1970 N° d'ordre 110

50.376 1970 138

THESE

présentée

à la Faculté des Sciences de l'Université de Lille pour obtenir

le titre de DOCTEUR-INGENIEUR

000

par

Bernard SEGHERS

Ingénieur I.E.G

000



Thèse soutenue le 10 Juillet 1970 devant la Commission d'Examen :

M. GABILLARD Président

M. PANET

Rapporteur

M. COULON

Examinateurs

M. MAIZIERES

M. SAGEAU

Invité

Nous adressons nos très sincères remerciements à Monsieur SAGEAU, Président Directeur Général de la Société Auxilec ; cette Société nous a orienté vers un vrai sujet de recherche appliquée ; elle nous a toujours apporté son aide matérielle et nous sommes très sensibles à la présence de Monsieur SAGEAU dans notre Jury.

Nous exprimons toute notre reconnaissance à Messieurs CARRAND et MERCKLING, Ingénieurs de la Société qui nous ont souvent conseillé.

Notre gratitude s'adresse aussi à Monsieur le Professeur GABILLARD qui est à l'origine de notre liaison avec la Société Auxilec et veut bien présider ce Jury.

Nous remercions tout particulièrement Monsieur le Professeur PANET à qui nous devons les principes généraux de ces onduleurs et Messieurs les Professeurs MAIZIERES et COULON qui nous ont beaucoup aidé dans nos travaux expérimentaux.

Nous sommes reconnaissant à nos collègues et amis PRISSETTE et DESTOBBELEER pour leur concours efficace ainsi qu'à tout le personnel du Laboratoire d'Electrotechnique qui a contribué à la réalisation de l'appareil et à celle du présent mémoire.

INTRODUCTION

L'électricité est apparue sur les premiers avions. Nécessaire pour l'allumage des moteurs, elle était en outre utilisée pour la radio et l'éclairage.

L'équipement se limitait alors à une génératrice à courant continu et à une batterie d'accumulateurs.

Depuis 1945, les réseaux électriques de bord ont pris une importance croissante du fait de l'élargissement du domaine d'application de l'électricité. La puissance installée n'a cessé de croître depuis la deuxième guerre où elle était de l'ordre de 1 000 W jusqu'à maintenant où elle atteint plusieurs centaines de kVA sur certains appareils. Le tableau cidessous précise cette évolution :

EVOI SUR DES A	UTION DE L VIONS CIVI	A PUISSANCE LS ET MILITA	ELECTRIC AIRES FRA	QUE INSTALI ANCAIS DEPU	EE JIS 1945	
Type de l'Avion	Année du 1er Vol	Masse au décollage Tonnes	Puissa Cantinu kW		llée en kVA Fréquence variable kVA	
SIEBEL	1945	5,6	1	6		4
: MYSTERE IV A	1952	. 8	6	•	•	6
CARAVELLE	1955	46	27	a c e	9 0 0	27
: MIRAGE IV A	1961	30	:	•	÷ 40	÷ 40
CARAVELLE XA	1962	52	27	5 0 8	40	67
TRANSAL	: 1962	: 47	:	180	: 18	198 :
SUPER FRELON	1964	. 11	27	*	18	45
CONCORDE	: 1969	•	9 8	•	0 0	: 160 :

En France, l'alternateur a fait son apparition dès 1956 fournissant des tensions de fréquence constante (400 Hz) ou de fréquence variable.

Les tensions utilisées sont de 28 V en courant continu et 115/200 en courant alternatif.

Circuits de génération

La génération "primaire" est toujours effectuée à partir de machines tournantes : dynamos ou alternateurs à fréquence fixe ou variable.

Les dispositifs secondaires de génération se rangent en deux catégories :

- . Les blocs redresseurs qui transforment le 115 V alternatif en 28 V continu.
- . Les convertisseurs continu-alternatif utilisés comme source de courant alternatif lorsqu'il n'est pas prévu d'alternateur sur l'avion, ou comme source de secours, en cas de panne des alternateurs, à partir de la batterie de bord.

Convertisseurs continu-alternatif

Ils sont de deux types :

a) Convertisseurs tournants :

La gamme des puissances va de 12VA à 2 700 VA en France et toutes ces machines sont prévues pour fonctionner à cosφ compris entre 1 et 0,8 AR. Ces appareils ont un rendement assez bas.

b) Convertisseurs statiques :

Ils sont réalisés à base de dispositifs à semi-conducteurs. En général, les solutions proposées consistent à découper à partir de la tension continue des impulsions à 400 Hz que l'on élève ensuite en tension à 115 V et que l'on filtre pour obtenir une onde sinusoïdale.

C'est pour la mise au point de nouvelles réalisations d'onduleurs autonomes que la Société Auxilec prenait contact en Novembre 1968 avec le Laboratoire d'Electrotechnique de LILLE. Dès les premières séances d'étude, plusieurs solutions apparaissaient ; la Société Auxilec réalisait alors un P_3 pendant que le Laboratoire d'Electrotechnique envisageait la construction d'un onduleur de type C_1 , étape jugée indispensable avant la réalisation d'un C_3 qui semble bien répondre au problème posé. Ce mémoire présente les considérations générales concernant les onduleurs de types P_n et C_n ainsi que l'étude particulière de l'onduleur C_1 .

CHAPITRE I

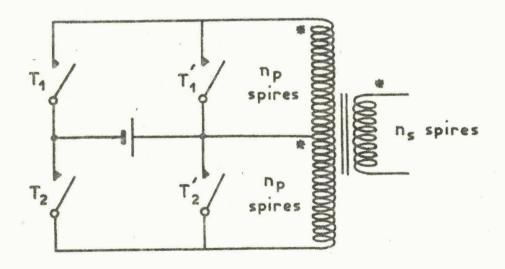
PRINCIPE GENERAL DE L'ONDULEUR - EXPOSE DES PROBLEMES

1.1. Principe d'un Onduleur élémentaire

1.1.1. Montage

Un onduleur permet d'obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue délivrée, par exemple, par une batterie d'accumulateurs de force électromotrice E et de résistance interne négligeable. Une façon simple de procéder est d'utiliser un transformateur qui présente (figure 1-1) :

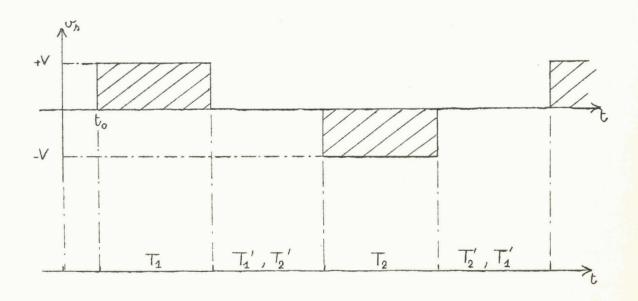
- . au primaire, deux enroulements de $n_{\rm p}$ spires, montés en opposition, alternativement alimentés par la batterie ;
- . au secondaire, un enroulement de n_s spires aux bornes duquel est prélevée la tension de sortie.



- Figure 1-1. - Montage élémentaire

En négligeant, en première approximation, la résistance des enroulements et les fuites magnétiques du transformateur, celui-ci transmet la forme d'onde qui lui est imposée au primaire.

Nous pouvons alors décrire sommairement le fonctionnement du dispositif (figure 1-2) :



- Figure 1-2.- Tension secondaire v_s et état des interrupteurs

- . Lorsque l'interrupteur T_1 est fermé pendant les intervalles de temps notés T_1 , la tension de la batterie est appliquée aux bornes de l'enroulement primaire 1 et l'on recueille au secondaire la tension +V qui constitue l'alternance positive.
- . de même, lorsque T₂ est fermé, on obtient au secondaire la tension -V qui constitue l'alternance négative.
- . enfin, le niveau 0 est obtenu par court-circuit des primaires au moyen des interrupteurs T'₁ et T'₂ fermés pendant les intervalles de temps correspondants.

En pratique, les fonctions d'interrupteurs peuvent être remplies par des transistors ou par des thyristors. Nous avons préféré utiliser
des transistors ; ils présentent en effet, une moins grande difficulté d'emploi que les thyristors en commutation sur self. Cette solution nous limite
en puissance car les transistors ne supportent pas, dans l'état actuel de la
technologie, des courants aussi importants tout en restant d'un prix raisonnable. En fait, cette limite sera reculée par la mise en parallèle de plusieurs onduleurs élémentaires, nécessaire par ailleurs pour améliorer la forme d'onde.

1.1.2. Evolution du flux et du courant primaire à vide

En négligeant la saturation et l'hystérésis du noyau magnétique, le flux ϕ et le courant magnétisant $i_{p\mu}$ sont proportionnels. Il suffit donc d'étudier l'évolution du flux.

A cet effet, partons de l'instant t_0 où est provoquée la fermeture de T_1 (figure 1-2). La tension E constante, appliquée aux bornes de l'enroulement primaire engendre un flux ϕ défini par la relation :

$$E = n_p \frac{d\phi}{dt}$$

d'où

(1.1.)
$$\phi = \phi_0 + kt$$

avec

$$k = \frac{E}{n_p}$$

et ϕ_0 , flux par spire à l'instant t₀.

Le flux croît donc linéairement avec le temps (figure 1-3) et la tension obtenue au secondaire du transformateur est constante :

$$v_s = n_s \frac{d\phi}{dt} = \frac{n_s}{n_p} E = V$$

Lorsqu'on réalise quasi simultanément à l'instant t_1 l'ouverture de T_1 et la fermeture de T_1 . Le court-circuit de l'enroulement 1 provoque l'annulation de la tension $v_{\rm D1}$ et :

$$n_p = \frac{d\phi}{dt} = 0$$

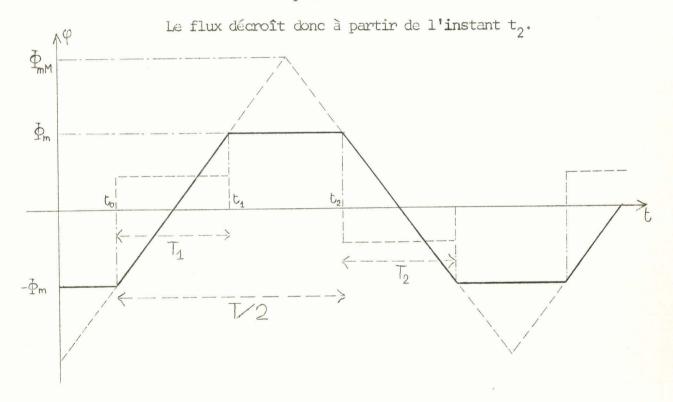
Il en résulte :

$$v_s = 0$$
 et $\phi = c^{te}$.

Le flux se maintient donc à la valeur qu'il atteint au moment de l'ouverture de T_1 tant que T'_1 reste fermé. Le courant primaire, qui se referme par T'_1 , reste également constant.

