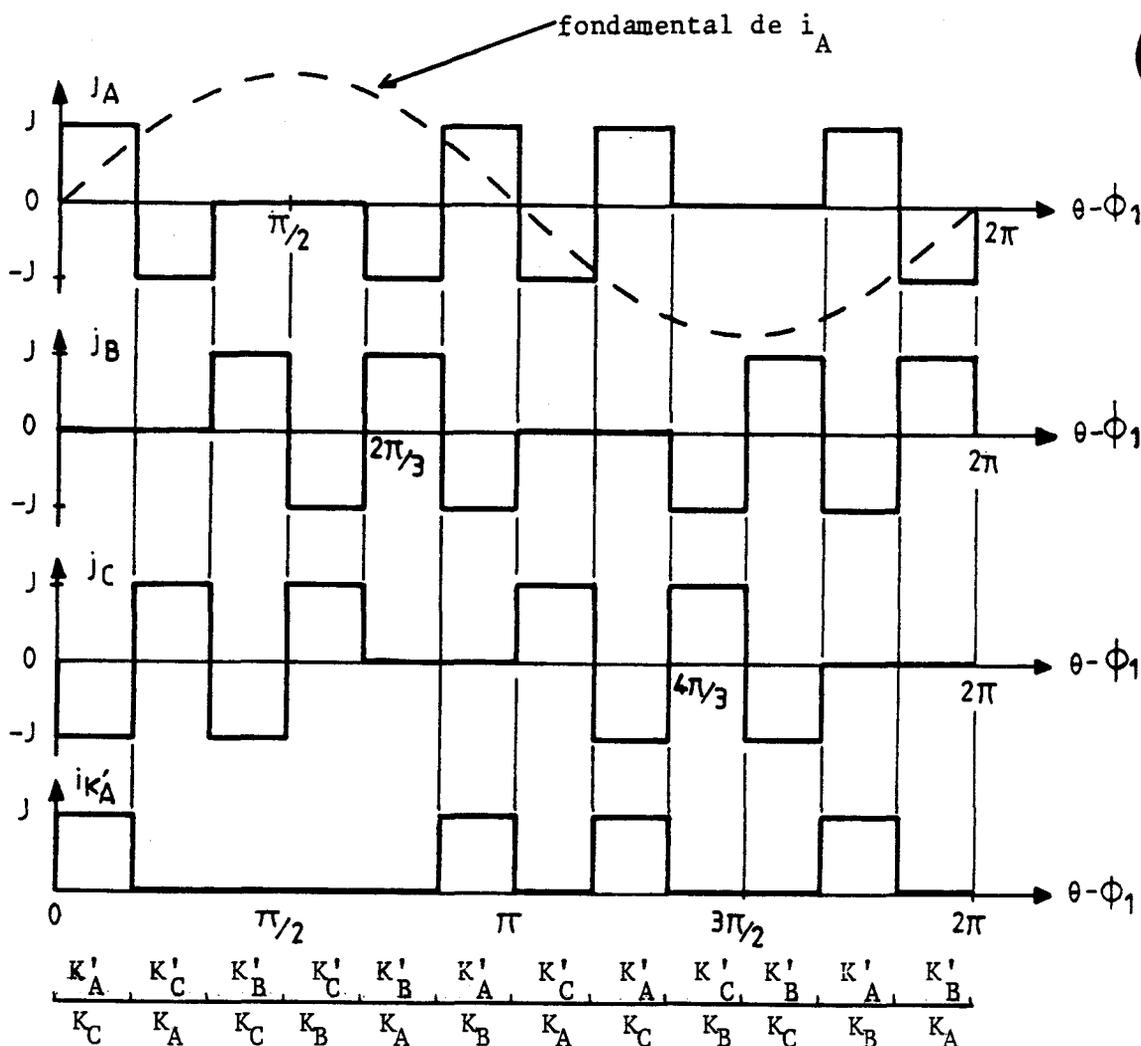


Fig.2.9

L'amplitude du terme de pulsation $n\omega$ de leur développement en série a pour valeur :

$$J_n \sqrt{2} = \frac{4}{n\pi} J \left[1 - 2\cos n \frac{\pi}{6} + \cos n \frac{\pi}{3} \right]$$

Le courant j_A peut donc s'écrire :

$$j_A = J \left[-0,295 \sin(\theta - \phi_1) + 0,823 \sin 5(\theta - \phi_1) + 0,588 \sin 7(\theta - \phi_1) - 0,027 \sin 11(\theta - \phi_1) - 0,023 \sin 13(\theta - \phi_1) + \dots \right] \quad (2.9)$$

Sa valeur efficace est :

$$J_{\text{eff}} = J \sqrt{\frac{2}{3}} = 0,816 J$$

Ce signal comporte des harmoniques 11 et 13 de valeur très réduite. De plus, le rapport J_5/J_{eff} est important.

On peut alors adopter pour l'injecteur, une structure en pont de Graetz comme le montre la figure 2.10. La séquence de déclenchement des interrupteurs a été spécifiée au bas de la figure 2.9

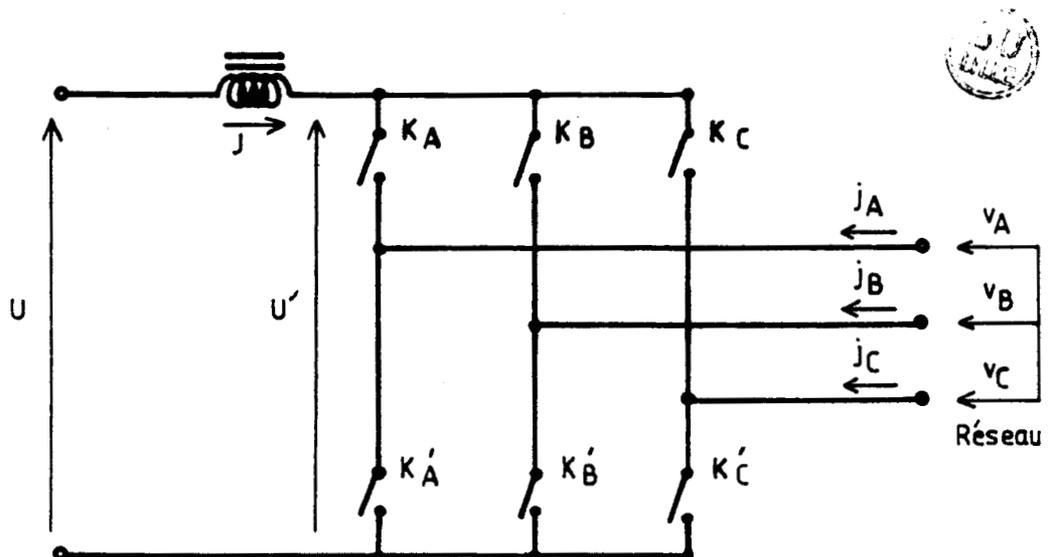


Fig.2.10

II.2.2. Dimensionnement de l'injecteur

Le nombre d'interrupteurs a été réduit de moitié, leur tension inverse maximale instantanée vaut $V\sqrt{6}$, elle a donc augmenté d'un facteur $\sqrt{3}$ en supposant le rapport m du transformateur auxiliaire des cas précédents égal à l'unité.

Le coefficient a_5 est passé de 0,475 à 0,823 soit une augmentation de 73,2%. J a donc été réduit d'un facteur 1,732.

La valeur efficace du courant i_K vaut $0,816J/\sqrt{2} = 0,577J$

Le coefficient de correction de la puissance de dimensionnement par rapport au montage initial vaut :

$$\frac{\sqrt{3} \cdot 0,577}{2 \cdot 0,408 \cdot 1,732} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

ce qui correspond à une réduction d'environ 30% du dimensionnement, soit donc deux fois plus qu'en utilisant le signal à fondamental nul.

Le rapport $\frac{S_i}{S_{rp}}$ égale alors 0,268

Il faut cependant remarquer que le fondamental des courants injectés n'est pas nul donc que la source auxiliaire doit fournir une puissance active en plus de celle nécessaire à compenser les pertes, elle devra en outre être réversible. C'est ce type de montage que nous avons retenu pour la suite de cette étude.

II.3. Forme d'onde du courant en ligne après correction

Pour les deux types de couplage du transformateur principal, l'allure du courant en ligne lorsque l'injecteur fonctionne, s'obtient à partir d'une construction graphique simple. Cette construction montre aussi l'effet négatif de l'injecteur lorsque l'on n'adapte pas l'angle de calage ϕ de l'injecteur au couplage du transformateur principal.

II.3.1. Correction adaptée aux couplages $\lambda\lambda$ ou $\Delta\Delta$

On rappelle qu'avec les conventions choisies, le courant i_{1A} est la somme des courants i_A et j_A .

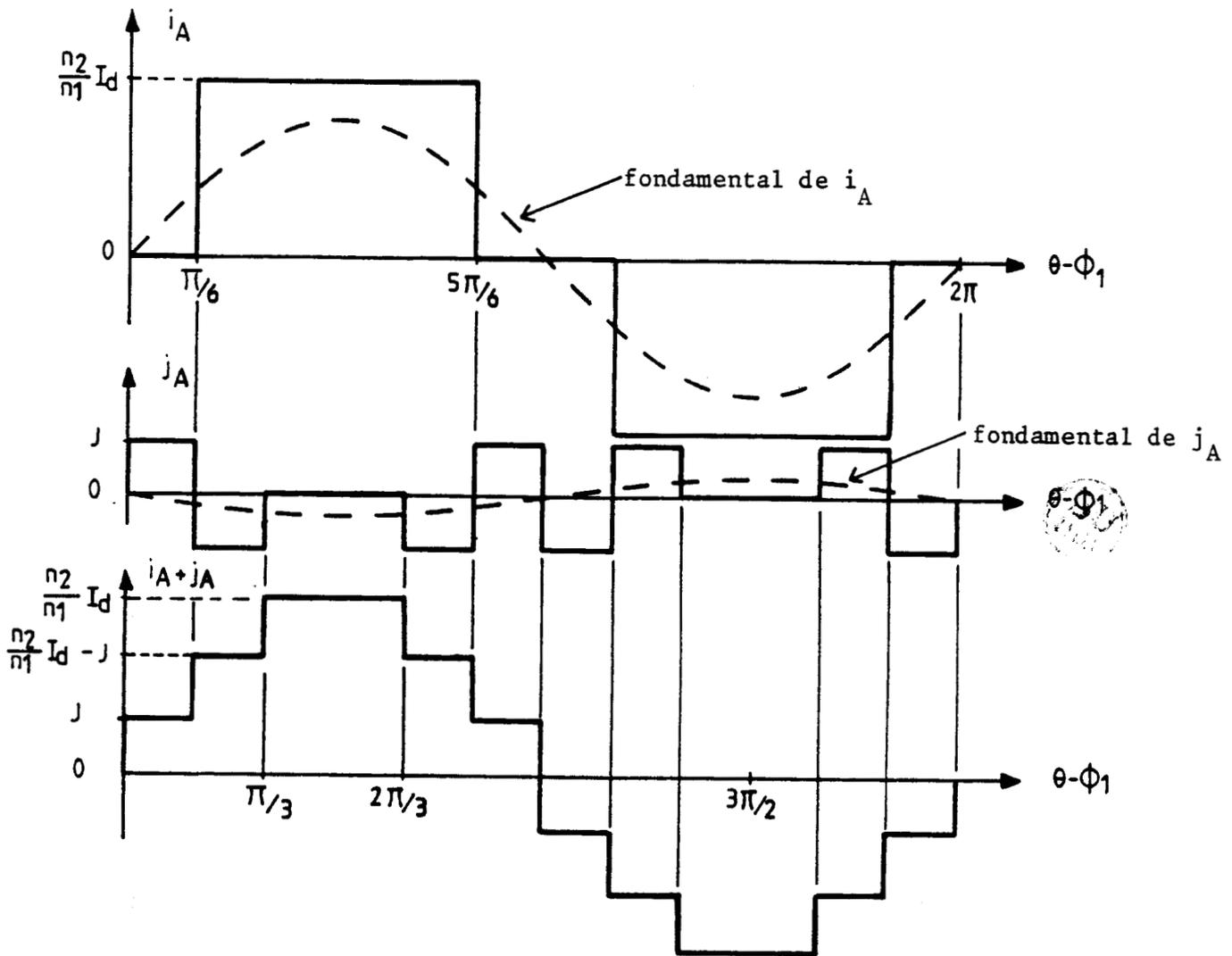


Fig.2.11

On observe que pour ces types de couplage, le fondamental de j_A doit être en opposition avec celui de i_A , le courant résultant en ligne a un profil plus proche de la sinusoïde que i_A , et qui rappelle celui des courants absorbés par les montages redresseurs d'indice 12 donc exempts d'harmoniques 5 et 7.

III.3.2. Correction adaptée aux couplages $\lambda\Delta$ ou $\Delta\lambda$

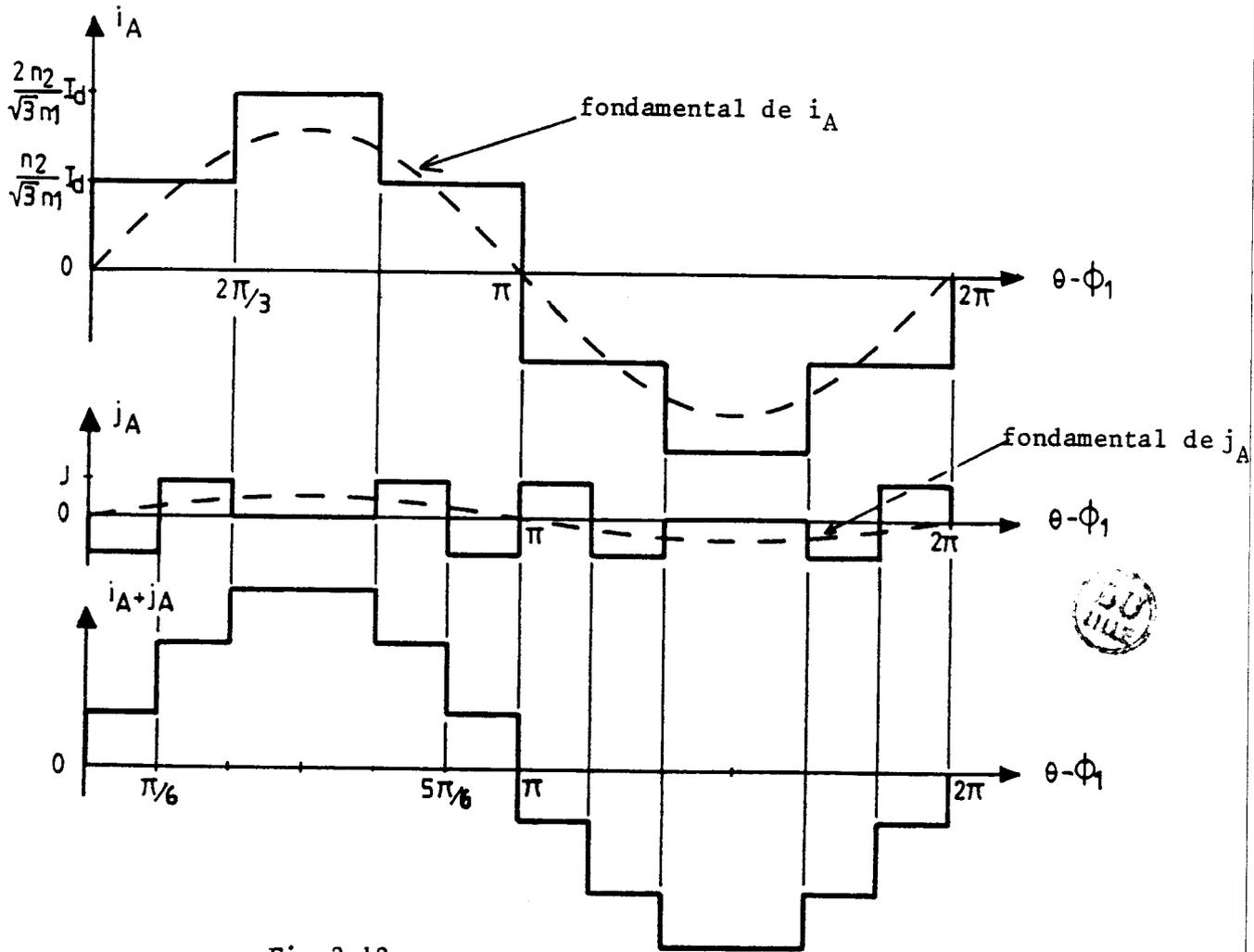


Fig.2.12

Dans ce cas, nous constatons qu'un décalage de 180° de j_A est nécessaire pour pouvoir obtenir une forme d'onde d'indice 12. Si on n'avait pas décalé de 180° le courant j_A , on aurait obtenu la forme d'onde représentée sur la figure 2.13

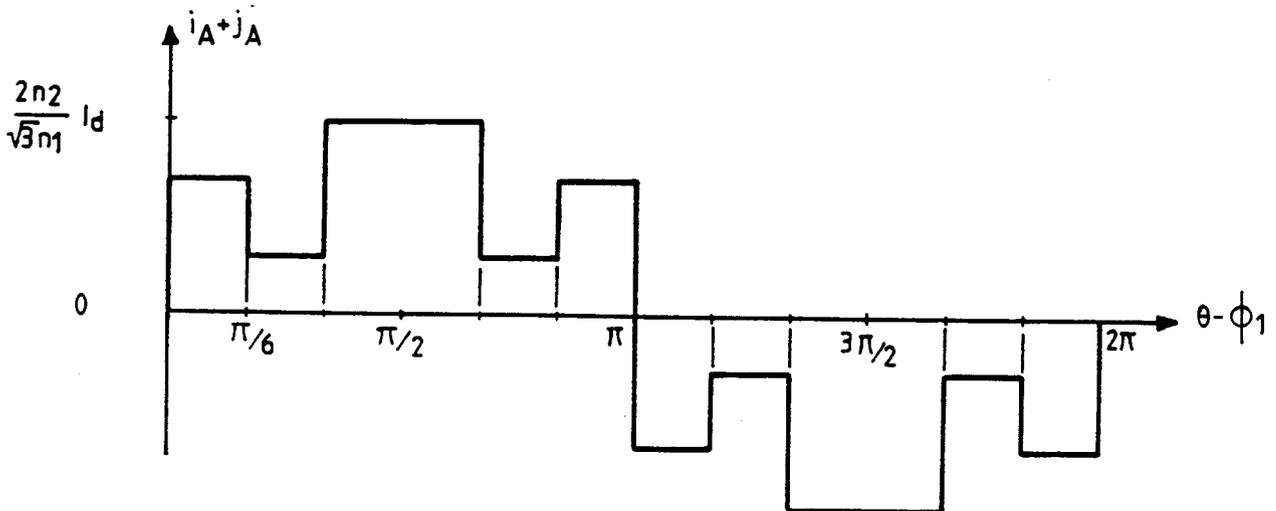


Fig.2.13

L'allure du courant résultant en ligne est beaucoup plus éloignée d'une sinusoïde que la précédente.

III - PRECISION A DONNER AUX SIGNAUX CORRECTEURS

Nous avons proposé une loi simple pour commander l'amplitude et la phase des signaux correcteurs. Après avoir montré que cette loi donne des résultats très satisfaisants, nous regarderons ce que donnerait une commande plus simple de la phase.

III.1. Effets de la loi de commande proposée

Nous avons proposé de mesurer la valeur I_1 et la phase ϕ_1 du fondamental du courant absorbé par le montage redresseur et de générer des signaux correcteurs

dont la phase est calée sur ϕ_1

dont l'amplitude est telle que $J_5 = I_1/5$, $J_7 = I_1/7$

Or, dans le chapitre I, nous avons vu

que ϕ'_5 et ϕ'_7 n'étaient pas identiques à ϕ_1

que I_5 et I_7 différaient un peu de $I_1/5$ et $I_1/7$

Pour voir les effets de cette simplification, on a calculé les valeurs efficaces I'_5 et I'_7 des harmoniques 5 et 7 après application des signaux correcteurs.

Les courbes du haut et du milieu de la planche II.2 donnent, pour quelques valeurs de α , les variations en fonction de β des rapports

$$5 \frac{I'_5}{I_{10}} \quad \text{et} \quad 7 \frac{I'_7}{I_{10}}$$

Les courbes, indépendantes du type de signal correcteur utilisé, montrent - que la réduction des harmoniques 5 et 7 est très importante puisque ces rapports sont très inférieurs à l'unité, mais que, surtout pour les valeurs de α rendant $|\cos\alpha|$ voisin de un, ces harmoniques sont loin d'être totalement supprimés

- que $7 I'_7/I_{10}$ est de l'ordre du double de $5 I'_5/I_{10}$, cela tient au fait que confondre ϕ'_n avec ϕ_1 et I_n avec I_{10}/n est d'autant moins légitime que le rang n de l'harmonique est plus élevé.

Cela illustre les conclusions du chapitre I. Pour un montage redresseur d'indice 6, on peut réduire très fortement les deux premiers harmoniques en déduisant le module et la phase à donner aux signaux correcteurs de ceux du courant absorbé. Ce ne serait pas possible pour un montage redresseur d'indice 12.

III.2. Effets d'une commande par α

Pour faciliter la réalisation du dispositif correcteur, on pourrait envisager de négliger les effets des commutations et commander les semi-conducteurs de l'injecteur en même temps que ceux du montage redresseur principal. Cela simplifierait la commande de l'ensemble. De plus, on n'aurait pas à mesurer la valeur I_1 et la phase ϕ_1 du fondamental des courants absorbés par le redresseur principal, la hauteur des créneaux étant déduite directement de la valeur du courant redressé I_d .

Cette commande revient à supposer $\phi_1 = \alpha$.

Le bas de la planche II.2 montre, par exemple, comment varierait alors le rapport $5 I'_5/I_{10}$ en fonction de β pour quelques valeurs de α .

Pour α nul, dès que le courant débité I_d rend β supérieur à 0,046 environ, l'injection de signaux correcteurs au lieu de réduire l'harmoniques 5 l'augmenterait.

L'harmonique 7 serait accru dès que β devient supérieur à 0,020.

Quand α croît, les rapports I'_5/I_5 et I'_7/I_7 diminuent à β donné, mais conservent encore des valeurs relatives importantes. Ainsi pour $\alpha = 90^\circ$ et $\beta = 0,010$, le rapport $5 I'_5/I_{10}$ vaudrait encore 0,286.

On voit que ce mode de calage des signaux correcteurs qui néglige le déphasage dû à l'empiétement est inacceptable.

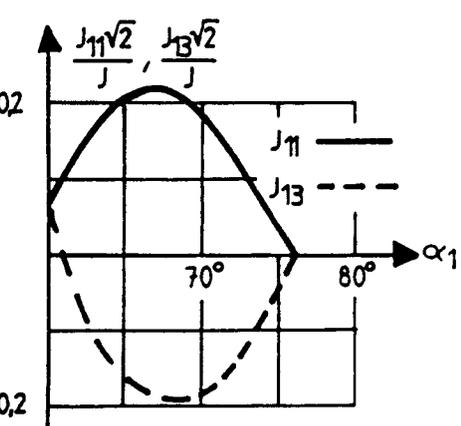
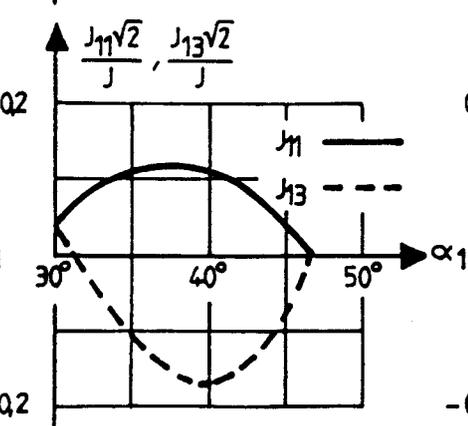
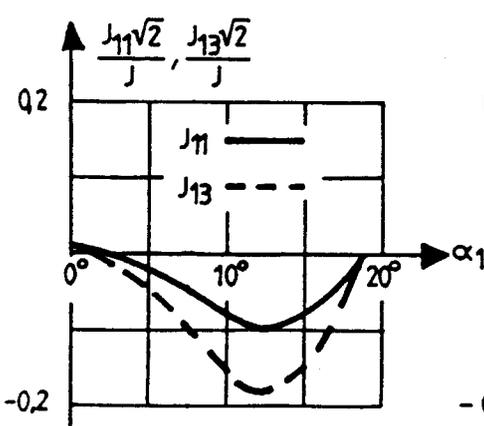
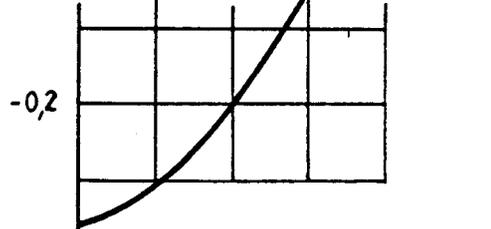
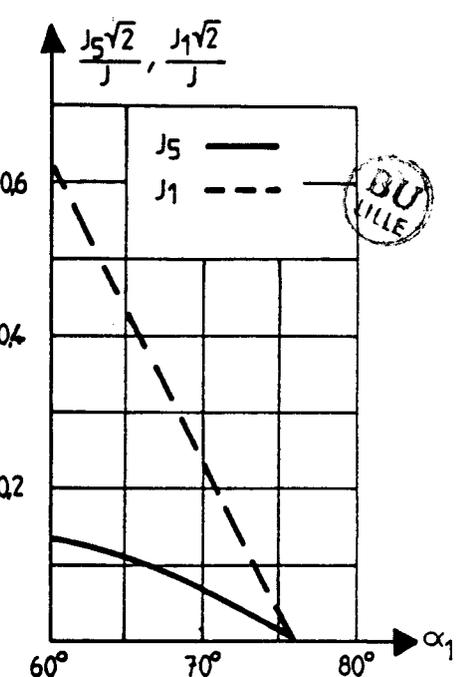
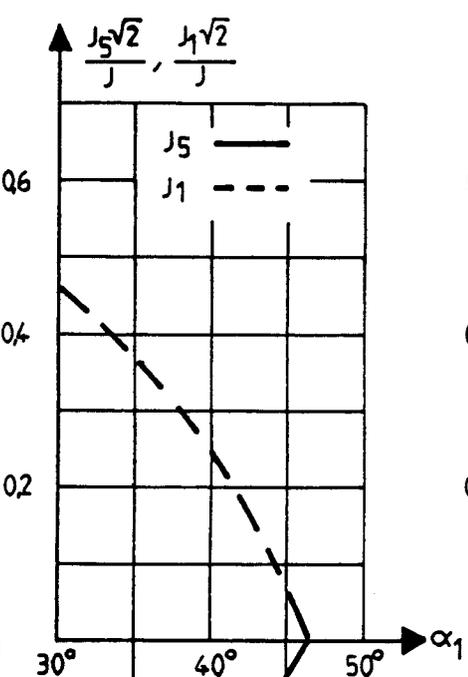
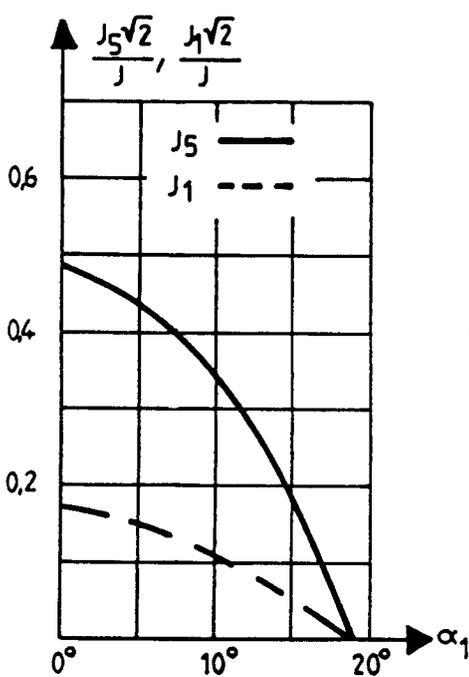
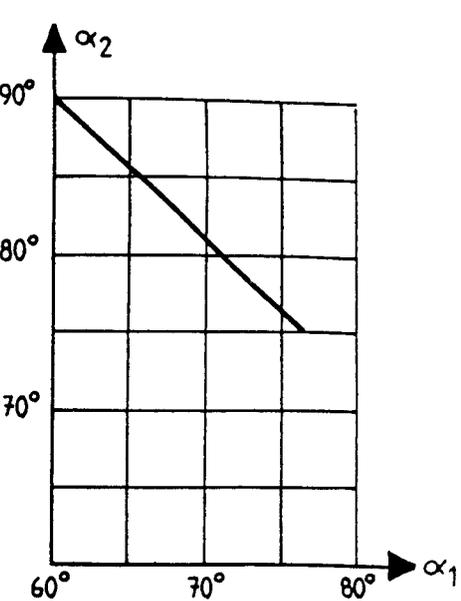
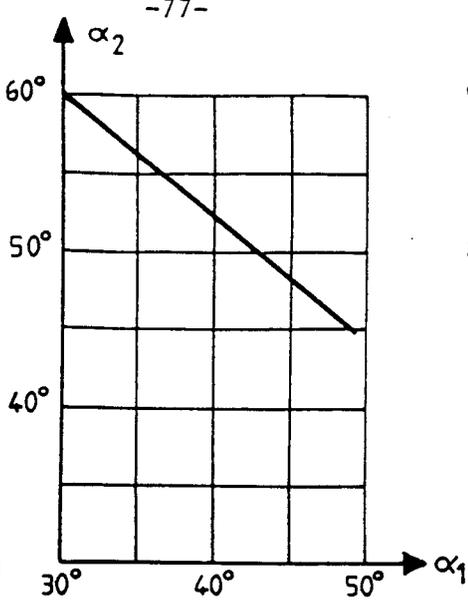
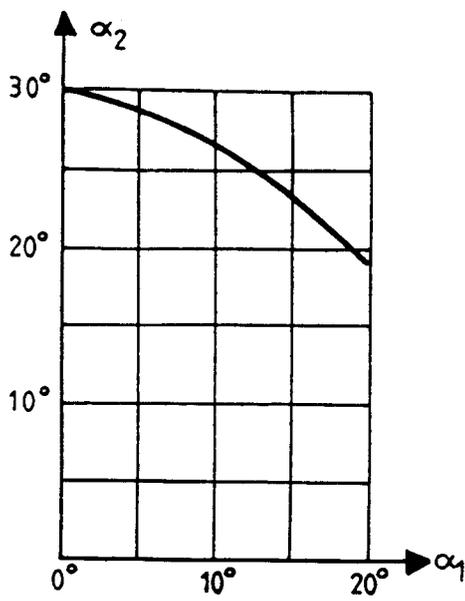
IV - CONCLUSIONS

Pour supprimer les harmoniques 5 et 7 des courants en ligne des montages redresseurs d'indice de pulsation égal à 6, on a cherché les signaux correcteurs à injecter.

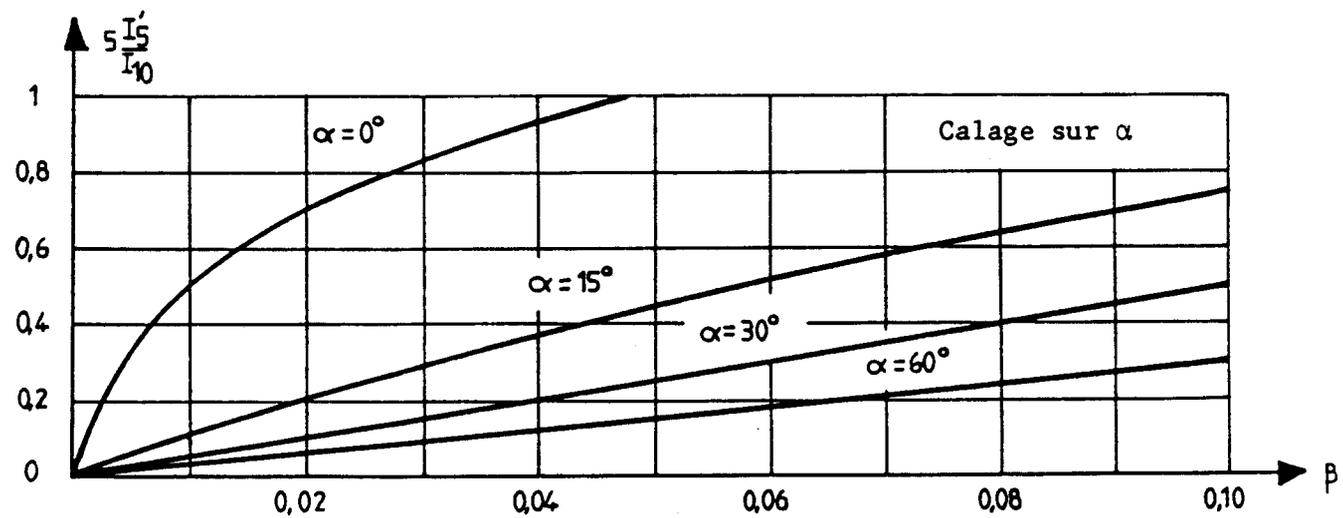
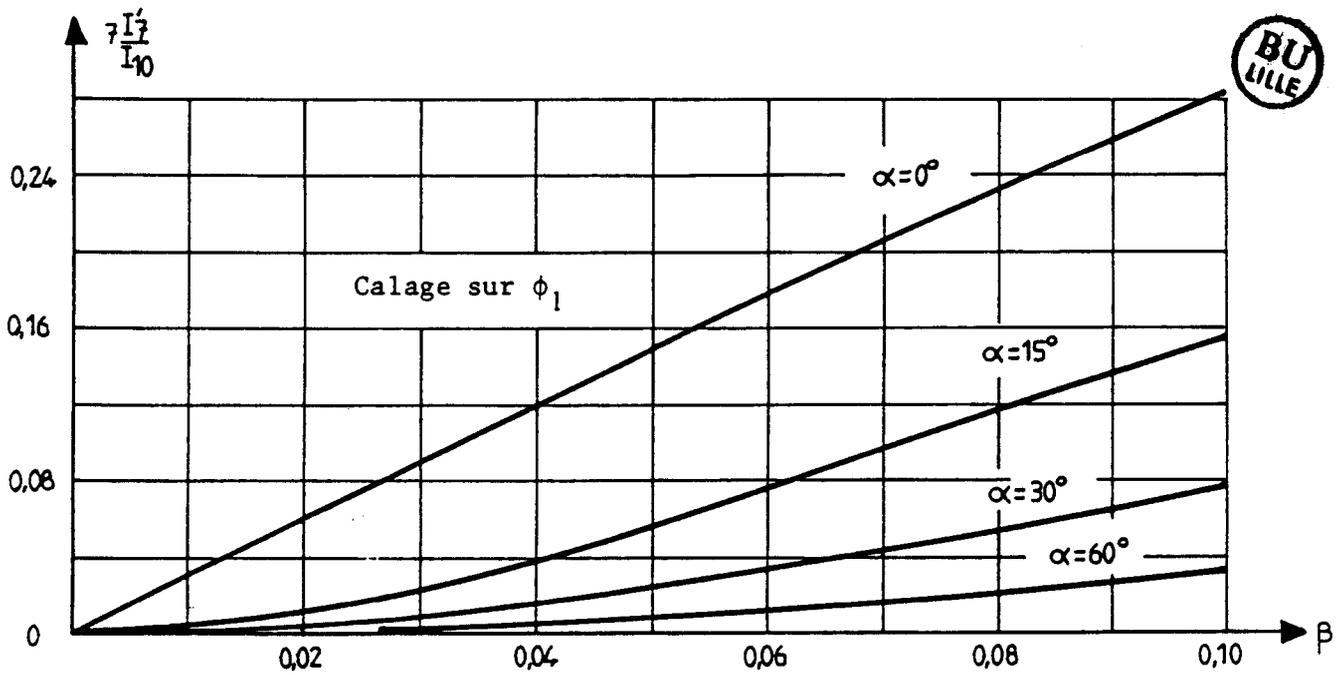
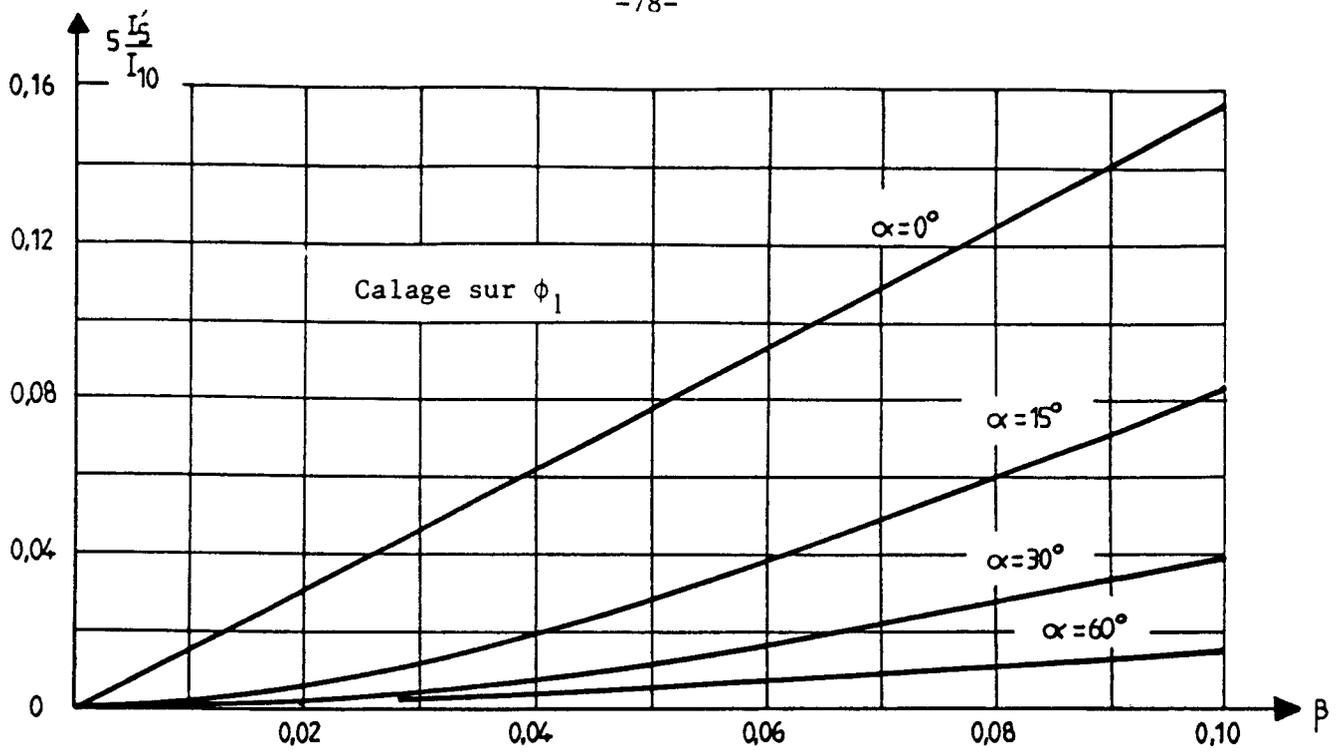
Les signaux formés de 4 créneaux rectangulaires de courant d'égale ouverture angulaire $\pi/6$, ont de bonnes caractéristiques : ils donnent des harmoniques 5 et 7 de rapport et de phase convenables ; les autres termes de leur développement en série ont une importance relative réduite.