Le processus se répète lorsque l'on ferme T_2 à l'instant t_2 après l'ouverture simultanée de T'_1 . L'enroulement 2, monté en opposition avec l'enroulement 1, est soumis à la tension E qui force un flux ϕ donné par la relation :

$$E = - n_{p} \frac{d\phi}{dt} .$$



- <u>Figure 1-3.- Variation du flux en fonction du temps</u>

Pour obtenir une forme d'onde satisfaisante, nous nous sommes fixés $T_1 = T_2$. La valeur moyenne du flux devant être nulle au cours d'une période, la valeur ϕ_0 que nous avons prise au début de ce paragraphe doit être égale à $-\phi_m$, avec :

$$\Phi_{\mathbf{m}} = \frac{E}{2n} T_1.$$

D'autre part, la courbe représentant la variation du flux est une courbe en dents de scie plus ou moins tronquées suivant la durée des intervalles de temps T_1 . La valeur maximale de Φ_m est obtenue lorsque T_1 est égal à la demi période, soit :

$$\Phi_{\text{mM}} = \frac{E}{2n_{\text{p}}} \times \frac{T}{2}.$$

En tenant compte de la résistance r_p d'un enroulement primaire, nous pouvons écrire pendant l'intervalle de temps T_1 et toujours pour le fonctionnement à vide :

$$E = r_p i_p + n_p \frac{d\phi}{dt} ; v_s = n_s \frac{d\phi}{dt}.$$

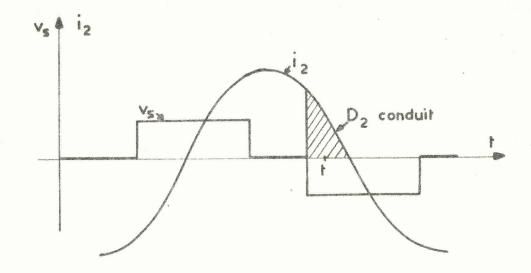
Si le circuit magnétique se sature, le courant magnétisant augmente et la chute de tension r i prend une importance croissante alors que la force électromotrice de self induction n diminue. Cette diminution se retrouve sur la tension secondaire.

Nous devons donc rester dans un domaine de fonctionnement où la chute résistive est négligeable et il faut, pour le calcul du transformateur, s'assurer que <u>le circuit magnétique n'atteint jamais la saturation</u>. Nous présentons ce calcul en annexe.

1.1.3. Fonctionnement en charge

Pour cette étude sommaire, nous supposerons que le courant secondaire est sinusoïdal. C'est en effet ce que nous obtiendrons après filtrage lorsque sont montés en série les enroulements secondaires de plusieurs convertisseurs élémentaires alimentés séparément par la même source de tension E.

Les modes de composition des ondes élémentaires que nous exposerons plus loin, nous laissent prévoir des déphasages très variables du courant secondaire sur le fondamental de la tension délivrée par un étage convertisseur.

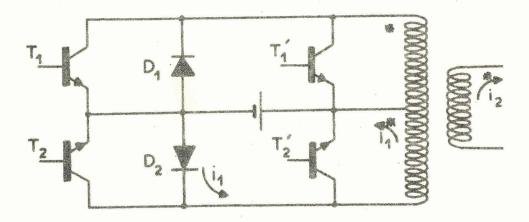


- Figure 1-4.- Temps de conduction des diodes de retour

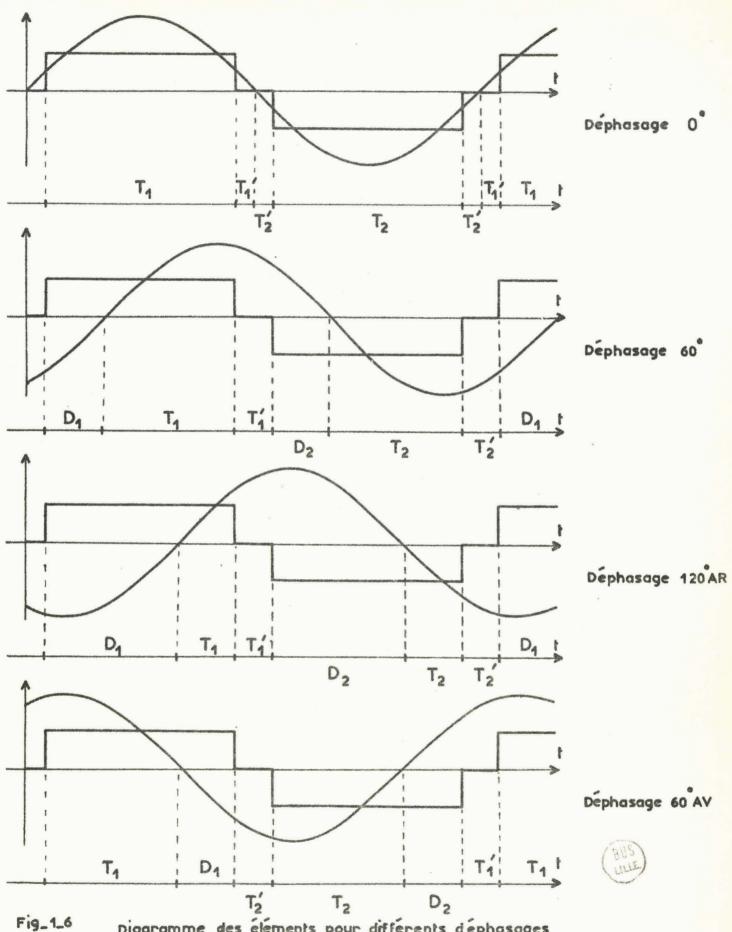
Pour réaliser, à chaque instant, l'équilibre des ampèrestours primaires et secondaires, il faut que le courant secondaire i_2 puisse appeler un courant primaire i_1 tel que

$$n_{si_2} = n_{pi_1}$$

Plaçons-nous à un instant τ où T_2 peut conduire (figure 1-4); le courant appelé par le secondaire peut avoir un sens tel qu'il ne puisse passer par T_2 , il faut donc prévoir une diode "de retour" D_2 , montée en opposition avec T_2 (figure 1-5). De façon analogue, nous voyons la nécessité d'une diode de retour D_1 associée au transistor T_1 .



- Figure $1-\bar{5}$. - Montage de principe

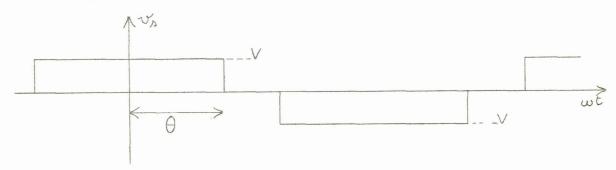


Fig_1_6 Diagramme des éléments pour différents déphasages du courant secondaire

En figure 1-6 nous indiquons, pour différentes valeurs du déphasage du courant secondaire, l'élément du montage qui assure la conduction du courant primaire. Nous avons choisi les valeurs : 0°; 60° et 120° AR; 60° AV ; elles permettent de couvrir pratiquement le domaine de fonctionnement usuel du convertisseur élémentaire, compte tenu de son intégration dans le montage plus complexe qui sera en fait utilisé.

1.1.4. Taux partiels d'harmoniques-Taux de distorsion

La tension élémentaire, que nous avons étudiée jusqu'à maintenant, peut se définir par son amplitude de palier V et par son angle d'ouverture 20 (figure 1-7).



- Figure 1-7. - Tension élémentaire.

La décomposition de cette onde en série de Fourier se met sous la forme :

$$v_s(\omega t) = \sum_{i=1}^{\infty} V_i \cos(i\omega t + \psi_i)$$

dans laquelle, par raison de symétrie, tous les ψ_1 sont nuls et seuls subsistent les termes en cosinus impairs.

Le terme fondamental a pour amplitude maximale:

$$V_{1_{m}} = V \times \frac{4}{\pi} \sin \theta$$

et l'harmonique de rang \boldsymbol{p} a pour amplitude maximale :

(1.3.)
$$V_{p_m} = V \times \frac{\mu}{p\pi} \sin p \theta = V_{1_m} \frac{\sin p \theta}{p \sin \theta}$$

Son taux partiel rapporté au fondamental est :

(1.4.)
$$T_{p} = \frac{V_{pm}}{V_{1_{m}}} = \frac{\sin p\theta}{p \sin \theta}$$

Remarquons que, dans le cas particulier θ = 60°, l'harmonique 3 et ses multiples sont nuls ; seuls subsistent alors les harmoniques de rang p = $6q^{\frac{1}{2}}1$ avec le taux :

(1.5.)
$$T_{6q^{\pm}1} = \frac{1}{6q^{\pm}1}$$

Le taux global d'harmoniques, ou taux de distorsion, d'une onde est défini par le rapport de la valeur efficace totale de cette onde, diminuée de sa composante fondamentale, à la valeur efficace totale de cette onde. Il se met sous la forme, pour notre onde élémentaire :

$$(1.6.) T = \sqrt{1 - \frac{4\sin^2\theta}{\pi \theta}}$$

1.1.5. Diagramme vectoriel

L'onde élémentaire de la figure 1-7 peut se définir par un diagramme vectoriel sur lequel nous représentons le fondamental et les harmoniques successifs par des vecteurs tournant aux vitesses $\omega,\ldots,$ p ω .

Si le fondamental a pour amplitude \textbf{V}_1 et pour phase γ_1 (figure 1-8), l'harmonique de rang p a pour amplitude :

$$V_{p} = T_{p} V_{1}$$

et pour phase :

$$\gamma_p = p\gamma_1$$
 $p\omega$
 V_p
 V_1

- Figure 1-8.- Diagramme vectoriel d'une onde élémentaire

Considérons maintenant un système d'ondes, analogues à la précédente, dont les fondamentaux ont pour phases γ i. Nous pouvons tracer séparément les diagrammes vectoriels du fondamental et des harmoniques successifs de ce système (figure 1-9).

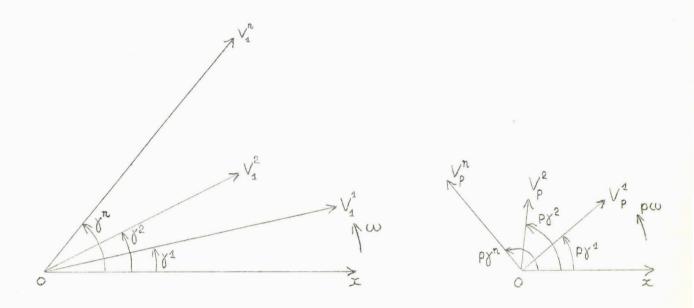


Diagramme du fondamental

Diagramme de l'harmonique de . rang q

- Figure 1-9.

Nous avons vu, que pour une onde de ce type, le taux de l'harmonique de rang p rapporté au fondamental est indépendant de l'amplitude de l'onde (1.4.)

Nous pouvons en tirer la conclusion suivante :

. Le diagramme vectoriel d'un harmonique de rang p se déduit du diagramme vectoriel du fondamental en multipliant par p les arguments et par $\mathbf{T}_{\mathbf{p}}$ les modules.

Cette conclusion d'un très grand intérêt nous servira dans les chapitres suivants pour l'étude des modes de composition des ondes élémentaires.

1.2. Méthodes d'obtention d'une tension quasi sinusoïdale

1.2.1. Obtention d'une tension quasi sinusoïdale

Citons d'abord le paragraphe réservé à la forme de l'onde dans le règlement AIR 2021.

"Dans toutes les conditions de charge, en fonctionnement normal et en régime permanent, la forme d'onde doit être telle que :

- . le taux global d'harmoniques ne doit pas excéder 8 %, aucun harmonique ne dépassant 5 % \S
- . la différence entre les tensions instantantées de l'onde et de la fondamentale ne doit pas dépasser 5 % de la valeur de crête de la fondamentale ;
- . le facteur de forme (rapport entre les tensions de crête et efficace) sera de 1,41 $\overset{+}{-}$ 0,15".

Pour obtenir une tension quasi sinusoïdale approchée, avant filtrage par une courbe en escalier, il est possible d'envisager deux solutions par réalisation de marches:

- a) de largeur réglable et de hauteur constante.
- b) de largeur constante et de hauteur réglable.

La deuxième solution est la meilleure ; elle permet, en effet, d'utiliser pour la commande du convertisseur, un dispositif logique qui assure une grande stabilité en fréquence. Nous verrors apparaître d'autres avantages au cours de notre étude.

1.2.2. Conclusion

Dans les chapitres suivants, nous allons étudier des convertisseurs composés de plusieurs onduleurs élémentaires. Nous nous sommes efforcés d'obtenir systématiquement une amélioration de la forme d'onde, d'abord pour un angle d'ouverture égal à 60° (convertisseur P_n) puis, pour un angle d'ouverture θ réglable (convertisseur C_n). Nous verrons également au cours de ces chapitres les possibilités de régulation de la tension de sortie lorsque varient l'état de charge du réseau alternatif et la tension de la batterie.