Cette forme d'onde des courants correcteurs présente de plus l'avantage de permettre l'alimentation des trois phases à partir d'un commutateur ne nécessitant que 6 interrupteurs unidirectionnels à fermeture et ouverture commandées. Toutefois, et c'est là l'inévitable ennui lié au principe utilisé, si l'on peut n'injecter que des courants faibles, on les injecte sur un réseau dont les tensions apparaissent aux bornes des interrupteurs bloqués. Cela conduit à une assez forte puissance de dimensionnement des composants du circuit correcteur.

L'examen du mode de commande du dispositif d'injection montre qu'il faut être très attentif à la phase des signaux. Le calage de ces derniers sur le fondamental des courants absorbés par le redresseur donne des résultats satisfaisants ; mais un calage plus simple ne saurait convenir.



Pl.II.1. Signaux correcteurs à deux créneaux par alternance



Pl.II.2. Résidu harmonique résultant du mode de commande

CHAPITRE III

C H A P I T R E I I I

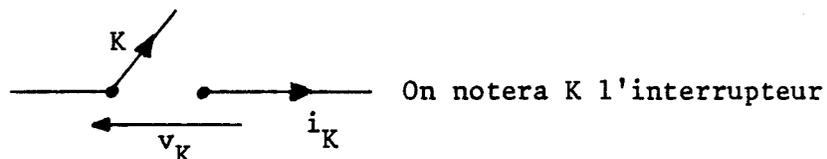
ELABORATION ET COMMANDE DES SIGNAUX CORRECTEURS

I - REALISATION DU SYSTEME CORRECTEUR

Nous avons montré que le signal correcteur à quatre créneaux de 30° par alternance permet de retenir une structure en pont de Graetz triphasé pour l'injection des courants j_A, j_B, j_C . Nous allons ici définir les raisons qui ont guidé notre choix quant au type des semiconducteurs utilisés dans l'injecteur. Nous étudierons ensuite le fonctionnement détaillé de l'injecteur et de sa source de courant.

I.1. Choix du type d'interrupteur commandé

Le choix des interrupteurs passe par la détermination de la nature des commutations. Nous symboliserons dans un premier temps les interrupteurs unidirectionnels de la façon suivante



Il est donc possible de représenter l'injecteur et sa source de courant comme le montre la figure 3.1.

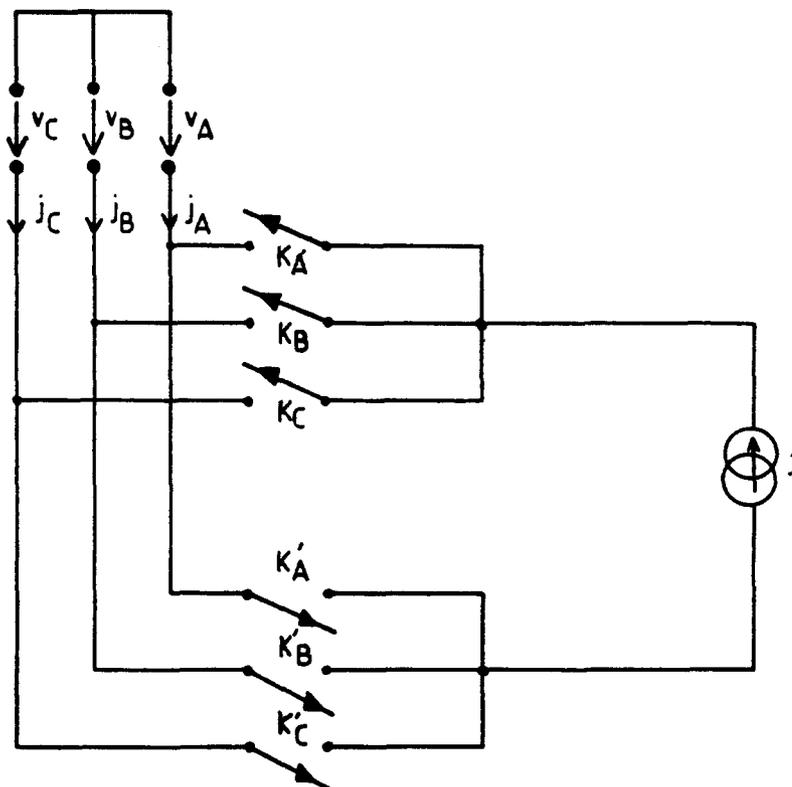


Fig.3.1

I.1.1. Caractéristiques des interrupteurs

La détermination des caractéristiques d'un interrupteur statique nécessite l'étude du courant I qui doit le traverser et de la tension V qui apparaît à ses bornes. En fonction du signe que prennent ces grandeurs au cours du fonctionnement du montage, on définit la caractéristique statique $V(I)$ de l'interrupteur.

Intervient ensuite la façon dont se déroulent les commutations

- . commutations spontanées (c'est le circuit de puissance extérieur qui impose les instants de commutation)
- . commutations commandées (un circuit de commande auxiliaire impose les instants de commutation).

Selon les résultats de cette étude on choisira tel ou tel type d'interrupteur.

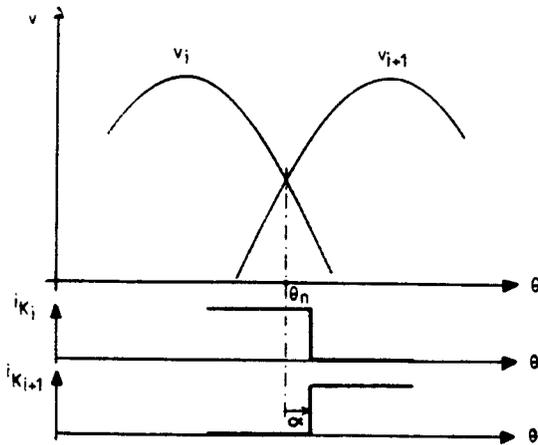
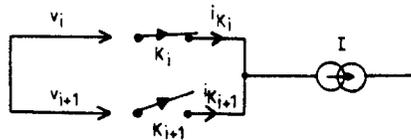


Fig.3.2.a

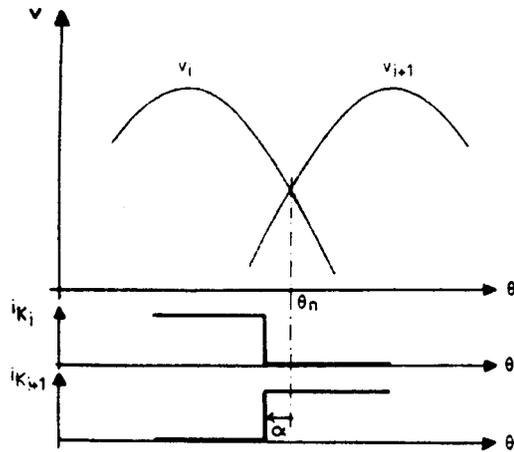


Fig.3.2.b

Si à l'instant $\theta_n + \alpha$ la tension v_{i+1} est $> v_i$ la tension de commutation $v_{K_{i+1}} = v_{i+1} - v_i$ est positive. Pratiquement lorsqu'on ferme K_{i+1} un courant de court-circuit i_{cc} circule transitoirement de v_{i+1} vers v_i via K_{i+1} , dans le sens passant, et K_i dans le sens imperméable. Lorsque $i_{cc} = I$ alors $i_{K_i} = 0$ et K_i s'ouvre spontanément (fig.3.2.a).

Si par contre à l'instant $\theta_n - \alpha$ (fig.3.2.b) la tension $v_{K_{i+1}}$ est négative le courant de court-circuit a tendance à circuler de K_i K_{i+1} (sens passant) vers K_{i+1} (sens imperméable). K_i reste donc conducteur et K_{i+1} bloqué. Il faut alors avoir recours à une commande forcée sur K_i pour l'ouvrir. On comprend ici l'importance du signe de la tension de commutation ou plus simplement de la tension aux bornes de l'interrupteur à fermer. La forme d'onde de la tension aux bornes de l'interrupteur nous renseigne donc à la fois sur la caractéristique de l'interrupteur et sur la nature des commutations.

I.1.2. Conditions à remplir

Afin de bien fixer les différents déphasages nous avons choisi de représenter sur la figure 3.3 le fondamental et l'harmonique 5 des courants i_A et j_A . Pour faciliter le repérage des différents angles, on a représenté ici un fonctionnement de l'injecteur à $\phi \neq \phi_1$. On étudiera le fonctionnement de K_A .

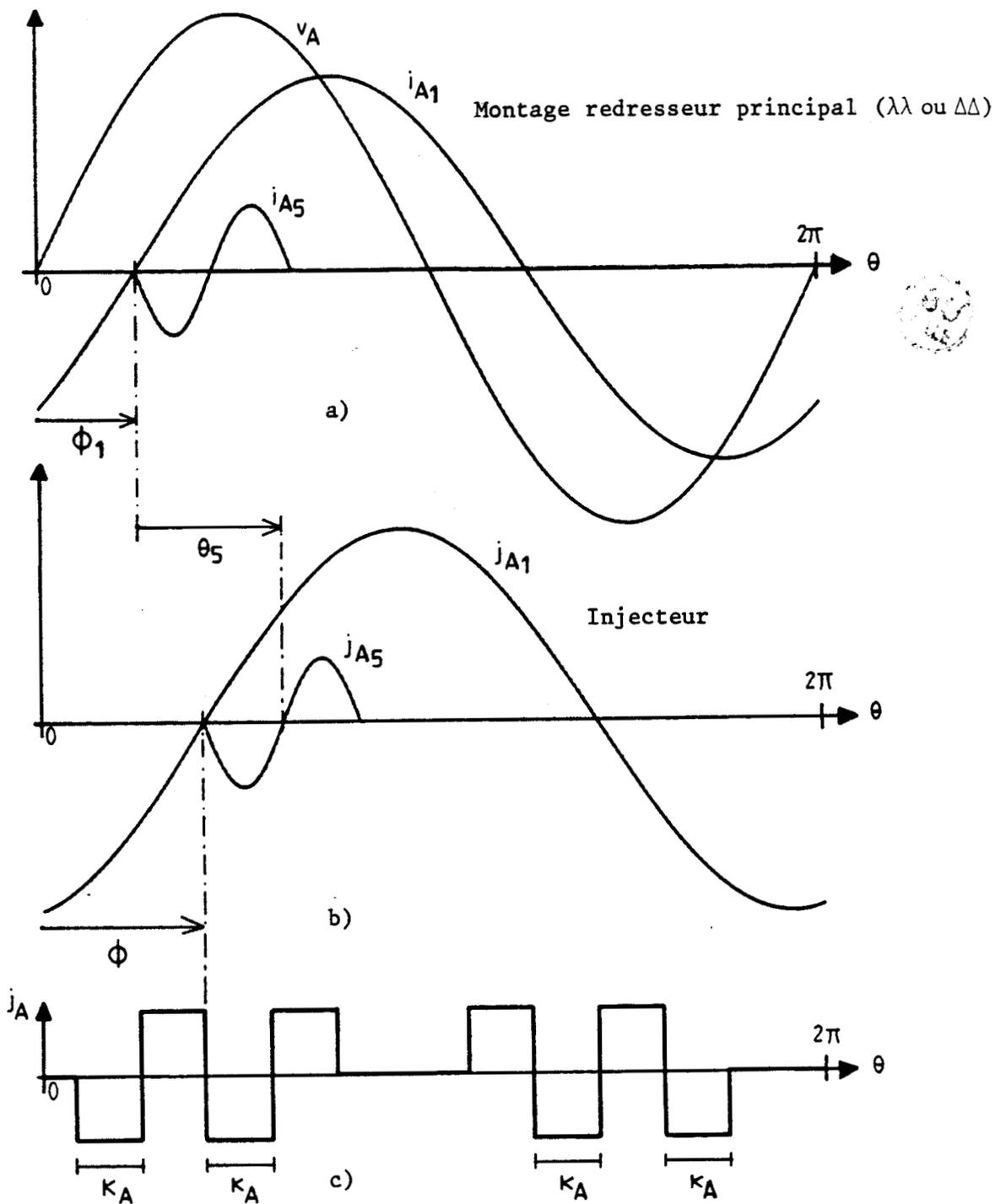


Fig. 3.3

. Caractéristique de courant

Pour déterminer l'allure de la tension et du courant relatifs à un interrupteur il est tout d'abord nécessaire d'établir la séquence de commande des interrupteurs.

En reprenant les formes des trois courants présentés sur la figure 2.9 il est simple de déterminer la séquence de fonctionnement des interrupteurs. En choisissant comme origine le zéro croissant du fondamental de i_A et $\phi = \phi_1$ (pour un couplage $\lambda\Delta$ du transformateur principal), la séquence est alors la suivante (fig.3.3.d) (Avec ϕ déphasage de j_{A1} sur V_A cf fig.3.3.b). En ce qui concerne le courant i_K on constate immédiatement qu'il est unidirectionnel puisqu'il est constitué de parties positives du courant j_A .

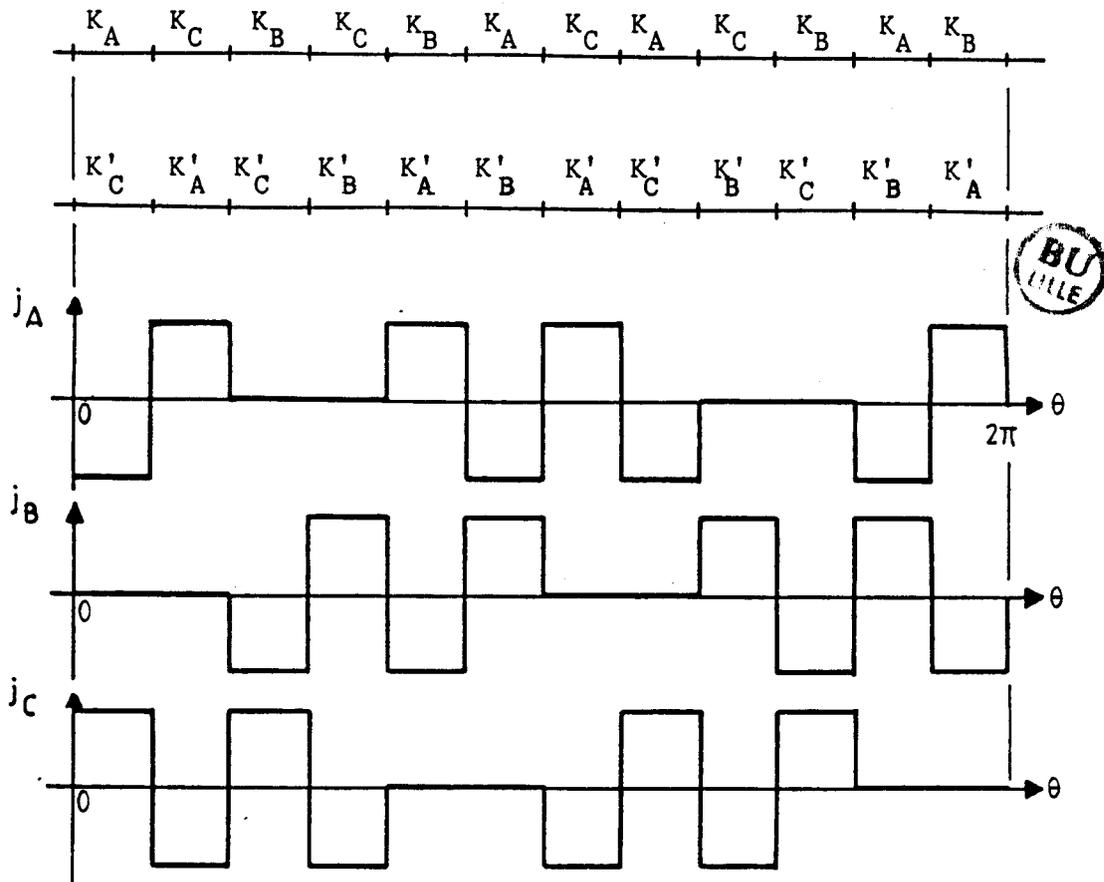


Fig.3.3.d

Chaque interrupteur est fermé quatre fois par période. On repère les instants de fermeture par $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4$. θ_2, θ_3 et θ_4 sont toujours définis par $\theta_2 = \theta_1 + 150^\circ$ $\theta_3 = \theta_1 + 210^\circ$ $\theta_4 = \theta_1 + 300^\circ$

III - REALISATION DE LA COMMANDE DE L'INJECTEUR

Chacun des six transistors conduit quatre fois par période T du réseau pendant des intervalles de 30 degrés. La période fondamentale est donc divisée en douze intervalles.

Pendant chaque douzième de période deux transistors sont simultanément conducteurs.

Le signal de commande d'un transistor doit être formé de quatre impulsions de 30 degrés correctement réparties sur une période T.

Pour générer les séquences d'impulsions de commande il faut créer douze impulsions indépendantes décalées l'une par rapport à l'autre de T/12 et ensuite les combiner pour disposer des six séquences nécessaires au fonctionnement des transistors.

La forme d'onde des six signaux de commande est identique à celle des courants injectés dans le réseau. Le calage des courants injectés dépend donc de la synchronisation des douze impulsions de base.

III.1 Le signal d'horloge

Le signal d'horloge doit avoir une fréquence égale à douze fois celle du réseau et être synchronisé sur le fondamental i_{A_1} du courant dans la phase A du redresseur principal (cf fig.3.3.a). Ce double asservissement est réalisé par une boucle à verrouillage de phase (P.L.L. = Phase Locked Loop)

III.1.1. Boucle à verrouillage de phase

Elle se compose de trois éléments (fig.3.16)

- un oscillateur commandé en tension (Voltage Controlled Oscillator = V.C.O.) qui fournit une tension périodique v_s dont la fréquence dépend de la tension appliquée sur son entrée

- un comparateur de phase (porte "ou exclusif") délivrant une tension périodique à une fréquence double de celle de v_e et v_s

- un filtre passe-bas délivrant une tension continue proportionnelle à l'écart de phase entre v_e et v_s

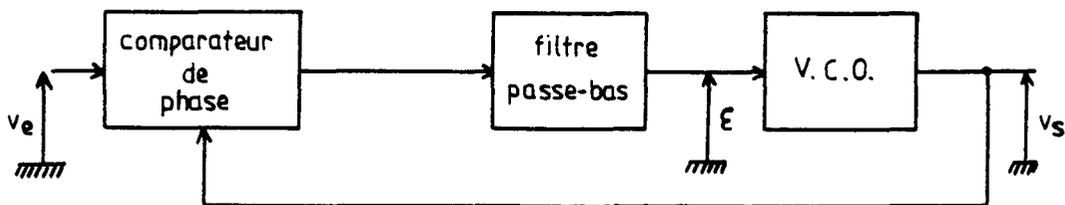


Fig.3.16

Le rôle de la boucle à verrouillage de phase est d'asservir la phase instantanée de la tension de sortie v_s de l'oscillateur à la phase instantanée de la tension d'entrée v_e . La réponse permanente de la boucle à une tension d'entrée en créneaux de pulsation ω_0 est un signal en créneaux de même pulsation et déphasé de $\Delta\phi$ par rapport au signal d'entrée (fig.3.17). Ce déphasage $\Delta\phi$ est nécessaire à l'existence de la tension d'erreur ϵ chargée de commander l'oscillateur.

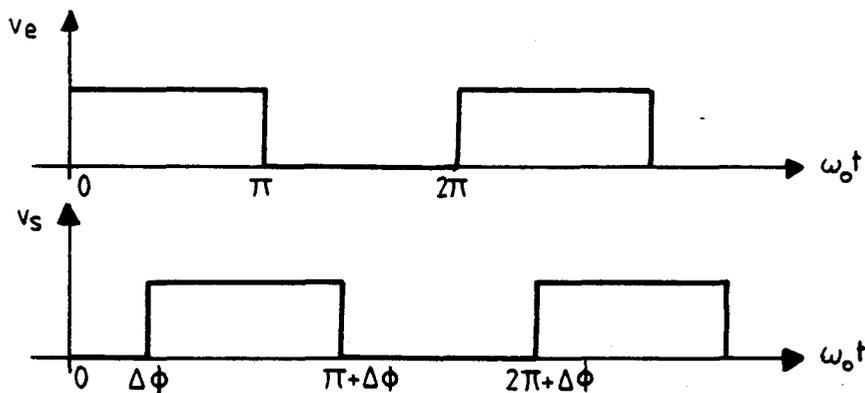


Fig.3.17

III.1.2. Multiplication de fréquence

Tel qu'il est présenté le système permet l'asservissement en phase mais pas la multiplication de fréquence.

Pour multiplier la fréquence du V.C.O. par douze on introduit dans la branche de retour un circuit diviseur par douze.

Le schéma bloc définitif est alors présenté à la fig.3.18

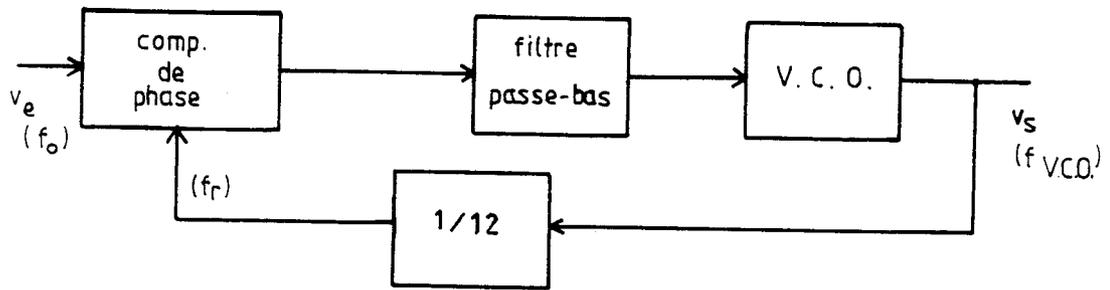


Fig.3.18

Le verrouillage est toujours obtenu pour $f_r = f_o = \frac{1}{12} f(\text{VCO})$ donc $f(\text{VCO}) = 12f_o$

III.1.3. Synchronisation

A ce stade le système ne permet pas encore de commander l'injecteur en effet le signal de retour est toujours décalé par rapport au signal de référence. Donc le signal d'horloge à $12 f_o$ n'est pas synchronisé correctement, comme le montrent les formes d'ondes de la fig.3.19

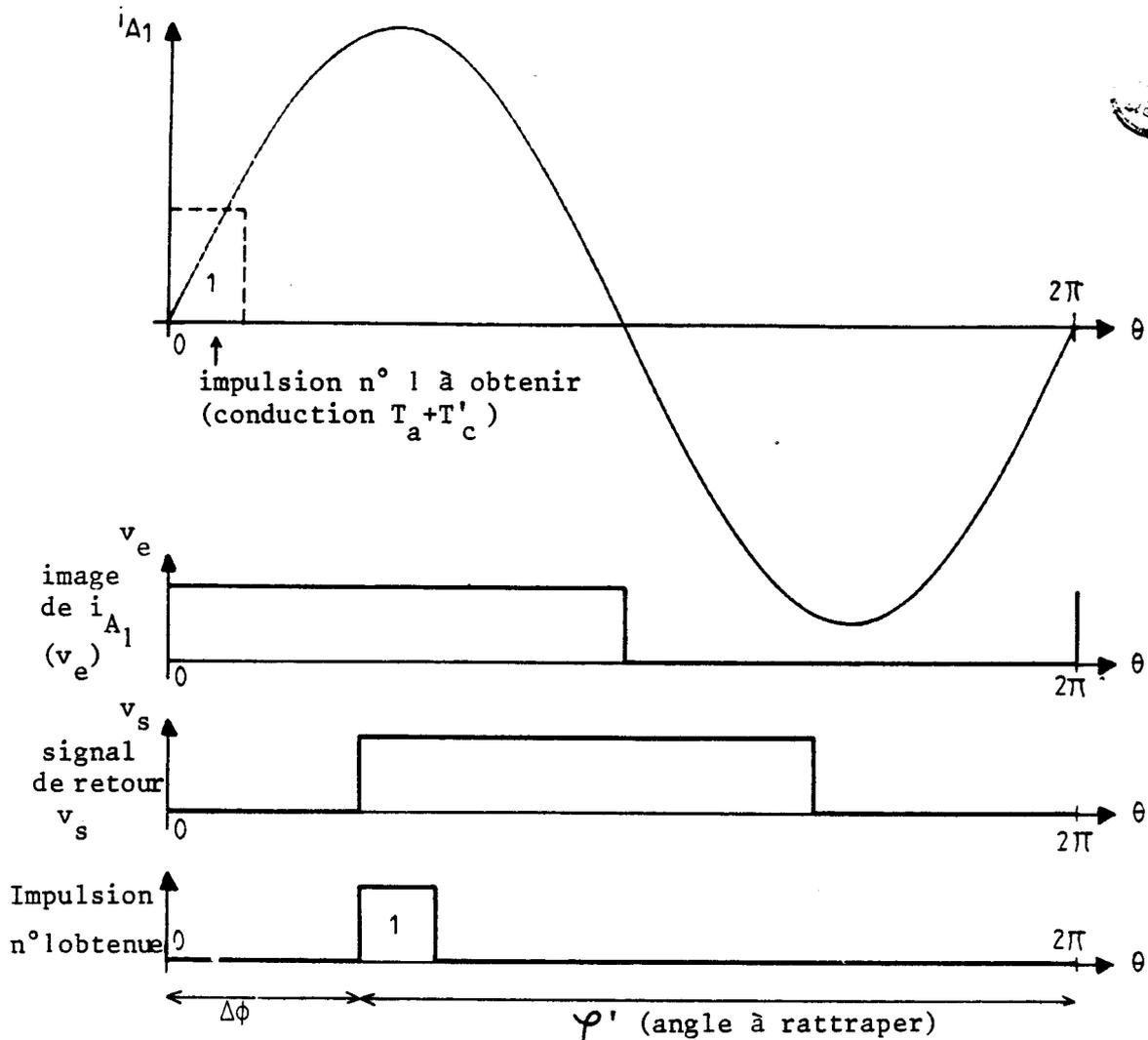


Fig.3.19

Pour annuler le décalage $\Delta\phi$ de l'impulsion l sur le fondamental i_{A1} il est nécessaire d'intercaler entre le signal de synchronisation et l'entrée du comparateur un circuit déphaseur. L'angle $\Delta\phi$ est d'environ 90° et l'angle à rattraper γ' est donc supérieur à 180° . Le circuit déphaseur sera donc choisi du second ordre à gain statique <0 . L'angle γ' est réglable par action sur un potentiomètre du circuit déphaseur.

Le schéma définitif de l'asservissement est donc celui proposé sur la fig.3.20

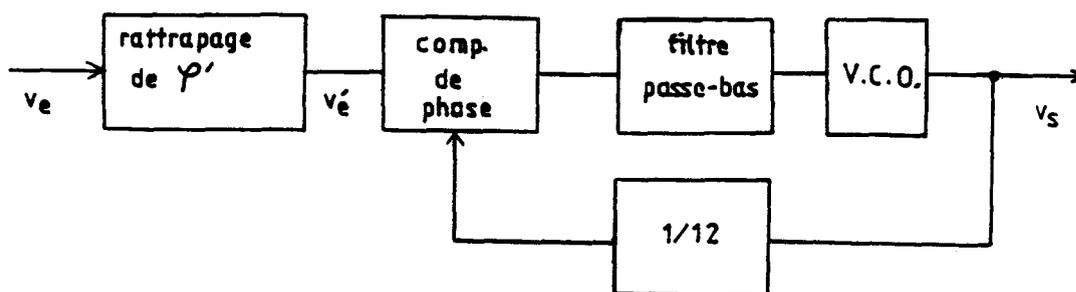


Fig.3.20

III.2. Les séquences de commande

Le signal d'horloge issu du V.C.O. est constitué de douze impulsions de quinze degrés par période réseau. Ce signal n'est pas directement utilisable d'une part à cause de la largeur insuffisante (15° au lieu de 30°) des impulsions et du fait qu'elles sont anonymes d'autre part (non repérées par rapport à i_{A1}). C'est le circuit diviseur par douze, qui n'est rien d'autre qu'un compteur par douze, qui va nous permettre de repérer chronologiquement les douze impulsions. Ses quatre bits de sortie, dont la combinaison change à chaque front montant du signal d'horloge, vont nous donner un codage de ce signal.

Il suffit donc de décoder la combinaison de sortie du circuit diviseur pour pouvoir repérer dans le temps telle ou telle impulsion. Ce décodage est réalisé par un décodeur démultiplexeur à quatre entrées (4 bits de sortie du diviseur) et 16 sorties (dont quatre inutiles puisqu'il n'y a que 12 impulsions par période) qui valide pendant $T/12$ en fonction de la combinaison d'entrée, la sortie correspondante.

Nous disposons donc à travers chaque sortie du démultiplexeur des douze impulsions isolées et synchronisées. Il reste alors à l'aide de portes logiques à combiner ces impulsions pour définir les six séquences de commande des transistors de l'injecteur.

Le schéma de la figure 3.21 résume les fonctions de codage et décodage du signal d'horloge.

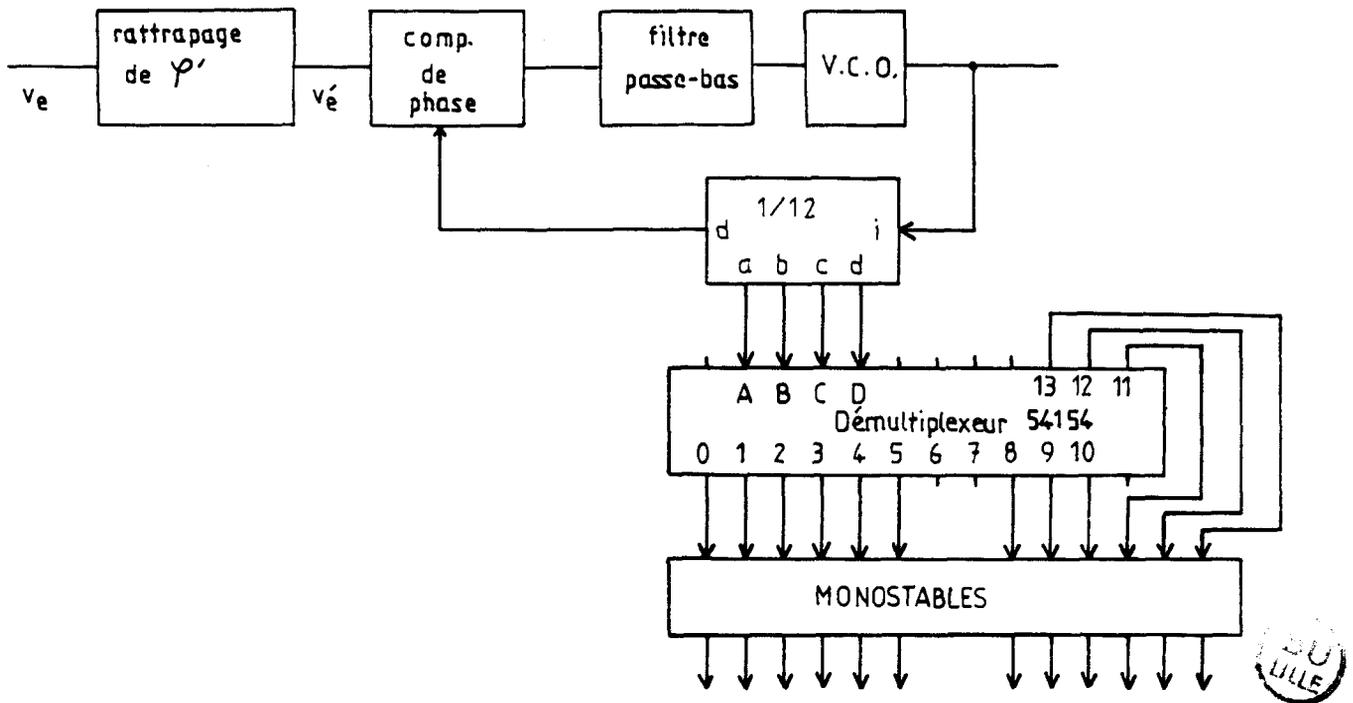


Fig.3.21

Afin d'éviter d'éventuels "trous de commande" (aucun transistor conducteur) et donc la mise en circuit ouvert de la source de courant on a réalisé un chevauchement de quelques microsecondes entre chacune des douze impulsions afin d'assurer une conduction continue de l'injecteur. Le temps de chevauchement est réglé par un monostable pour chaque impulsion. La figure 3.22 représente les différents niveaux des entrées et sorties du compteur par douze et du démultiplexeur, on a superposé à ces signaux la sinusoïde de référence (image de i_{A_1})

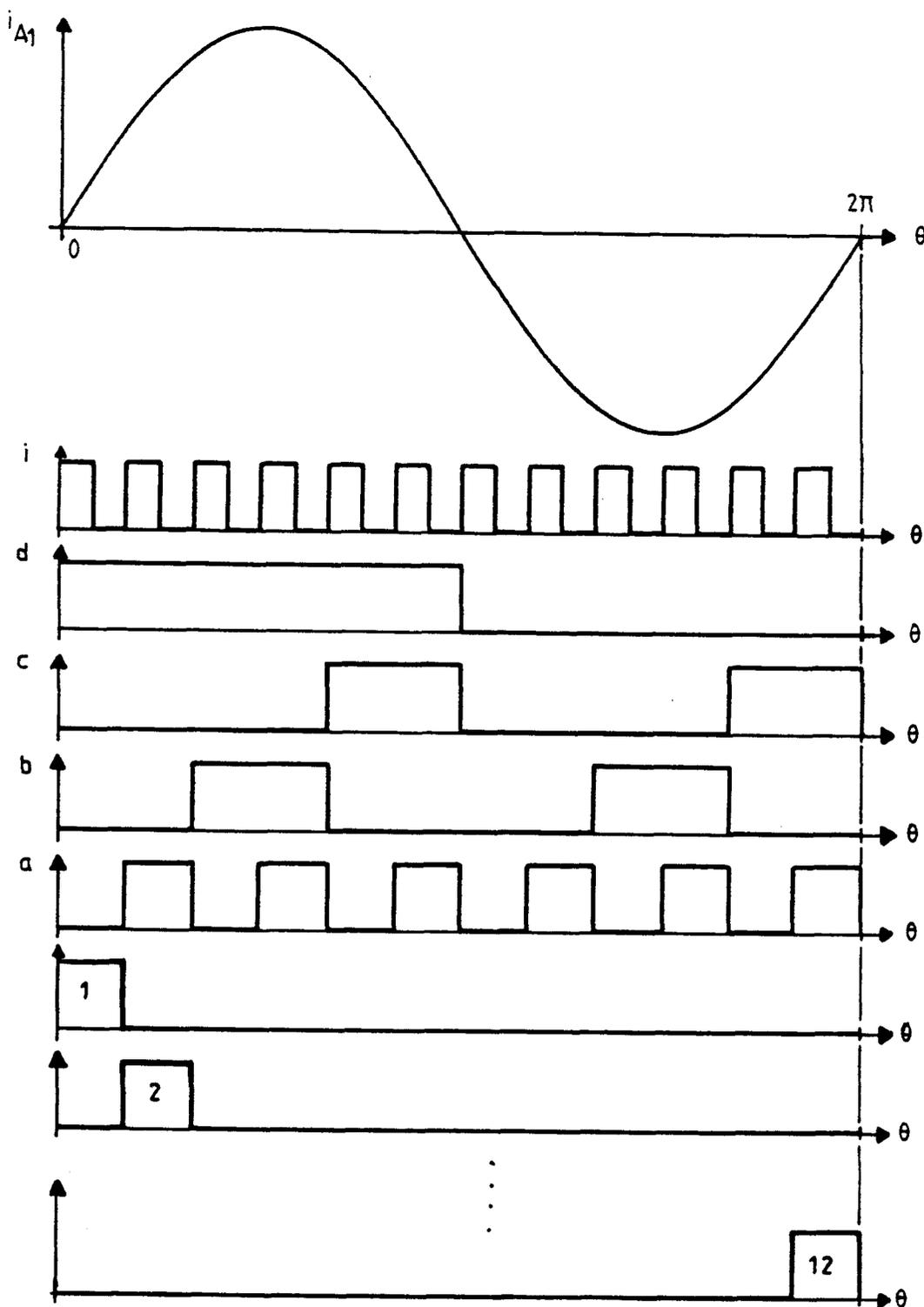


Fig.3.22

En reprenant la séquence de commande définie sur la figure 3.2 on définit les fonctions de commande de chaque transistor.

Ces fonctions sont représentées sur la figure 3.23.

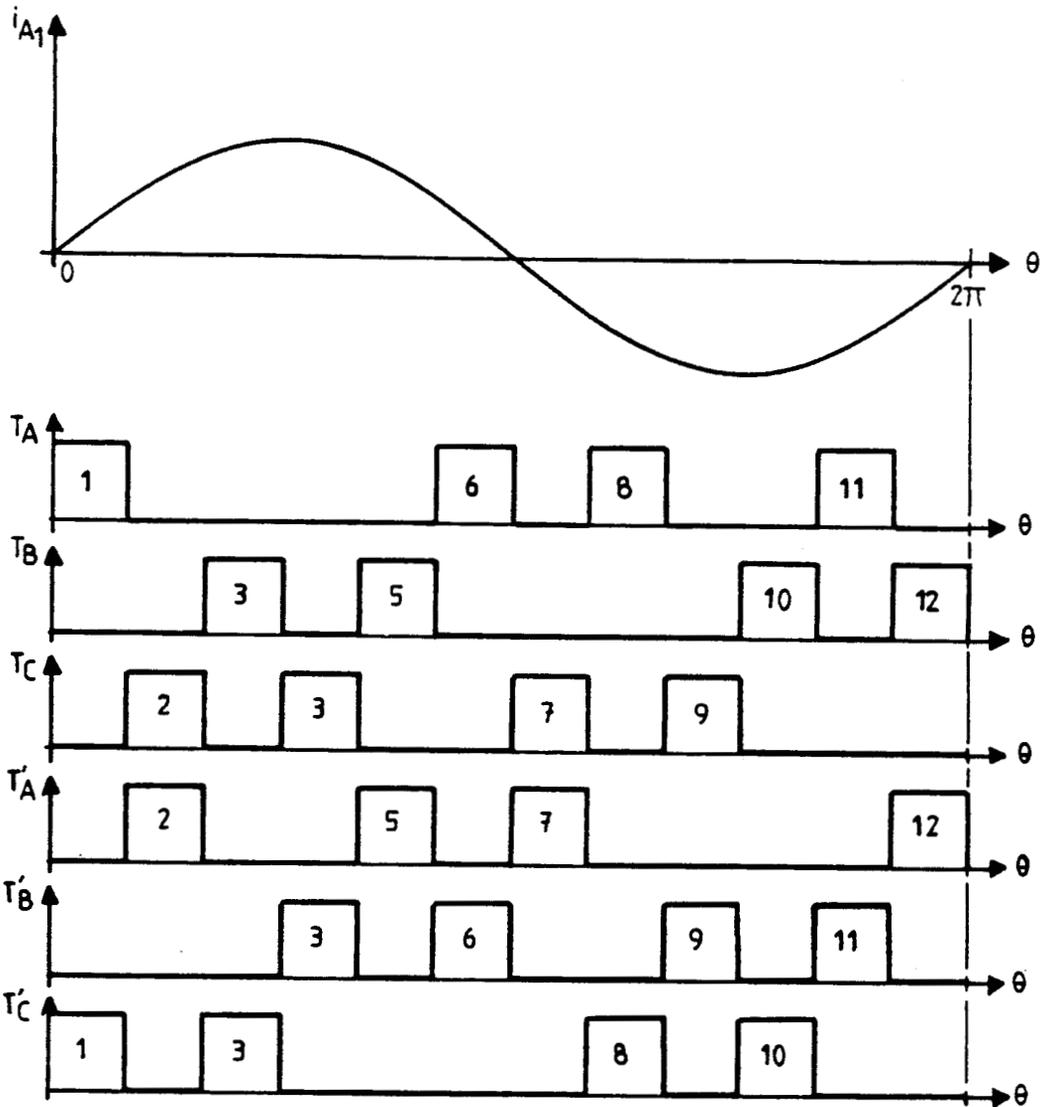


Fig.3.23

Les fonctions de commande sont élaborées uniquement par des sommes logiques d'abord de paires d'impulsions: (1 & 8) ; (2 & 7) ; (3 & 10) ; (4 & 9) ; (5 & 12) ; (6 & 11) puis par quartets (1 & 8) + (6 & 11) ; (3 & 10) + (5 & 12) ; (2 & 7) + (4 & 9) ; (2 & 7) + (5 & 12) ; (4 & 9) + (6 & 11) ; (1 & 8) + (3 & 10). Le bloc de logique (fig.3.24) est alors constitué de 12 portes "OU"

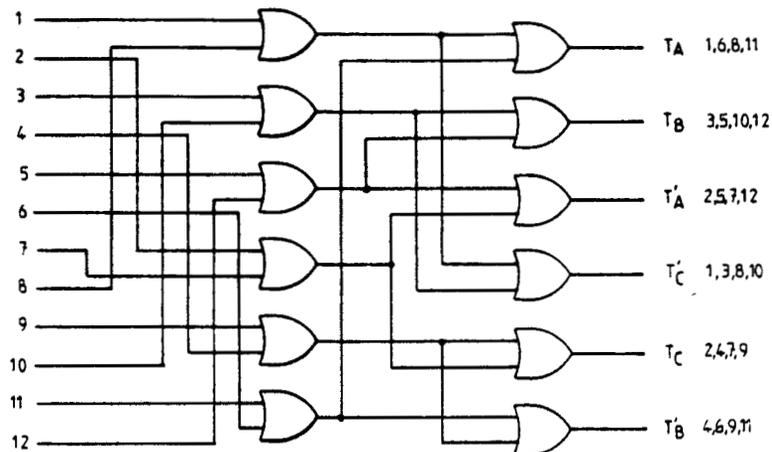


Fig.3.24

A ce stade les séquences d'impulsions ont des niveaux T.T.L.
Il est nécessaire pour protéger cette partie de la commande d'aléas de fonctionnement éventuels de l'injecteur de l'isoler galvaniquement des étages amplificateurs. L'isolement a été réalisé par des opto-coupleurs, la compatibilité des niveaux T.T.L et des niveaux d'entrée des opto-coupleurs est assurée par une série de buffers (fig.3.26)

III.3. Amplification

Les étages amplificateurs assurant les commandes de base des transistors de puissance ont été choisis en fonction du nombre restreint de composants nécessaires à leur réalisation. Chacune des six cartes d'amplification est alimentée par ses propres sources continues + 6V et - 6V. Le schéma de l'étage amplificateur est représenté sur la figure 3.25. Les différentes parties de la structure complète sont représentées sur la figure 3.26. (Les résistances sont spécifiées en Ω).

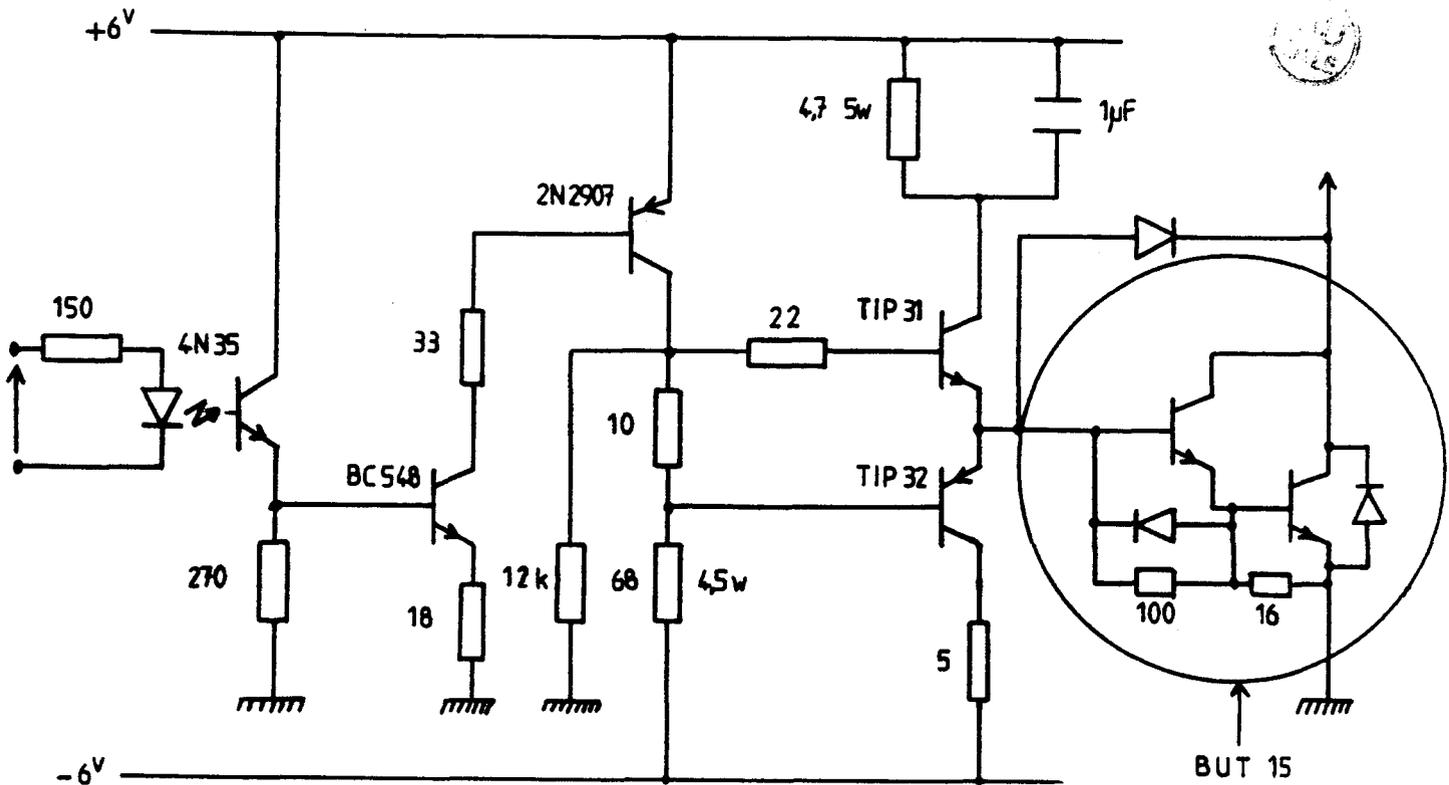


Fig.3.25

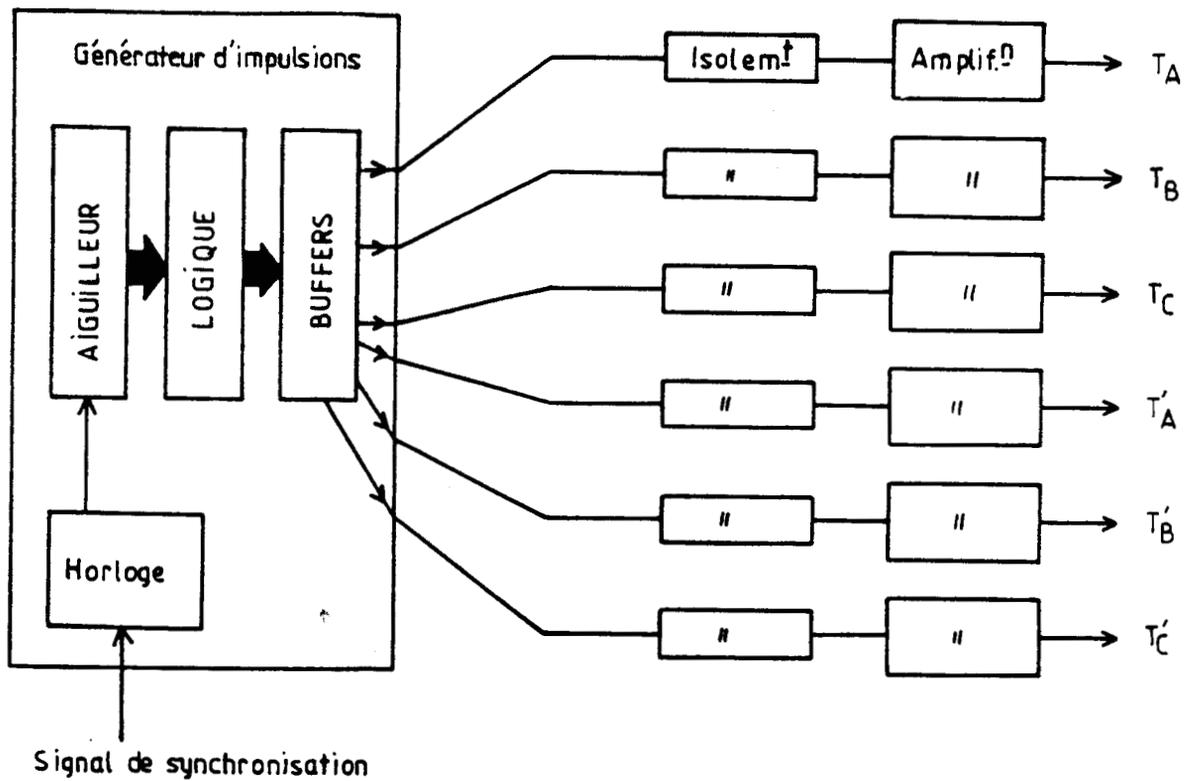


Fig.3.26



III.4. Les semiconducteurs de puissance - La source de tension triphasée

III.4.1. L'injecteur

Les transistors de puissance utilisés sont des Darlington du type BUT 15 (20 A, 1000 V), la valeur instantanée maximale de la tension collecteur émetteur (V_{CEO}) est tout à fait compatible avec les tensions d'un réseau (220, 380)^{sus}

On a voulu réaliser un injecteur pouvant fonctionner sous 10 A continu. On a préféré surdimensionner les transistors en courant pour éviter l'étude de circuits de protection et d'aide à la commutation souvent nécessaires lorsque le transistor fonctionne au voisinage de ses caractéristiques maximales.

On a choisi des diodes à recouvrement ultrarapide de telle sorte qu'elles n'entraînent pas de retard aux commutations. Elles sont du type MUR 1560 (15 A, 600 V).

Les caractéristiques des semiconducteurs sont présentées en annexe en fin de chapitre.

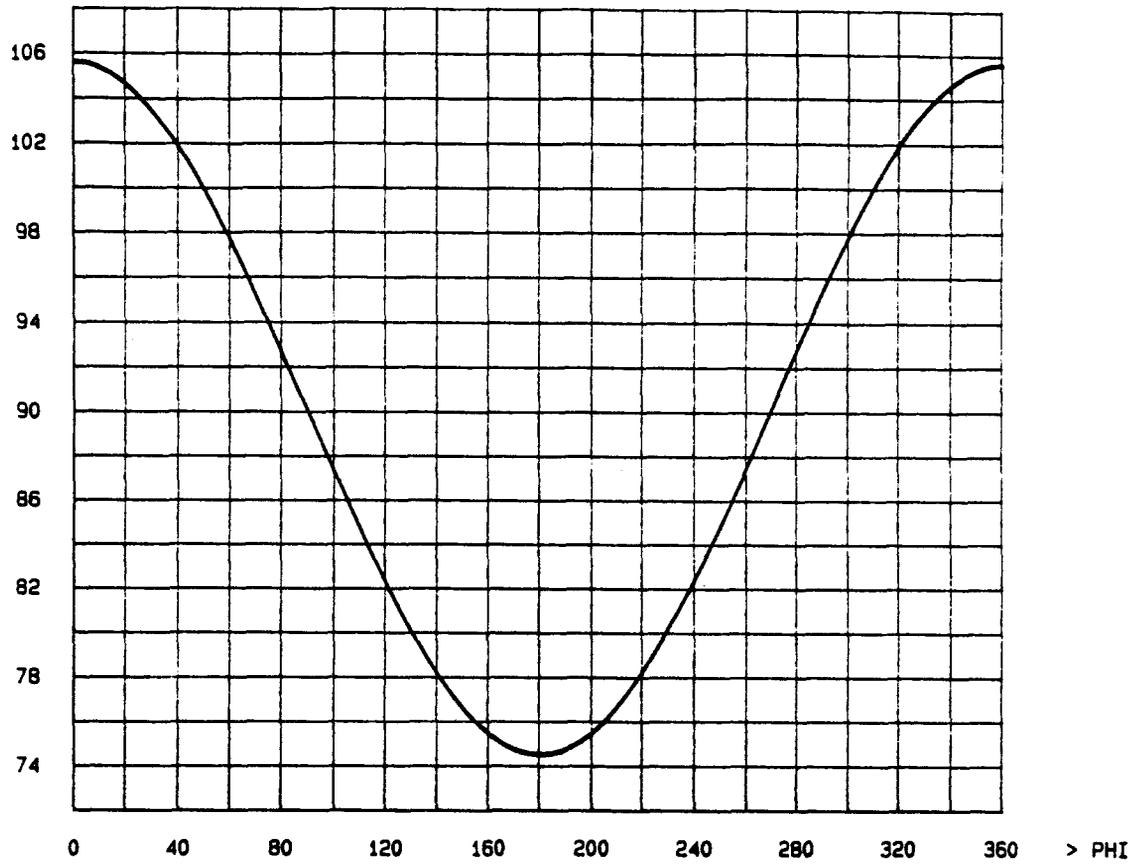
III.4.2. Le montage redresseur auxiliaire

Il est constitué de 6 thyristors du type SKT 16/120 (16 A, 1200 V).
La commande est assurée par un dispositif numérique.

III.4.3. L'alimentation du montage complet

Afin de pouvoir effectuer les essais sous tension réduite, le montage est alimenté par l'intermédiaire d'un autotransformateur. Pour diminuer l'effet des inductances de fuites importantes de l'autotransformateur on a placé entre chaque paire de phases des condensateurs, on dispose alors d'une source de tension triphasée de meilleure qualité.

PSI

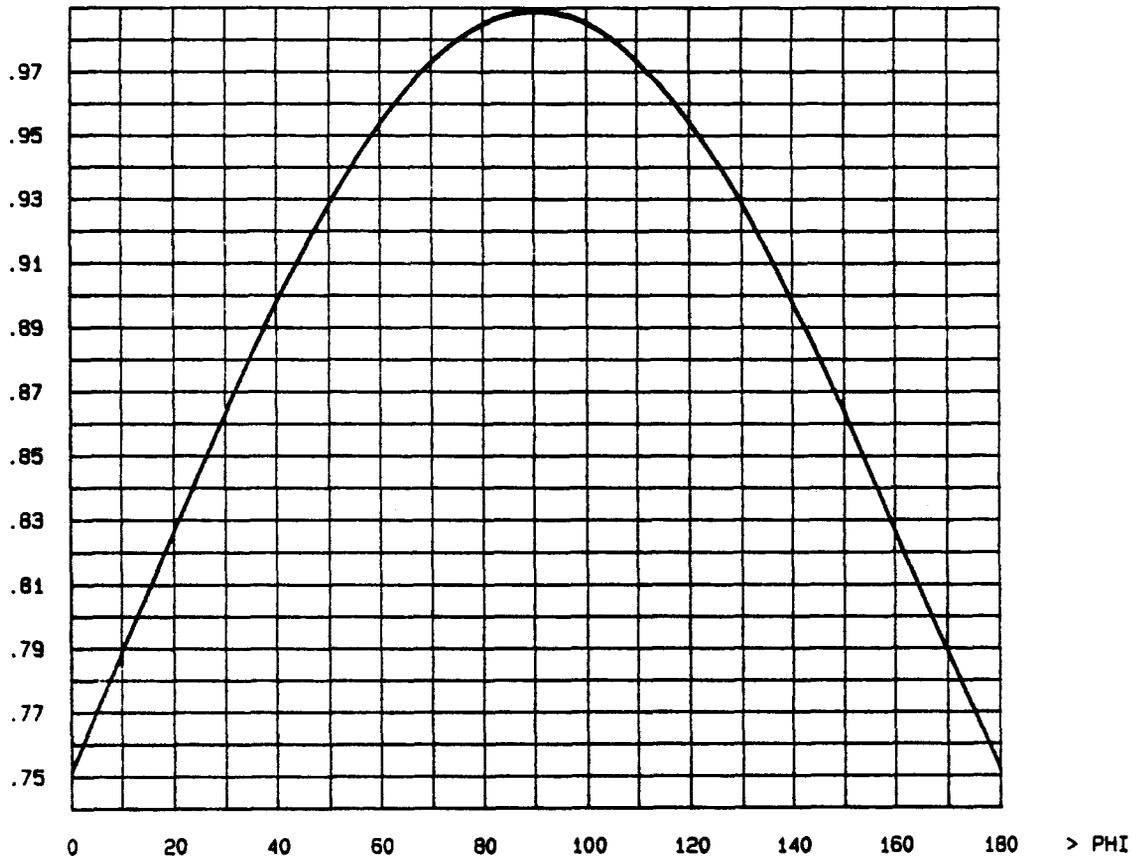


a)

Caractéristique de réglage $\Psi = f(\phi)$

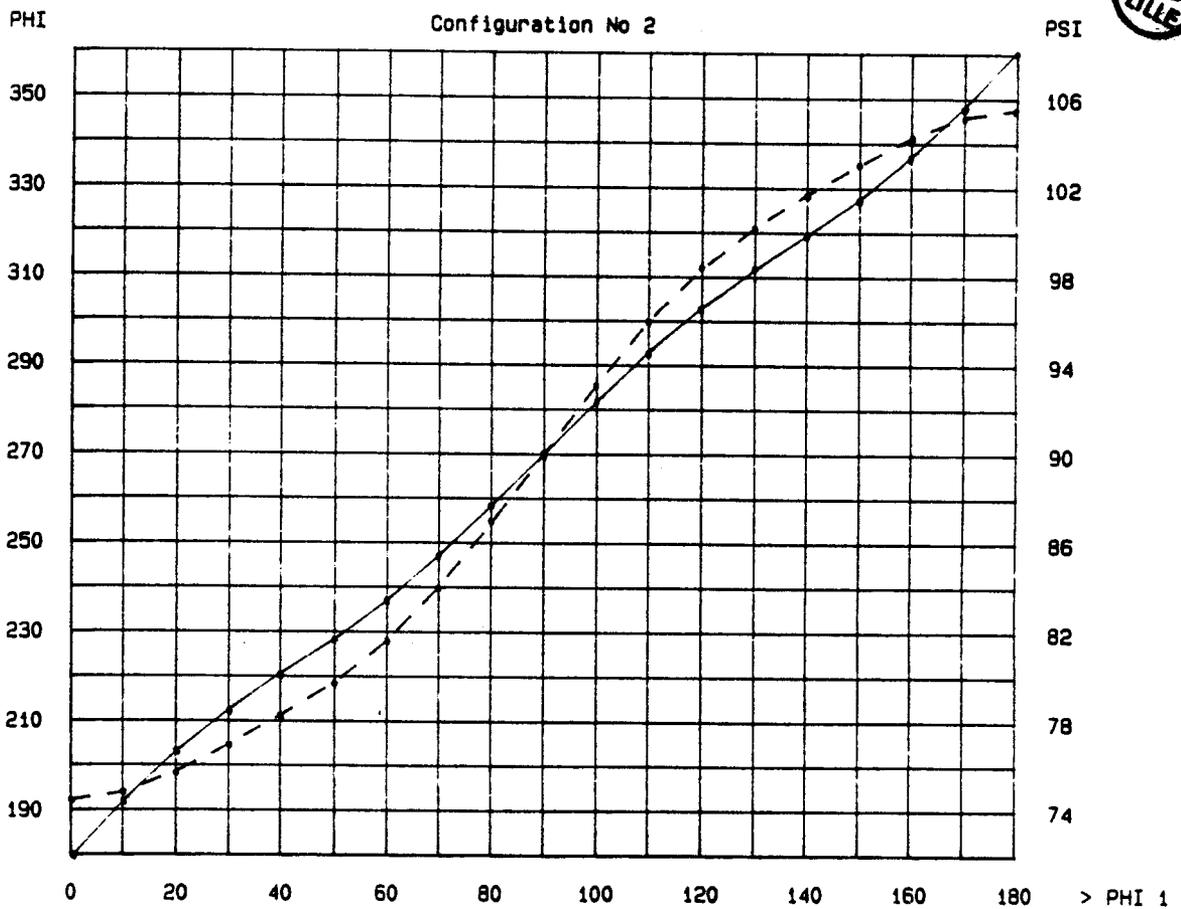
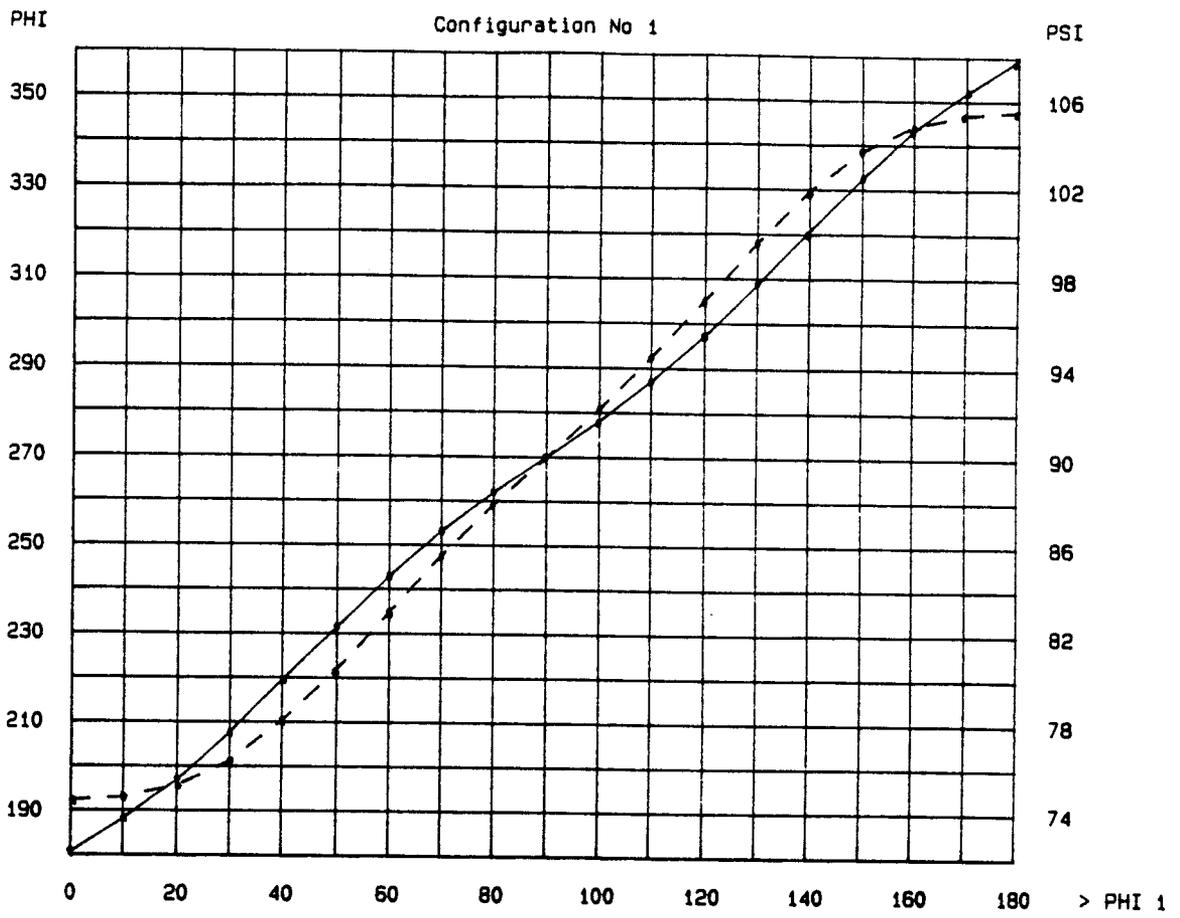


I_{reac}/J



b)