CHAPITRE II

ONDULEUR DE TYPE P

La notation $\mathbf{P}_{\mathbf{n}}$ indique qu'il s'agit d'un convertisseur utilisant n transformateurs triphasés.

Nous verrons qu'il est possible d'obtenir (2n - 1) ondes élémentaires par phase ; ces ondes sont déphasées les unes des autres de T/6n ce qui correspond à un déphasage γ = $2\pi/6n$ = $60^{\circ}/n$ pour le fondamental de chacune d'entre elles.

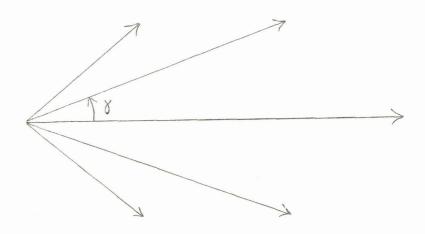
Nous verrons également qu'il est possible de choisir les amplitudes des ondes élémentaires de manière à annuler les premiers harmoniques et nous montrerons que seuls subsistent dans ces conditions, les harmoniques de rang 6nq ± 1, les premiers étant donc d'ordre 6n ± 1.

2.1. Composition des ondes rectangulaires

Les amplitudes et les phases des ondes intervenant dans la synthèse de la tension étoilée A sont données par le tableau ci-dessous :

Onde nº	: n-1	n-2	e 0	1	0	:-1	:	-(n-2)	-(n-1)
Déphasage	(n-1)γ	(n-2)γ	::	Υ	: 0	:-Y	:	-(n-2)γ	-(n-1)γ
Ampli ude	: X _{n-1}	X n-2		X ₁	: :X ₀ =1	: X1		:X_(n-2)	X _{-(n-1)}

La notation adoptée relie le déphasage au numéro d'ordre ; l'onde n°0 est prise comme origine des phases ; des ondes de numéro opposés ont des phases opposées, mais même amplitude.



- Figure 2-1.- Diagramme du fondamental pour un P_3 $\gamma = 20^{\circ}$

La figure 2-1 donne en exemple le cas n=3:3 transformateurs triphasés fournissent 5 ondes élémentaires.

2.2. Montage des transformateurs

Considérons maintenant les (2n-1) ondes de chacune des phases ABC; leurs phases rapportées à l'onde 0_A sont données dans le tableau cidessous qui complète le précédent en tenant compte de ce que les ondes de la phase B sont en retard de T/3 sur leurs correspondantes de la phase A, etc... et de ce que : $\gamma = 60^{\circ}/n$

:	Onde no	(n-1)	(n-2)	0	1	0	_1	•	-(n-1)
:-	Phase A	60-γ	60-2γ	0	γ	0	-γ		-60+γ
:	Phase B			4	240+γ	240	240-γ	3 6 6 6 G	180+γ
	9		180-2γ		120+γ	: 120	: 120-γ	6	60+y

Cette présentation met en évidence que les ondes $(n-1)_A$ et $(-1)_B$ ont des phases qui diffèrent de 180° et peuvent donc être fournies par deux enroulements portés par un même noyau ; les nombres de spires de ces enroulements sont respectivement proportionnels aux amplitudes X_{n-1} et X_1 ; de même les ondes $(n-1)_B$ et $(-1)_C$ sont obtenues sur le même noyau ainsi d'ailleurs que les ondes $(n-1)_C$ et $(-1)_A$.

D'une façon générale, toute onde d'indice négatif (-i) peut être obtenue sur un noyau qui fournit une onde d'indice positif (n-i).

En définitive, nous formerons les 3(2n-1) ondes élémentaires en utilisant n transformateurs triphasés.

- . 1 transformateur fournit les ondes n°0 (pour les trois phases A, B, C). Il ne comporte qu'un enroulement secondaire par noyau.
- . (n-1) transformateurs comportent deux enroulements secondaires par noyaux et fournissent deux ondes d'ordre (n-i) et (-i). Ces ondes entrent dans la composition de deux phases différentes. Lorsque n est impair (n=2p+1), les (n-1) = 2p transformateurs sont identiques deux à deux (celui fournissant l'onde (n-i) et l'onde (-i) est identique à celui fournissant l'onde (i) et l'onde -(n-i). Lorsque n est pair n=2p, les (n-1)=(2p-1) transformateurs sont encore identiques deux à deux à l'exclusion de celui qui donne les ondes (p) et (-p) qui est seul de son type.

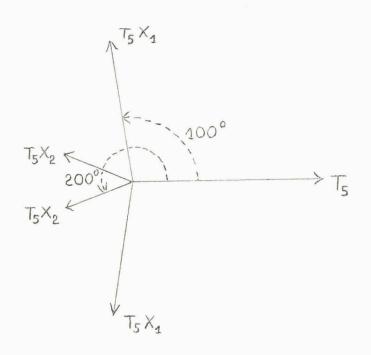
Dans tous les cas, <u>le nombre de types de transformateurs est</u> égal à (p+1).

2.3. Détermination des amplitudes X

Dans l'onde élémentaire, seuls subsistent les harmoniques de rang $6q^{\frac{1}{2}}1$ (5,7,11,13,...) du fait que nous ayons choisi des créneaux de durée T/3.

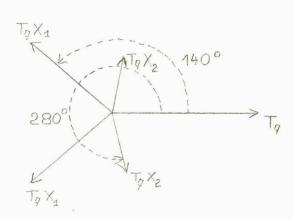
En écrivant que, pour la somme des 2n-1 ondes élémentaires, les (n-1) premiers harmoniques sont nuls, on obtient un système linéaire de (n-1) équations dont les inconnues sont les (n-1) amplitudes $X_1, X_2, \ldots, X_{n-1}$ des ondes élémentaires.

Considérons les diagrammes vectoriels correspondants à ces (n-1) premiers harmoniques ; les figures n°2-2 et n°2-3 correspondent aux harmoniques 5 et 7 pour le convertisseur P_3 mais le raisonnement est général.



- Figure 2-2.- Diagramme vectoriel de l'harmonique 5 pour un P_3

- <u>Figure 2-3.</u>- Diagramme vectoriel de l'harmonique 7 pour un P₃



Pour les ondes élémentaires d'indices ⁺k, l'amplitude de l'harmonique de rang p est :

$$T_p X_k$$

avec

(2.1.)
$$T_{p} = \frac{1}{p}$$

si $\mathbf{X}_{\mathbf{k}}$ est l'amplitude du fondamental dans ces ondes.

En raison de la symétrie des diagrammes par rapport à l'axe des ebscisses, la composante suivant l'axe des ordonnées est nulle et la composante suivant l'axe 0x a pour valeur :

(2.2.)
$$Y_{pm} = T_p (1+2 \sum_{k=1}^{n-1} X_k \cos p ky)$$

L'harmonique de rang p est nul si Y_{pm} = 0 c'est-à-dire si la condition suivante est satisfaite :

(2.3.)
$$1 + 2 \sum_{k=1}^{n-1} X_k \cos p k \gamma = 0$$

On peut donc, en écrivant les (n-1) relations concernant les (n-1) premiers harmoniques de rang $6q^{\frac{1}{2}}1$, déterminer les amplitudes X_k .

2.4. Taux partiels d'harmoniques

Nous avons déterminé les amplitudes X_1,\dots,X_{n-1} pour éliminer les (n-1) premiers harmoniques. Suivant la parité de n, deux cas se présentent :

- . n impair : le dernier harmonique éliminé et d'ordre (6m+1) avec m = n-1/2 soit d'ordre (3n-2)
- n pair : le dernier harmonique éliminé est d'ordre (6m+1)
 avec m = n/2 soit d'ordre (3n-1).

Il apparaît ainsi dans les deux cas que tous les harmoniques jusqu'à l'ordre 3n sont éliminés.

Considérons maintenant les harmoniques de rang supérieur à 3n compris entre 3net 6n-1; leur rang est de la forme (6n-p) avec $p=6m^{\frac{1}{2}}1$ et p<3n. Or, le diagramme vectoriel de l'harmonique (6n-p) se déduit du diagram me vectoriel de l'harmonique p par symétrie par rapport à l'axe des abscisses car $6n\gamma=2\pi$. Comme nous avons éliminé les harmoniques de rang p (p<3n), tous les harmoniques de rang (6n-p) sont nuls et seul subsiste l'harmonique (6n-1) qui correspond au fondamental.

Considérons enfin les harmoniques de rang supérieur à 6n; leur rang peut se mettre sous la forme (6nq+p) avec $p=6m^{\frac{1}{2}}$). Ces harmoniques ont même diagrammes vectoriels que les harmoniques de rang p (1<p<6n-1).

Finalement, seuls subsistent les harmoniques de rang ($6nq^{-1}$) dont les taux rapportés au fondamental sont :

(2.4.)
$$T_{6nq^{\frac{1}{2}}1} = \frac{\alpha_{6nq^{\frac{1}{2}}1}}{\alpha_{1}} = \frac{1}{6nq^{\frac{1}{2}}1}$$

2.5. Taux global d'harmoniques

Son calcul exact peut s'effectuer à partir de la formule exacte de définition :

$$T = \sqrt{\frac{Y^2 - Y_1^2}{Y^2}}$$

On peut écrire en première approximation :

$$T_{q}^{2} \simeq \frac{1}{(6nq-1)^{2}} + \frac{1}{(6nq+1)^{2}} \frac{2}{(6nq)^{2}}$$

$$T^{2} \simeq T_{1}^{2} + T_{2}^{2} + \dots$$

$$\simeq \frac{2}{(6n)^{2}} (1 + \frac{1}{2^{2}} + \frac{1}{3^{2}} + \dots) = \frac{2\pi^{2}}{6 \cdot (6n)^{2}}$$
et

(2.5.) $T \simeq \frac{0.302}{n}$

La précision de cette formule augmente avec n.

Ces taux approchés ont donc pour valeurs suivant le nombre n de transformateurs utilisés :

	r	1		1	0	2	0	3		11	0	5		6	6
,	1	T.		_	0	-	0	0	:					0	,
-		the state of the state of	-:-			-	0 -		0	-	-:-		-:-		- 0
,	T	00	0	30,2		15,1		10,06	:	7,55	0	6,04	:	5,03	0
							0		0		:				0

Ces résultats incitent à choisir des convertisseurs de types P_3 et P_4 car l'augmentation de poids qui en résulte par rapport aux P_1 et P_2 ainsi que la complication de la commande électronique sont payés par une amélioration notable de la forme d'onde.

En revanche, une solution du type P_5 ou P_6 n'apporterait plus qu'une amélioration peu sensible qu'il semble préférable d'obtenir par filtrage.

2.6. Coefficient d'utilisation

On peut caractériser la bonne utilisation des enroulements secondaires par le coefficient $K_{\rm n}$, quotient de l'amplitude résultante du fondamental par la somme arithmétique des amplitudes des fondamentaux des ondes élémentaires composantes.

En considérant le diagramme vectoriel du terme fondamental, nous obtenons l'amplitude résultante :

$$Y_{1m} = \frac{4}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \left(1 + 2 \sum_{k=1}^{n-1} X_k \cos k \gamma \right)$$

d'où

(2.6.)
$$K_{n} = \frac{1+2\sum_{k=1}^{n-1} X_{k} \cos k\gamma}{1+2\sum_{k=1}^{n-1} X_{k}}$$

Pour le convertisseur élémentaire (type P_1), le coefficient K_1 est égal à l'unité. Le rapport $M_n = K_1/K_n = 1/K_n$ traduit la majoration de puissance apparente quand on passe du convertisseur P_1 au convertisseur P_n .

Nous verrons dans les différents cas envisagés, P_2, P_3 et P_4 l'influence du coefficient M_n sur le poids du convertisseur.