Pl.III.1. Puissance réactive de l'injecteur

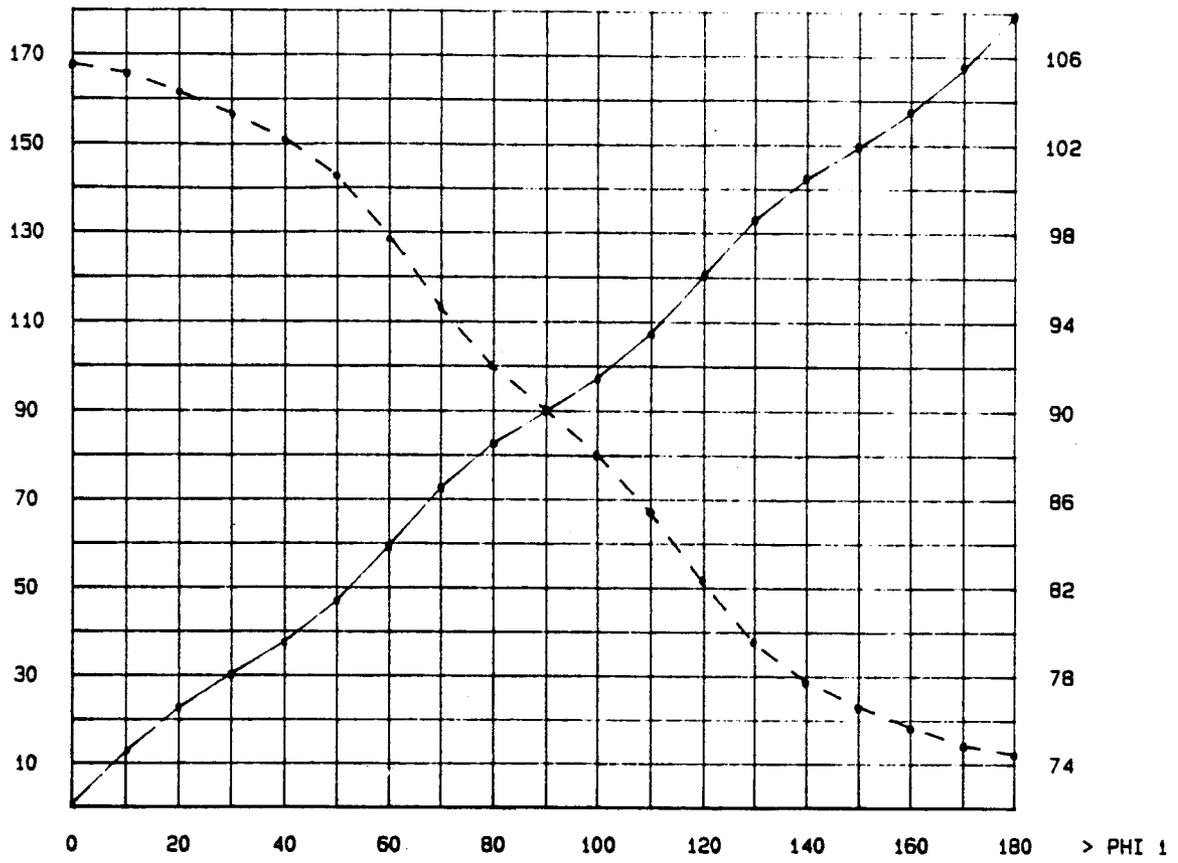


Pl.III.2. Caractéristiques de réglage. Loi en I_5 nul $\phi(-) \Psi(- -)$

PHI

Configuration No 3

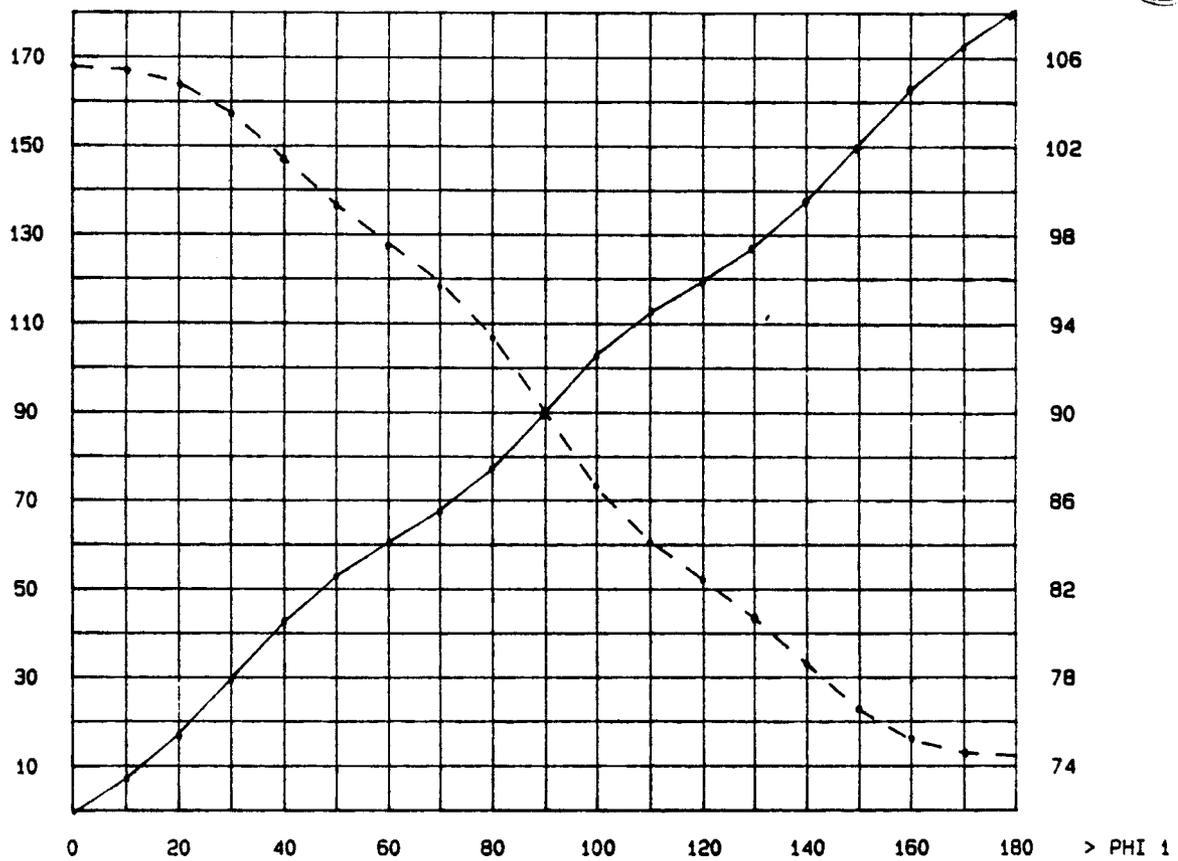
PSI



PHI

Configuration No 4

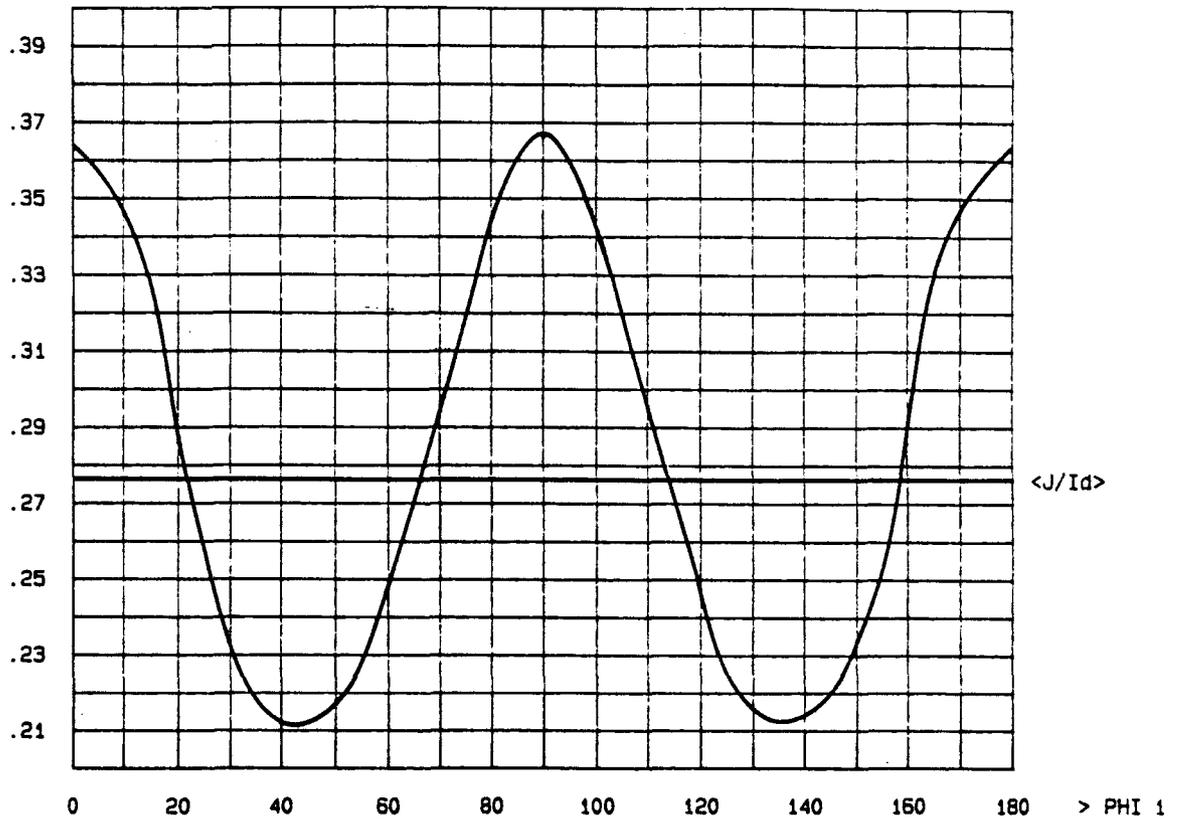
PSI



Pl.III.3. Caractéristiques de réglage. Loi en I_5 nul $\phi(-)\Psi(- -)$

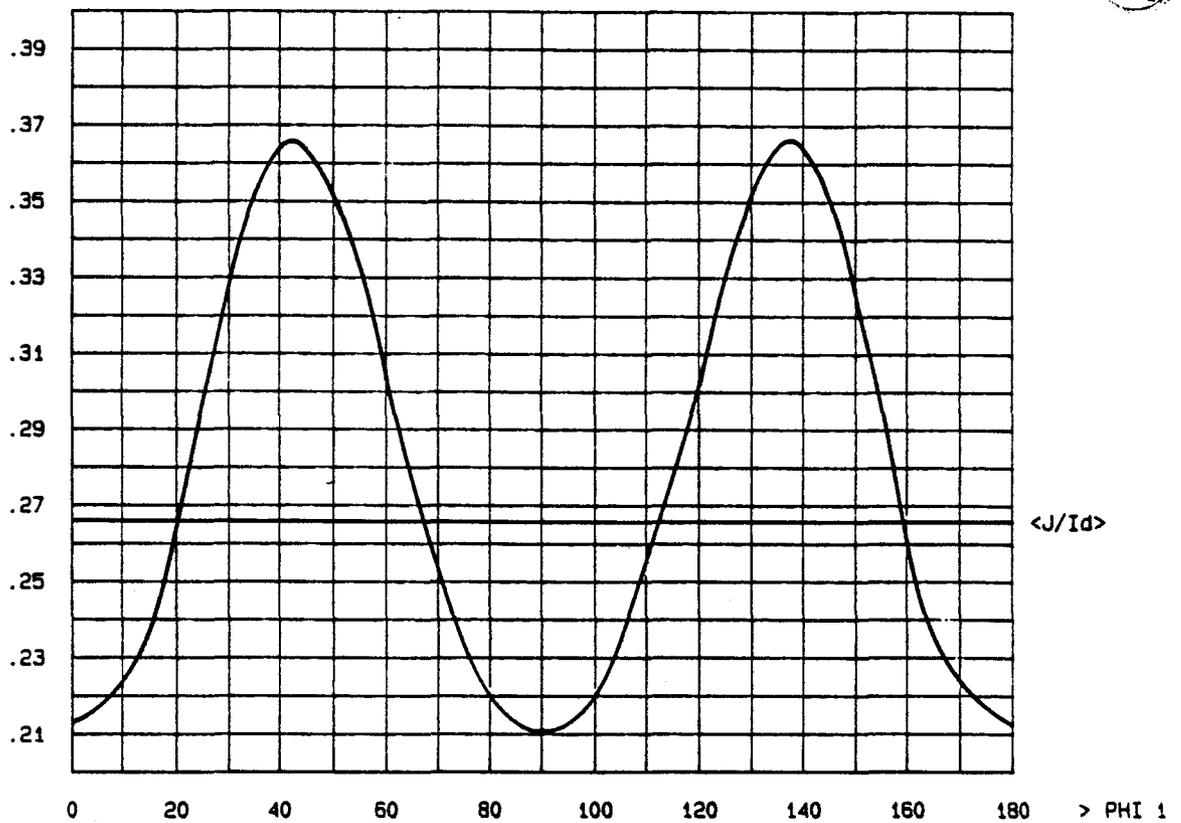
J/Id

Configuration No 1



J/Id

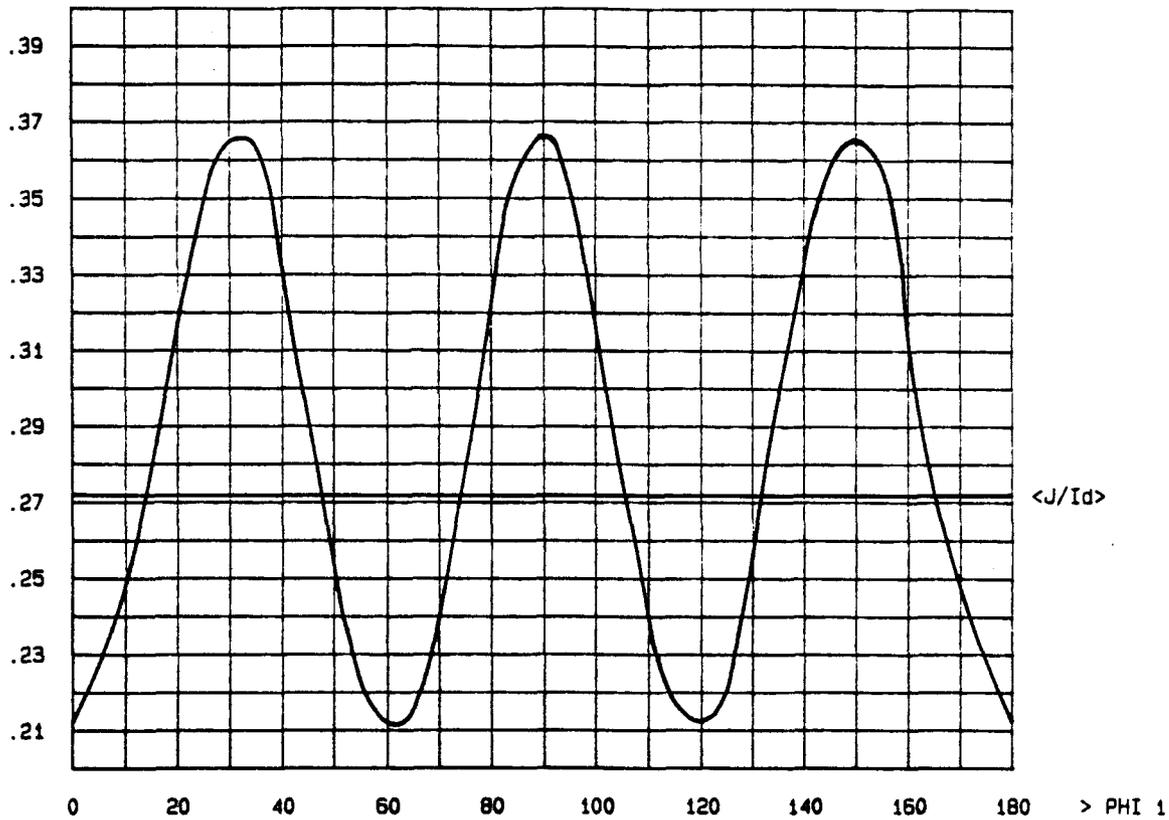
Configuration No 2



Pl.III.4. Caractéristiques de réglage de J. Loi en I_5 nul

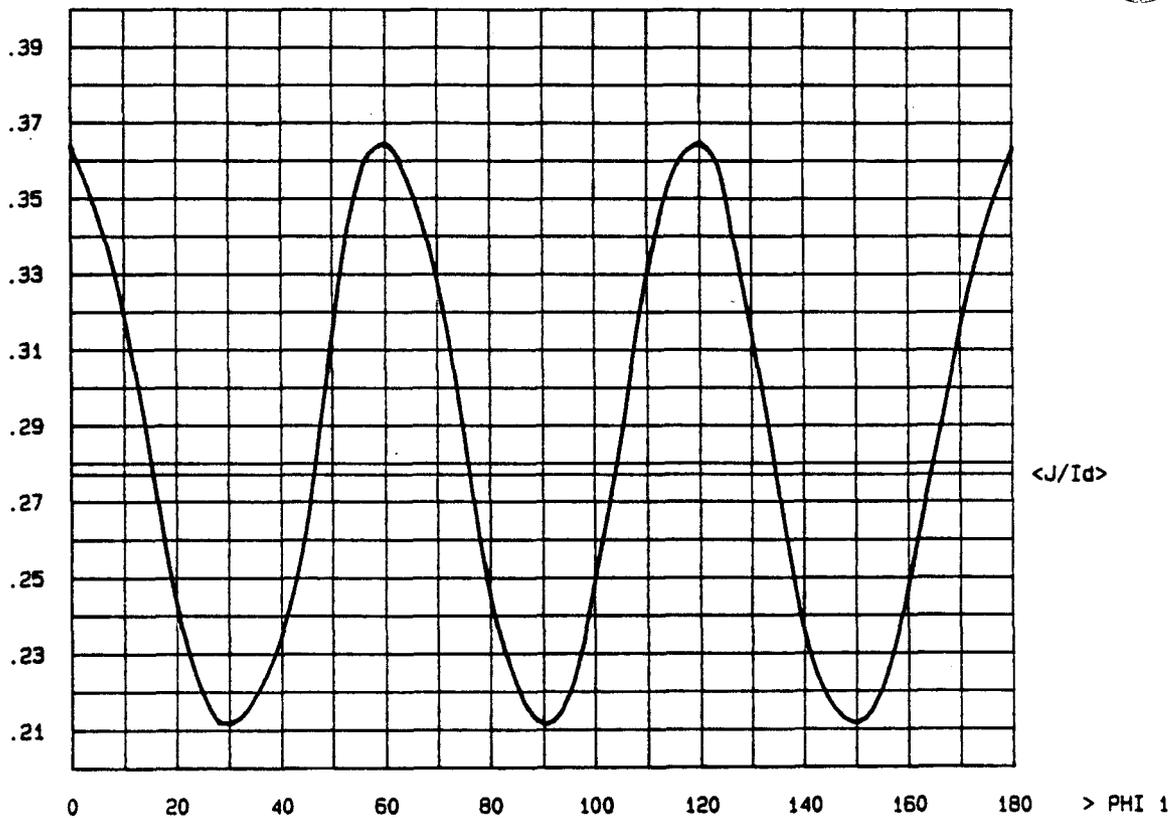
J/Id

Configuration No 3



J/Id

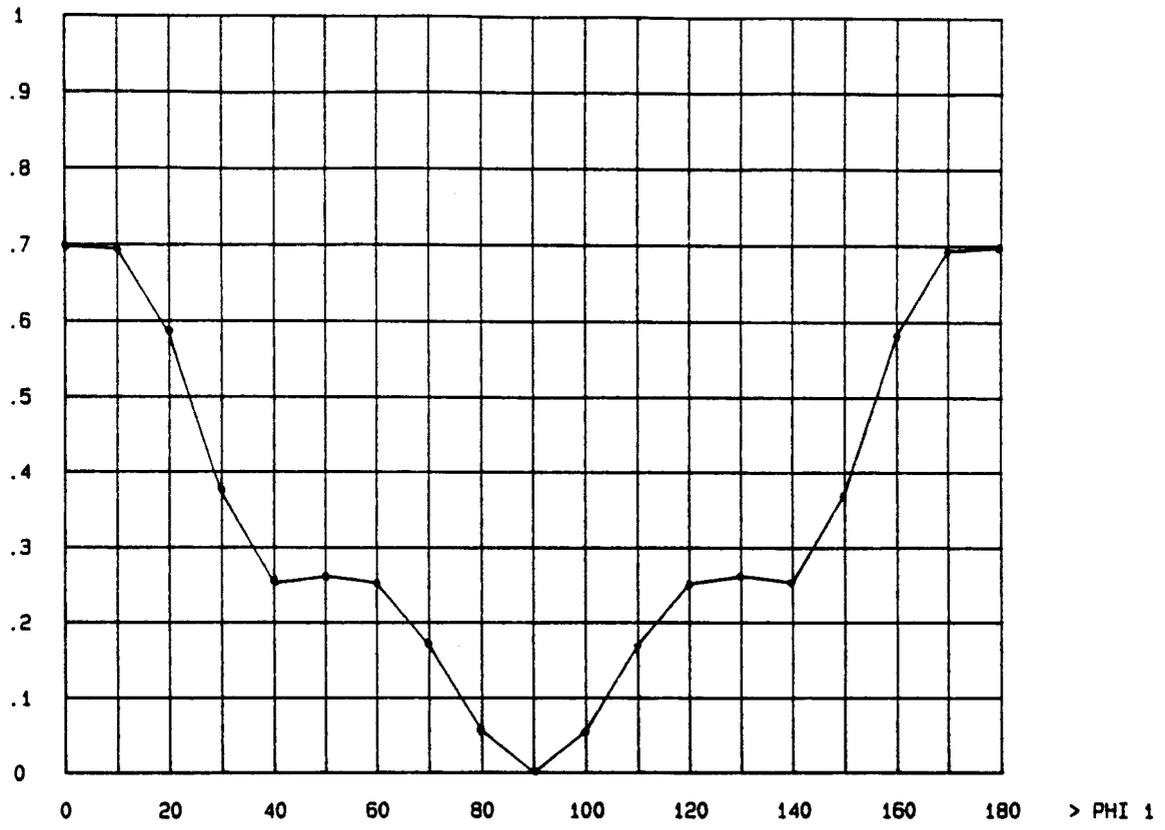
Configuration No 4



Pl.III.5. Caractéristiques de réglage de J. Loi en I₅ nul

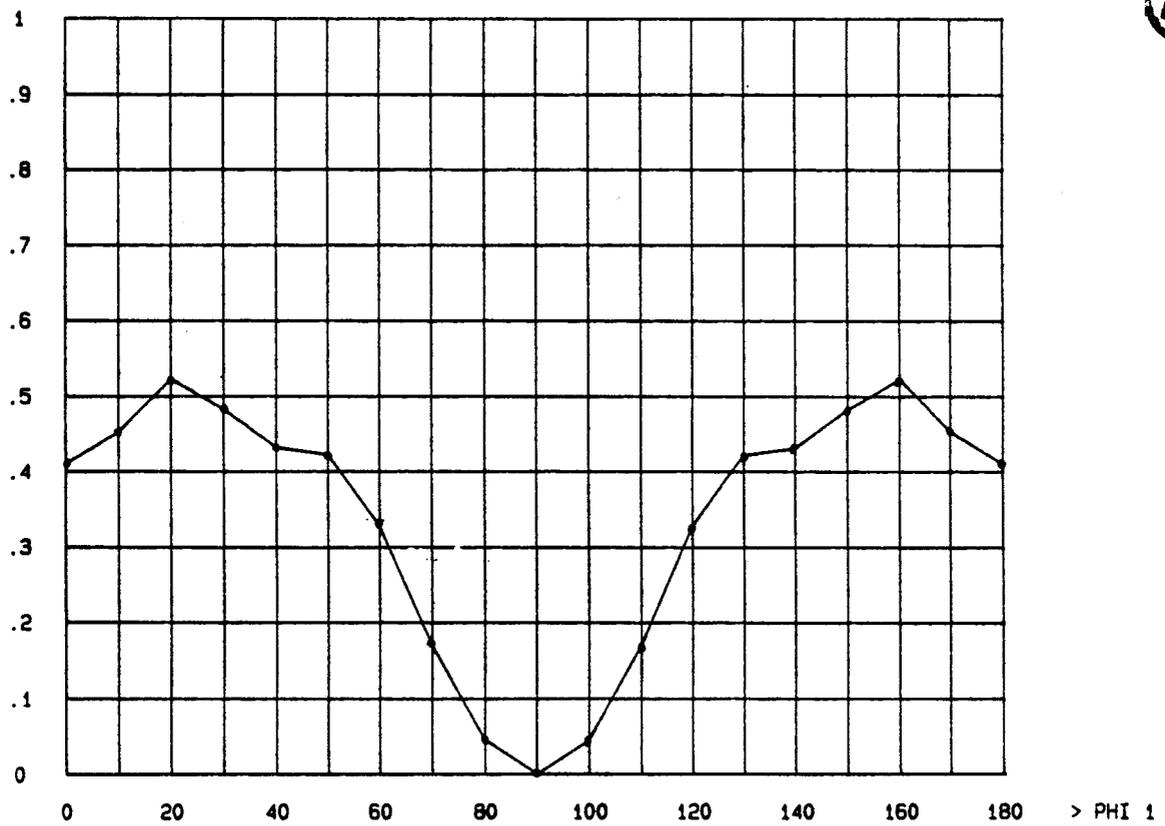
I7r/I7

Configuration No 1



I7r/I7

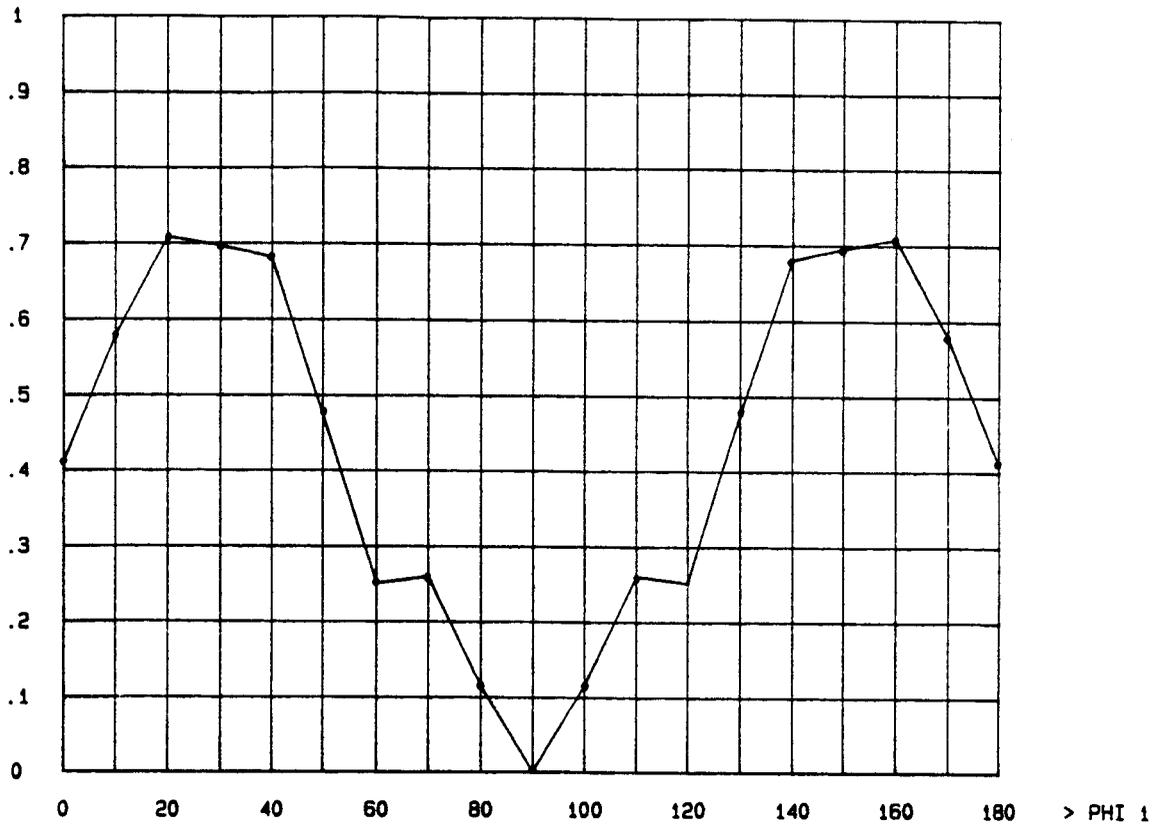
Configuration No 2



Pl.III.6. Atténuation de l'harmonique 7. Loi en I_5 nul

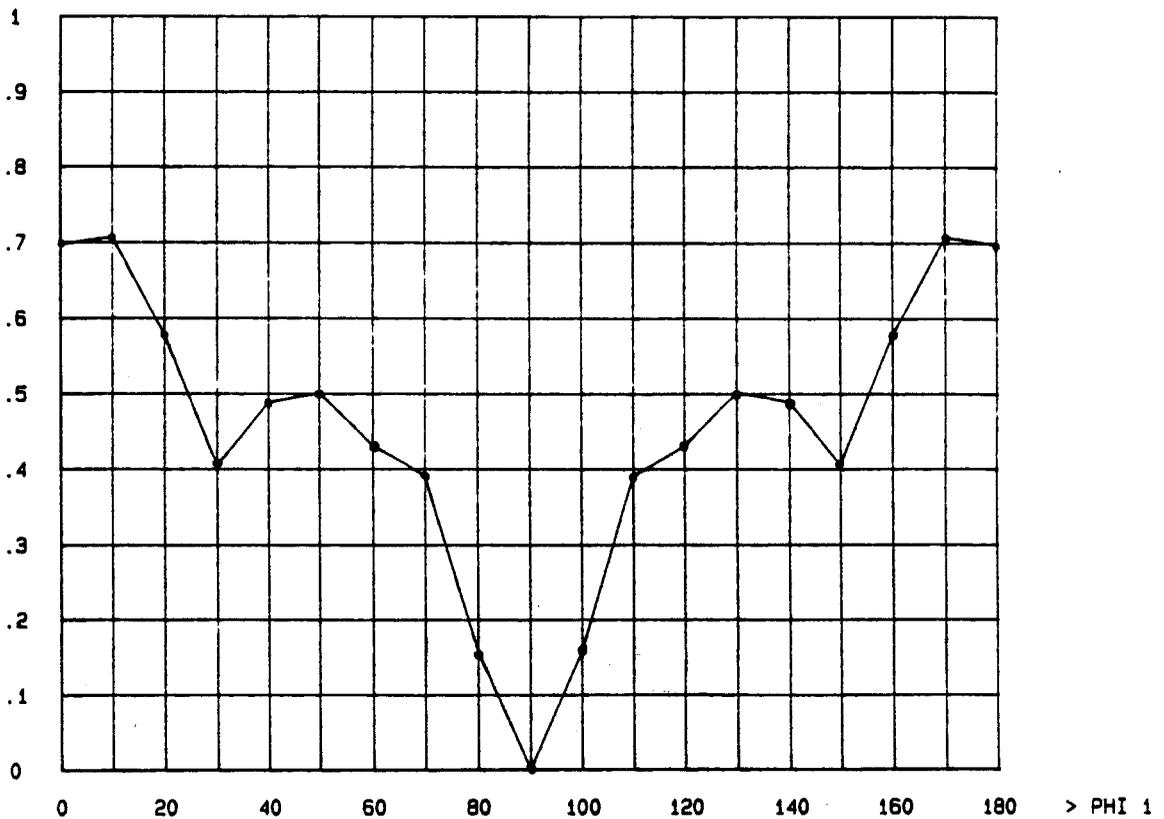
I7r/I7

Configuration No 3



I7r/I7

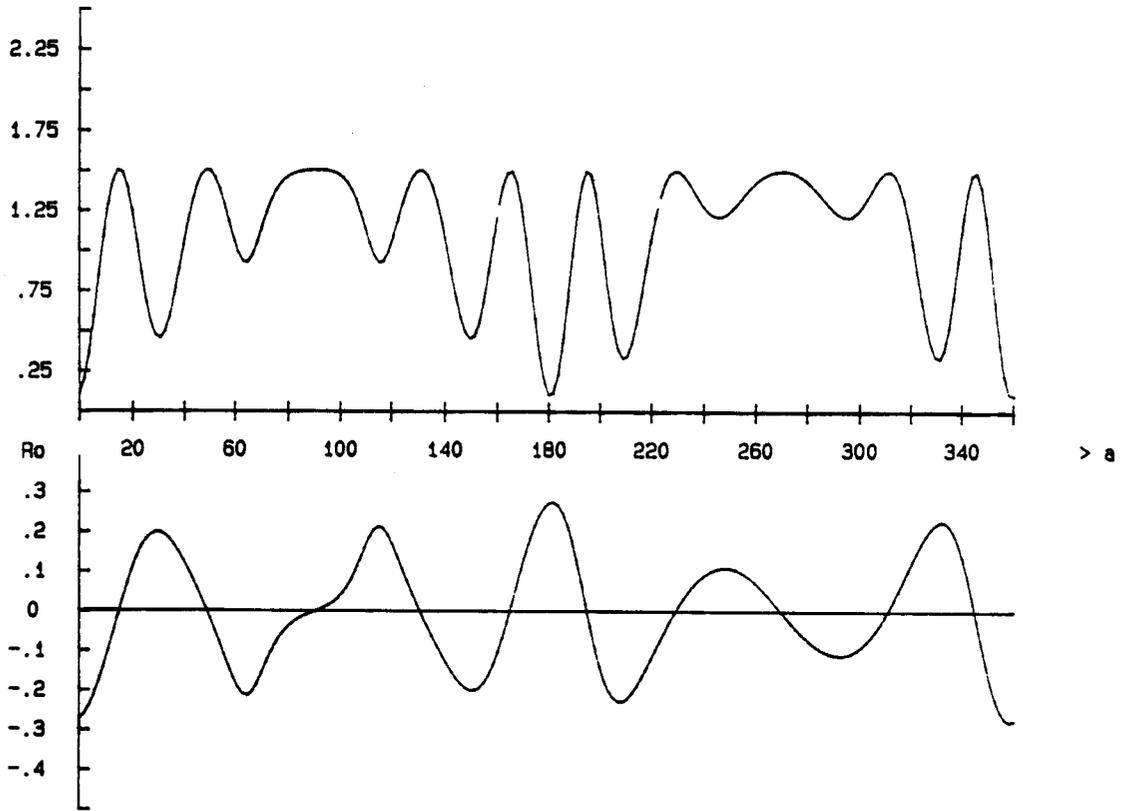
Configuration No 4



Pl.III.7. Atténuation de l'harmonique 7. Loi en I_5 nul

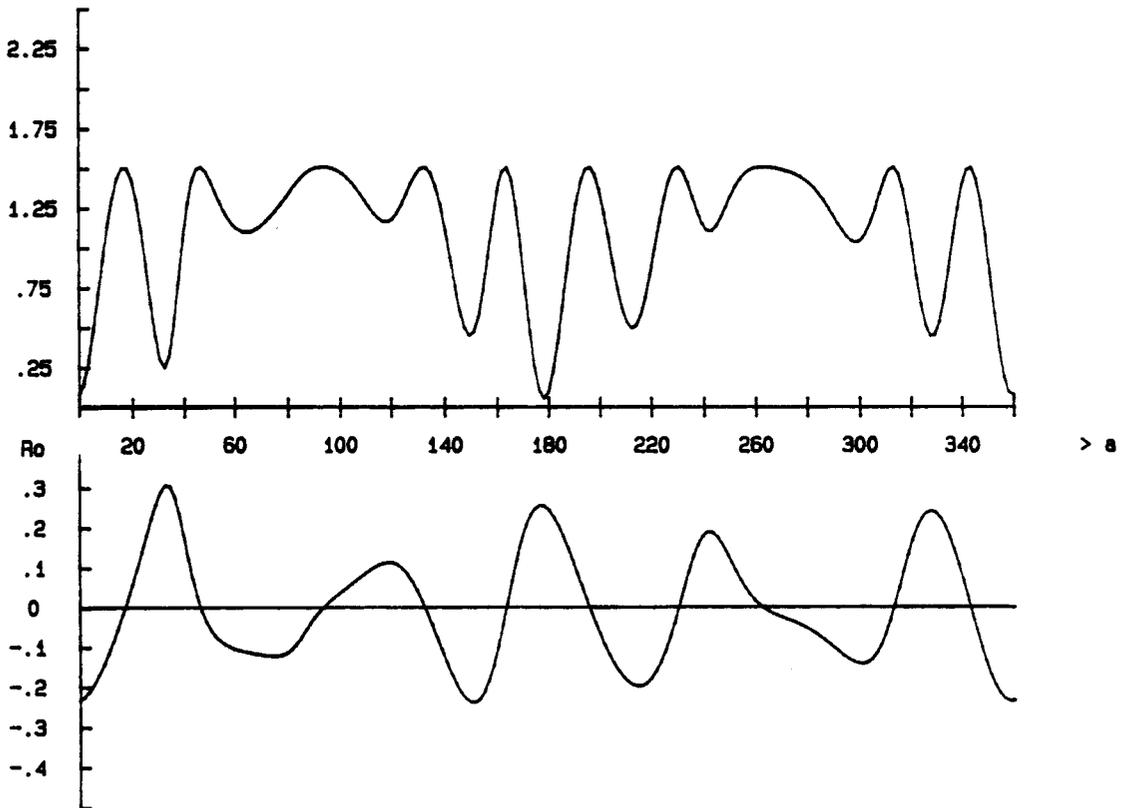
Tau 1

PHI1=0 Configurations No 1 et 4



Tau 1

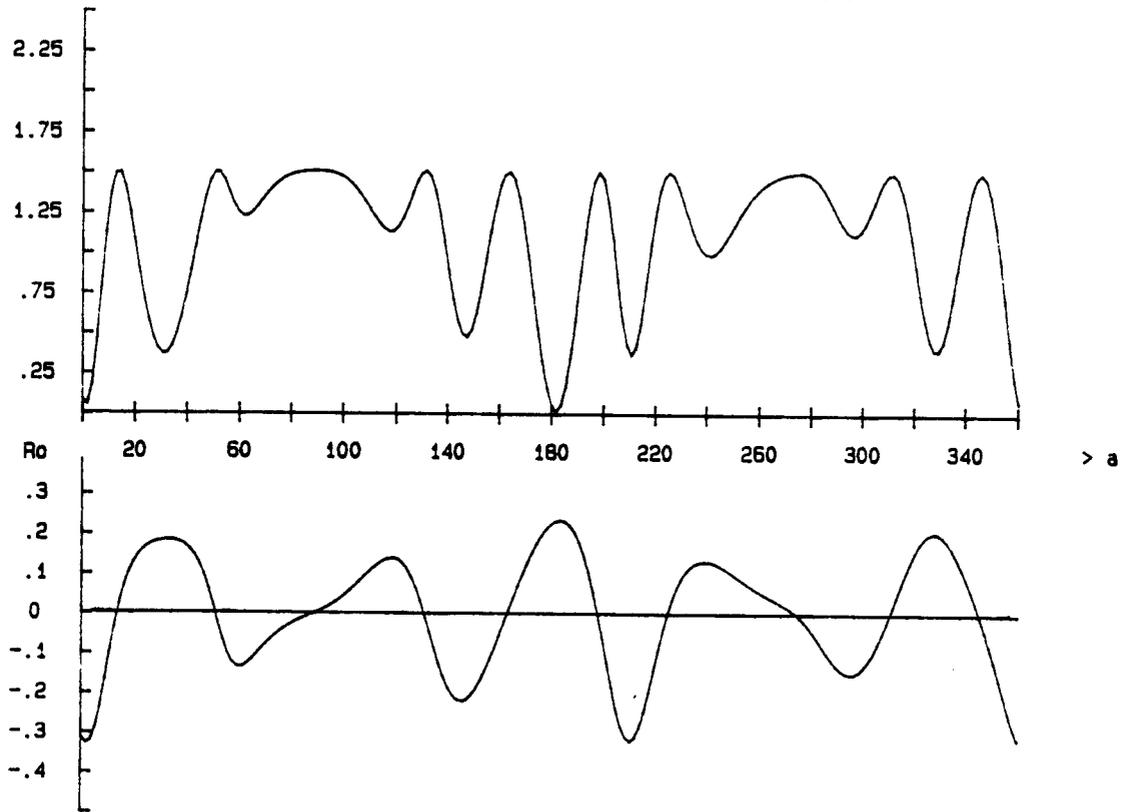
PHI1=30 Configurations No 1 et 4



Pl.III.8. Taux partiel d'harmoniques réduit et réglage de J.
Loi en $I_5^2 + I_7^2$ minimum

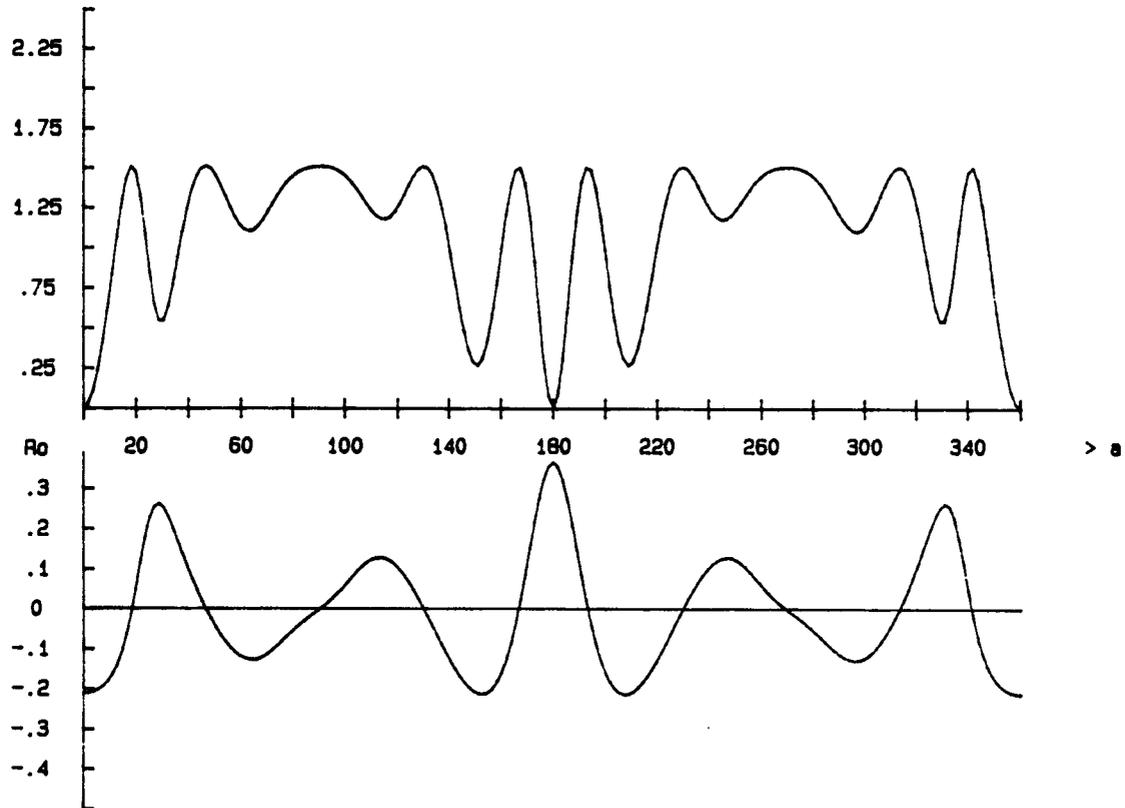
Tau 1

PHI1=60 Configurations No 1 et 4



Tau 1

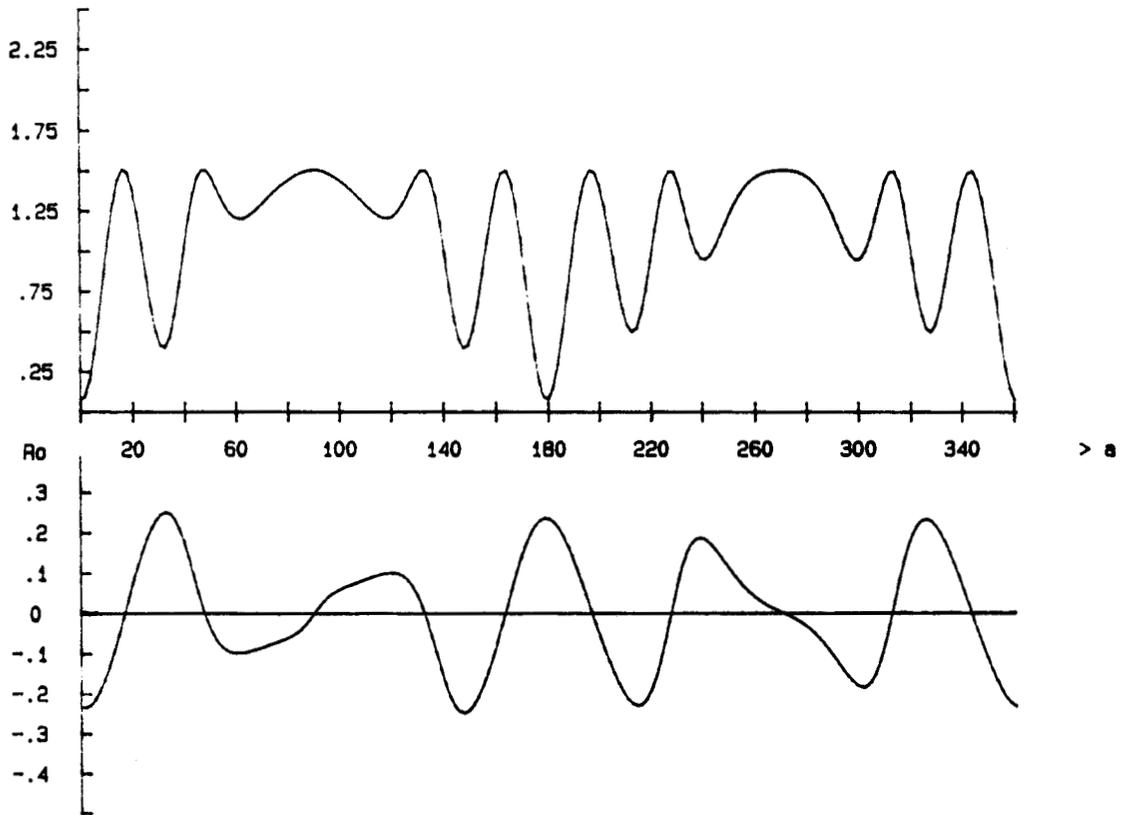
PHI1=90 Configurations No 1 et 4



Pl.III.9. Taux partiel d'harmoniques réduit et réglage de J.
Loi en $I_5^2 + I_7^2$ minimum

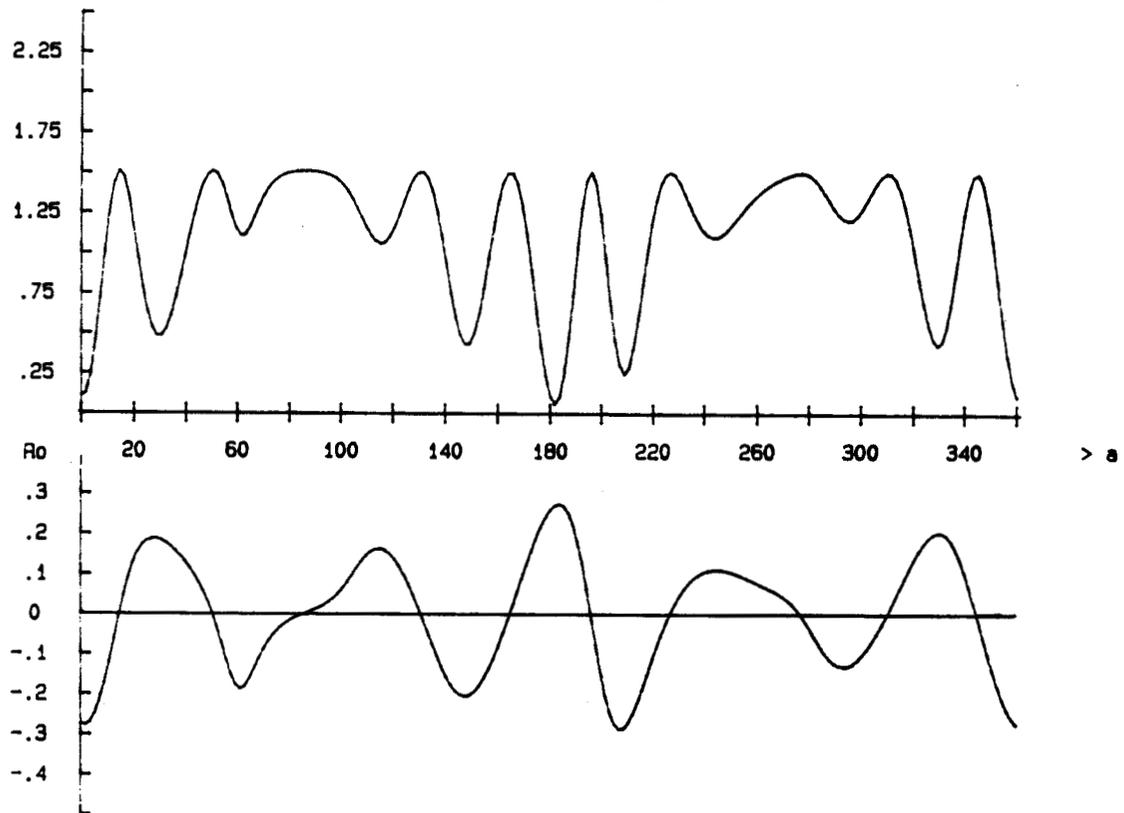
Tau 1

PHI1=0 Configurations No 2 et 3



Tau 1

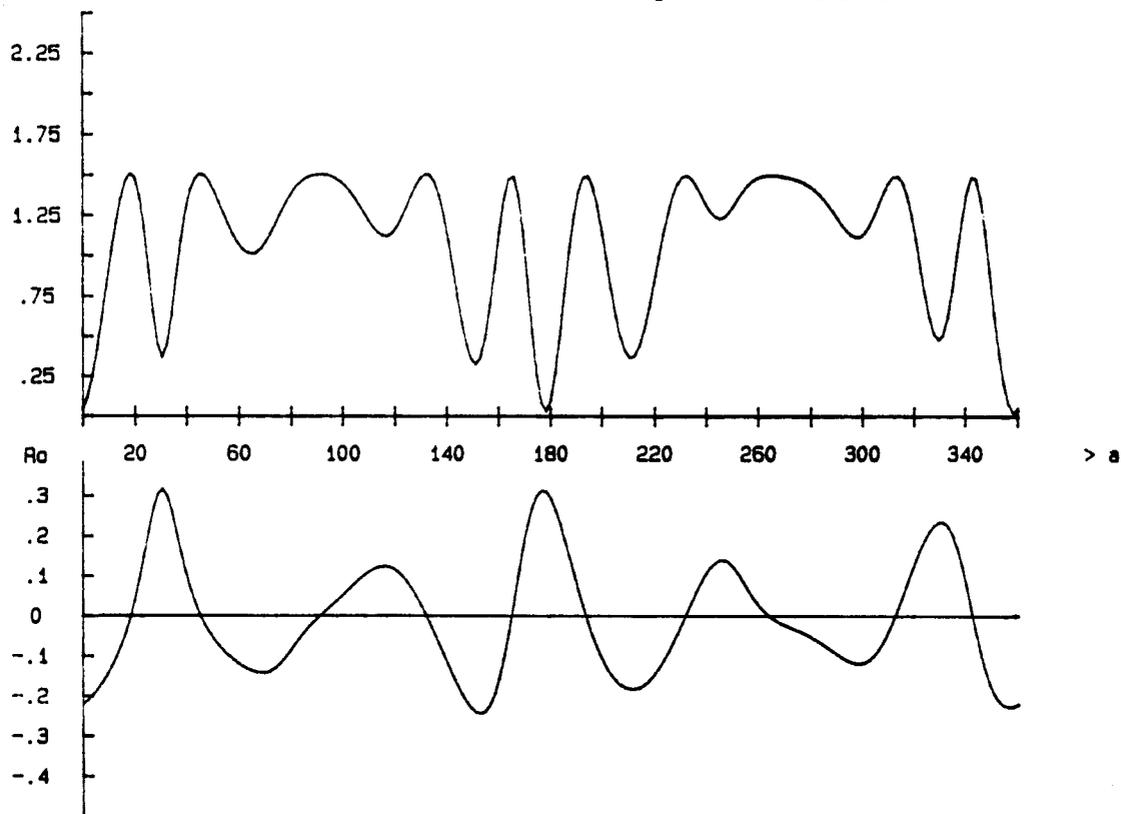
PHI1=30 Configurations No 2 et 3



Pl.III.10. Taux partiel d'harmoniques réduit et réglage de J.
Loi en $I_5^2 + I_7^2$ minimum

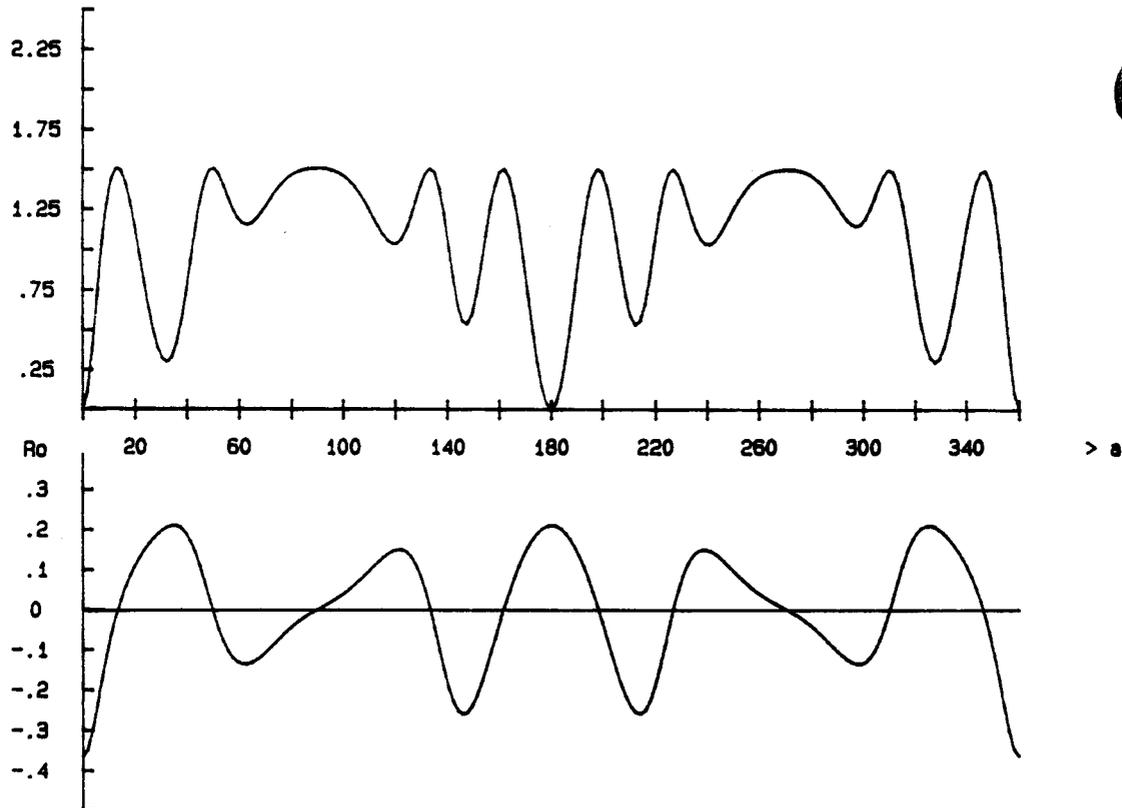
Tau 1

PHI1=60 Configurations No 2 et 3



Tau 1

PHI1=90 Configurations No 2 et 3



Pl.III.11. Taux partiel d'harmoniques réduit et réglage de J.

Loi en $I_5^2 + I_7^2$ minimum

. Caractéristique de tension

La forme d'onde de la tension v_{K^A} varie en fonction de ϕ , aussi l'avons nous représentée pour deux K^A valeurs de ϕ ($\phi = 0^\circ$ fig. 3.4) ($\phi = 45^\circ$ fig.3.5)

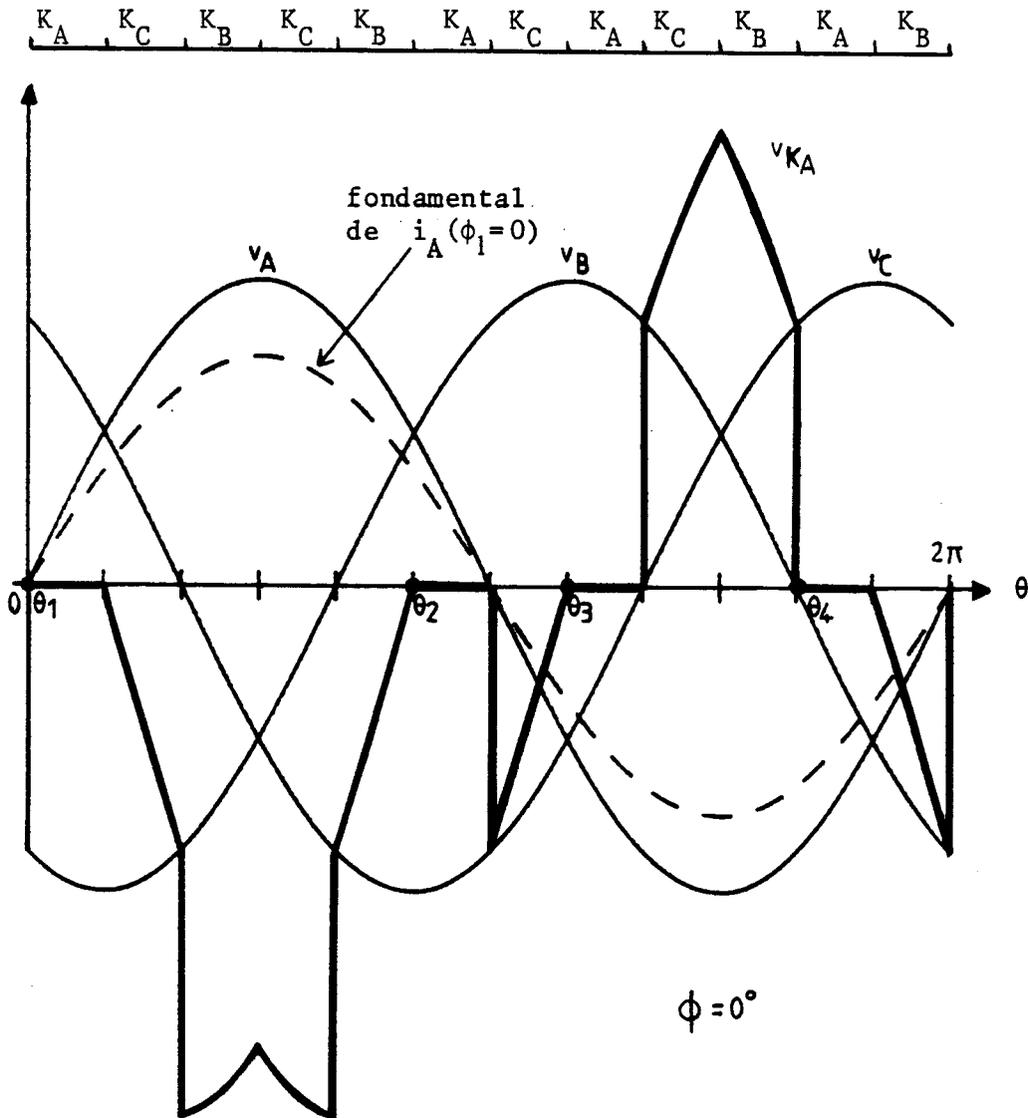


Fig.3.4

On constate déjà sur la figure 3.4 que la tension apparaissant aux bornes de K_A peut prendre des valeurs positives et négatives. La commutation C_1 en $\theta_1=0$ se déroule sous une tension $v_{K^A} < 0$. La phase A n'a pas tendance à laisser circuler un courant $j_A < 0$: si on n'agit pas sur l'interrupteur K_B précédemment conducteur, le simple fait de commander K_A ne le rendra pas conducteur.

Dans ce cas la fermeture de K_A n'est réalisable que si on peut commander

l'ouverture de K_B . Transitoirement on met la source de courant continu en circuit "ouvert" et c'est la surtension qu'elle provoque qui rend la tension v_{K_A} positive et permet ainsi l'amorçage de K_A . L'interrupteur qu'on utilisera devra donc être commandable à l'ouverture.

La commutation C_4 en θ_4 se déroule elle par contre sous une tension de commutation positive, elle pourrait donc être réalisée sans commander le blocage de K_B précédemment conducteur.

On montre ici que le même interrupteur peut commuter de deux manières différentes au cours d'une période pour une valeur de ϕ donnée. Nous allons montrer que pour deux valeurs de ϕ différentes une commutation donnée peut changer de nature.

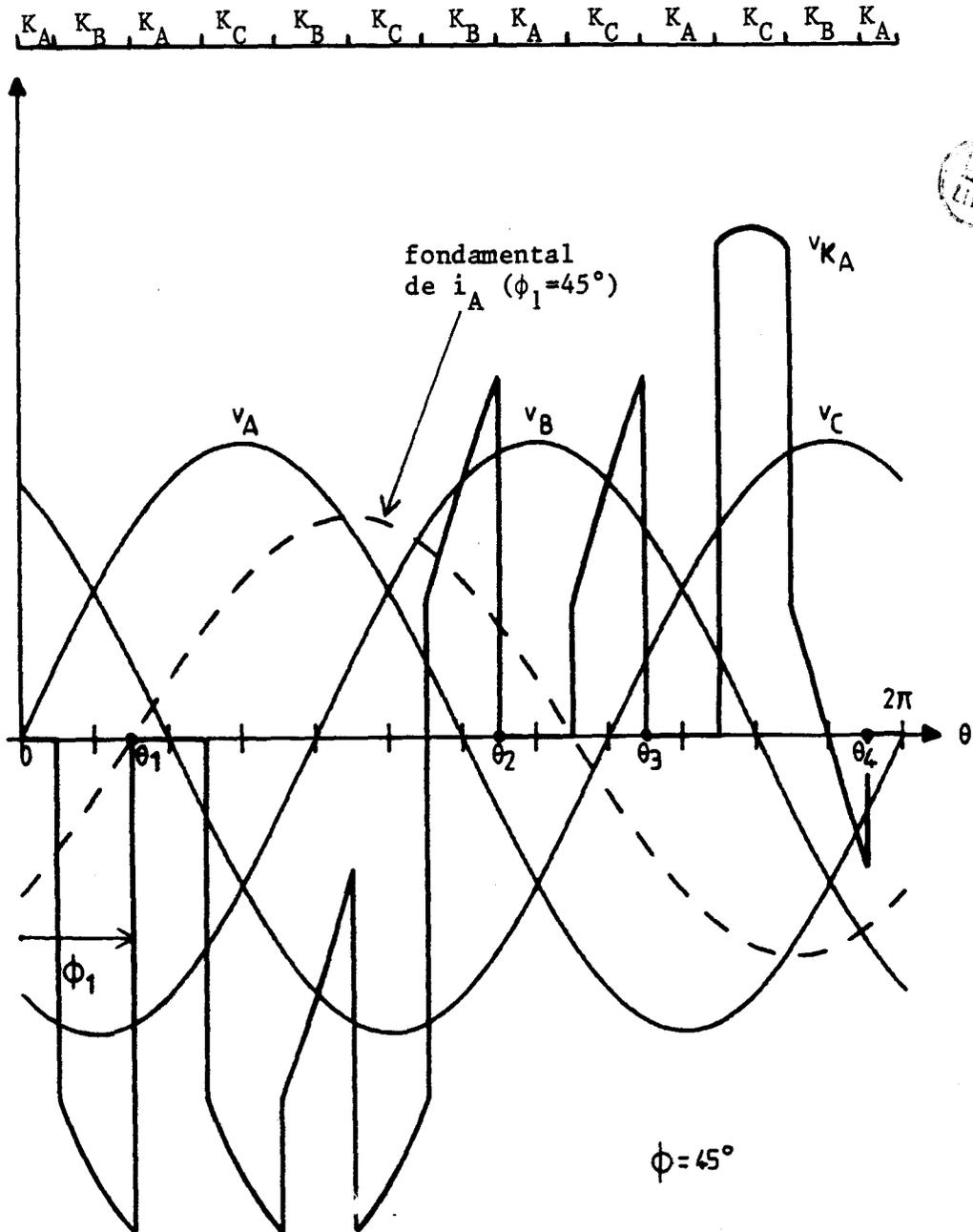


Fig.3.5

Il suffit d'observer la commutation C_4 en θ_4 sur la figure 3.5, elle a lieu sous une tension de commutation négative alors qu'elle se déroulait sous une tension positive pour $\phi = 0^\circ$.

Cette étude des différentes commutations démontre qu'il est nécessaire que l'interrupteur soit commandable à la fermeture comme à l'ouverture, bien que dans certains cas la commande au blocage soit superflue.

On peut donc résumer les caractéristiques de l'interrupteur à utiliser ainsi :

- . Unidirectionnel
- . Tenue en tension directe et inverse
- . Commandable à la fermeture et à l'ouverture
- . Fonctionnement en basse fréquence

Le circuit de blocage nécessaire à l'extinction du thyristor nous a semblé être un handicap pour le fonctionnement de l'injecteur. On a donc renoncé à l'utilisation du thyristor. L'interrupteur est constitué de la mise en série d'un transistor et d'une diode. Le transistor confère à l'interrupteur les propriétés de commande et la diode celle de tenue en tension. La figure 3.6 montre la structure globale de l'injecteur.

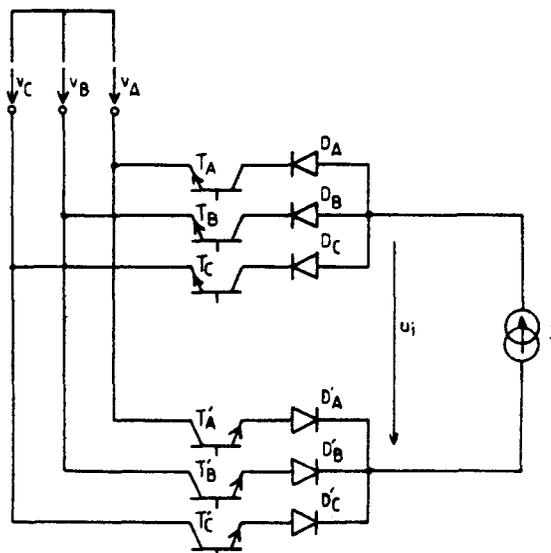


Fig.3.6

I.2. Valeur moyenne de u_i

Pour étudier le comportement de l'ensemble injecteur-source de courant il est nécessaire de connaître la valeur moyenne U_i de la tension u_i . Les figures 3.7 et 3.8 montrent la forme de la tension u_i pour deux valeurs de ϕ . Nous pouvons déterminer la valeur moyenne U_i par la méthode d'identification des puissances.

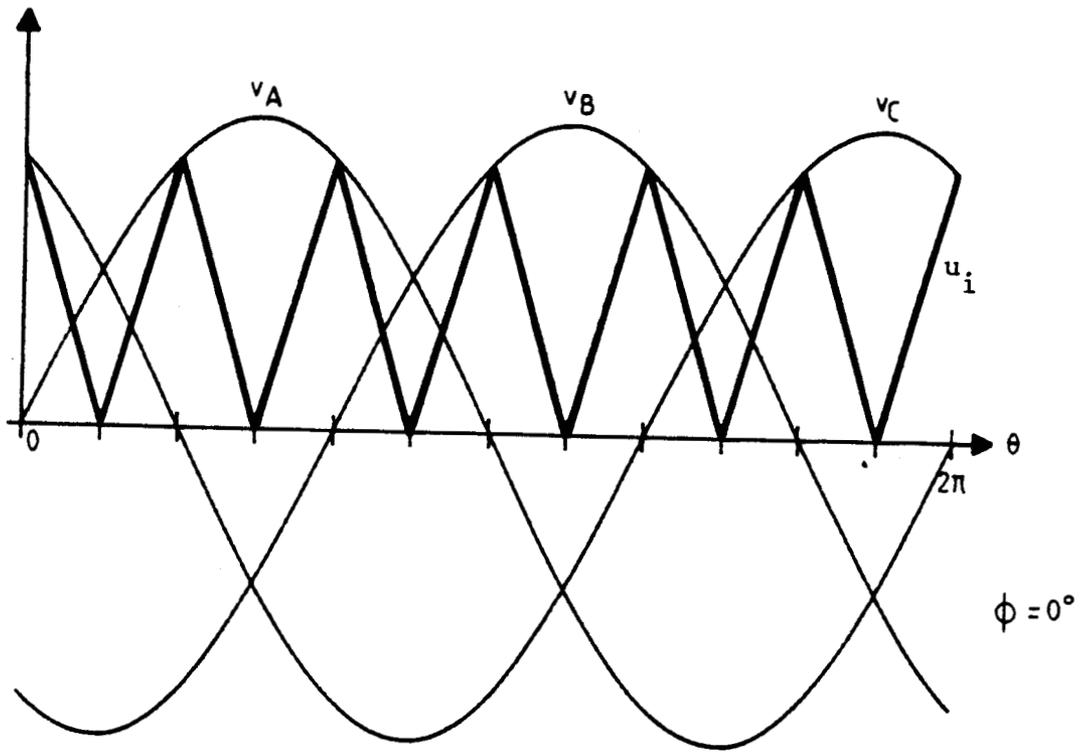


Fig.3.7

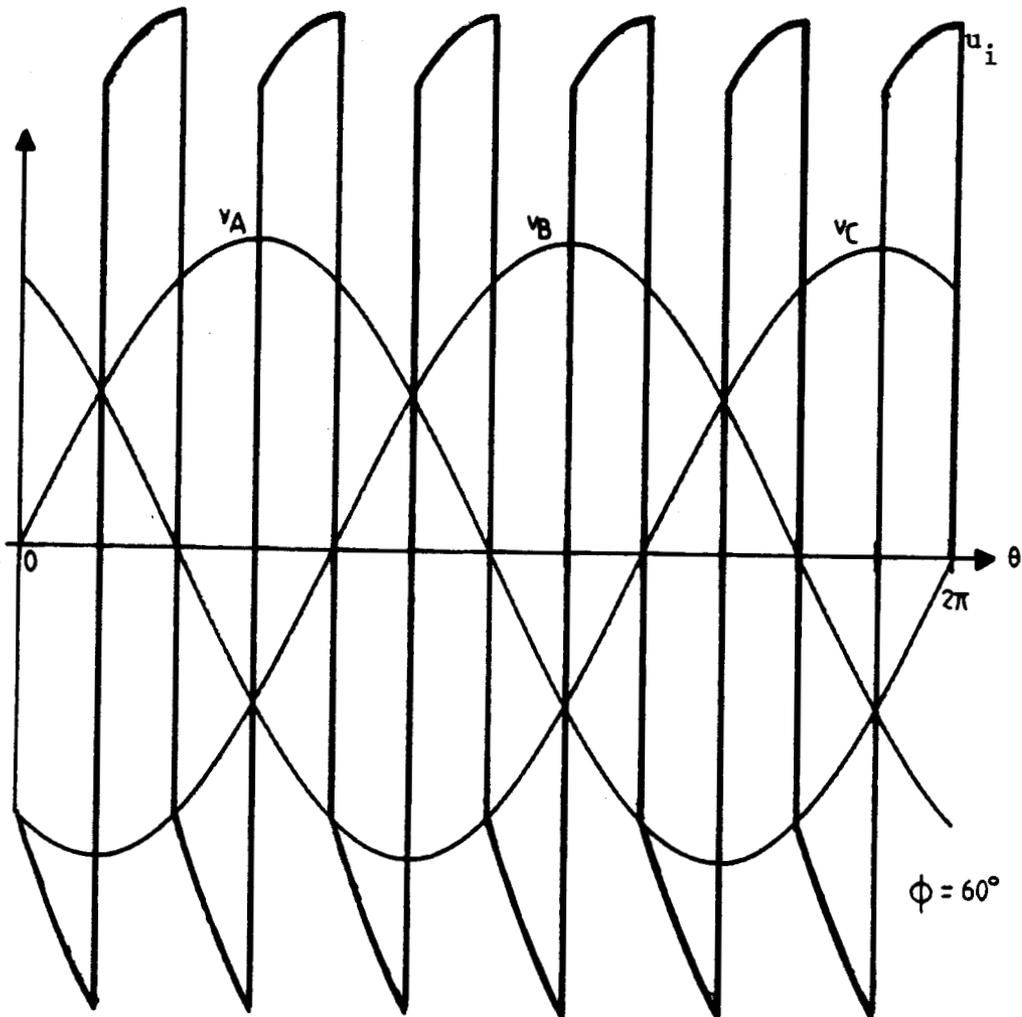


Fig.3.8

Pour déterminer la valeur moyenne de u_i il est en effet plus intéressant d'utiliser la méthode des puissances qu'une intégration.

Puisque nous connaissons la valeur efficace du fondamental J_1 la puissance active du côté triphasé est :

$P = 3 V J_1 \cos \phi$ (V et J_1 valeurs efficaces des tensions simples du réseau et du fondamental des courants j de l'injecteur)

dans notre cas $J_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} J \left| \left(1 - 2 \cos \frac{\pi}{6} + \cos \frac{\pi}{3} \right) \right|$

soit $J_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} (2 - \sqrt{3}) J$

$$P = 3 \frac{\sqrt{6}}{\pi} (2 - \sqrt{3}) V J \cos \phi \quad (3.1)$$

Du côté continu la puissance active s'écrit

$$P = U_i J \quad (3.2)$$

En identifiant les expressions 3.1 et 3.2 (ce qui revient à négliger les diverses pertes dans l'injecteur) il vient

$$U_i = 3 \frac{\sqrt{6}}{\pi} V (2 - \sqrt{3}) \cos \phi \quad (3.3)$$

Nous avons mentionné la nécessité d'avoir une source de courant réversible, ceci est en effet montré par la relation 3.3 : puisque $\phi = \phi_1$, lorsque le montage principal travaille à $\phi_1 > \frac{\pi}{2}$ alors U_i est négative.

I.3. La source de courant - Loi de commande

La figure 3.9 représente l'ensemble du système correcteur. La réversibilité de la source de courant J nous conduit à utiliser une source de tension auxiliaire u_c (fig. 3.9) réversible. La façon la plus simple et la plus connue de réaliser cette source est le redressement triphasé. C'est donc un pont de Graetz triphasé à 6 thyristors que nous utiliserons comme source de tension. Une inductance de lissage sera montée en sortie du pont auxiliaire, elle jouera en fait le rôle d'élément tampon entre deux sources de tension continue, d'un côté l'injecteur, de l'autre la source de tension auxiliaire. Un transformateur, dont nous avons supposé dans un premier temps le rapport

égal à l'unité, a été inséré entre le réseau triphasé et la source de tension auxiliaire. Sa présence est indispensable, car un isolement est nécessaire à ce niveau. En effet il n'est pas impossible de voir conduire simultanément deux semi-conducteurs, appartenant l'un à l'injecteur, l'autre au redresseur, court-circuitant deux phases du réseau. On a a priori placé le transformateur du côté de la source auxiliaire, le fonctionnement de l'ensemble transformateur - PD3 étant déjà connu.

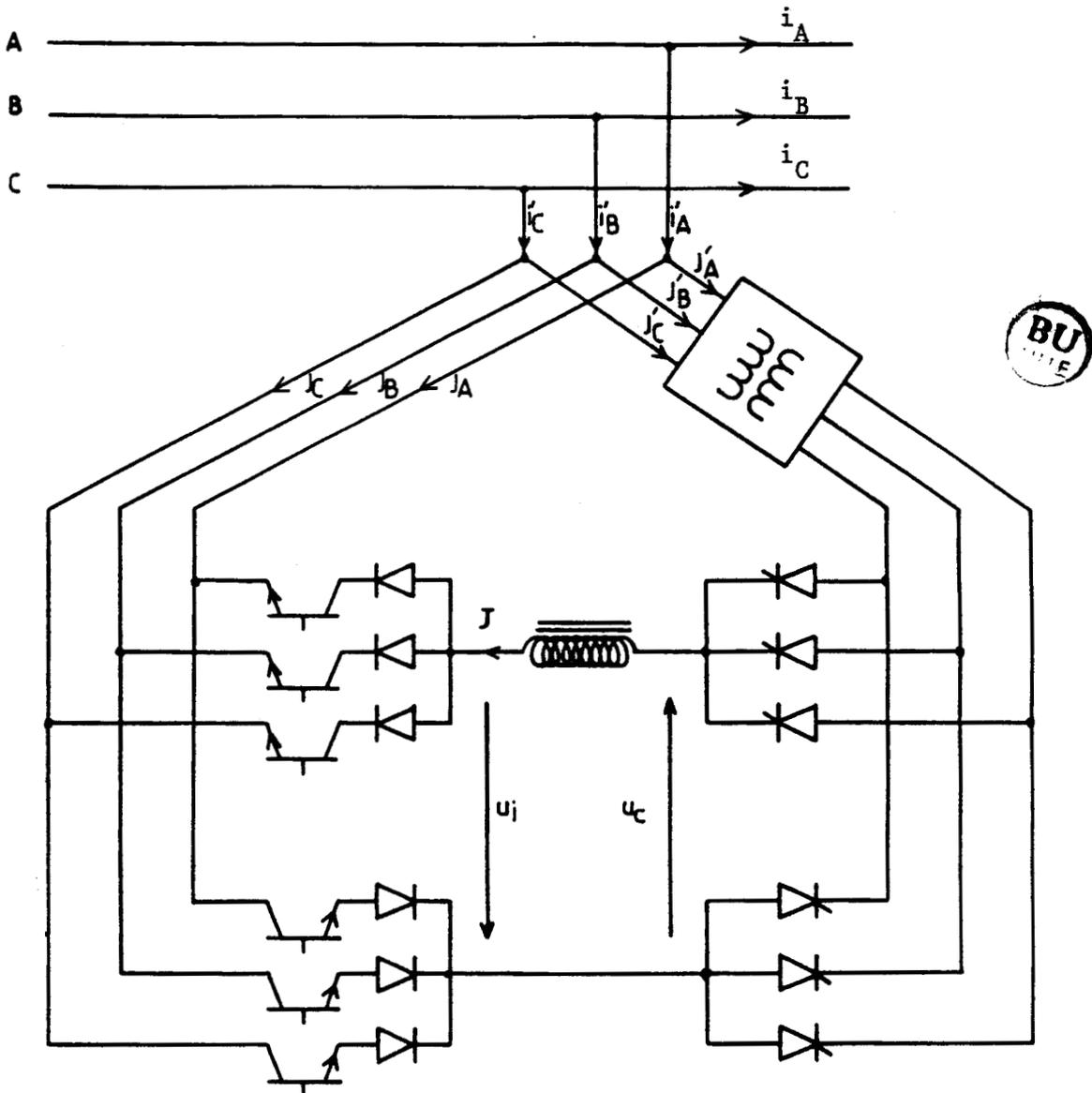


Fig.3.9

Si dans un premier temps nous avons considéré le système complet comme une source de courant alimentant une source de tension, nous sommes maintenant amenés à considérer le système comme deux sources de tension débitant l'une

dans l'autre à travers une inductance pure. La présence de l'inductance nécessite un réglage de U_c en fonction de U_i , en effet en régime permanent il est impératif d'avoir $U_c = -U_i$ afin que le courant J soit constant. Soit Ψ l'angle de retard à l'amorçage des thyristors du montage redresseur auxiliaire, la tension moyenne U_c est alors donnée par :

$$U_c = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V \cos \Psi$$

L'égalité $U_c = -U_i$ va nous permettre de déterminer la valeur de l'angle Ψ en fonction de ϕ soit la loi suivante

$$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V \cos \Psi = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V (2-\sqrt{3}) \cos \phi$$

ou encore

$$\cos \Psi = (\sqrt{3} - 2) \cos \phi$$

(3-4)

La planche III.1.a montre la caractéristique de réglage $\Psi = f(\phi)$ pour $0^\circ < \phi < 360^\circ$

I.4. Bilan des puissances

I.4.1. Puissance active

Plaçons nous au niveau du réseau triphasé et examinons le fondamental du courant absorbé par le système complet.

Ce fondamental est la somme vectorielle de celui dû à l'injecteur et de celui dû au redresseur auxiliaire.

Pour l'injecteur la valeur efficace du fondamental est donnée par

$$J_1 \sqrt{2} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} J (2-\sqrt{3})$$

Pour le redresseur auxiliaire

$$J_1' \sqrt{2} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} J$$

Les composantes actives de j_1 et j_1' sont les suivantes

$$J_{\text{lact}} \sqrt{2} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} (2-\sqrt{3}) \cos \phi$$

$$J'_{\text{lact}} \sqrt{2} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cos \psi$$

En remplaçant $\cos \psi$ par $(\sqrt{3}-2) \cos \phi$ (cf relation 3.4)

nous obtenons $J_{\text{lact}} = - J'_{\text{lact}}$

La composante active totale $I'_{\text{lact}} = J_{\text{lact}} + J'_{\text{lact}}$ vaut donc zéro.

Il n'y a donc pas d'échange de puissance active entre le réseau et le système correcteur. En effet lorsque le régime permanent est atteint, c'est à dire lorsque le courant J est stabilisé à la valeur nécessaire pour la correction des harmoniques 5 et 7, les tensions U_i et U_c sont égales en module et de signes opposés, la puissance active est fournie par l'un des convertisseurs et récupérée par l'autre.

I.4.2. Puissance réactive

La figure 3.10 représente le diagramme vectoriel du système à la pulsation fondamentale.

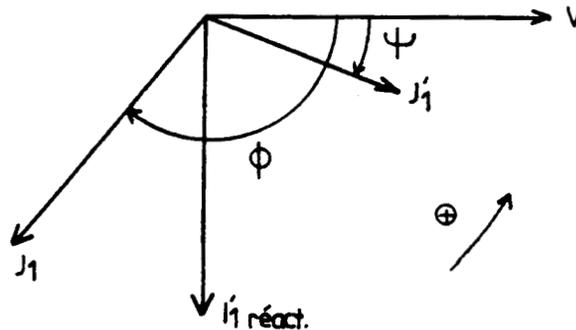


Fig.3.10

La composante réactive du fondamental des courants i'_A, i'_B, i'_C s'écrit

$$I'_{\text{lréact}} = J_1 \cos \left(\phi - \frac{\pi}{2} \right) + J'_1 \sin \psi$$

Soit
$$I'_{\text{lréact}} = J'_1 \sin \psi + J_1 \sin \phi$$

ou encore en fonction de J

$$I'_{\text{réact}} \sqrt{2} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} J [\sin \psi + (2-\sqrt{3}) \sin \phi]$$

or $(2 - \sqrt{3}) = - \frac{\cos \psi}{\cos \phi}$

donc

$$I'_{\text{réact}} \sqrt{2} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} J \frac{\sin (\psi - \phi)}{\cos \phi} \quad (3.5)$$

L'évolution de la puissance réactive en fonction de ϕ est donnée sur la planche III.1.b.

I.5. Effets du commutateur auxiliaire sur les harmoniques injectés

En utilisant un redresseur auxiliaire pour réaliser la source de courant continu, on introduit des harmoniques supplémentaires qui viennent s'ajouter à ceux créés par l'injecteur. Dans un premier temps nous allons considérer que l'angle de calage ϕ de l'injecteur est égal à ϕ_1 . A cause de la loi 3.4 l'angle ψ , et donc la phase des harmoniques dûs au commutateur auxiliaire sont imposés. Il reste à déterminer l'amplitude des harmoniques 5 et 7 du commutateur auxiliaire pour pouvoir déterminer la phase et le module des harmoniques réellement injectés.

En ce qui concerne les différents systèmes de courants nous adopterons les dénominations et conventions de la figure 3.9.

Courants du montage redresseur principal : i_A, i_B, i_C

Courants de l'injecteur : j_A, j_B, j_C

Courants du commutateur auxiliaire : j'_A, j'_B, j'_C

Courants du système correcteur complet : i'_A, i'_B, i'_C tels que $i'_i = j_i + j'_i$

Le but de cette étude est de déterminer l'amplitude des harmoniques auxiliaires lorsque les courants de l'injecteur sont calculés pour compenser uniquement les harmoniques 5 et 7 créés par le montage redresseur principal. Cette compensation s'écrit pour les harmoniques 5 et 7

$$\begin{cases} J_5 = I_5 \\ J_7 = I_7 \end{cases}$$

On rappelle que la valeur efficace des harmoniques 5 et 7 de l'injecteur

vérifie la relation

$$J_n \sqrt{2} = \frac{4J}{n\pi} \left| 1 - 2 \cos n \frac{\pi}{6} + \cos n \frac{\pi}{3} \right|$$

Celle des harmoniques du redresseur principal est donnée par

$$I_n \sqrt{2} = \frac{2\sqrt{3}}{n\pi} I_d$$

Le système d'équations de compensation devient

$$\frac{2\sqrt{3}}{n\pi} J (2+\sqrt{3}) = \frac{2\sqrt{3}}{n\pi} I_d \quad (n = 5 \text{ ou } 7)$$

La valeur à donner à J est alors liée à I_d par

$$J = (2-\sqrt{3}) I_d$$

La valeur de J étant fixée nous pouvons alors déterminer l'amplitude de j'_5 et j'_7 . Puisque la structure du commutateur auxiliaire et celle du montage redresseur principal sont les mêmes les harmoniques 5 et 7 du premier sont dans le rapport J/I_d avec ceux du second. On déduit donc

$$\begin{cases} J'_5 = (2-\sqrt{3}) I_5 \\ J'_7 = (2-\sqrt{3}) I_7 \end{cases}$$

Il subsiste donc dans le réseau des harmoniques 5 et 7 de valeur efficace $(2+\sqrt{3})$ fois plus faible que celle des harmoniques générés par le montage redresseur principal isolé.

L'atténuation de la paire 5, 7 est d'environ 73,2 %. La source de courant J vient réduire d'un quart les performances théoriques de l'injecteur.

Il est donc nécessaire de diminuer les effets négatifs du commutateur auxiliaire.

II - CHOIX DE LA LOI DE COMMANDE DE L'INJECTEUR

Nous allons tenter d'optimiser la correction en utilisant au mieux les harmoniques dûs au commutateur. Nous nous proposons d'étudier deux modes de correction différents. Le premier a pour but d'annuler l'harmonique 5, le second de minimiser $(I_5^2 + I_7^2)$.

II.1. Loi en I_5 nul

Nous cherchons d'abord à déterminer une loi de calage $\phi = f(\phi_1)$ visant à annuler complètement l'harmonique 5 dans le réseau en utilisant les harmoniques j_5 et j'_5 . Il est évident qu'alors nous n'avons plus aucun moyen de maîtriser les effets du système sur l'harmonique 7 en gardant la même forme d'onde pour les courants injectés, en effet dès lors que ϕ est déterminé J et Ψ le sont également (J par la relation $\vec{i}'_5 = -\vec{i}_5$ et Ψ par la relation (3.4)) et par là même j'_7 .

L'équation de compensation régissant alors le fonctionnement du système correcteur est :

$$\vec{J}_5 + \vec{J}'_5 = -\vec{I}_5$$

En adoptant les mêmes références de phase que sur la figure 3.3 nous allons positionner, suivant le même axe des θ , le fondamental j'_{a1} et l'harmonique j'_{a5} du commutateur auxiliaire en faisant l'hypothèse d'un couplage $\lambda\lambda$ ou $\Delta\Delta$ du transformateur auxiliaire.

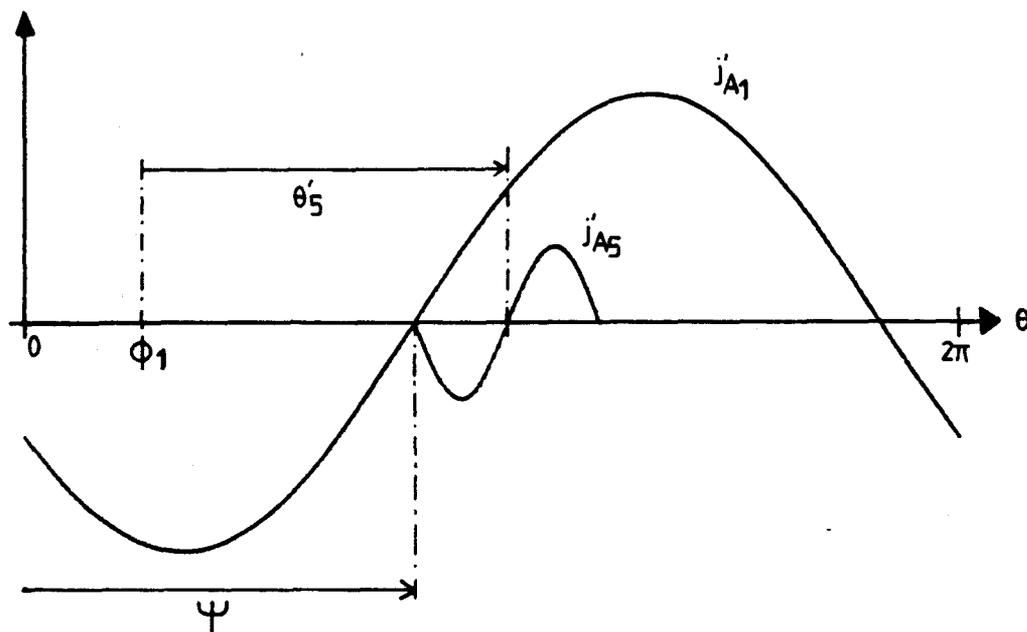


Fig.3.11

Notons que les angles θ_5 (cf Fig. 3.3.a) et θ'_5 (cf Fig. 3.11) doivent être lus pour la suite des calculs à l'échelle 5ω (ω pulsation fondamentale). Le diagramme vectoriel présenté sur la figure 3.12 permet de transformer l'équation vectorielle $\vec{J}_5 + \vec{J}'_5 = -\vec{I}_5$ en un système de deux équations à

deux inconnues (J, ϕ) dont les solutions nous conduisent à la loi de commande de l'injecteur.

Il faut ici noter que plusieurs configurations du montage complet (montage redresseur principal et système correcteur) doivent être envisagées, en fonction des couplages des transformateurs. On a montré que certains couplages introduisent des inversions de phase des harmoniques 5 et 7 (voir chapitre 1 § II.4).

La phase de l'harmonique I_5 est supposée égale à π sur la figure 3.12 ce qui signifie que le transformateur principal est couplé soit $\lambda\lambda$ soit $\Delta\Delta$.

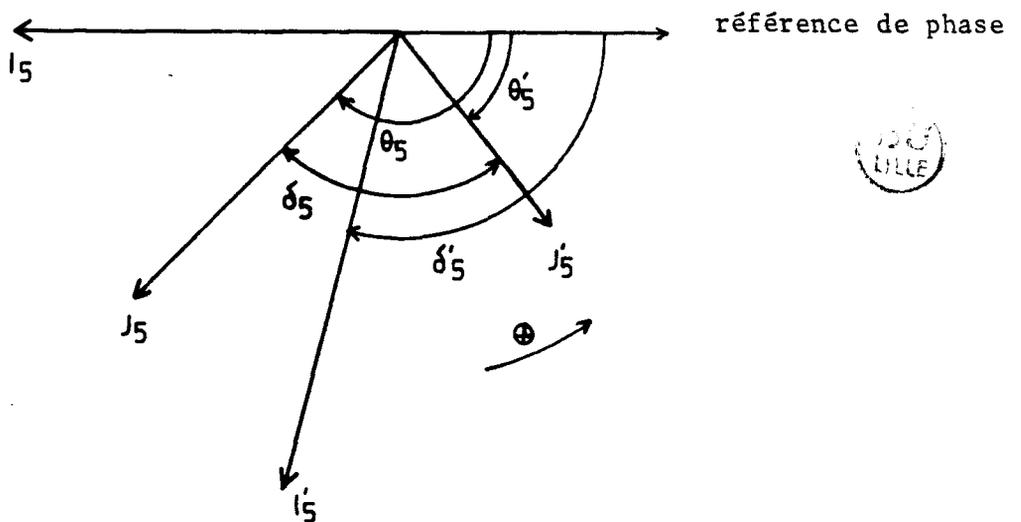


Fig.3.12

Pour que l'équation de compensation soit vérifiée il est nécessaire que le système suivant soit vérifié

$$\begin{cases} I'_5 = I_5 \\ \delta'_5 = \angle I_5 + \pi \Leftrightarrow \cos \delta'_5 = \pm 1 \text{ (selon } \angle I_5) \end{cases}$$

En posant $\gamma = \frac{J}{J'} = 2 + \sqrt{3}$ ($n = 5$ ou 7), l'équation des modules $I'_5 = I_5$ s'écrit :

$$J'_5 \sqrt{\gamma^2 + 2\gamma \cos \delta_5 + 1} = I_5$$

Le $\cos \delta'_5$ est défini par l'expression

$$I'_5 \cos \delta'_5 = J'_5 \cos \theta'_5 + J_5 \cos \theta_5$$

En remplaçant $\frac{I_5}{J_5}$ par $\frac{I_d}{J}$ et en remplaçant I_5' par son expression

le système devient

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{\gamma^2 + 2\gamma \cos \delta_5 + 1} = \frac{I_d}{J} \quad \text{(A)} \\ \sqrt{\gamma^2 + 2\gamma \cos \delta_5 + 1} = \pm(\cos \theta_5' + \gamma \cos \theta_5) \quad \text{(B)} \end{array} \right.$$

Nous devons à ce stade définir les valeurs de $\theta_5, \theta_5', \delta_5$ en fonction des couplages pour pouvoir poursuivre la résolution du système. La valeur de θ_5 est toujours égale à $5(\phi - \phi_1) + \pi$

Configuration	Transfo. princ.	Transfo. aux.	θ_5'	δ_5	$\angle I_5$
1	$\lambda\lambda$ ou $\Delta\Delta$	$\lambda\lambda$ ou $\Delta\Delta$	$5(\psi - \phi_1) + \pi$	$5(\phi - \psi)$	π
2	$\lambda\lambda$ ou $\Delta\Delta$	$\lambda\Delta$ ou $\Delta\lambda$	$5(\psi - \phi_1)$	$5(\phi - \psi) + \pi$	π
3	$\lambda\Delta$ ou $\Delta\lambda$	$\lambda\Delta$ ou $\Delta\lambda$	$5(\psi - \phi_1)$	$5(\phi - \psi) + \pi$	0
4	$\lambda\Delta$ ou $\Delta\lambda$	$\lambda\lambda$ ou $\Delta\Delta$	$5(\psi - \phi_1) + \pi$	$5(\phi - \psi)$	0

Nous ne traitons ci-dessous que la résolution du système pour la configuration 3, pour les autres configurations il suffit de remplacer θ_5' et δ_5 par les valeurs indiquées dans le tableau.