CHAPITRE III

EXEMPLES D'ONDULEURS DE TYPE P

3.1. Onduleur P

3.1.1. Composition des ondes rectangulaires

Nous pouvons annuler l'harmonique 5 en vérifiant l'équation :

(3.1.)
$$1 + 2 \times \cos 30^{\circ} \times 5 = 0$$
 qui admet pour solution $X = 0,577$

Pour la phase A, les amplitudes et les déphasages sont précisés ci-dessous :

0 0	Onde. nº		- 1	0 0	0	. 1	:
:	Déphasage	:	300	0 0	0	: -30°	
0 0	Amplitude	;	0,577	0	1	: 0,577	
0		•		0		:	

La composition de ces ondes est donnée sur la figure n°3-1. On obtient les résultats suivants :

. Valeur efficace globale : Y = 1,577

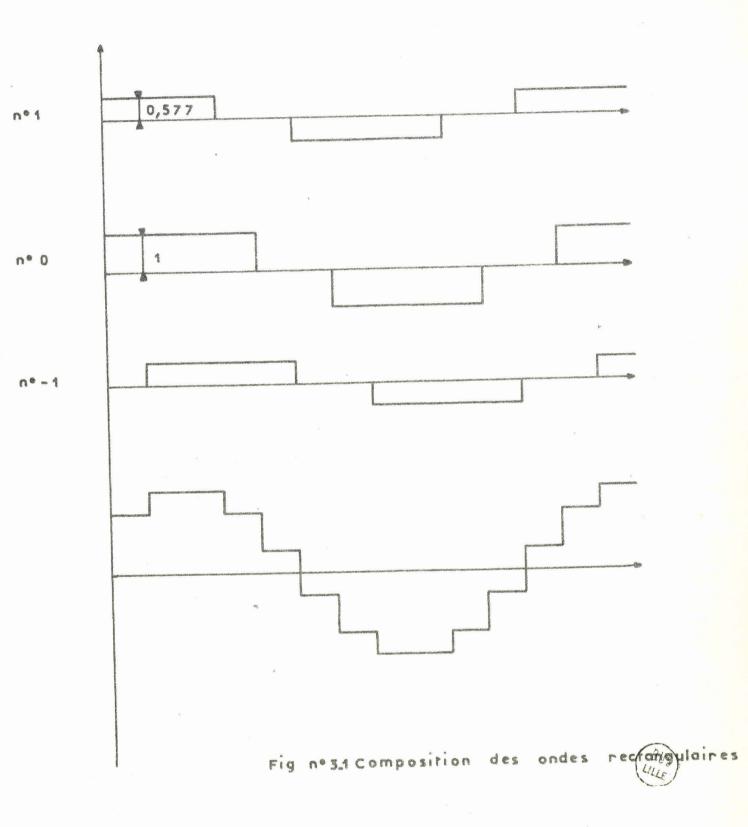
. Amplitude du fondamental : $Y_{1m} = 2,205$

. Valeur efficace du fondamental : $Y_1 = 1,559$

. Taux global d'harmoniques : T = 15,05 %

. Facteur de forme : $F = Y_{1m}/Y = 1,40$

Convertisseur P2



Les premiers harmoniques sont de rang 11 et 13 et seuls existent les harmoniques d'ordre 12 $q^{\frac{1}{2}}$ 1 dont les taux relatifs au fondamental sont :

(3.2.)
$$T_{12q^{\pm}1} = \frac{1}{12q^{\pm}1}$$

On a donc pour les premiers harmoniques :

: Rang				23		:	35	:	37	:	47	:	49	:
Taux			-	4,35			2,86		2,7	:	2,13	:	2,04	:

3.1.2. Montage des transformateurs

Les ondes rectangulaires ont, pour les 3 phases A, B et C, les déphasages suivants :

:	Onde nº	+ 1	0	- 1
:	Phase A	30	0	-30
:-	Phase B	270	240	210
:	Phase C	150	120	90

Or, on peut fournir par deux enroulements portés par le même noyau des ondes déphasées de 180°, c'est-à-dire, les ondes:

$$(1_A \text{ et } -1_B)$$
, $(1_B \text{ et } -1_C)$, $(1_C \text{ et } -1_A)$.

Il suffit donc d'utiliser deux transformateurs triphasés dont les enroulements primaires possèdent le même nombre de spires n_1 par noyau. Un transformateur T_0 porte au secondaire n_2 spires par noyau et fournit les ordes 0_A , 0_B et 0_C (figure 3-2).

Un transformateur T_1 porte au secondaire deux enroulements de $n_2 \times 0,577$ spires et fournit les ondes 1 et -1 de chaque phase A, B et C.

Le rapport de transformation défini comme le quotient de la valeur efficace du fondamental à la tension continue a pour valeur :

$$1,559 \times n_2/n_1$$

Convertisseur P2

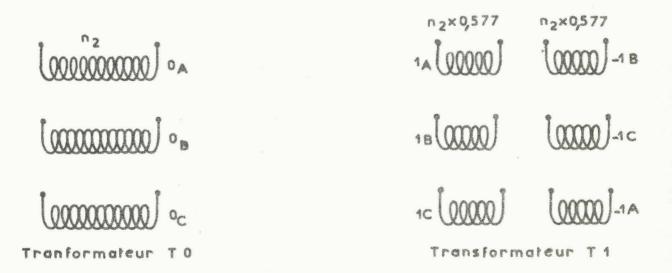


Fig n°3.2Montage des transformateurs Disposition des enroulements secondaires

3.1.3. Coefficient d'utilisation. Poids

Le coefficient d'utilisation, rapport de la tension résultante à la somme des tensions composantes est :

(3.3.)
$$K_2 = \frac{1+2X \cos 30^{\circ}}{1+2X} = 0,928$$

La majoration en puissance par rapport au convertisseur élémentaire \mathbf{P}_1 est donc :

$$M_2 = \frac{1}{K_2} = 1,077$$

Les puissances apparentes des transformateurs T_1 et T_2 sont voisines (1 et 2 x 0,577 = 1,154) ; en prenant comme unité la puissance apparente du convertisseur P_1 , elles sont égales à :

$$T_{\odot} = \frac{1}{1+2\times0.577} \times 1.077 = 0.500$$

$$T_1 = \frac{1,154}{1+2x0,577} \times 1,077 = 0,577$$

En admettant que le poids d'un transformateur est proportionnel à la puissance 3/4 de sa puissance apparente, le poids relatif de l'ensemble, en prenant comme unité celui du convertisseur P_1 , est :

(3.4.)
$$P_2 = (T_0)^{3/4} + (T_1)^{3/4} = 1,257.$$

3.2. Onduleur P3

3.2.1. Composition des ondes rectangulaires

Nous pouvons éliminer les harmoniques 5 et 7 en vérifiant les équations (3.5.) qui résultent directement des diagrammes vectoriels correspondant à la composition des harmoniques 5 et 7 :

Les solutions en sont : $X_1 = 0,743$ et $X_2 = 0,395$

Les amplitudes et phases sont précisées ci-dessous pour la phase A :

Onde nº	2	: 1	e e o	0	•	- 1		- 2	
Phase	1400	200	0 0	0	:	- 20	:	- 40	
Amplitude	: 0,395	: 0,743		1	-:- :	0,743	-:-	0,395	

La composition de ces ondes est donnée sur la figure nº3-3.

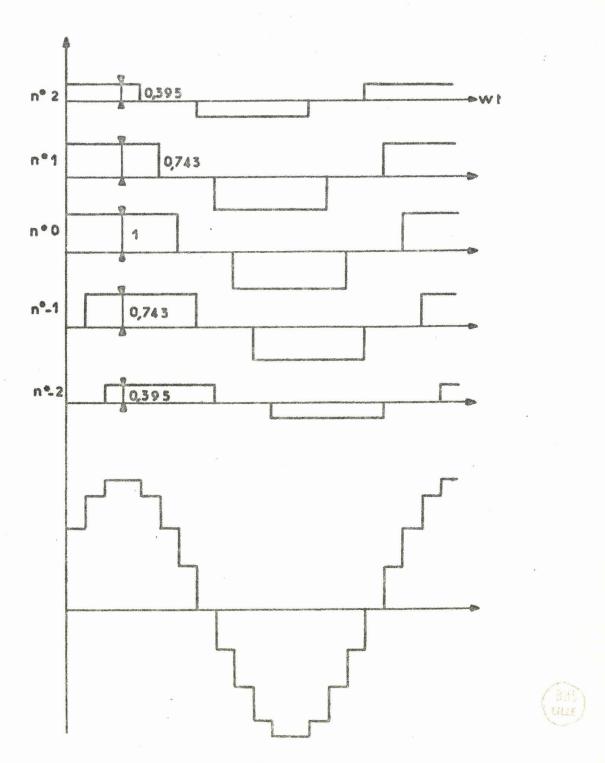


Fig. n° 3.3 Composition des ondes rectangulaires

On obtient les résultats suivants :

. Valeur efficace globale : Y = 2,35

. Amplitude du fondamental : $Y_{1m} = 3,308$

. Valeur efficade du fondamental : $Y_1 = 2,34$

. Taux global d'harmoniques : T = 10,06 %

. Facteur de forme : F = 1,407

Les premiers harmoniques sont de rangs 17 et 19 et seuls existent les harmoniques d'ordre $18q^{\frac{1}{2}}1$ dont les taux relatifs au fondamental sont :

(3.6.)
$$T_{18q^{\frac{1}{2}}1} = \frac{1}{18q^{\frac{1}{2}}1}$$

On a donc pour les premiers harmoniques :

	Rang		0	17	•	19	•	35	0 0	37	:	53	0	55	:
-	Taux	%		5,88	-:-	5,26	-:- :	2,86	- : -	2,70	:	1,89	-:- :	1,82	
			9				:		0				:		

1°) Montage des transformateurs

Onde no	2	1	0	- 1	- 2
Phase A		20	0	-20	-40
Phase B	280	260	240	220	200
: Phase C :	160 :	140	120	100	80

On peut fournir par deux enroulements portés par le même noyau des ondes déphasées de 180°; c'est-à-dire les ondes :

$$(2_A \text{ et } -1_B)$$
 , $(1_A \text{ et } -2_B)$, $(2_B \text{ et } -1_C)$ $(1_B \text{ et } -2_C)$, $(2_C \text{ et } -1_A)$ et $(1_C \text{ et } -2_A)$

Convertisseur P3

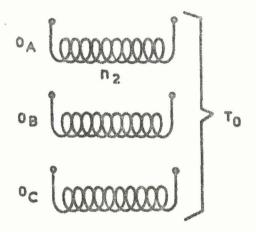
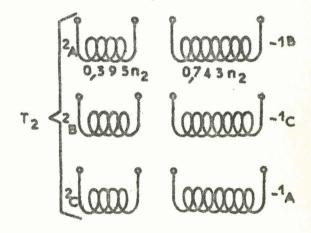


Fig n°3.4 Montage des transformateurs Disposition des enroulements secondaires





En définitive, il suffira donc, pour obtenir les 15 ondes rectangulaires , d'utiliser 3 transformateurs triphasés dont les enroulements primaires comportent le même nombre de spires n_1 par noyau (Fig. 3-4).

- . Un transformateur T_ porte au secondaire un seul enroulement de n_ spires par noyau ; il fournit les ondes 0_A , 0_B , 0_C .
- . Deux autres transformateurs T_1 et T_2 identiques entre eux, possèdent au secondaire deux enroulements par noyau comportant l'un 0,395 n_2 spires et l'autre 0,743 n_2 spires ; les enroulements de 0,395 n_2 spires fournissent les ondes $\frac{1}{2}$ et ceux de 0,743 n_2 spires les ondes $\frac{1}{2}$ 1.

Le rapport de transformation considéré comme le quotient de la valeur efficace du terme fondamental de la tension alternative à la tension continue primaire a pour valeur 2,34 $\rm n_2/n_1$.