Pour les configurations 1 et 2 on choisira le signe + dans l'équation (B), dans les deux autres cas le signe -.

. Résolution du système pour la configuration 3

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{\gamma^2 - 2\gamma \cos 5(\phi - \psi) + 1} = \frac{I_d}{J} \quad \text{(A)} \\ \sqrt{\gamma^2 - 2\gamma \cos 5(\phi - \psi) + 1} = -(\cos 5(\psi - \phi_1) - \gamma \cos 5(\phi - \phi_1)) \quad \text{(B)} \end{array} \right.$$

En élevant (B) au carré et en posant $a = (\phi - \phi_1)$ et $b = (\psi - \phi_1)$ il vient (B')

$$\gamma^2 - 2\gamma \cos(5(a-b)) + 1 = \gamma^2 \cos^2(5a) - 2\gamma \cos(5a)\cos(5b) + \cos^2(5b) \quad \text{(B')}$$

Après regroupement et traitement trigonométrique nous obtenons

$$\gamma \sin(5a) = \sin(5b)$$

en remplaçant a et b par $(\phi - \phi_1)$ et $(\Psi - \phi_1)$
il vient

$$\gamma \sin 5(\phi - \phi_1) = \sin 5(\Psi - \phi_1)$$

pour ϕ_1 donné il ne faut garder que les couples (ϕ, Ψ)
qui vérifient : $-(\cos 5(\Psi - \phi_1) - \gamma \cos 5(\phi - \phi_1)) > 0$

L'équation (B) présente plusieurs couples (ϕ, Ψ) solutions pour une même
valeur de ϕ_1 , aussi n'avons nous retenu que celui qui permet d'obtenir
l'atténuation la plus importante de l'harmonique 7.

Le diagramme vectoriel à la pulsation 7ω est donné à la figure 3.13.
Le vecteur I_{7r} représente la valeur efficace de l'harmonique 7 résultant
de la correction

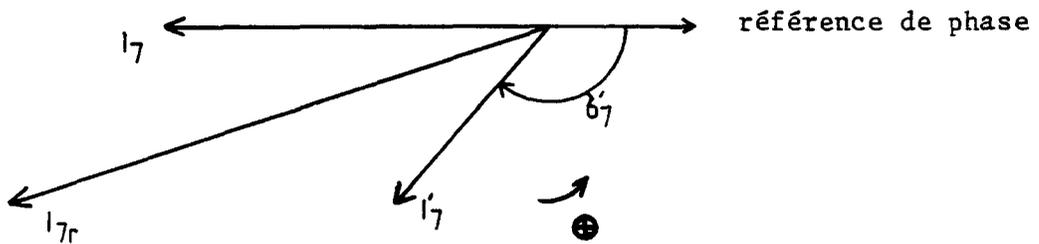


Fig.3.13

En posant $\epsilon = \frac{I_7'}{I_7}$ et en remplaçant $\frac{J_7'}{I_7}$ par $\frac{J_5'}{I_5}$

nous obtenons

$$\frac{I_{7r}}{I_7} = \sqrt{1 + 2\epsilon \cos \delta_7' + \epsilon^2} \quad \text{avec} \quad \epsilon = \sqrt{\frac{1+2\gamma \cos \delta_7+\gamma^2}{1+2\gamma \cos \delta_5+\gamma^2}}$$

Pour chaque configuration nous avons tracé en fonction de ϕ_1 les lois de
commande ϕ, Ψ , la valeur de $\rho = \frac{J}{I_d}$ et de $\frac{J_{7r}}{I_7}$

Les résultats de ces études sont présentés sous forme de courbes rassemblées
sur les planches III.2 à III.7

Ces courbes mettent en évidence les points suivants :

- Le couplage du transformateur auxiliaire influe peu sur les grandeurs caractéristiques (ϕ , Ψ , J , I_{7r})
- La loi de réglage $\phi = f(\phi_1)$ de l'injecteur diffère très peu de $\phi = \phi_1$ pour les couplages $\lambda\Delta$ ou $\Delta\lambda$ et de $\phi = \phi_1 + \pi$ pour les couplages $\lambda\lambda$ ou $\Delta\Delta$
- Le rapport J/I_d présente en fonction de ϕ_1 des oscillations d'amplitude relativement importantes autour d'une valeur moyenne proche de $(2-\sqrt{3})$
- L'atténuation de l'harmonique 7 n'excède 73,2 % que pour des valeurs de ϕ_1 voisines de 90° .

Cette étude tend à prouver que pour annuler l'harmonique 5 et minimiser le 7 il est plus important de régler J en fonction de ϕ_1 que de modifier ϕ . On pourrait donc conserver les lois de commande initialement prévues. Ceci impose donc un réglage de J en fonction de ϕ_1 qui permet d'annuler l'harmonique 5 mais pas d'obtenir de bons résultats sur l'harmonique 7 quel que soit ϕ . On perd donc tout l'intérêt de l'injecteur qui est conçu pour réduire de la même façon les deux harmoniques.

II.2. Loi en $(I_5^2 + I_7^2)$ minimum

La loi précédente ne permettant pas d'obtenir des résultats intéressants sur l'harmonique 7, nous avons donc étudié une autre loi de commande visant à minimiser la somme $I_5^2 + I_7^2$, pour permettre une meilleure utilisation des possibilités de l'injecteur en équilibrant les atténuations des harmoniques 5 et 7.

Nous considérerons ici encore le rapport de transformation du transformateur auxiliaire égal à l'unité.

Comme pour l'étude précédente nous devons considérer 4 configurations de couplages, nous ne détaillerons que la détermination de la loi de commande pour une configuration.

L'étude se décompose en deux parties

- . Détermination de la loi de commande
- . Détermination de l'atténuation de deux harmoniques pris séparément.

On choisit ici de traiter le cas d'un couplage $\lambda\Delta$ ou $\Delta\lambda$ pour le transformateur principal et d'un couplage $\lambda\lambda$ ou $\Delta\Delta$ pour le transformateur auxiliaire.

Les conventions et notations définies dans le cadre de la loi en I_5 nul sont conservées. On a reprécisé sur la figure 3.14 le diagramme vectoriel des harmoniques n ($n = 5$ ou 7) présents dans les différentes branches du montage

complet pour la configuration choisie. Les angles θ_n , θ'_n et δ_n sont alors respectivement égaux à $n(\phi - \phi_1) + \pi$, $n(\psi - \phi_1) + \pi$ et $n|\phi - \psi|$

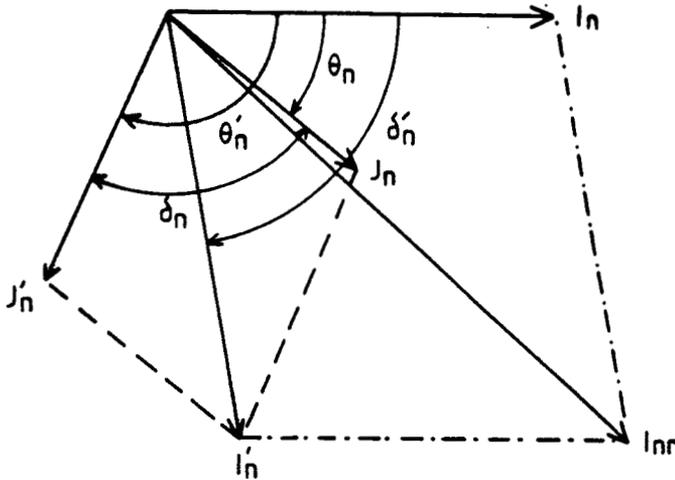


Fig.3.14

L'expression de I_{nr} en fonction de I_n et δ'_n est la suivante

$$I_{nr} = \sqrt{I_n^2 + 2 I_n I'_n \cos \delta'_n + I_n'^2}$$

Nous pouvons exprimer $I'_n \cos \delta'_n$ et I'_n en fonction de I_n

$$I'_n \cos \delta'_n = J'_n (\gamma \cos \theta_n + \cos \theta'_n) = \rho I_n (\gamma \cos \theta_n + \cos \theta'_n)$$

$$I'_n = J'_n \sqrt{1 + 2\gamma \cos \delta_n + \gamma^2} = \rho I_n \sqrt{1 + 2\gamma \cos \delta_n + \gamma^2}$$

L'expression de I_{nr} devient alors

$$I_{nr} = I_n \sqrt{1 + 2\rho(\gamma \cos \theta_n + \cos \theta'_n) + \rho^2 (1 + 2\gamma \cos \delta_n + \gamma^2)}$$

en posant $\zeta_n = \frac{I_{nr}}{I_n}$ (ζ_n est le coefficient d'atténuation de l'harmonique n)

$$\tau = I_{5r}^2 + I_{7r}^2 = I_5^2 \zeta_5^2 + I_7^2 \zeta_7^2 = I_5^2 \left(\zeta_5^2 + \left(\frac{5}{7}\right)^2 \zeta_7^2 \right)$$

Si $h = (5/7)^2$ nous définissons un taux partiel d'harmoniques réduit

$$\tau_1 = \zeta_5^2 + h \cdot \zeta_7^2$$

Notons que sans compensation $\tau_1 = 1 + h$

en remplaçant $\theta_n, \theta'_n, \delta'_n$ en fonction de ϕ_1, ϕ et Ψ et en effectuant les changements de variable $a = \phi - \phi_1$ et $b = \Psi - \phi_1$ l'expression de τ devient

$$(1+h) - 2\rho [\gamma(\cos 5a + h \cdot \cos 7a) + (\cos 5b + h \cdot \cos 7b)] + \rho^2 [(1+\gamma^2)(1+h) + 2\gamma(\cos 5(a-b) + h \cdot \cos 7(a-b))]$$

La fonction à minimiser dépend de trois variables (a, b, ρ)

a et b ne sont pas indépendantes puisque la relation

$$\cos \phi = \gamma \cdot \cos \Psi \text{ est toujours vérifiée. } a \text{ et } b \text{ sont donc liés}$$

$$\text{par : } \cos(a + \phi_1) = -\gamma \cdot \cos(b + \phi_1)$$

On pourrait donc exprimer τ_1 uniquement en fonction de a et ρ . Cette détermination présentant un formalisme trop lourd à traiter nous avons préféré laisser τ_1 sous sa forme initiale. Pour minimiser la fonction il est nécessaire d'annuler ses dérivées soit ici

$$\frac{\partial \tau_1}{\partial a} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{\partial \tau_1}{\partial \rho} = 0$$

L'expression de ρ annulant $\frac{\partial \tau_1}{\partial \rho}$ est aisée à déterminer puisque $\tau_1(\rho)$ est un polynôme d'ordre 2.

$$\text{Exprimons } \frac{\partial \tau_1}{\partial \rho} (a, b, \rho)$$

$$\frac{\partial \tau_1}{\partial \rho} = -2[\gamma(\cos 5a + h \cdot \cos 7a) + (\cos 5b + h \cdot \cos 7b)] + 2\rho[(1+\gamma^2)(1+h) + 2\gamma(\cos 5(a-b) + h \cdot \cos 7(a-b))]$$

l'annulation de $\frac{\partial \tau_1}{\partial \rho}$ conduit à

$$\rho = \rho_0 = \frac{\gamma(\cos 5a + h \cdot \cos 7a) + (\cos 5b + h \cdot \cos 7b)}{(1+\gamma^2)(1+h) + 2\gamma(\cos 5(a-b) + h \cdot \cos 7(a-b))}$$

La résolution analytique de l'équation $\frac{\partial \tau_1}{\partial a} = 0$ étant fastidieuse nous lui avons préféré une étude graphique.

Nous avons tracé les courbes $\tau_1(a, \rho_0)$ et $\rho_0(a)$ pour des valeurs de ϕ_1 variant par pas de 10° entre 0° et 180° et $0^\circ < a < 360^\circ$.

Ces courbes présentent toutes des allures très semblables quel que soit ϕ_1 et sont minimales en $a \neq 0$ et $a \neq 180^\circ$ le choix du minimum se fait avec la courbe $\rho_0(a, b)$.

Le signe de ρ_0 est différent pour $a = 0$ et $a = 180$. On choisit la valeur de a qui donne un minimum pour τ_1 et une valeur positive pour ρ_0 . Dans le cas que nous présentons les solutions sont données par $a \neq 0$ soit $\phi \neq \phi_1$.

Les planches III.8 à III.11 donnent l'allure de $\tau_1(a, \rho_0)$ et $\rho_0(a)$ pour 4 valeurs de ϕ_1 et pour chaque configuration.

Nous avons ensuite tracé, en adoptant la loi $\phi = \phi_1$ (ou $\phi = \phi_1 + \pi$) (Pl. III.14 et III.15) les variations de ζ_5 et ζ_7 en fonction de ϕ_1 . Ces courbes présentent des fluctuations autour de leur valeur moyenne; les atténuations sont maintenant sensiblement du même ordre de grandeur pour les deux harmoniques, les valeurs de ζ_5 étant un peu plus faibles que celles de ζ_7 . Ceci est tout à fait normal puisque l'harmonique 5 est prépondérante dans l'expression de τ ; il est donc normal de l'atténuer plus fortement que le 7 pour minimiser τ . Ici encore nous pouvons conclure que la phase des harmoniques auxiliaires intervient peu dans la compensation et que l'on peut laisser inchangée la loi du calage de l'injecteur $\phi = \phi_1$ (ou $\phi = \phi_1 + \pi$), mais il faut régler ρ , donc J , en fonction de ϕ_1 pour minimiser τ_1 (Pl. III.12 et III.13). On constate néanmoins que l'atténuation moyenne de l'harmonique 5 est d'environ 80% et celle de l'harmonique 7 de 75% alors que dans l'étude initiale à ρ constant cette atténuation était de 73,2% sur chaque harmonique et indépendante de ϕ_1 .

Il résulte donc de cette étude que la prise en compte des harmoniques auxiliaires impose un réglage de J suivant ϕ_1 . Ce réglage ne permet pas d'obtenir une atténuation indépendante de ϕ_1 sur la paire (5, 7). En outre le réglage de $J(\phi_1)$ n'apporte pas d'amélioration notable sur ζ_5 et ζ_7 par rapport à un réglage constant.

Il est d'ailleurs aisé de montrer que si on souhaite annuler les fluctuations de ζ_5 et ζ_7 il est nécessaire de choisir $\rho = \frac{1}{\gamma}$ ce qui nous ramène au tout premier mode de fonctionnement.

Exprimons ζ_n^2 en fonction de a, b, ρ

$$\zeta_n^2 = 1 - 2\rho(\gamma \cos na + \cos nb) + \rho^2(1 + 2\gamma \cos n(a-b) + \gamma^2)$$

pour $a = 0$ ($\phi = \phi_1$)

$$\zeta_n^2 = 1 - 2\rho(\gamma + \cos nb) + \rho^2(1 + 2\gamma \cos nb + \gamma^2)$$

$$\zeta_n^2 = 1 - 2\rho\gamma + \rho^2(1 + \gamma^2) - 2\rho(1 - \rho\gamma) \cos nb$$

les fluctuations de ζ_n proviennent du terme $2\rho(1 - \rho\gamma) \cos nb$; $\cos nb$ étant fonction de ϕ_1 , la seule façon d'annuler les variations de ζ_n^2 est de rendre nul le terme $(1 - \rho\gamma)$ donc de choisir $\rho = 1/\gamma$. ζ_n vaut alors $\frac{1}{\gamma} \approx 0,268$. On retrouve bien la valeur que nous avons déterminée au paragraphe I.5. de ce même chapitre.

Il ne semble donc pas intéressant de compliquer le réglage de J ni de ϕ , les améliorations apportées n'étant pas très sensibles.

II.3. Réduction des harmoniques auxiliaires par modification de m

Il existe encore un moyen de réduire l'effet des harmoniques auxiliaires à savoir la modification du rapport de transformation (m) du transformateur auxiliaire.

Si le transformateur auxiliaire est placé en amont du redresseur auxiliaire et si son rapport de transformation est choisi inférieur à l'unité, c'est à dire que les tensions d'alimentation du redresseur sont inférieures à celles du réseau, alors les courants primaires sont réduits d'un facteur m .

Le schéma monophasé équivalent est donné sur la figure 3.15

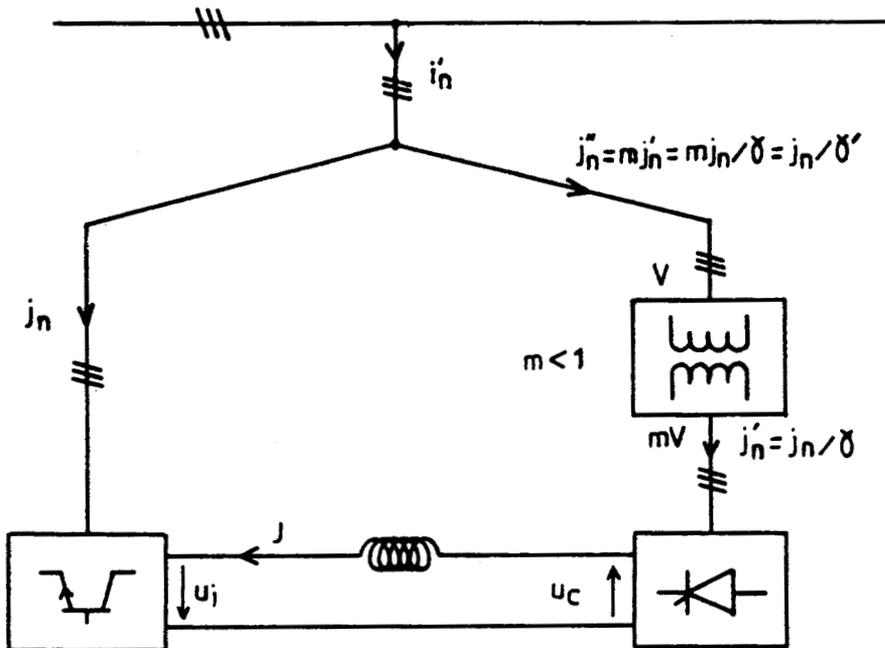


Fig.3.15

La nouvelle valeur de γ est $\gamma' = \frac{\gamma}{m}$. Il faut noter que la valeur de J n'est pas modifiée: elle doit toujours être choisie égale à $(2-\sqrt{3}) I_d$. En effet la compensation se fait uniquement par l'injecteur; il faut donc respecter la loi $J_n = I_n$.

La modification du rapport de transformation m va également introduire un changement de la loi d'équilibre $U_i + U_c = 0$

La tension U_c s'écrit maintenant:

$$U_c = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} m V \cos \psi$$

L'équilibre des tensions conduit à la nouvelle loi

$$\cos \phi = \frac{-m}{2 - \sqrt{3}} \cos \psi$$

Si on choisit par exemple $m = (2 - \sqrt{3})$ alors $\cos \phi = -\cos \psi$ ou encore $(\phi = \pi - \psi)$. La loi d'équilibre est alors simplifiée tout en donnant à m une valeur inférieure à l'unité.

La valeur de γ' est $(2 + \sqrt{3})^2$ soit environ 14.

L'atténuation de chaque harmonique est donc proche de $100(1 - \frac{1}{14^2})\%$ soit à peu près 99 %.

. Le fait d'utiliser un transformateur abaisseur permet en outre (à J donné) de réduire la puissance de dimensionnement du commutateur auxiliaire d'un facteur m puisque la tension inverse maximale des thyristors est réduite d'un facteur m

Si $n = \frac{n_2}{n_1}$ est le rapport de transformation principal, la puissance de dimensionnement du transformateur auxiliaire est dans le rapport $\rho \frac{m}{n}$ avec celle du transformateur principal ; il en est de même pour les deux montages redresseurs. Soit avec $\rho = m = (2 - \sqrt{3})$

$$\frac{\text{Puissance apparente du transformateur auxiliaire}}{\text{Puissance apparente du transformateur principal}} = (2 - \sqrt{3})^2 / n$$

$$\frac{\text{Puissance apparente du redresseur auxiliaire}}{\text{Puissance apparente du redresseur principal}} = (2 - \sqrt{3})^2 / n$$

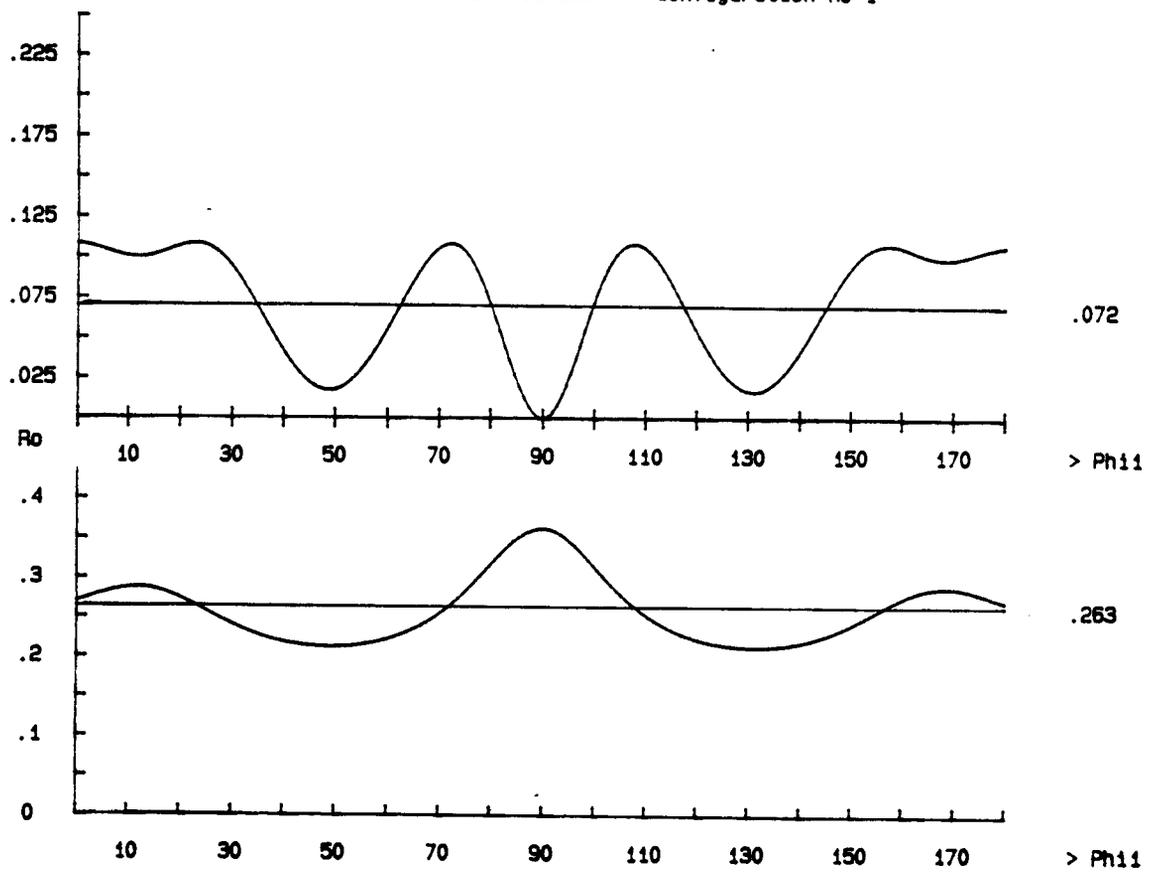
$$\frac{\text{Puissance apparente de l'injecteur}}{\text{Puissance apparente du redresseur principal}} = 2 - \sqrt{3} \approx 0,268$$

(Ces relations sont établies au chapitre II § I.3.2)

Tau 1 mini.

Phi=Phi1+180

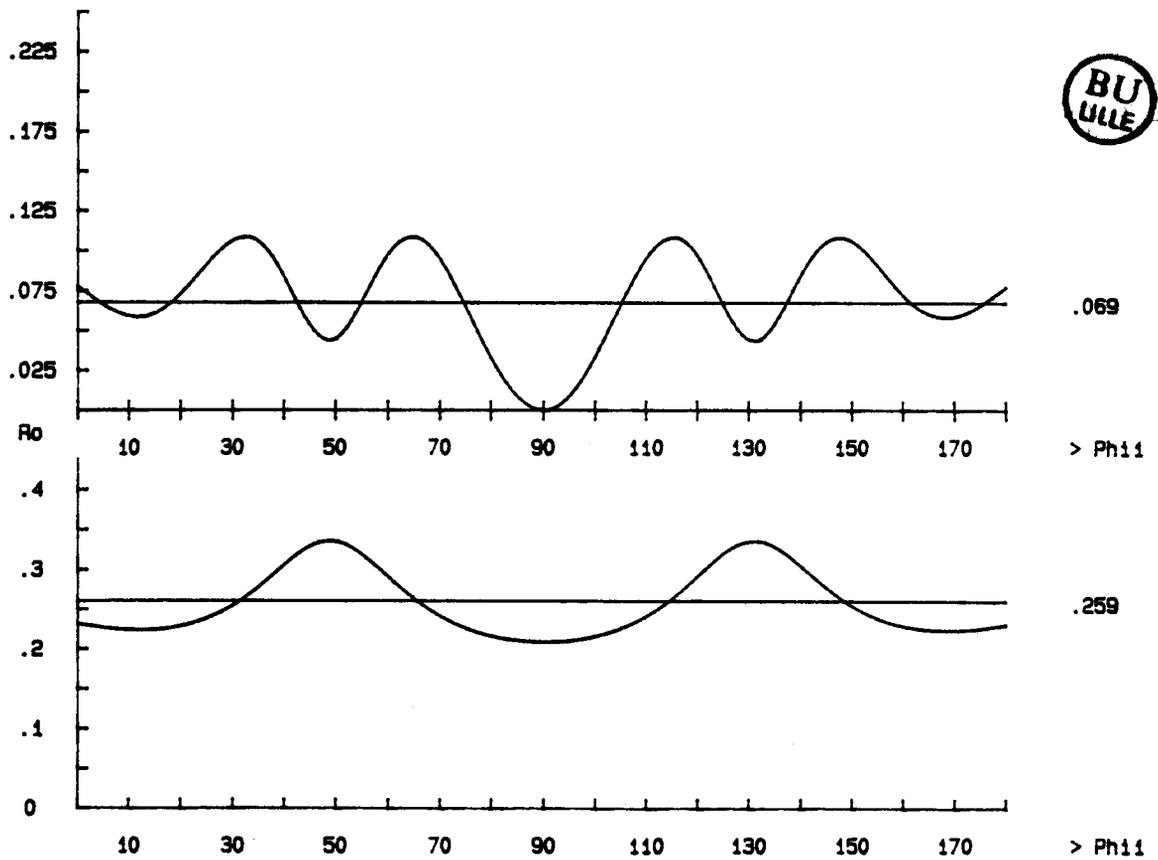
Configuration No 1



Tau 1 mini

Phi=Phi1+180

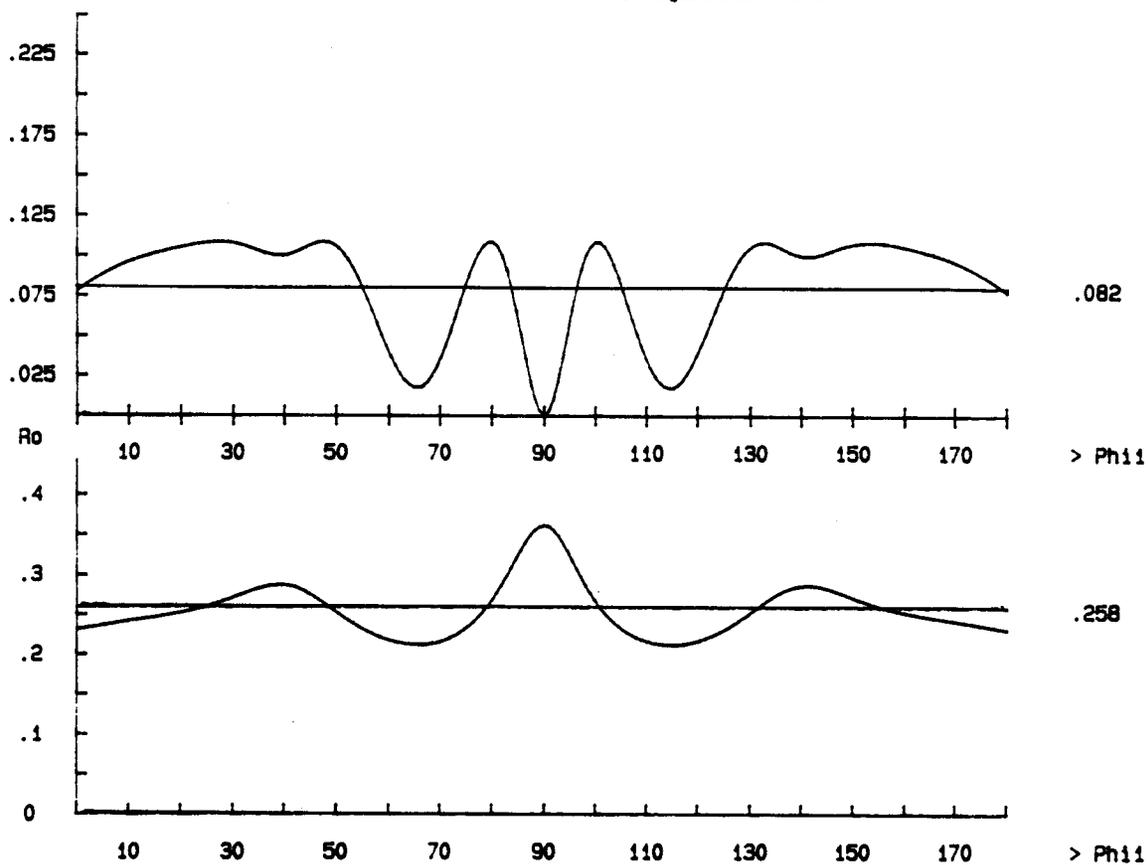
Configuration No 2



Pl.III.12. Taux partiel d'harmoniques réduit minimum et réglage de J.
 Loi en $I_5^2 + I_7^2$ minimum

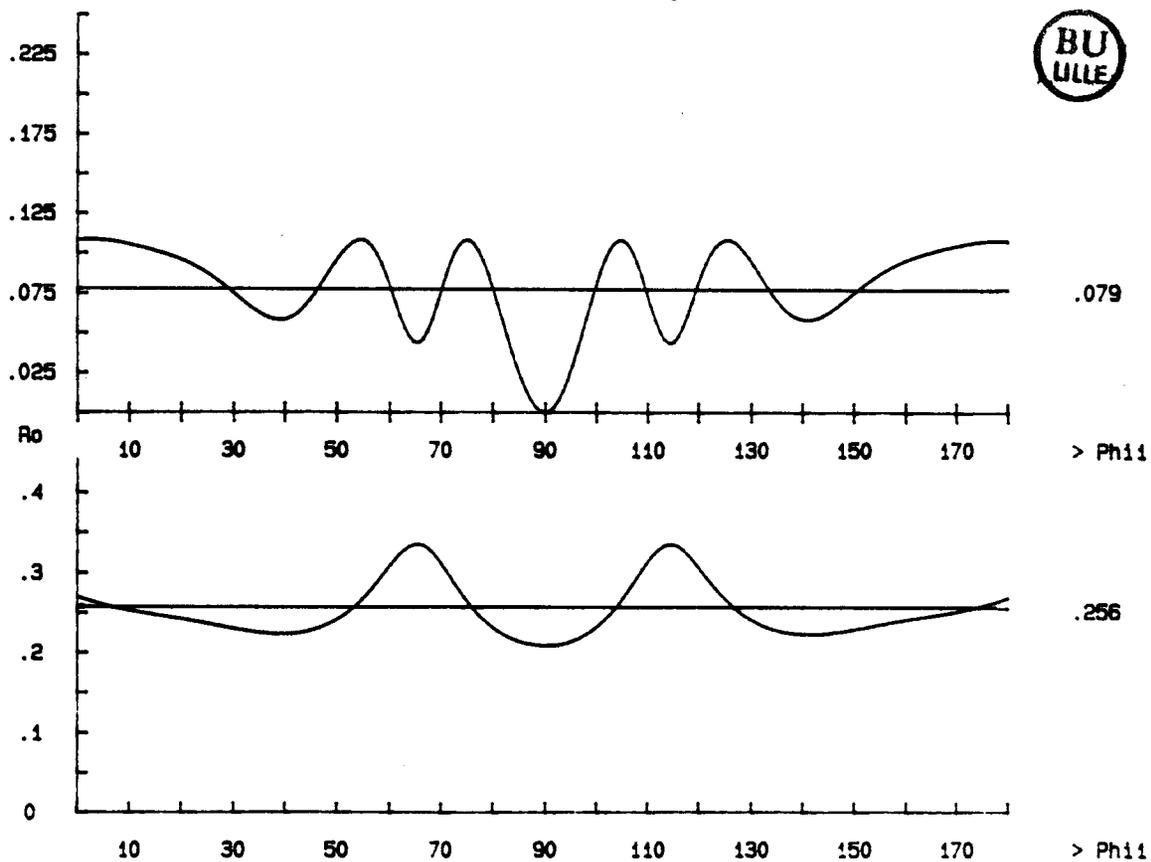
Tau 1 mini

Phi=Phi1 Configuration No 3



Tau 1 mini

Phi=Phi1 Configuration No 4

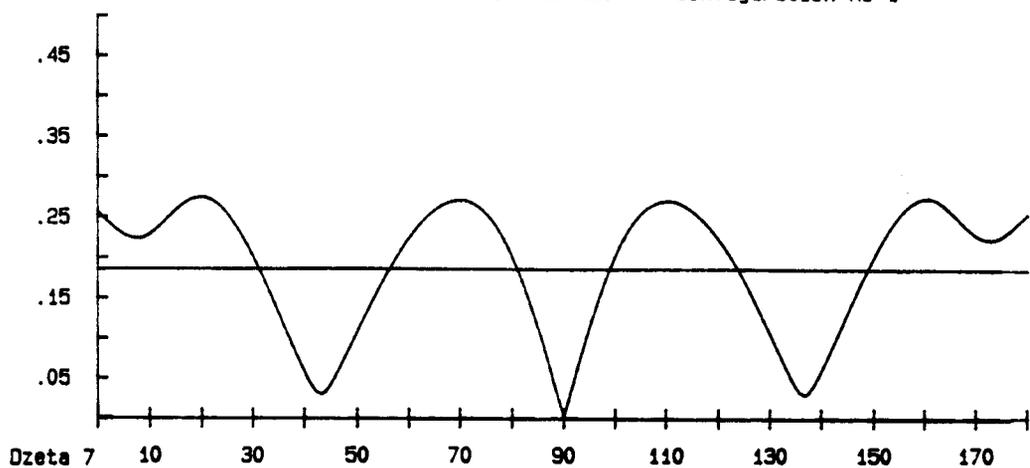


Pl.III.13. Taux partiel d'harmoniques réduit minimum et réglage de J.
Loi en $I_5^2 + I_7^2$ minimum

Dzeta 5

Phi=Phi1+180

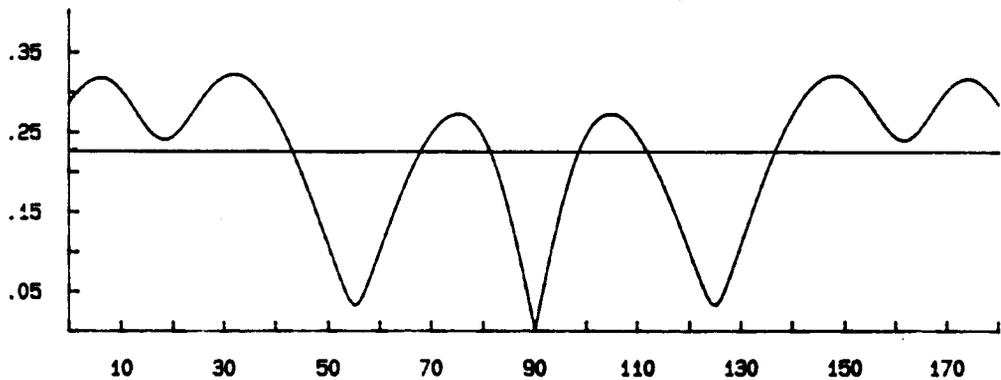
Configuration No 1



.189

Dzeta 7

> Phi1



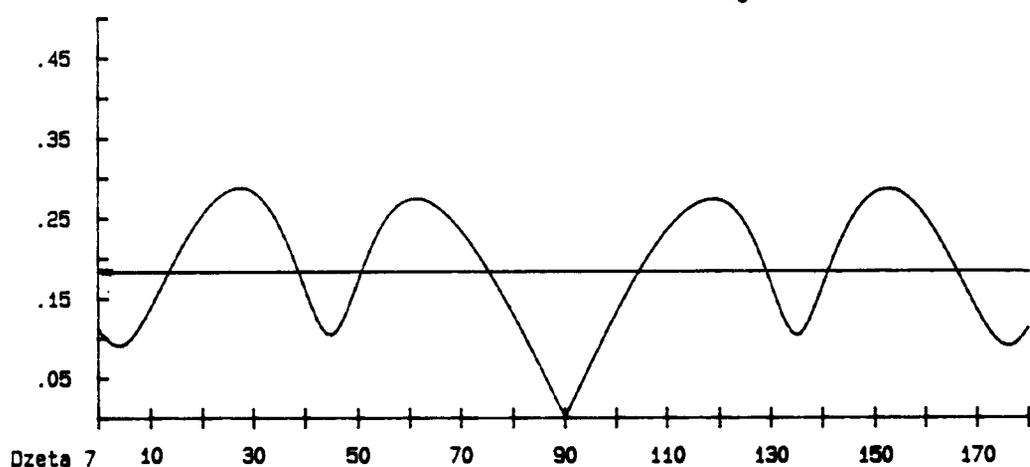
.226

> Phi1

Dzeta 5

Phi=Phi1+180

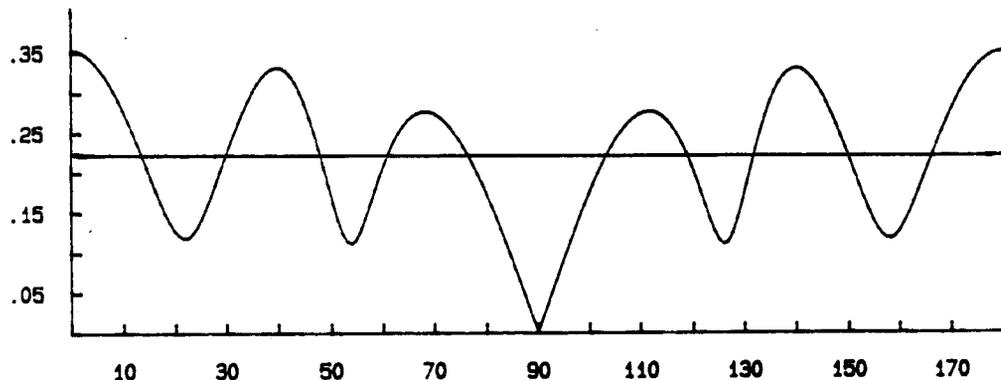
Configuration No 2



.188

Dzeta 7

> Phi1



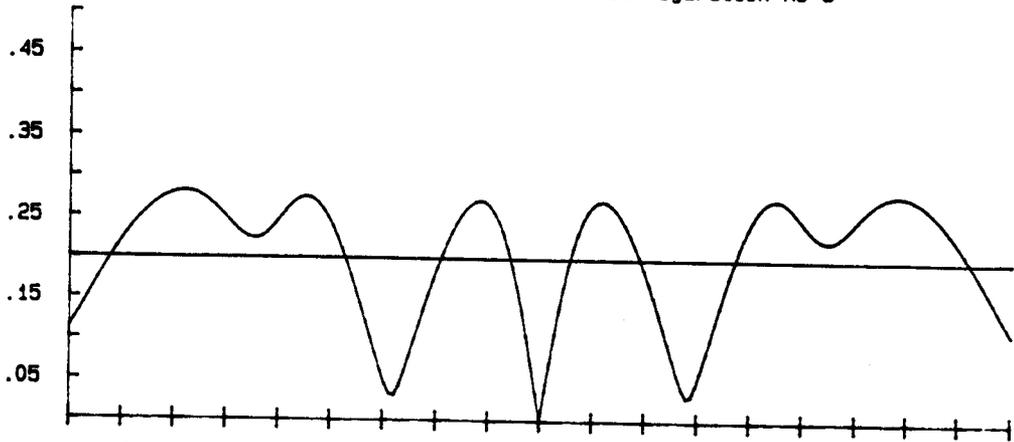
.222

> Phi1

Pl.III.14. Atténuation de I_5 et I_7 . Loi en $I_5^2 + I_7^2$ minimum

Dzeta 5

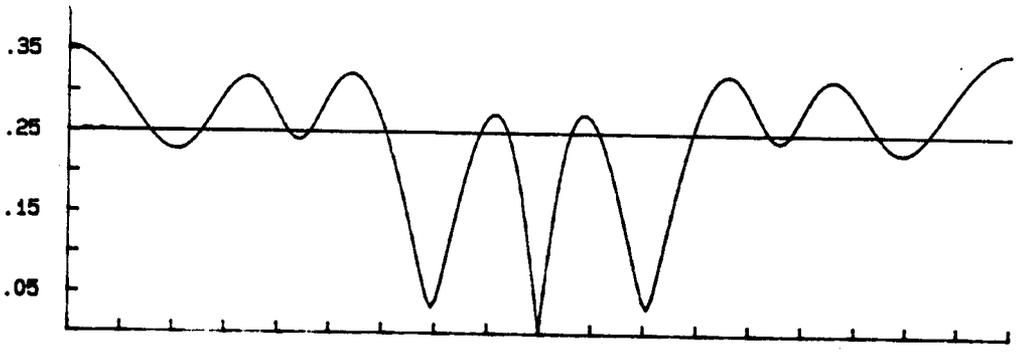
Phi=Phi1 Configuration No 3



.204

Dzeta 7

> Phi1



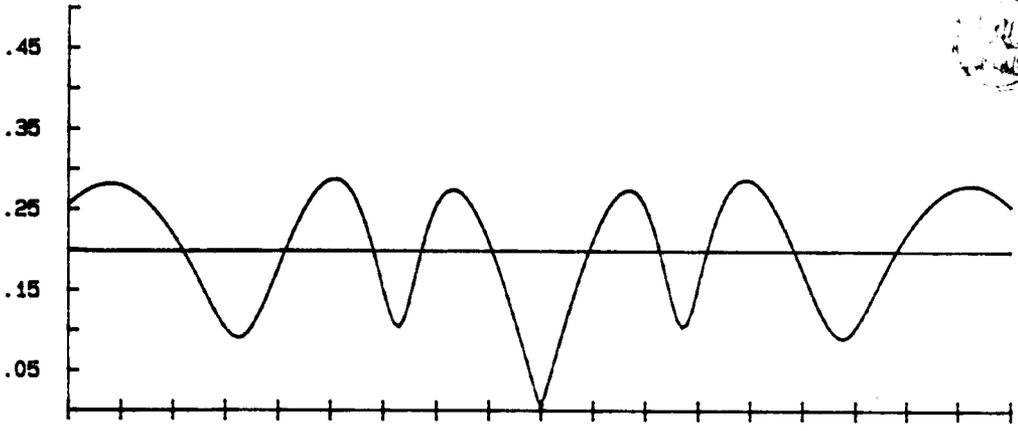
.249

10 30 50 70 90 110 130 150 170

> Phi1

Dzeta 5

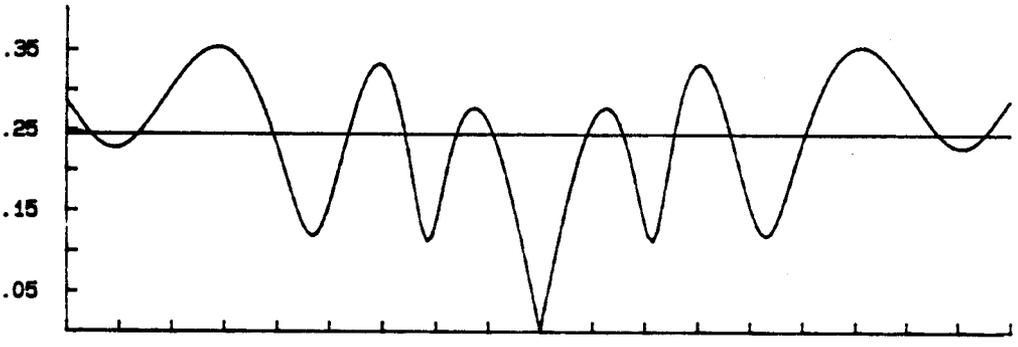
Phi=Phi1 Configuration No 4



.203

Dzeta 7

> Phi1



.244

10 30 50 70 90 110 130 150 170

> Phi1

Pl.III.15. Atténuation de I_5 et i_7 . Loi en $I_5^2 + I_7^2$ minimum

A N N E X E S

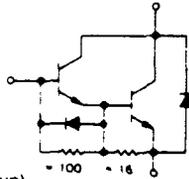


BUT 15

**SWITCHMODE SERIES
NPN SILICON POWER DARLINGTON TRANSISTORS
WITH BASE-EMITTER SPEEDUP DIODE**

The BUT15 Darlington transistor is designed for high-voltage, high-speed, power switching in inductive circuits where fall time is critical. They are particularly suited for line-operated switchmode applications such as:

- AC and DC Motor Controls
- Switching Regulators
- Inverters
- Solenoid and Relay Drivers
- Fast Turn-Off Times



300 nS Inductive Fall Time at 25°C (Typ)
1.2 μS Inductive Storage Time at 25°C (Typ)

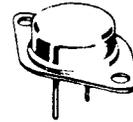
- Operating Temperature Range - 65 to 200°C

**20 AMPERES
NPN SILICON
POWER DARLINGTON
TRANSISTORS**

**1000 VOLTS
175 WATTS**

**Designer's Data for
"Worst Case" Conditions**

The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit data - representing device characteristics boundaries - are given to facilitate "worst case" design.



MAXIMUM RATINGS

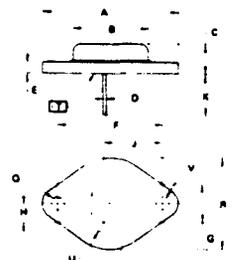
Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CE0(sus)}$	700	Vdc
Collector-Emitter Voltage	V_{CEV}	1000	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	10	Vdc
Collector Current	I_C	20	Adc
- Continuous			
- Peak (1)	I_{CM}	25	
Base Current	I_B	5	Adc
- Continuous			
- Peak (1)	I_{BM}	10	
Free Wheel Diode:			Adc
Forward current - Continuous	I_F	20	
- Peak	I_{FM}	25	
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ C$	P_D	175	Watts
Derate above 25°C @ $T_C = 100^\circ C$		100	W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	65 to +200	°C

3

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.0	°C/W
Maximum Lead Temperature for Soldering Purpose: 1.8" from Case for 5 Seconds	T_L	275	°C

(1) Pulse Test. Pulse Width = 5 ms, Duty Cycle ≤ 10%.



NOTES:
1. DIMENSIONS Q AND R ARE DATUMS
2. C IS SEATING PLANE AND DATUM
3. POSITIONAL TOLERANCE FOR MOUNTING HOLE IS:
M: 0.13 (0.005)

FOR LEADS:
M: 0.13 (0.005) ± 0.002 (0.0008)

4. DIMENSIONS AND TOLERANCES PER ANSI Y14.5, 1913

DIM		MILLIMETERS		INCHES	
		MIN	MAX	MIN	MAX
A		25.37	25.50	1.000	1.010
B		21.00	21.10	0.830	0.835
C		6.35	6.47	0.250	0.255
D		8.91	9.09	0.351	0.358
E		3.43	3.50	0.135	0.138
F		10.75	10.85	0.423	0.427
G		10.97	11.05	0.432	0.435
H		3.46	3.52	0.136	0.139
I		16.80	16.90	0.661	0.665
J		11.87	11.95	0.467	0.470
K		3.81	3.90	0.150	0.154
L		26.87	27.00	1.058	1.063
M		4.83	4.90	0.190	0.193
N		1.27	1.30	0.050	0.051

CASE 1-05 TO 3

LE TRANSISTOR DE PUISSANCE

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (TC = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Sustaining Voltage (Table 1) (IC = 100 mA, IB = 0)	VCEO(sus)	700	-	-	Vdc
Collector Cutoff Current (VCEV = Rated Value, VBE(off) = 1.5 Vdc) (VCEV = Rated Value, VBE(off) = 1.5 Vdc, TC = 100°C)	ICEV	-	-	0.1 2.0	mAdc
Emitter Cutoff Current (VEB = 2.0 V, IC = 0)	IEBO	-	-	175	mAdc

SECOND BREAKDOWN

Second Breakdown Collector Current with base forward biased	IS/b			See Figure 16	
Clamped Inductive SOA with Base Reverse Biased	RBSOA			See Figure 17	

ON CHARACTERISTICS (1)

DC Current Gain (IC = 6 A, VCE = 5 V) (IC = 12 A, VCE = 5 V)	hFE	30 15	- -	- -	
Collector-Emitter Saturation Voltage (IC = 6 A, IB = 0.3 A) (IC = 12 A, IB = 1.2 A) (IC = 16 A, IB = 1.6 A) (IC = 20 A, IB = 4 A)	VCE(sat)	- - - -	- - - -	2.0 3.0 3.5 5.0	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage (IC = 6 A, IB = 0.3 A) (IC = 12 A, IB = 1.2 A) (IC = 16 A, IB = 1.6 A)	VBE(sat)	- - -	- - -	2.5 2.9 3.3	Vdc
Diode Forward Voltage (IF = 16 A)	Vf	-	-	4.0	Vdc

SWITCHING CHARACTERISTICS
Inductive Load, Clamped (Table 1)

Storage Time	TC = 25°C	See Table 1 IC = 12 A	ts	-	1.2	2.5	μs
Fall Time			tf	-	0.3	0.8	μs
Storage Time	TC = 100°C	IB1 = 1.2 A VBE(off) = 5 V	ts	-	1.4	-	μs
Fall Time			tf	-	0.35	-	μs

(1) Pulse Test: PW = 300 μs, Duty Cycle ≤ 2%.



MUR1505 MUR1530
MUR1510 MUR1540
MUR1515 MUR1550
MUR1520 MUR1560



SWITCHMODE POWER RECTIFIERS

... designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

- Ultrafast 35 and 60 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Popular TO-220 Package
- High Voltage Capability to 600 Volts
- Low Forward Drop
- Low Leakage Specified @ 150 C Case Temperature
- Current Derating Specified @ Both Case and Ambient Temperatures

ULTRAFAST RECTIFIERS

15 AMPERES
50-600 VOLTS



CASE 2218-01
TO-220AC

3

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR								Unit
		1505	1510	1515	1520	1530	1540	1550	1560	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V _{RRM} V _{RWM} V _R	50	100	150	200	300	400	500	600	Volts
Average Rectified Forward Current (Rated V _R)	I _{F(AV)}	15 @ T _C = 150°C						15 @ T _C = 145°C		Amps
Peak Repetitive Forward Current (Rated V _R , Square Wave, 20 kHz)	I _{FRM}	30 @ T _C = 150°C						30 @ T _C = 145°C		Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	I _{FSM}	200			150					Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	T _J , T _{stg}	- 65 to + 175								°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Maximum Thermal Resistance, Junction to Case	R _{θJC}	1.5	°C/W
----------------------------------------------	------------------	-----	------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) (I _F = 15 Amp, T _C = 150°C) (I _F = 15 Amp, T _C = 25°C)	V _F	0.85 1.05	1.12 1.25	1.20 1.50	Volts	
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, T _C = 150°C) (Rated dc Voltage, T _C = 25°C)	I _R	500 10			1000 10	μA
Maximum Reverse Recovery Time (I _F = 1.0 Amp, di/dt = 50 Amp/μs)	t _{rr}	35	60			ns

(1) Pulse Test Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle = 2.0%
Switchmode is a trademark of Motorola Inc

DS6142R1

LA DIODE DE PUISSANCE

CHAPITRE IV

C H A P I T R E I V

RÉALISATION ET VÉRIFICATIONS EXPÉRIMENTALES

I - LES REGLAGES DE LA BOUCLE ET SES PHASES TRANSITOIRES DE FONCTIONNEMENT

I.1. Réglages de J, ϕ et Ψ

I.1.1. Le réglage de J

La solution la plus simple permettant de régler la valeur moyenne de J est l'insertion, entre les deux convertisseurs en série avec l'inductance, d'une résistance variable R. Ceci se fait au détriment de l'ondulation du courant J et de la consommation de puissance active; la valeur de J est alors donnée par $\frac{|U_c - U_i|}{R}$ ultérieurement le maintien à une valeur fixe (en régime permanent) du courant J pourrait être assuré par un asservissement maintenant égales les tensions U_i et U_c . L'angle ϕ serait réglé selon ϕ_1 d'où la nécessité de filtrer le fondamental du courant i.

I.1.2. Le réglage de ϕ

On a montré au chapitre I (cf Pl.I.3 haut) que l'angle ϕ_1 ne différerait

que peu de α et ce d'autant plus que α tend vers 90° . Pour les valeurs 0° , 30° , 60° , 90° de α , le fondamental I_1 est quasiment en phase avec l'une des tensions simples ou composées du réseau. Pour ces points particuliers il est possible de synchroniser l'injecteur (calage de ϕ) sur une tension et non pas sur un courant (fig.4.1) ce qui facilite les relevés expérimentaux.

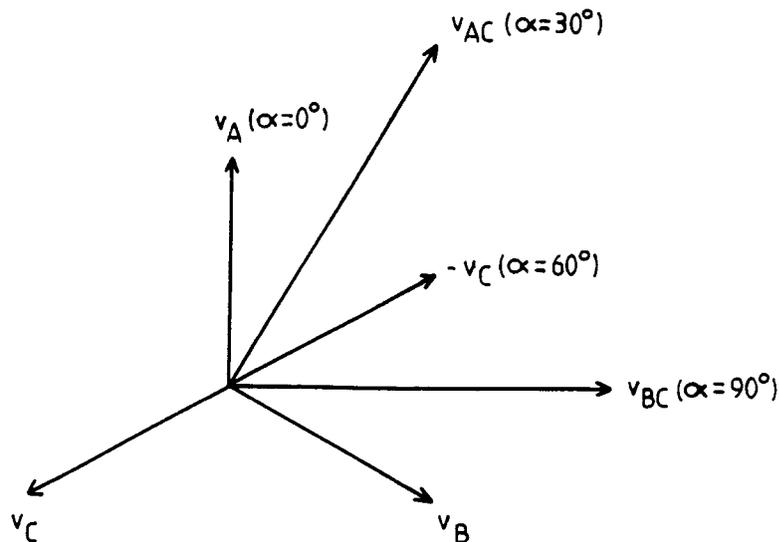


Fig.4.1

Il est possible d'affiner le réglage de ϕ de quelques degrés autour de la valeur imposée par le signal de synchronisation en jouant sur le potentiomètre de réglage de ψ' (cf fig.3.20)

I.1.3. Le réglage de ψ

Le fonctionnement théorique de la boucle impose un réglage de ψ en fonction de ϕ ; à cause de la résistance R , il n'est pas nécessaire de vérifier cette loi d'équilibre. Le réglage de ψ se fait manuellement par action sur un potentiomètre.

I.2. Les phases transitoires

I.2.1. L'amorçage de la boucle

L'amorçage de la boucle (montée du courant J) est lié au courant d'accrochage des thyristors. Le montage redresseur auxiliaire doit, pour fournir la tension u_c , débiter un courant suffisamment important, or dans un circuit aussi inductif que celui de la boucle, le temps de montée du courant J est élevé, les thyristors ne peuvent pas, pendant leur temps de conduction, s'amorcer franchement et ainsi imposer la tension u_c . On place

alors une petite résistance r entre les points B et C (cf fig.4.2), elle permet au montage redresseur auxiliaire de s'amorcer. On peut alors commander l'injecteur : en quelques périodes le courant J se stabilise. Ensuite on élimine cette résistance d'amorçage à condition que J soit supérieur au courant de maintien des thyristors. On voit apparaître une limitation au fonctionnement de la boucle aux faibles niveaux de courant J .

I.2.2. Arrêt du dispositif d'injection

Il peut se dérouler de deux façons différentes :

. Annulation du courant J (arrêt normal)

Lorsqu'on ramène le courant J , par action sur R par exemple, à une valeur inférieure au courant de maintien des thyristors, le pont auxiliaire se désamorce, le courant J s'annule, il est alors possible d'éliminer les commandes de l'injecteur et du pont.

. Elimination des commandes à J non nul (arrêt d'urgence)

Si pour une raison quelconque on doit arrêter le dispositif correcteur au cours de son fonctionnement ($J \neq 0$) il est nécessaire d'évacuer l'énergie électromagnétique stockée par l'inductance. C'est pourquoi on branche en parallèle sur R et L une diode de roue libre. Cette diode a été choisie rapide de sorte que la durée des surtensions consécutives à l'arrêt de l'injecteur soit aussi minime que possible. Le circuit de liaison entre les deux convertisseurs a finalement la structure suivante

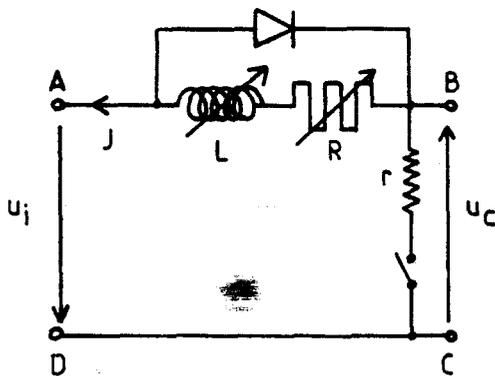


Fig.4.2

La présence de la diode de roue libre peut être gênante lors de certains fonctionnements. Les tensions u_c et u_i sont formées de portions des tensions composées du réseau : il peut donc exister, pour certaines valeurs de ϕ et ψ

des instants auxquels la tension aux bornes de la diode a tendance à devenir positive provoquant sa conduction donc la mise en roue libre du circuit R, L et par conséquent le blocage des deux convertisseurs. Ces phases de roue libre provoquent donc une altération des formes d'onde des courants injectés et donc de leur contenu harmonique. De ce fait il faut pouvoir déconnecter la diode pendant le fonctionnement du montage. On ne la remet en service que pour un arrêt à J non nul du dispositif.

II - ESSAIS ET MESURES

II.1. Le montage redresseur principal

Les performances de la boucle de correction ont été évaluées face à un montage redresseur à diodes, puis à thyristors, alimentés par un transformateur couplé $\lambda \Delta$ dont le rapport des nombres de spires est égal à l'unité. Pour ces deux montages l'angle ϕ est voisin de α . La charge du montage redresseur principal est constituée d'une caisse de résistances. Une inductance de lissage permet d'obtenir un courant I_d peu ondulé et donc une forme d'onde du courant en ligne proche de celle présentée sur la figure 1.8.b. (cf. clichés ① Pl. IV.1 à IV.3). On notera l'existence d'un empiètement beaucoup plus important, pour un courant I_d donné, dans le cas d'un montage à diodes (Pl.IV.1. ①), que dans ceux d'un montage à thyristors (Pl.IV.2. ① et IV.3. ①). Ce phénomène a été étudié au chapitre I. C'est la valeur de la tension de commutation (faible pour un montage à diodes) qui impose la durée de l'empiètement.

II.2. Procédure de réglage de ϕ , Ψ et J

Bien qu'il ne soit pas indispensable, (à cause de la présence de R) on a assuré le maintien de U_i et U_c à des valeurs proches l'une de l'autre. Ce réglage permet de réduire notablement la résistance R nécessaire à l'obtention de la valeur de J requise pour la correction, par rapport à celle qu'on aurait dû utiliser si l'équilibre entre U_i et U_c n'avait pas été vérifié. On réduit par là même l'ondulation de J ainsi que la puissance active consommée par la boucle.

. Procédure

On règle d'abord ϕ (cf. § I.1.2. Ch. IV) de telle sorte que l'opposition

de phase entre i_n et j_n ($n = 5$ ou 7) (cf. fig.3.14) soit réalisée. La valeur de U_i est donc imposée, on ajuste alors Ψ de façon à équilibrer U_i par U_c , tout en maintenant J , par action sur R , à une valeur suffisante pour éviter le désamorçage de la boucle. Ensuite on règle R pour ajuster la valeur de J théoriquement nécessaire pour obtenir une atténuation d'environ 75% des harmoniques 5 et 7 des courants en ligne.

II.3. Mesures et commentaires

Compte tenu des possibilités de synchronisation de l'injecteur (fig.4.1.), on présente ici les résultats pour trois points de fonctionnement

- . $\alpha = 0^\circ$ (montage à diodes)
- . $\alpha = 30^\circ$ et 60° (montage à thyristors)

Pour chacun de ces points de fonctionnement une série de 9 clichés montre :

- Le courant en ligne avant - et après - correction ainsi que le courant de l'injecteur (Pl.IV.1 à IV.3). Les courants sont référencés par rapport à la tension simple correspondante.
- Le spectre limité à l'harmonique 9 du courant en ligne sans - et avec - le dispositif correcteur (Pl.IV.4 à IV.6). Ces planches permettent de comparer la valeur des premiers harmoniques à celle du fondamental.
- Le même spectre dilaté sans - et avec - compensation (Pl.IV.7 à IV.9). On peut à l'aide de ces photos estimer l'atténuation des harmoniques 5 et 7.
- La tension aux bornes d'un interrupteur (transistor + diode) (Pl.IV.10).
- La tension de sortie u_i de l'injecteur (Pl.IV.11)

Les points de mesure des différents courants sont précisés sur la figure 4.3.

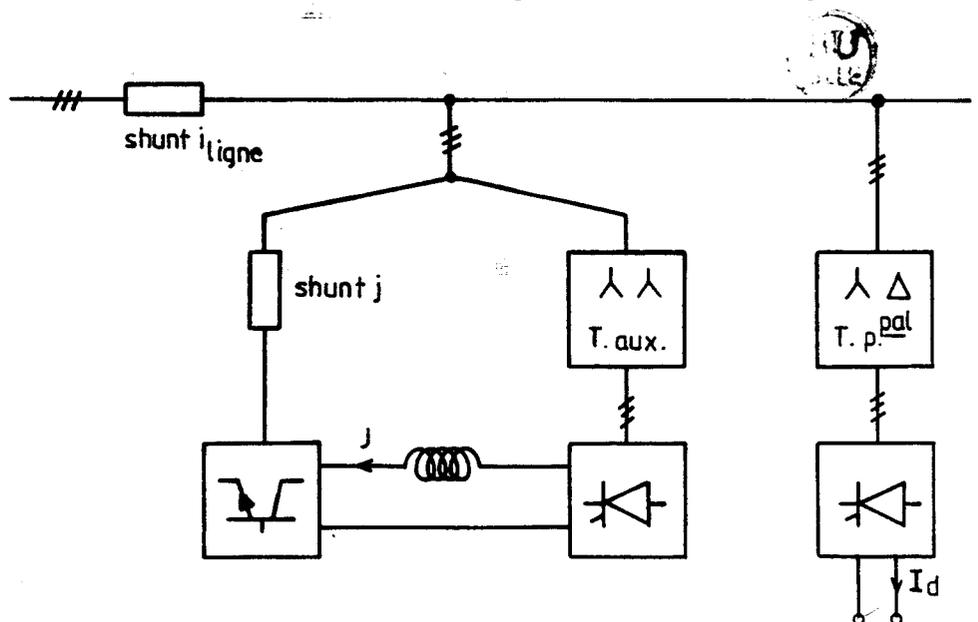


Fig. 4.3

Pour chaque valeur de α présentée on a réalisé la correction harmonique pour 3 valeurs de I_d (6,5 A ; 8 A ; 10 A).

On a mesuré pour chaque point de fonctionnement la puissance active consommée sans - et avec - correction, le courant J ainsi que les atténuations ζ_5 et ζ_7 des harmoniques de ligne.

La valeur efficace de la tension simple d'alimentation est de 40 V.

Les résultats sont regroupés sous forme de tableau sur la figure 4.4.

α (°)	I_d (A)	P.p ^p ale (W)	J (A)	P.totale (W)	P _{inj} /P.p ^p ale (%)	ζ_5 (%)	ζ_7 (%)
0	6,5	293	0,90	311	6,1	73,9	74,3
0	8	360	0,98	375	4,1	74,8	75,7
0	10	450	1,05	457	1,5	76,8	76,2
30	6,5	262	0,99	292	11,4	75	75
30	8	345	1,23	375	8,7	73,8	77,5
30	10	540	1,53	577	6,8	71,5	73,8
60	6,5	221	1,14	255	15,4	75	75
60	8	251	1,33	285	13,5	78,6	75
60	10	360	1,58	405	12,5	78,9	73,8

Fig.4.4

- Commentaires

. Les atténuations ζ_5 et ζ_7

La théorie prévoit une valeur maximale unique de 73,2% sur les harmoniques 5 et 7 de ligne. Compte tenu de la sensibilité de l'analyseur de spectre aux faibles niveaux, on peut estimer que l'objectif est atteint, pour tous les cas présentés.

. Le courant J

Sa valeur théorique est donnée par la relation $J = (2-\sqrt{3}) I_d / \sqrt{3}$ (cf. § I.5 ch. III), il faut ici diviser I_d par $\sqrt{3}$, ceci est dû au couplage $\lambda\Delta$ du transformateur principal, ce couplage réduit d'un facteur $\sqrt{3}$ les

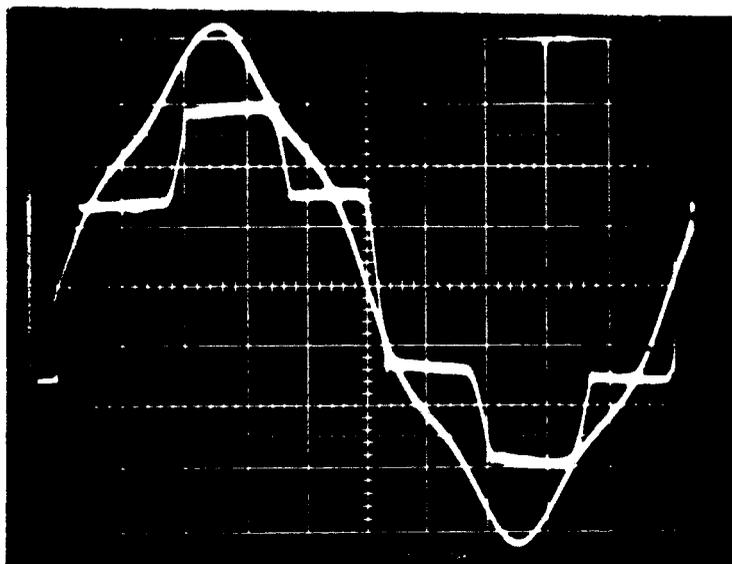
harmoniques des courants en ligne par rapport à ceux existant avec un couplage $\lambda\lambda$ ou $\Delta\Delta$. Pour les trois valeurs choisies de I_d (6,5 A ; 8 A et 10 A) celles de J sont respectivement (1 A ; 1,23 A ; 1,54 A). Ces valeurs correspondent à celles obtenues expérimentalement pour les cas présentés du montage à thyristors.

Pour le cas du montage à diodes, le courant J nécessaire à la correction est moins conforme à la valeur théorique. On peut expliquer ces écarts par le fait que la forme d'onde du courant de ligne d'un montage redresseur à diodes est moins proche de celle, idéalisée, dans l'hypothèse d'un empiètement nul.

. La puissance active consommée par la boucle

Elle est théoriquement nulle. Dans le tableau on a ramené sa valeur à celle de la puissance absorbée par le montage redresseur principal. Pour un angle α donné la valeur de ce pourcentage diminue à mesure que I_d augmente. On explique ces variations par le fait que J augmente avec I_d , or U_i et U_c restent invariantes pour α donné. L'augmentation de J est réglée par une diminution de R . La réduction de R prime sur l'augmentation de J^2 , la puissance RJ^2 diminue donc. Par contre pour une valeur de I_d donnée on observe une augmentation de la puissance active consommée par l'injecteur à mesure que l'angle α augmente. Cet accroissement peut être interprété de la façon suivante : lorsque α augmente, l'angle de calage ϕ de l'injecteur augmente aussi, la tension u_i présente alors des variations instantanées de plus en plus importantes (comparer à cet effet les trois clichés de la Pl. IV.11). La tension u_c présente elle aussi de brusques discontinuités (particularité des montages redresseurs à thyristors). La bobine de lissage voit donc à ses bornes une tension $u_i + u_c$ d'autant plus riche en harmoniques que α tend vers 90° . Les impédances harmoniques de la bobine étant constantes l'ondulation de J et donc sa valeur efficace augmentent avec α . La puissance dissipée dans R ($R J_{eff}^2$) augmente donc avec α .

Les mesures effectuées permettent de vérifier les prévisions théoriques concernant le fonctionnement de la boucle de correction. Seule la puissance active consommée par le système correcteur s'écarte notablement de sa valeur théorique. Une régulation de J par action sur U_i et U_c permettrait d'une part de supprimer la résistance R , et d'autre part de réduire la consommation de puissance active.

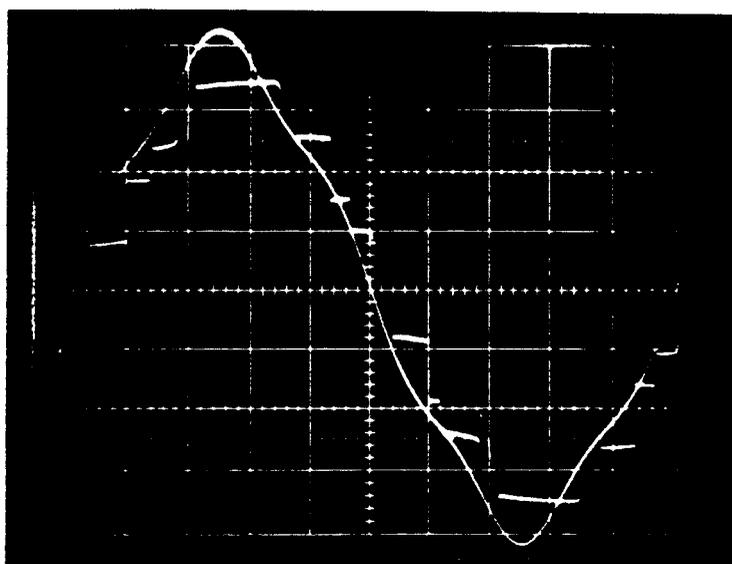


①

Sans correction

x : 2 ms/div.

y : 2 A/div.



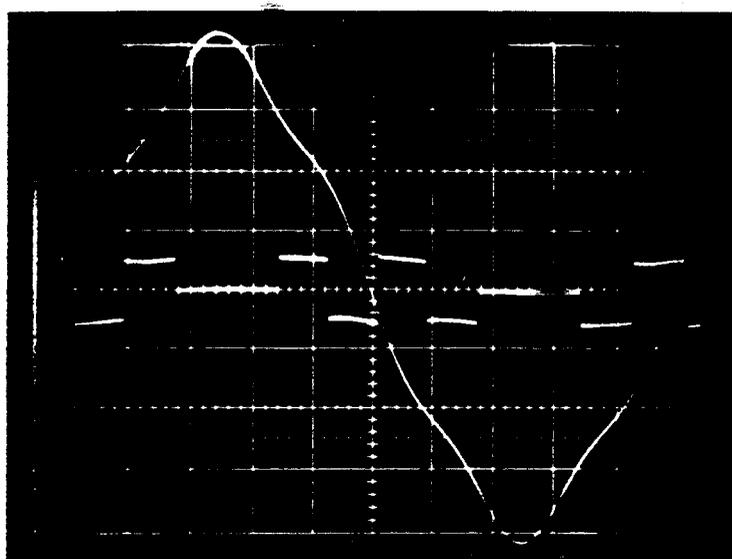
②

BU
LLE

Avec correction

x : 2 ms/div.

y : 2 A/div.



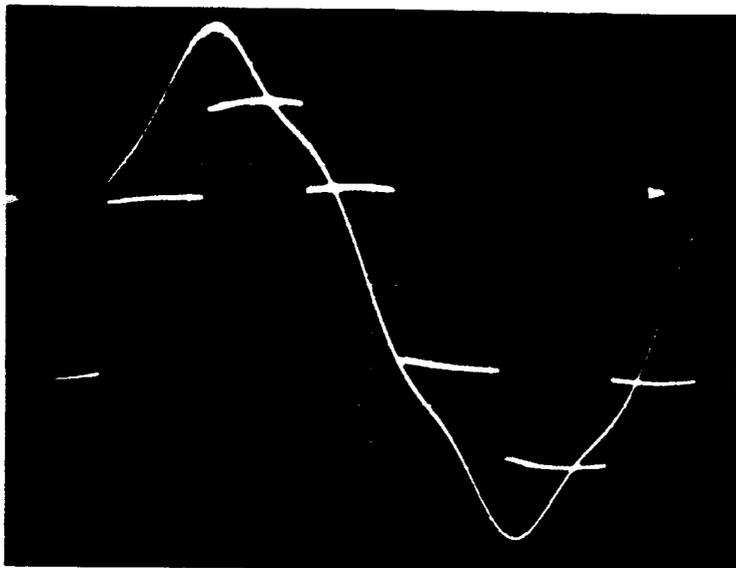
③

$\phi = 0^\circ$

x : 2 ms/div.

y : 2 A/div.

Pl.IV.1. Courants en ligne (1 et 2). Courant de l'injecteur (3). ($\alpha = 0^\circ$)

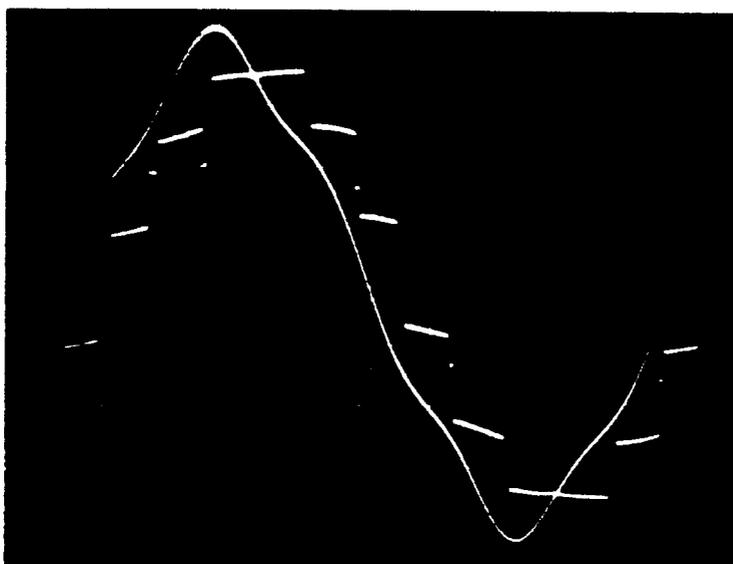


①

Sans correction

x : 2 ms/div.

y : 2 A/div.



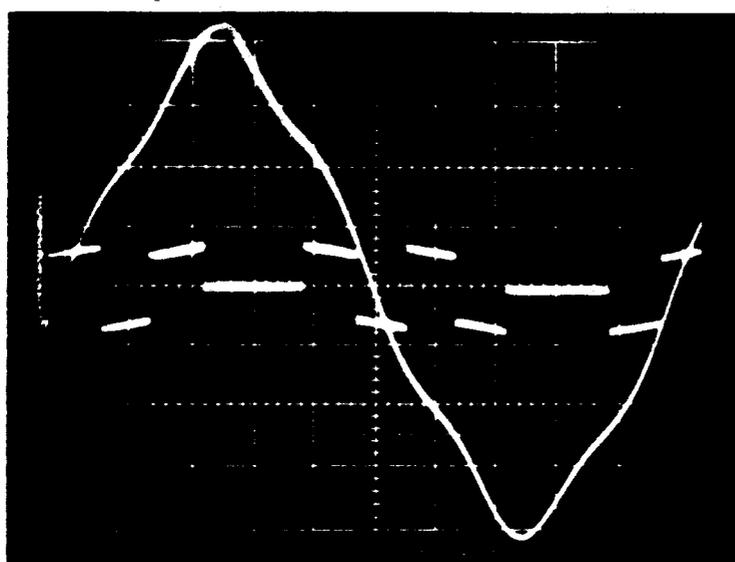
②



Avec correction

x : 2 ms/div.

y : 2 A/div.