<u>Le coefficient d'utilisation</u>; rapport de la tension résultante à la somme des tensions composantes est :

(3.7.)
$$K_3 = \frac{1+2\times0.743\times\cos20^{\circ}+2\times0.395\times\cos40^{\circ}}{1+2\times0.743\times2+2\times0.395} = 0.918$$

La majoration de puissance apparente par rapport à un convertisseur élémentaire P_1 est donc :

$$M_3 = \frac{1}{K_3} = 1,09$$

Les puissances apparentes des transformateurs T_0 d'une part, et T_1 et T_2 d'autre part, sont voisines (rapport 1 à 0,742 + 0,395 = 1,14).

Les puissances, en prenant comme unité la puissance apparente du convertisseur P_1 , sont égales à :

$$T_0 = 1,09 \times \frac{1}{1+1,14\times2}$$

 $T_1 = T_2 = 1,09 \times \frac{1,14}{1+1,14\times2}$

et le poids relatif de l'ensemble, en prenant comme unité celui du convertisseur P_{1} , est :

(3.8.)
$$P_3 = (T_0)^{3/4} + (T_1)^{3/4} + (T_2)^{3/4} = 1,403$$

3.3. Onduleur P

3.3.1. Composition des ondes rectangulaires

Nous annulons les harmoniques 5, 7 et 11 en vérifiant les équations :

$$1 + 2X_1 \cos 5 \times 15^9 + 2X_2 \cos 5 \times 30^9 + 2X_3 \cos 5 \times 45^9 = 0$$

(3.9.)
$$1 + 2X_1 \cos 7 \times 15^\circ + 2X_2 \cos 7 \times 30^\circ + 2X_3 \cos 7 \times 45^\circ = 0$$

$$1 + 2X_1 \cos 11 \times 15^\circ + 2X_2 \cos 11 \times 30^\circ + 2X_3 \cos 11 \times 45^\circ = 0$$

Dont les solutions sont :

$$X_1 = 0.816$$
 $X_2 = 0.577$ $X_3 = 0.299$

Ces conditions annulent également les harmoniques 13, 17 et

19.

Les amplitudes et les phases sont précisées ci-dessous pour la phase A.

Onde no	3	2	1	0	: -1	-2	-3
Phase	45°	30°	15°	0	-15°	-30°	-45°
Amplitude	:0,299	0,577	0,816	1	:0,816	0,577	0,299

La composition des ondes est donnée sur la figure n°3-5. On obtient les résultats suivants :

. Valeur efficace globale : Y = 3,13

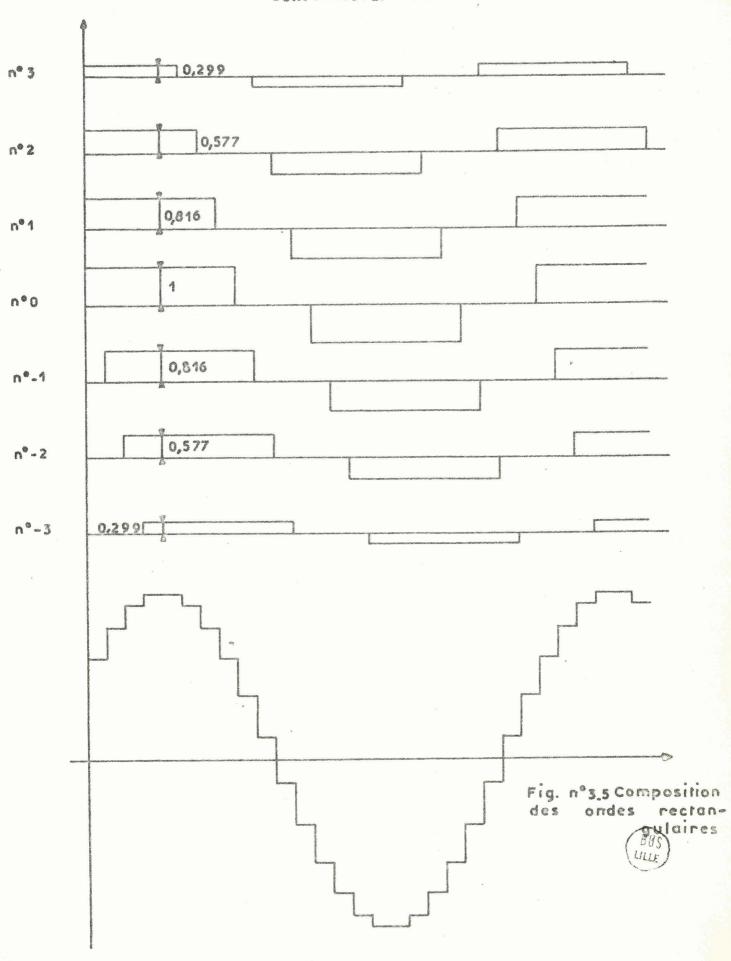
: Amplitude du fondamental : $Y_{1m} = 4,41$

. Valeur efficace du fondamental : $Y_1 = 3,12$

. Taux global d'harmoniques : T = 7,54 %

. Facteur de forme : F = 1,410

Convertisseur PA



Seuls existent les harmoniques d'ordre 24q[±]1 dont les taux rapportés au fondamental sont :

(3.10.)
$$T_{24q}^{\pm}_{1} = \frac{1}{24q^{\pm}1}$$

Pour les premiers harmoniques, on a donc :

										-	-	-		-		-		-
0		0		0		:				0		:						0
:	Rang	0	23	•	25		47	•	49	0	71		73	0	95	:	97	0
:-				- ; -		-:-		-:-	*****	-:-				m 9				-0
:	Taux 9	5 :	4,35	0	4	:	2,13		2,04	0	1,41	:	1,37	:	1,05	0	1,03	
:										0		:		:				

3.3.3. Montage des transformateurs

Les ondes rectangulaires ont, pour les 3 phases \mathbb{A} , \mathbb{B} et \mathbb{C} , les déphasages suivants :

Onde nº	3	2	1	0	-1	-2	-3
Phase A	45	30	15	0	-15	-30	-45
Phase B	285	270	255	240	225	210	195
Phase C	165	150	135	120	105	90	75

Or, deux enroulements portés par le même noyau peuvent fournir des ondes déphasées de 180°, c'est-à-dire, les ondes :

$$(3_A \text{ et } -1_B)$$
, $(2_A \text{ et } -2_B)$, $(1_A \text{ et } -3_B)$, $(3_B \text{ et } -1_C)$, $(2_B \text{ et } -2_C)$, $(1_B \text{ eet } -3_C)$, $(3_C \text{ et } -1_A)$, $(2_C \text{ et } -2_A)$ et $(1_C \text{ et } -3_A)$.

En définitive, il suffit donc d'utiliser 4 transformateurs triphasés dont les enroulements primaires possèdent le même nombre de spires n_4 par noyau (figure 3-6).

Convertisseur P4

Fig n°3.6Montage des transformateurs disposition des enroulements



Un transformateur $T_{\rm o}$ porte au secondaire un seul enroulement de $n_{\rm o}$ spires par noyau et fournit les ondes $0_{\rm A}$, $0_{\rm B}$ et $0_{\rm C}$.

Un transformateur T_2 porte au secondaire deux enroulements de n_2X_2 spires par noyau et fournit les ondes +2 et -2 de chaque phase A, B et C.

Deux transformateurs T_1 et T_3 portent au secondaire deux enroulements de n_2X_1 et n_2X_3 spires et fournissent respectivement les ondes +3 et -1 et -3 et 1 de chaque phase A, B et C.

Le rapport de transformation défini comme le quotient de la valeur efficace du terme fondamental à la tension continue primaire a pour valeur :

$$3,12 \times n_2/n_1$$

Le coefficient d'utilisation, rapport de la tension résultante à la somme des tensions composantes est :

(3.11.)
$$K_{4} = \frac{1+2X_{1} \cos 15^{\circ} + 2X_{2} \cos 30^{\circ} + 2X_{3} \cos 45^{\circ}}{1+2X_{1}+2X_{2}+2X_{3}} = 0,912$$

La majoration de puissance par rapport au convertisseur élémentaire P_1 est donc :

$$M_{L_1} = \frac{1}{K_{L_1}} = 1,096$$

Les puissances apparentes des transformateurs $\mathbf{T_0},~\mathbf{T_1},~\mathbf{T_2}$ et $\mathbf{T_3}$ sont voisines :

pour
$$T_0$$
 1

pour T_2 2 x 0,577 = 1,154

et pour T_1 et T_3 0,816 + 0,299 = 1,115

En prenant comme unité la puissance apparente du convertisseur P_4 équavalent, il vient :

$$T_0 = M_4 \times \frac{1}{1+2X_1+2X_2+2X_3} = 0,250$$

$$T_2 = M_4 \times \frac{1}{1+2X_1+2X_2+2X_3} = 0,289$$

$$T_1 = T_3 = M_4 \times \frac{X_1 + X_3}{1 + 2X_1 + 2X_2 + 2X_3} = 0,279$$

et le poids relatif de l'ensemble, en prenant comme unité celui du convertisseur P_1 équivalent :

(3.12.)
$$P_{4} = (T_{0})^{3/4} + (T_{2})^{3/4} + (T_{1})^{3/4} + (T_{3})^{3/4} = 1,515$$

3.4. Résultats comparés et régulation

3.4.1. Tableau comparatif des onduleurs étudiés.

		P ₁	P ₂	P ₃	P ₄ :	
:::::::::::::::::::::::::::::::::::::::	Nombre de transformateurs	1	2	3	tt :	
:	Rang des harmo- niques	6q ± 1	12q ⁺ 1	18q [±] 1	24q ⁺ 1	
:	Taux des 2 pre- miers harmoni- ques			H ₁₇ H ₁₉ 5,9 % 5,25 %		
	Taux global d'harmoniques	30,2 %	15,05 %	10,06 %	7,55 %	
:	Poids relatif pour une même puissance	1	1,257	1,403	1,515	

Ce tableau appelle quelques remarques :

- . L'amélioration du taux global d'harmoniques est surtout sensible lorsque l'on passe du P_1 au P_2 et du P_2 au P_3 .
- . Les premiers harmoniques ont un rang élevé dès que l'on choisit des solutions de type P_3 ou P_4 ; le filtre de sortie est donc de petite taille.
- . Il est possible de répartir la puissance totale demandée sur plusieurs éléments semi-conducteurs d'une puissance moyenne donc d'un prix raisonnable, en augmentant le nombre des transformateurs.

3.4.2. Régulation

La tension de sortie de l'onduleur peut varier pour deux raisons principales :

- . une variation de tension de la batterie
- . une variation de la charge du dispositif.

La norme air 2021/D demande de maintenir constante à 3 % près cette tension pour des variations de ± 4 volts autour de 28 volts et des variations de charge de 15 % à 85 % de la charge nominale.

Nous proposons, ci-dessous, différentes méthodes de régulation.

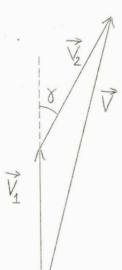
a) Régulation continu-continu préalable

Cette solution, simple dans son principe, présente le désavantage d'augmenter considérablement le poids du convertisseur complet et de faire chuter son rendement.

b) Régulation par deux onduleurs déphasables.

Cette solution est fondée sur le principe du régulateur d'induction. Un premier onduleur fournit une tension \vec{V}_1 , un second fournit une tension \vec{V}_2 qui vient s'ajouter à la précédente. La tension de sortie \vec{V} est la somme géométrique des tensions \vec{V}_1 et \vec{V}_2 .

Il suffit donc de faire varier le éphasage de ces deux tensions pour obtenir une tension \vec{V} variable. A l'inverse, pour maintenir \vec{V} fixe, il suffit de faire varier l'angle de déphasage γ entre \vec{V}_1 et \vec{V}_2 variables (fig. 3-7).



- Figure 3-7.-

Nous pouvons imaginer, pour cette deuxième méthode, une régulation utilisant deux convertisseurs de mêmes puissances ou de puissances différentes.