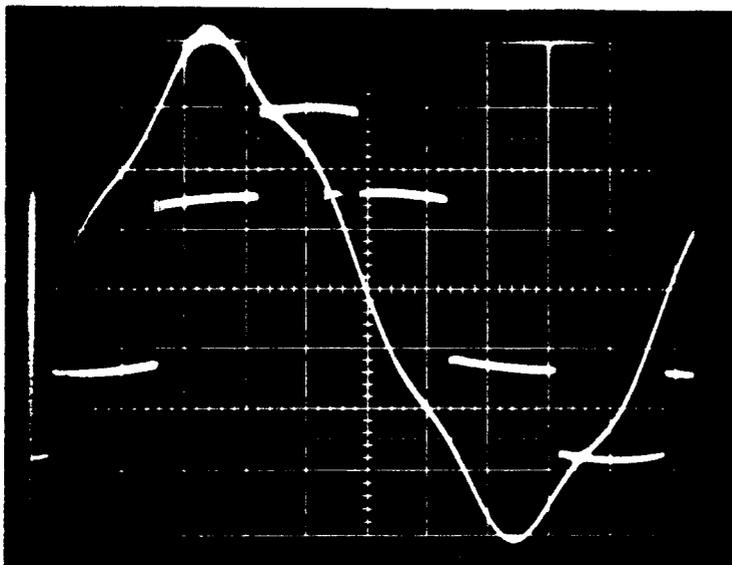
③

$\phi = 30^\circ$

x : 2 ms/div.

y : 2 A/div.

Pl.IV.2. Courants en ligne (1 et 2). Courant de l'injecteur (3). ($\alpha = 30^\circ$)

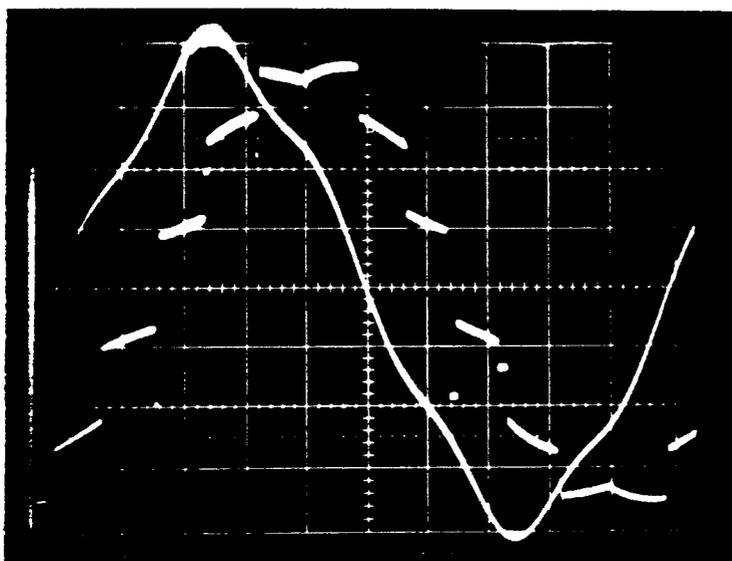


①

Sans correction

x : 2 ms/div.

y : 2 A/div.

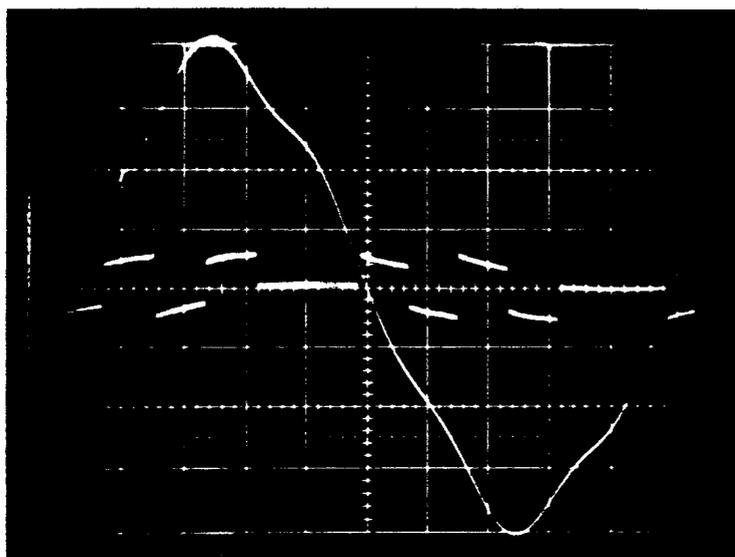


②

Avec correction

x : 2 ms/div.

y : 2 A/div.



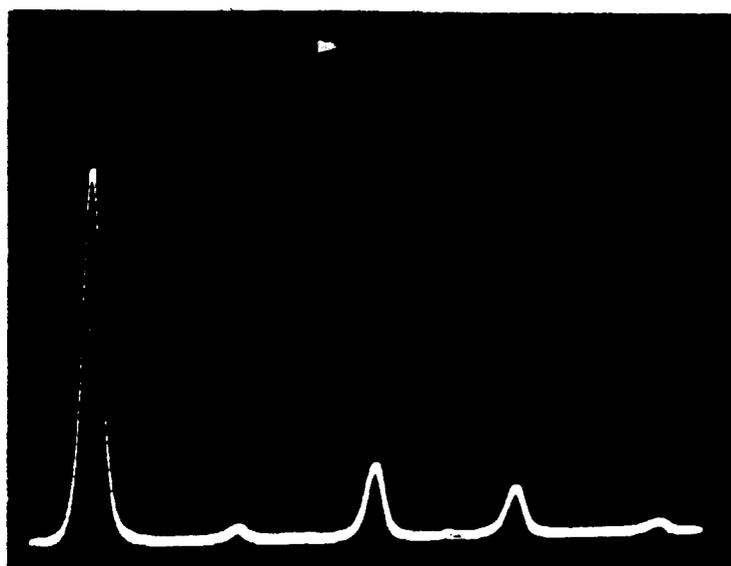
③

$\phi = 60^\circ$

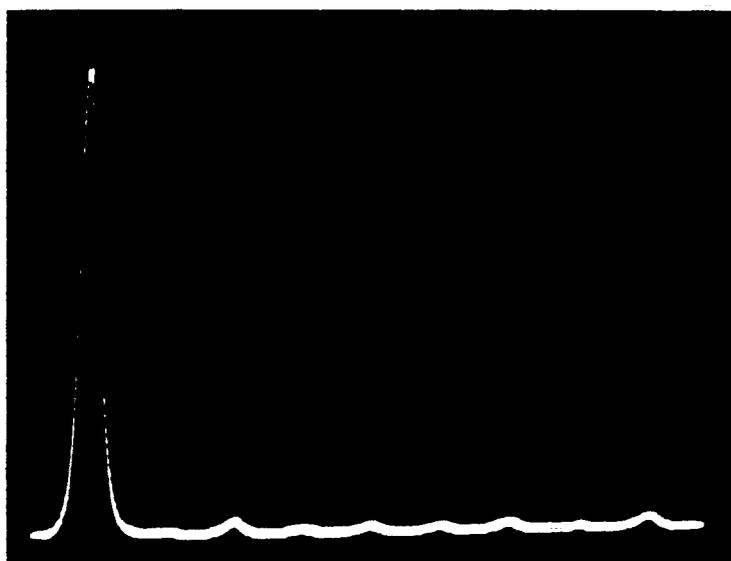
x : 2 ms/div.

y : 2 A/div.

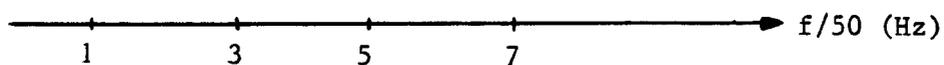
Pl.IV.3. Courants en ligne (1 et 2). Courant de l'injecteur (3). ($\alpha = 60^\circ$)



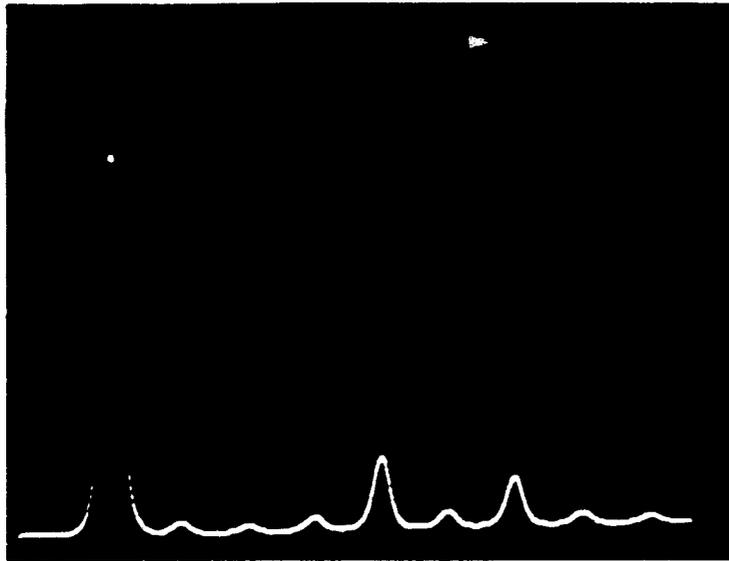
Sans correction



Avec correction

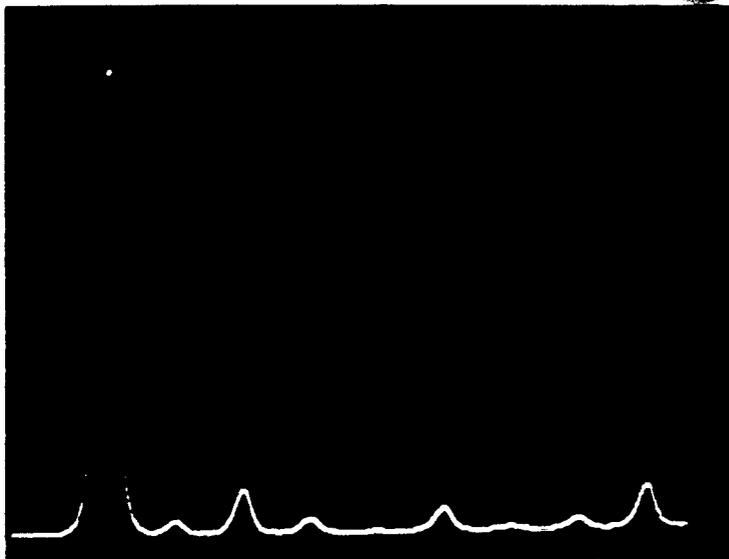


Pl.IV.4. Spectres du courant en ligne. ($\alpha = 0^\circ$)



Sans correction

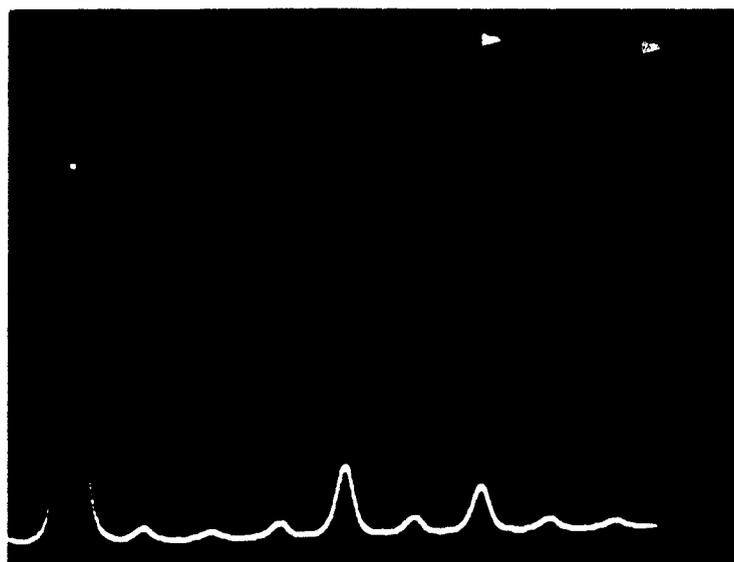
1 3 5 7 $\rightarrow f/50$ (Hz)



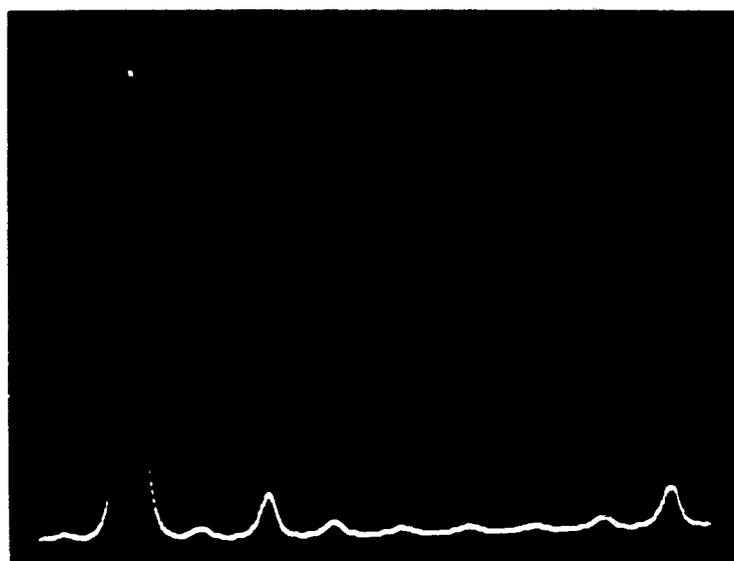
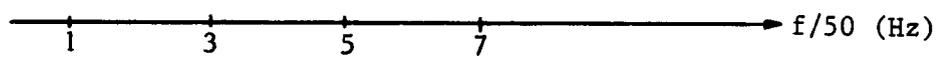
Avec correction

1 3 5 7 $\rightarrow f/50$ (Hz)

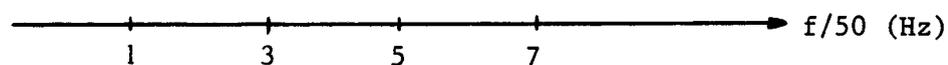
Pl.IV.5. Spectres du courant en ligne. ($\alpha = 30^\circ$)



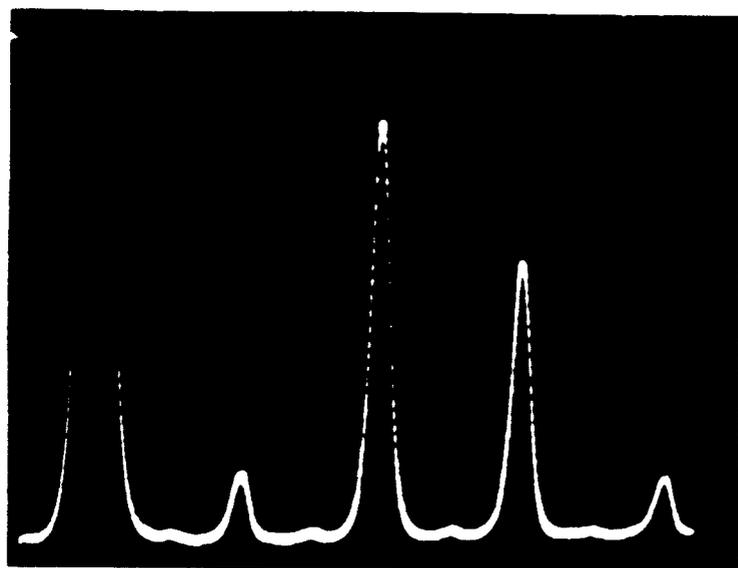
Sans correction



Avec correction

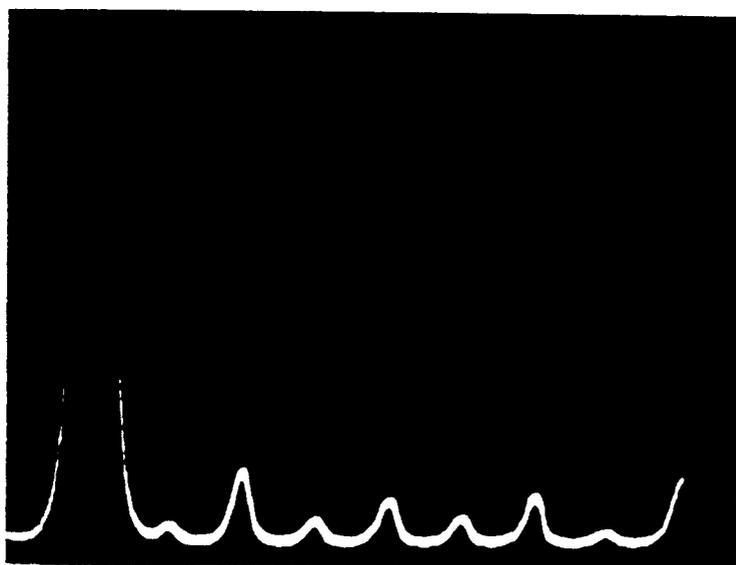


Pl.IV.6. Spectres du courant en ligne. ($\alpha = 60^\circ$)



Sans correction

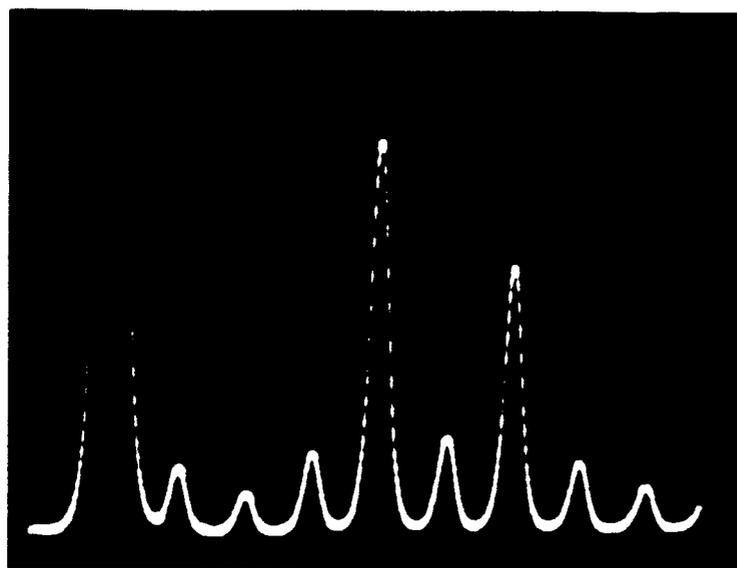
f/50 (Hz)



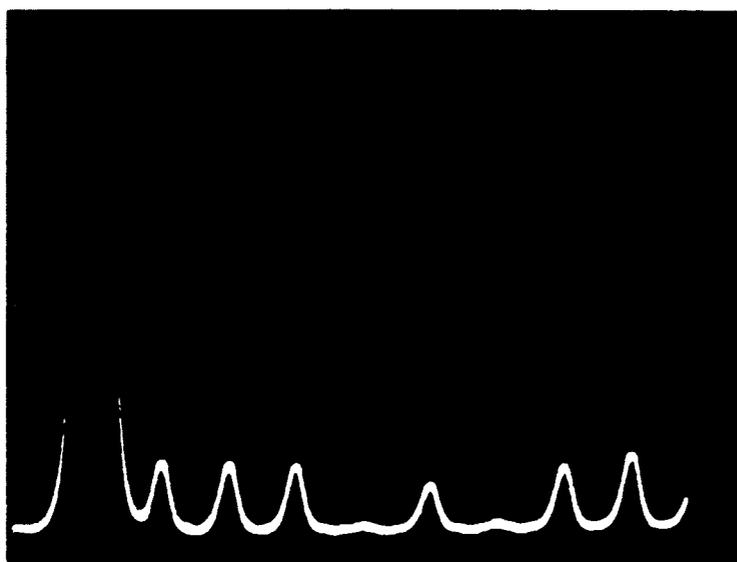
Avec correction

f/50 (Hz)

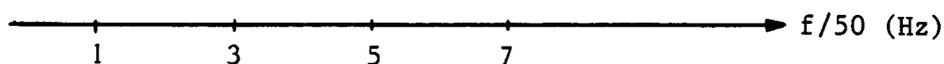
Pl.IV.7. Spectres dilatés du courant en ligne. ($\alpha = 0^\circ$)



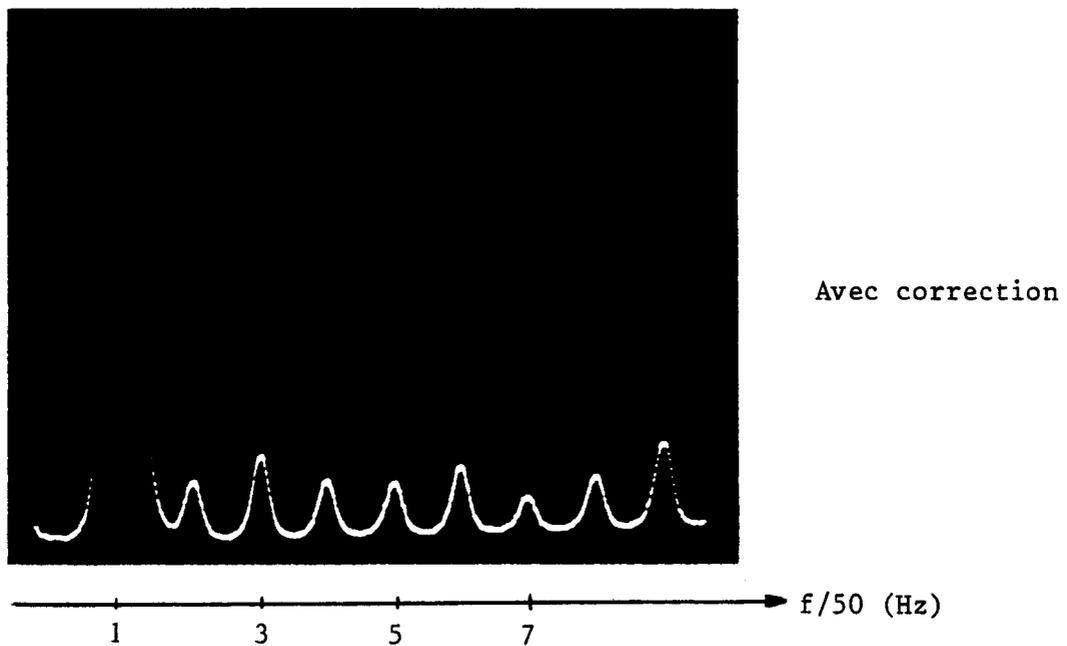
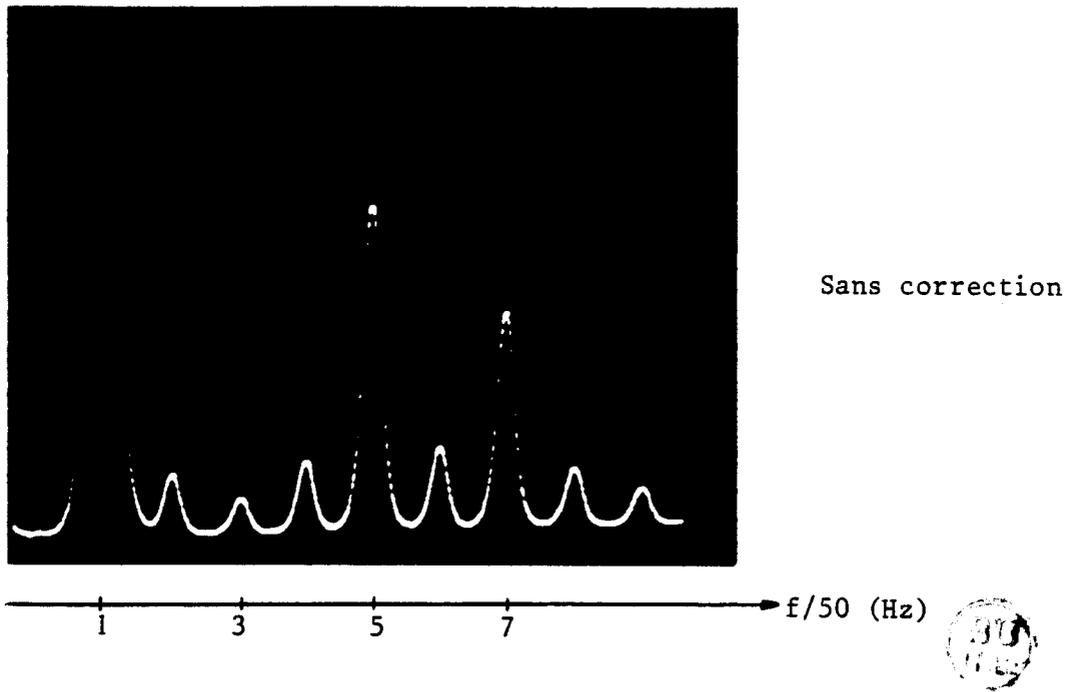
Sans correction



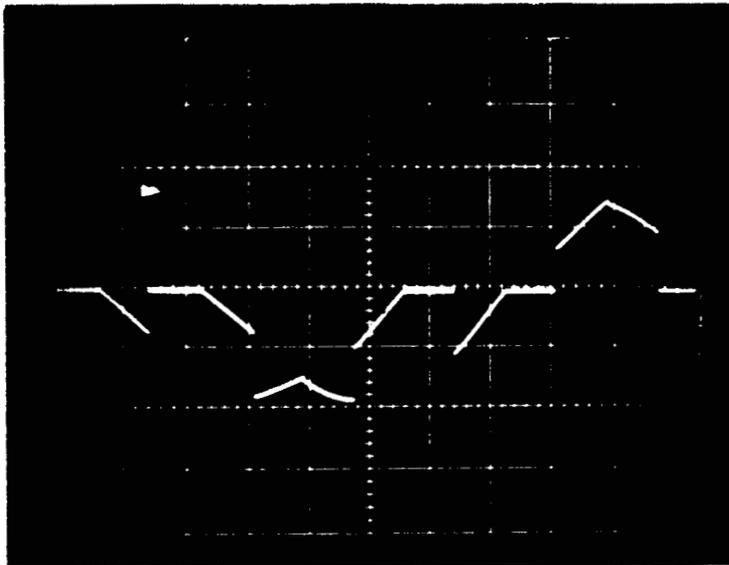
Avec correction



Pl.IV.8. Spectres dilatés du courant en ligne. ($\alpha = 30^\circ$)



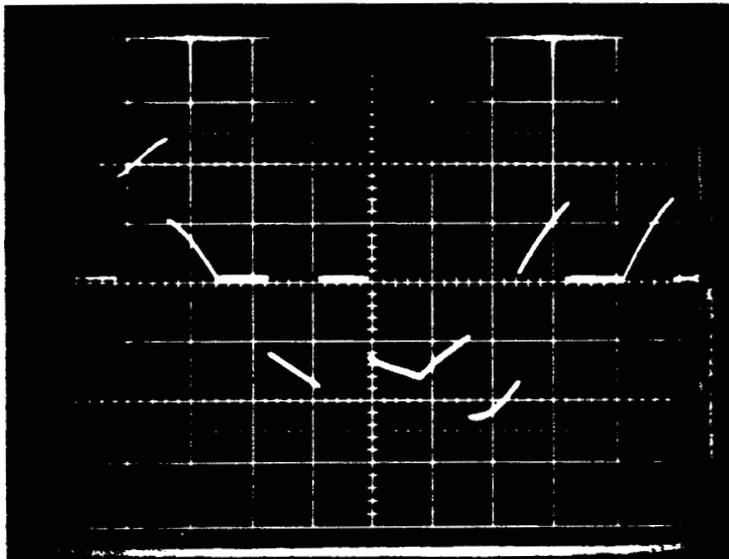
Pl.IV.9. Spectres dilatés du courant en ligne. ($\alpha = 60^\circ$)



$\alpha = 0^\circ$

x : 2 ms/div.

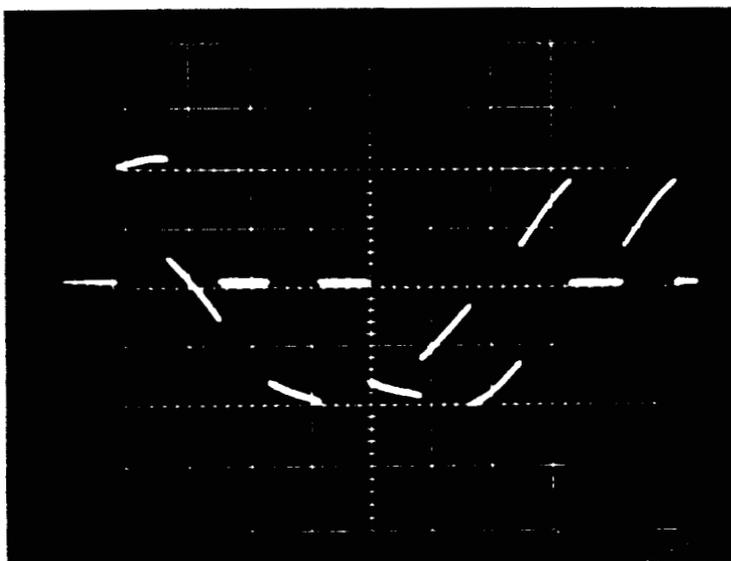
y : 50 V/div.



$\alpha = 30^\circ$

x : 2 ms/div.

y : 50 V/div.

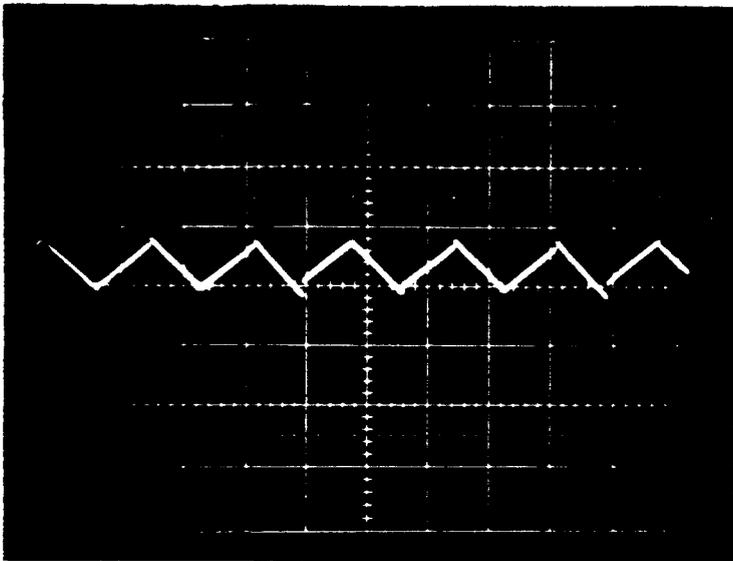


$\alpha = 60^\circ$

x : 2 ms/div.

y : 50 V/div.

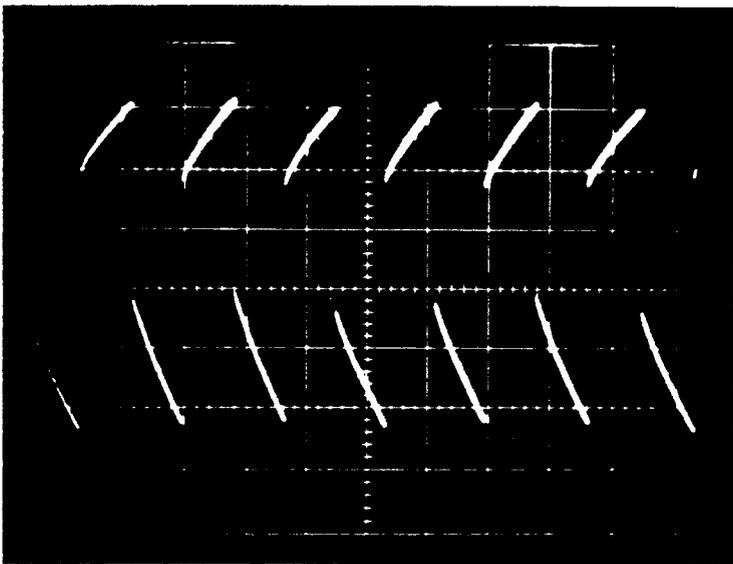
Pl.IV.10. Formes d'onde de tension aux bornes d'un interrupteur. (Transistor + diode)



$\alpha = 0^\circ$

x : 2 ms/div.

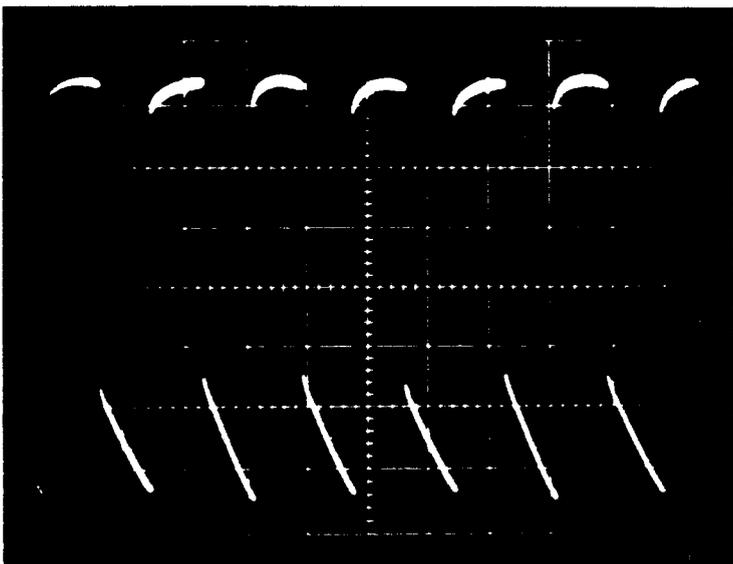
y : 30 V/div.



$\alpha = 30^\circ$

x : 2 ms/div.

y : 30 V/div.



$\alpha = 60^\circ$

x : 2 ms/div.

y : 30 V/div.

Pl.IV.11. Tension de sortie de l'injecteur (u_i)

C O N C L U S I O N S

C O N C L U S I O N S

Nous avons présenté une nouvelle méthode pour réduire les harmoniques 5 et 7 des courants au primaire du transformateur d'alimentation des montages redresseurs triphasés en pont d'indice de pulsation égal à 6. Les résultats obtenus lors des vérifications expérimentales concordent avec ceux de l'étude théorique et montrent l'efficacité de cette nouvelle méthode.

Nous pouvons pour conclure faire les remarques suivantes :

- L'injecteur de courants peut être branché sur une installation déjà existante sans aucune modification, ce qui apporte à cette solution un avantage certain par rapport aux autres montages proposés pour réduire les harmoniques.

- Il aurait été intéressant de comparer la solution proposée avec celle consistant à utiliser des filtres passe-bas pour éliminer les harmoniques 5 et 7, à la fois du point de vue performances mais aussi du point de vue économique. Mais si les lois de commande de notre injecteur ont été définies, les vérifications expérimentales ont été réalisées en boucle ouverte avec un réglage manuel des variables ; le rendement de l'ensemble serait optimisé avec un système bouclé. Il est donc difficile de se prononcer sur l'intérêt économique de la solution proposée dans l'état actuel de son développement.

- Une méthode basée sur le même principe pourrait être adoptée pour réduire les courants harmoniques d'ordre 11 et 13. Mais, outre qu'elle compliquerait la forme d'onde du signal de commande de l'injecteur, elle nécessiterait d'apporter davantage de précision au calage de ces signaux, le moindre écart étant multiplié par le rang de l'harmonique à l'échelle de la pulsation de cet harmonique.

En conclusion, ce dispositif de correction nous paraît mériter d'être pris en compte lors du choix d'un système de réduction des harmoniques de courant absorbés par les montages redresseurs triphasés d'indice de pulsation égal à 6.

B I B L I O G R A P H I E

B I B L I O G R A P H I E

- [1] KIMBARK, E.W. Direct Current Transmission.
Wiley Interscience, New York, 1971.
- [2] SEGUIER, G. Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance.
Tome 1 : la conversion alternatif-continu.
Technique et Documentation, Paris, 1984.
- [3] STRATFORD, R.P. Rectifier harmonics in power systems
IEEE Trans on Ind. Appl. 1980, tome 16, n° 2, pp 271-276.
- [4] DEWAN, S.B ; SEGSWORTH, R.S. et BIRINGER, P.P. Input filter design
with static power converters
IEEE Trans. on Ind. Gen. Appl., 1970, tome 6, n°4, pp378-38
- [5] MATSUMARA, S ; ABE, Y. Development of compact filters for HVDC converter
station
IEEE Trans. on Power Appar. Syst., 1982, tome 102,
n° 9, pp 3107-3114.
- [6] GONZALEZ, D.A., et Mc CALL, J.C. Design of filters to reduce harmonic
distortion in industrial power systems
IEEE Trans. on Ind. Appl., 1987, tome 23, n° 3, pp 504-511.
- [7] SASAKI, H., and MACHIDA, T. (1971) : A new method to eliminate AC harmonic
current by magnetic flux compensation. Considerations on
basic design, IEEE Trans. Power Appar. Syst., 90 (5),
2009-2019.
- [8] SASAKI, H., and MACHIDA, T. (1974) : Transient analysis of harmonic current
elimination method by magnetic flux compensation, IEEE Tran
Power Appar. Syst., 93 (2), 669-674.
- [9] BIRD, B.M., MARSH, J.F., and Mc LELLAN, P.R. (1969) : Harmonic reduction
in multiplex convertors by triple-frequency current
injection, Proc. Inst. Electr. Eng., 116 (10), 1730-1734.
- [10] ARRILLAGA, J., WOODS, G., and DUKE, R.M. (1980) : Thyristor-controlled
inphase boosting for h.v.d.c. convertors, Proc. Inst.
Electr. Eng., Part C, 127 (4), 221- 227.
- [11] BAIRD, J.F., and ARRILLAGA, J. (1980) : Harmonic reduction in d.c.-ripple
reinjection, Proc. Inst. Electr. Eng., Part C, 127 (5),
294-303.

- [12] ARRILLAGA, J., JOOSTEN, A.P.B., and BAIRD, J.F. (1983) : Increasing the pulse number of AC-DC convertors by reinjection techniques, IEEE Trans. Power Appar. Syst., 102 (8), 2649-2655.
- [13] AMETANI, A. (1972) : Generalized method of harmonic reduction in AC-DC convertors by harmonic current injection, Proc. Inst. Electr. Eng., 119 (7), 857-864.
- [14] AMETANI, A. (1976) : Harmonic reduction in thyristor convertors by harmonic current injection, IEEE Trans. Power Appar. Syst., 95 (2), 441-445.
- [15] SWAN, J.P., BAUSIERE, R. et SEGUIER, G. Eliminating 5th and 7th line current harmonics in AC-DC convertors by harmonics currents Injection
EPE' 87, Grenoble, Sept. 87, pp 719-724.
- [16] SWAN, J.P., BAUSIERE, R. et SEGUIER, G. Optimizing control of a three-phase harmonics rejector (à paraître)
IMACS' 88, Paris, Juillet 88, rapport H.02.



RESUME

Les redresseurs alimentés par le réseau triphasé polluent celui-ci en absorbant des courants harmoniques de rang 5, 7, 11, 13 ... dont l'amplitude est inversement proportionnelle au rang.

La thèse présente une méthode de filtrage actif consistant à injecter à l'entrée du redresseur des courants contenant des harmoniques de même mode et de même phase que ceux absorbés par le redresseur. Ainsi le courant fourni par le réseau est exempt de ces harmoniques.

L'étude théorique effectuée en tenant compte de l'empiètement et du retard au déblocage a montré que la méthode n'était efficace et facile à mettre en oeuvre que pour la suppression des harmoniques 5 et 7, les plus gênants.

A partir d'un courant continu, grâce à une séquence de découpage convenable, on synthétise les trois courants à injecter. Le dispositif correcteur utilise des transistors de puissance groupés en pont assurant la synthèse et l'injection des courants correcteurs. Les essais effectués ont montré que l'on pouvait aisément atteindre une atténuation des harmoniques 5 et 7 supérieure à 80 %.

MOTS-CLES

ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

MONTAGES REDRESSEURS

HARMONIQUES

FILTRAGE ACTIF