Dans le premier cas, l'angle γ varie dans d'assez faibles limites et les convertisseurs sont du même type.

Dans le deuxième cas, l'un des convertisseurs fournit la majorité de la puissance, le second fournit une puissance d'appoint et peut être d'un type moins élaboré que le premier. L'angle γ doit alors varier dans de larges limites.

c) Une troisième solution serait de faire varier l'angle 20 d'ouverture des ondes élémentaires. En effet, l'amplitude du fondamental pour un P_n est donnée par la relation :

$$Y_{1m} = \alpha_1 (1 + 2 \sum_{k=1}^{n-1} X_k \cos k \gamma)$$

avec α_1 = k sin θ où k est proportionnel à la tension de la batterie.

Cette solution n'est pas réalisable avec ce type d'onduleur dont la conception interdit l'emploi d'une valeur de θ différente de 60° . Il apparaîtrait, dans les ondes élémentaires et donc dans les tensions triphasées, de l'harmonique 3 pour $\theta \neq 60^{\circ}$. Ceci est incompatible avec l'utilisation de transformateur triphasés à 3 noyaux. En utilisant des transformateurs monophasés, l'apparition de l'harmonique 3 poserait, de toute façon, de graves problèmes de filtrage.

Cette dernière constatation nous a conduit à l'étude d'onduleurs que nous présentons sous la dénomination C_{n} .

CHAPITRE IV

ONDULEUR DE TYPE C

4.1. Généralités

Les onduleurs de type P_n sont caractérisés par un angle d'ouverture 20 constant, égal à 120°. L'harmonique 3 et ses multiples sont donc absents des ondes élémentaires et par suite de l'onde résultante.

Sous la dénomination C_n , nous allons étudier des onduleurs dont l'angle d'ouverture 2θ est variable. De ce fait, l'harmonique 3 existe ainsi que ses multiples dans les ondes élémentaires et leur élimination dans l'onde résultante nécessite la mise en jeu d'un plus grand nombre d'ondes élémentaires.

Comme pour les onduleurs P_n , nous déterminerons les amplitudes des ondes composantes de manière à éliminer les premiers harmoniques.

4.2. Principe de composition des ondes rectangulaires

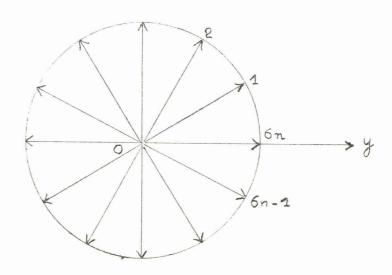
Considérons un système de 6n ondes élémentaires indiciées de 1 à 6n et vérifiant les conditions suivantes :

- . L'argument du terme fondamental de l'onde n°i est i γ , avec : $\gamma = \frac{2\pi}{6n}$
- . Le module du terme fondamental de l'onde n°i est cos iy.

Le diagramme vectoriel de l'harmonique de rang p de ce système d'ondes se déduit du diagramme vectoriel du fondamental par :

. multiplication par p des arguments de chacun des termes fondamentaux des ondes élémentaires.

. Multiplication des arguments par un coefficient qui est constant pour chaque harmonique et a pour valeur le taux $\mathbf{T}_{\mathbf{p}}$ de cet harmonique dans l'onde élémentaire.



- Figure 4-1. - Phases des termes fondamentaux

Du fait de la symétrie de ces ondes, nous obtenons le module de l'harmonique de rang p en projetant sur l'axe Oy :

(4.1.)
$$Y_{p} = \cos\gamma \cdot \cos p\gamma + \cos 2\gamma \cdot \cos 2p\gamma + \dots$$

$$\dots + \cos i\gamma \cdot \cos ip\gamma + \dots + \cos 6n\gamma \cdot \cos 6np\gamma$$

soit, en décomposant les produits de cosinus en somme :

$$Y_{p} = \frac{1}{2} (\cos(p-1)\gamma + \cos(p+1)\gamma + \dots + \cos i(p-1)\gamma + \cos i(p+1)\gamma + \dots$$

$$\dots + \cos 6n(p-1)\gamma + \cos 6n (p+1)\gamma)$$

et en regroupant les termes::

$$Y_{p} = \frac{1}{2} (\cos(p-1)\gamma + \cos 2(p-1)\gamma + \dots + \cos i(p-1)\gamma + \dots + \cos6n(p-1)\gamma) + \frac{1}{2} (\cos(p+1)\gamma + \cos 2(p+1)\gamma + \dots + \cos i(p+1)\gamma + \dots + \cos6n(p+1)\gamma)$$

Ce module est donc la somme de deux systèmes à 6n phases d'ordres respectifs (p-1) et (p+1). Ces systèmes sont à somme nulle sauf pour :

et pour : p - 1 = 0 (6n), soit p = 6 n q+1 p + 1 = 0 (6n); soit p = 6 n q-1.

En effet, en notation complexe, nous pouvons écrire :

$$Y_p = \frac{1}{2} R (S_{p-1} + S_{p+1})$$

avec

$$S_{p-1} = \sum_{\ell=1}^{6n} e^{j\ell(p-1)} = \sum_{\ell=1}^{6n} e^{j\ell(p-1)} \frac{2\pi}{6n}$$

soit

$$S_{p-1} = \frac{1-e^{j(p-1)2\pi}}{\int_{1-e}^{1-e^{j(p-1)}2\pi}}$$

Or, $e^{j(p-1)2\pi} = 1$ donc $S_{p-1} = 0$ sauf si :

$$j = \frac{(p-1)}{6n} 2\pi$$

e = 1, c'est-à-dire p - 1 \(\text{0} \) (6n)

Dans ce cas, S_{p-1} est, en levant l'indétermination, égale à 6n.

La démonstration est identique pour S_{p+1}

Nous pouvons en tirer la conclusion suivante :

Le système étudié a tous ses harmoniques nuls à l'exclusion des harmoniques de rang p = 6nq $\frac{+}{2}$ 1.

4.3. Réalisation du système d'ondes rectangulaires

Considérons pour cela le fondamental de l'onde d'indice i représenté par un vecteur situé dans le 1er quadran. Ce vecteur a pour phase iy(i<3n/2) et pour amplitude cos iy. A chaque vecteur d'indice i du 1er quadran, nous pouvons associer un vecteur d'indice (1+3n) du 3ème quadran qui a pour phase :

$$(i+3n)\gamma = i\gamma + 3n \times \frac{2\pi}{6n} = i\gamma + \pi$$

et pour amplitude :

$$\cos (i\gamma + \pi) = -\cos i\gamma$$
.

Les amplitudes et les phases de ces deux vecteurs étant opposées, nous pouvons conclure que les vecteurs des 1er et 3ème quadrans sont égaux 2 à 2.

Une démonstration analogue nous conduirait à la même conclusion pour les vecteurs des 2ème et 4ème quadrans.

Etudions maintenant le diagramme vectoriel d'un harmonique de rang p.

Pour l'onde d'indice i située dans le 1er quadran, l'harmonique de rang p est représenté par un vecteur de phase ipy et d'amplitude $T_p \cos i\gamma$. L'harmonique de rang p de l'onde d'indice (i+3n) a pour phase :

$$(i+3n)p_Y = ip_Y + 3np_X + \frac{2\pi}{6n} = ip_Y + p_T$$

et pour amplitude :

$$T_p \cos (i+3n)\gamma = -T_p \cos i\gamma$$
.

Or, les ondes élémentaires ne comportent que <u>des harmoniques</u> impairs.

Nous retrouvons donc le résultat que nous avons obtenu pour le fondamental du système d'ondes. En effet, pour les deux harmoniques impairs considérés, les phases et les amplitudes sont opposées.

Remarquons enfin qu'il n'existe pas d'onde ayant pour phase $\frac{\pi}{2}$ ou $\frac{3\pi}{2}$ car :

$$\cos (2m+1)\frac{\pi}{2} = 0.$$

Cette dernière remarque nous conduit à distinguer deux cas :

- 1°) Si n est impais, il n'existe pas d'angle $i_{\gamma} = (2m+1)\frac{\pi}{2}$ et le système de 6n ondes se réduit à un système de 3n ondes. La figure 4-2 représente les diagrammes vectoriels du fondamental pour les valeurs n = 1 et n = 3.
 - 2°) Si n est pair (n=2n'), l'équation :

$$\cos i\gamma = 0$$

admet pour solution :

$$i = 3n' (2m+1)$$

et les ondes d'indices 3n' et 9n' n'existent pas.

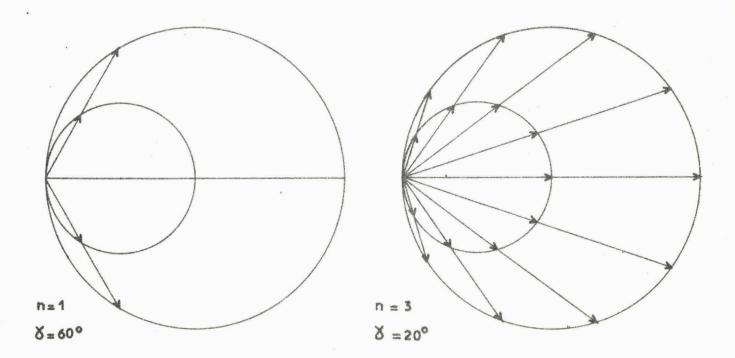


Fig 4 2 Diagramme vectoriel du fondamental pour n impair

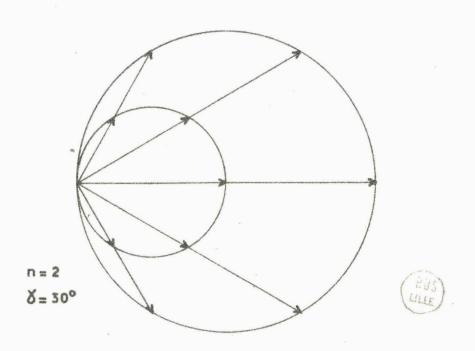


Fig 4 3 Diagramme vectoriel du fondamental pour n pair

Le système se réduit alors à (3n-1) ondes puisque deux des ondes n'existent pas. Pour n=2, par exemple, le diagramme vectoriel du fondamental est donné par la figure 4-3.

Nous pouvons dégager de ces considérations la conclusion suivante :

Les 6n ondes définies au début du présent chapitre sont en fait comprises à l'intérieur des 1er et 4ème quadrans.

4.4. Taux partiels d'harmoniques

Dans les deux cas envisagés, l'amplitude du fondamental de l'onde résultante est :

$$Y_{1m} = \sum_{i=1}^{i=6n} \cos^{2} i\gamma = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{i=6n} (1+\cos 2i\gamma) = 3n$$

en prenant la valeur 1 comme module du fondamental de l'onde d'indice 6n.

D'après ce que nous avons montré au chapitre 1 et en se rappelant qu'un système à 6n phases d'ordre $6nq^{\frac{1}{2}}$ 1 est identique au système à 6n phases d'ordre 1, le taux de l'harmonique $6nq^{\frac{1}{2}}$ 1 de l'onde résultante est égal au taux de ce même harmonique dans une onde élémentaire soit :

(4.3.)
$$T_{6nq^{\pm}1} = \frac{\sin(6nq^{\pm}1)\theta}{(6nq^{\pm}1)\sin\theta}$$

4.5. Montage des transformateurs en triphasé

Les 6n ondes élémentaires, que nous venons d'étudier, sont obtenues sur des transformateurs. Il nous suffit de réaliser 3n ou 3n-1 ondes suivant la parité de n.

Les numéros d'ordre, les amplitudes et les déphasages des ondes intervenant dans la synthèse des tensions étoilées A, B et C sont donnés ci-dessous suivant la parité de n. Nous avons choisi, comme origine, la phase du fondamental de l'onde élémentaire d'indice O de la tension A.

A. n impair (n = 2n'+1)

Nous avons alors 3n = 6n'+3 ondes élémentaires, pour chaque phase du convertisseur, indiciées :

$$-(3n'+1), \ldots -1, 0, 1, \ldots 3n'+1.$$

nº d'ordre	Amplitude	Phase A	Phase B	Phase C
- (3 n'+ 1)	cos(3n+1)γ	- 60 - p' γ	180 - n'γ	60 - n'γ
	0 0	0		
- (2 n'+ 1)	cos(2n+1)γ	- 60	180	60
			400	
- (n+1)	cos (n+1)γ	- 60 + n ⁹ γ	180 + n'γ	$60 + n^{\dagger}\gamma$
- n¹	cos n'y	- n°γ	240 - n'γ	120 - n'γ
	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	•		0 0
- 1	cos γ	~ γ	240 - γ	120 - γ
: 0	: 1 :	0	240	: 120
1	cos γ	+ , γ	240 + γ	120 + γ
				• • •
+ n°	cos n'γ	+ n [†] γ	240 + n [*] γ	120 + π'γ
+ n'+ 1	cos(n41)γ	60°- υ,ιλ	300 - n'γ	180 - n°γ
			:	o o
+2n'+ 1	$cos(2n+1)\gamma$	60	300	180
:			6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6 6	0 0
+3n'+ 1	cos(3 n 41)γ	60 + n'γ	300 + n'γ	180 + n ^γ γ

Cette présentation nous montre que les ondes :

$$i_{\rm B}$$
, $(2n^{9}+1+i)_{\rm A}$ et $-(2n^{9}+1-i)_{\rm C}$

ont des phases identiques à π près et peuvent être obtenues sur un même noyau de transformateur.

De même pour les ondes : i_A , $(2n'+1+i)_C$ et $-(2n'+1-i)_B$ et pour les ondes : i_C , $(2n'+1+i)_B$ et $-(2n'+1-i)_A$

On peut grouper sur un transformateur triphasé les 9 ondes précédentes qui sont 3 à 3 déphasées de 120°. Toutefois, les ondes élémentaires contiennent de l'harmonique 3 car l'angle d'ouverture 20 est variable. Il nous faut en conséquence prévoir, sur chaque transformateur triphasé, un quatrième noyau pour permettre la circulation du flux homopolaire.

On peut également remarquer que parmi ces n=2n'+1 transformateurs triphasés, 2n' sont identiques deux à deux car deux ondes d'indices opposées ont la même amplitude. Nous avons donc en tout $\underline{n}=2n'+1$ transformateurs de (n'+1) types différents.

B. <u>n pair (n=2n')</u>

Nous avons alors 3n-1 ondes par phases (3n-1=6n'-1) indiciées

-(3n'-1)..., -1, 0, 1,..., (3n'-1)

nº d'ordre	Amplitude	Phase A	Pha s e B	Phase C
- (3n'-1)	cos(3n'-1)γ	- 60-(n'-1)γ	180-(n'-1)γ	60-(n°-1)γ
- 2n'	cos 2n'γ	60	180	60
- (n'+1)	$\cos(n'+1)\gamma$	- 60+ (n ^γ ~1)γ	: 180+(n'-1)γ	60+(n'-1)γ
- n'	cos n'y	- 30°	210°	90°
- (n'-1)	cos(n'-1)γ	-(n'-1)γ	240-(n'-1)γ	120-(n'-1)γ
- 1	cosy	·γ	: 240-γ	120-ογ
: 0	1	0	240	: 120 :
1	coşγ	+ Y	240+γ	120+γ
n'-1	$\cos(n^{\tau}-1)\gamma$	(n'-1)γ	240+(n'-1)γ	120+(n ¹ -1)γ
n'	cos n'y	30°	270°	150°
n'+1	cos(n'+1)γ	60-(n°-1)γ	300-(n'-1)γ	180-(n°-1)γ
2n°	cos 2n'γ	60	300	180
3n'-1	$\cos(3n^{4}-1)\gamma$: 60+(n ^γ -1)γ	: : 300+(n'-1)γ	: 180+(n [†] -1)γ

Cette présentation met en évidence qu'à l'exclusion des ondes d'ordre n' et -n', les ondes i_B , $(2n'+i)_A$ et $(-2n'+i)_C$ peuvent être réalisées sur un même noyau de transformateur. De même pour les ondes

et
$$i_A$$
, $(2n'+i)_C$ et $(-2n'+i)_B$ d'une part, i_C , $(2n'+i)_B$ et $(-2n'+i)_A$ d'autre part.

Les ondes de rang n' et -n' des trois phases peuvent être obtenues sur un transformateur triphasé comportant deux enroulements par secondaire.

Les autres ondes sont obtenues par (2n'-1) transformateurs triphasés dont (2n'-2) sont identiques 2 à 2 et dont le dernier, seul de son type, fournit les ondes d'ordre 0, 2n' et -2n'. Ces transformateurs possèdent trois enroulements secondaires par noyau.

Comme pour le cas n impair, les $\underline{n=2n!}$ transformateurs sont de (n!+1) types différents.

4.6. Application au convertisseur C1

L'onduleur C_1 est défini par l'angle $\gamma = \frac{2\pi}{6}$ 60°.

Nous avons alors, pour chaque phase, à composer trois ondes élémentaires d'amplitudes relatives cos 60° = 0,5, 1 et 0,5, décalées les unes des autres de 60°.

Le diagramme vectoriel du fondamental a été présenté en figure 4-1. Les diagrammes vectoriels des harmoniques sont identiques à ce dernier comme nous l'avons vu au paragraphe 4.4.

Les amplitudes et les phases des ondes rectangulaires sont données par le tableau ci-dessous :

nº de l'onde	-1	0	1
Amplitude	0,5	1	0,5
Phase A	-60°	0	+60°
Phase B	180°	240°	300°
Phase C	60°	120°	180°

Deux ondes dont les phases diffèrent de 180° peuvent être obtenues sur un même transformateur.

Il suffit donc, pour réaliser ces 9 ondes, d'utiliser 3 transformateurs monophasés identiques, fournissant chacun trois ondes élémentaires:

les ondes -1_A , 0_C et 1_B pour le premier, les ondes -1_B , 0_A et 1_C pour le second, les ondes -1_C , 0_B et 1_A pour le troisième.

D'une façon générale, pour les onduleurs de type \mathbf{C}_n , l'amplitude maximale du fondamental se met sous la forme :

(4.4.)
$$Y_{1m} = \frac{3}{2} n \times \frac{4}{\pi} A_m \sin \theta$$

formule dans laquelle $A_{\rm m}$ est l'amplitude de l'onde d'indice 0.

Pour le C_1 , l'amplitude du fondamental est donc :

(4.5.)
$$Y_{1m} = \frac{6}{\pi} A_m \sin \theta$$

Les harmoniques sont de rang $(6q^{+}1)$ et leur taux partiel rapporté au fondamental s'écrit :

(4.6.)
$$T_{6q^{+}1} = \frac{\sin(6q^{+}1) \theta}{(6q^{+}1) \sin \theta}$$

la figure 4-4 présente les variations du taux global d'harmoniques T en fonction de l'angle θ .

niques T en fonction de l'angle
$$\theta$$
.

(4.7.)
$$T = \sqrt{\sum_{q=1}^{\infty} (T_{6q-1})^2 + (T_{6q+1})^2}$$

Le calcul de ce taux a été effectué de façon approchée par un calculateur numérique pour les différentes valeurs de 0. Dans la formule 4.7., nous avons limité q à 100 ; nous n'avons donc tenu compte que des 200 premiers harmoniques ce qui nous donne 4 chiffres significatifs pour la valeur du taux global.

Le taux d'harmoniques reste donc fort pour ce type de convertisseur, sauf pour un angle d'ouverture 20 voisin de 150°, valeur pour laquelle il passe par un minimum de 16,8 % avant filtrage. Toutefois, il est intéressant de noter que les harmoniques qui apparaissent dans la tension de sortie sont de rangs parfaitement déterminés ce qui simplifiera le filtrage.

Onduleur C1

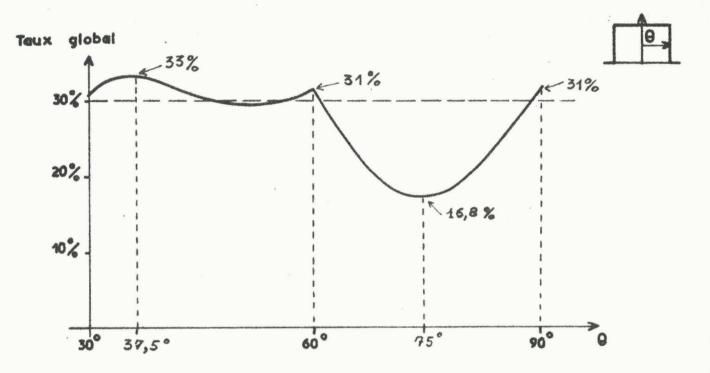
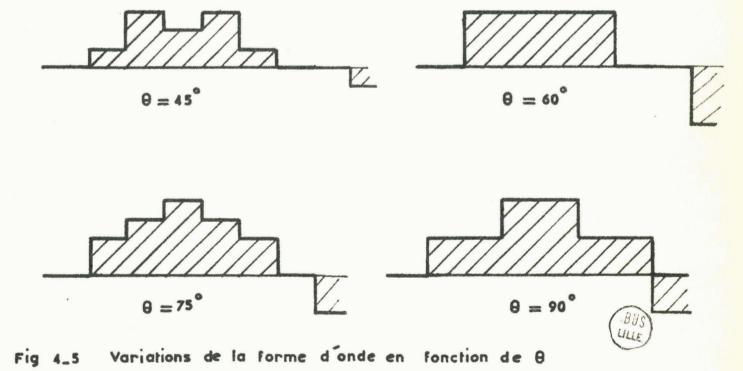


Fig 4.4 Evolution du taux global d'harmoniques en fonction de θ



Enfin, la figure 4-5 montre la forme de la tension de sortie pour différentes valeurs de l'angle θ .

4.7. Application au C3

et les ondes

L'onduleur C_3 est défini par l'angle $\gamma = \frac{2\pi}{3\times6} = 20^\circ$. En ne retenant, pour une phase, que les ondes comprises dans le premier et le quatrième quadran, nous devons composer 9 ondes élémentaires dont les amplitudes sont proportionnelles aux cos i γ . Ces ondes sont décalées les unes des autres de 20° .

Le diagramme vectoriel du fondamental a été présenté en figure 4-2. Les amplitudes et les déphasages des ondes rectangulaires sont récapitulées dans le tableau ci-dessous :

0	N° de l'onde	4	3	2	1	0	- 1	- 2	- 3	- 4 :
	Phase A	800	60°	400	20°	0°	-20°	-40°	-60°	80°
:	Phase B	320°	300°	280°	260°	240°	220°	200°	180°	160°
	Phase C	200°	180°	160°	140°	120°	100°	800	60°	400
0 0	Amplitude	0 ,17 4	0,5	0,766	0,940	1	0,940	0,766	0,5	0,174

Pour obtenir ces 27 ondes, il nous faut utiliser 9 transformateurs monophasés de deux types différents, fournissant chacun trois ondes élémentaires.

Les transformateurs du type T_1 fournissent les ondes : (OA, -3B, 3C); (OB, -3C, 3A); (OC, -3A, 3B).

Les transformateurs du type T₂ fournissent les ondes : (-1A, 2C, -4B) ; (-1B, 2A, -4C) ; (-1C, 2B, -4A) (-2A, 4B, 1C) ; (-2B, 4C, 1A) ; (-2C, 4A, 1B).

Nous donnons en figure 4-6 la disposition des enroulements secondaires.

(000000) (00) (00) -380 (3C)	(00000) -1A	(000) (0) -48
(000000)	-3CO 0 3AO (0) (0) -3AO 3BO	(0000)	000 0 -4c
n° dénrolement 0 -1,1 -2,2 -3,3 -4,4	nb de spires n 0,940n 0,766n 0,500n 0,174 n	(000) -2A (000)	(000000) (0) 4E (000000) (0) 4C (000000) (0)

Fig 4.6 Montage des secondaires des transformateurs pour un C3

Transformateurs de type T2

L'amplitude du fondamental se met sous la forme :

(4.8.)
$$Y_{1m} = \frac{18}{\pi} A_{m} \sin \theta$$

Les harmoniques qui subsistent dans l'onde résultante ont pour rang $18q^{\frac{1}{2}}1$ et leurs taux partiels rapportés au fondamental est :

$$T_{18q^{\frac{1}{1}}1} = \frac{\sin(18q^{\frac{1}{1}})\theta}{(18q^{-1})\sin\theta}$$

La figure 4-7 présente les variations du taux global d'harmoniques ainsi que les variations des taux partiels des harmoniques 17 et 19 en fonction de l'angle θ .

Enfin, la figure 4-8 montre la forme de la tension de sortie pour différentes valeurs de θ .

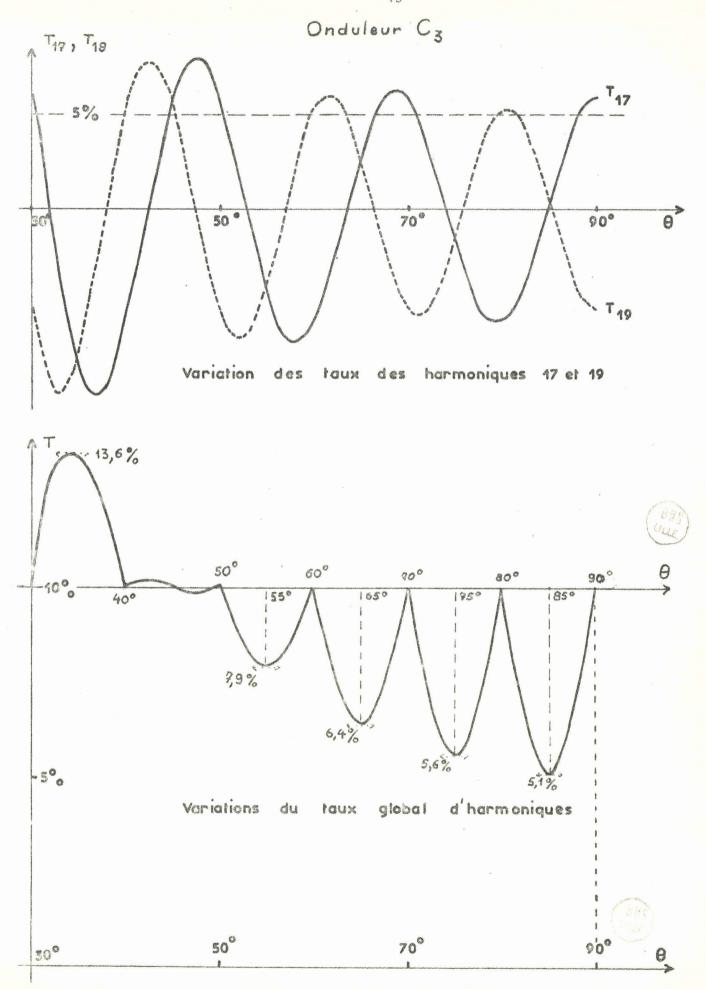
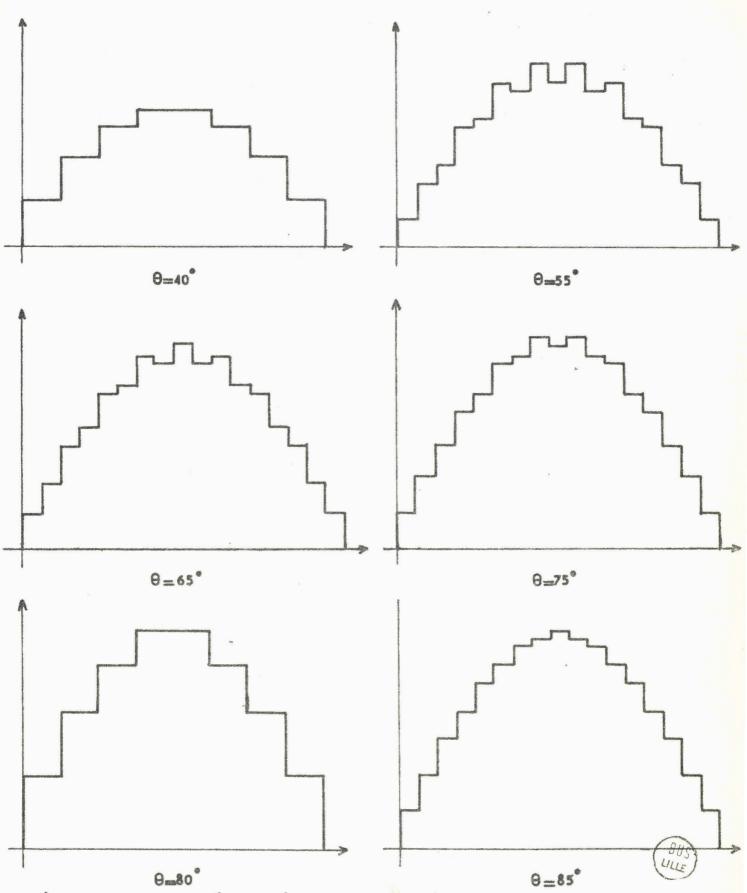


Figure 4-7 Variation des taux d'harmoniques



Fig_4_8 Forme d'onde d'un C3 pour différentes valeurs de 0

4.8. Nouvelles possibilités de régulation

4.8.1. Fonctionnement à θ variable

Au paragraphe 4.6., nous avons vu que l'amplitude du fondamental, pour un onduleur C_{n} , est donné par la relation :

(4.4.)
$$Y_{1m} = \frac{3}{2} \times n \times \frac{4}{\pi} A_m \sin \theta = K \sin \theta$$

Il est donc possible de faire varier Y_{1m} , pour une tension de batterie constante, en agissant sur l'angle d'ouverture θ . Inversement, lorsque la force électromotrice des accumulateurs fluctue, on peut maintenir la valeur efficace de la tension de sortie constante par action sur θ .

Pour tous les onduleurs de type ${\tt C}_n$, les réglages sur l'angle ${\tt \theta}$ à effectuer sont présentés ci-dessous.

Tension d'entrée	Angle d'ouverture
32 V	48,6°
28 V	60,8°
24 V	90°

Réglage de l'angle d'ouverture en fonction de l'état de charge de la batterie pour obtenir une tension de sortie constante.

Toutefois, pour ce mode de régulation, le taux global d'harmoniques au régime nominal (E = 28V; θ = $60,8^{\circ}$) reste assez fort.

Pour remédier à cet inconvénient, nous pouvons réaliser un dispositif de deux convertisseurs identiques fonctionnant à angle d'ouverture fixe correspondant au taux minimal d'harmoniques.

4.8.2. Régulation par deux onduleurs déphasables

Ce principe de régulation a déjà été présenté au paragraphe 3.4.2. Nous allons voir plus précisément les résultats que l'on peut obtenir avec deux onduleurs $\mathrm{C}_1.$

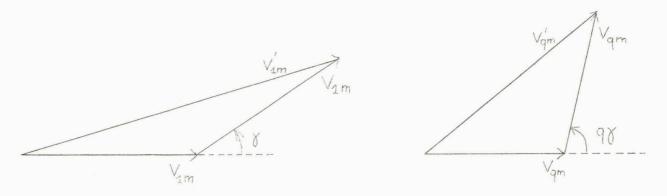
Pour ceux-ci, le taux global d'harmoniques passe par un minimum absolu pour θ = 75°. C'est cet angle d'ouverture que nous choisirons.

Pour un ${\bf C}_1,$ les taux partiels se mettent sous la forme :

$$T_{6q^{\pm}1} = \frac{\sin(6q^{\pm}1)\theta}{(6q^{\pm}1)\sin\theta}$$

En prenant γ comme angle de déphasage des deux convertisseurs, les taux partiels pour deux C_1 déphasables (figure 4-9) s'écrivent :

$$T'_{6q-1}^{+} = \frac{V'_{qm}}{V'_{im}} = T_{6q-1}^{+} \times \frac{\cos(6q-1)}{\cos\frac{\gamma}{2}}$$



- Figure 4-9. - Diagrammes vectoriels du fondamental et de l'harmonique de rang q pour 2 C_1 déphasés de l'angle θ .

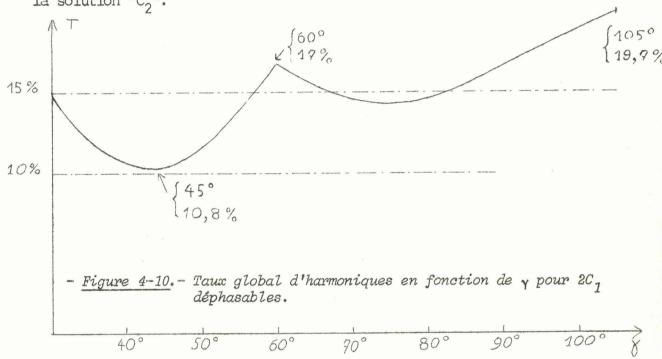
soit:

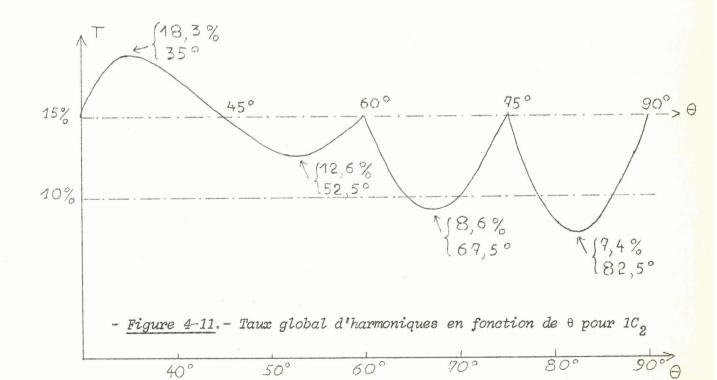
(4.9.)
$$T_{6q+1}^{\dagger} = -(-1)^{q-1} \frac{\sin(6q+1)\theta}{(6q+1)\sin\theta} \times \frac{\sin(6q+1)(\frac{\pi}{2} - \frac{\gamma}{2})}{\sin(\frac{\pi}{2} - \frac{\gamma}{2})}$$

Sous cette forme, il apparaı̂t que les angles θ et $(\frac{\pi}{2} - \frac{\gamma}{2})$ jouent des rôles identiques. Il revient donc au même de faire varier l'angle d'ouverture θ pour γ fixe que d'agir sur le déphasage γ des deux onduleurs à ouverture constante.

En figure 4-10, nous présentons l'évolution du taux global d'harmoniques pour un double C_1 en fonction de γ . Cette courbe est à rapprochér de celle obtenue pour un onduleur C_2 (figure 4-11) qui présenterait sensiblement les mêmes caractéristiques de poids et de puissance.

Ce que l'on gagne en souplesse de régulation en prenant la solution " $2C_1$ déphasables" se paie par une moins bonne forme d'onde que pour la solution " C_2 ".





CHAPITRE V

REALISATION DE L'ONDULEUR DE TYPE C

Le prototype de l'onduleur ${\tt C}_1$ réalisé présente les caractéristiques suivantes :

- . Alimentation sous 28 V par une batterie d'accumulateurs au plomb.
- . Sortie : tensions triphasées sinusoïdales 115/200V, de fréquence 400 Hz, puissance apparente $\rm P_a$ = 750VA.

5.1. Obtention des tensions triphasées

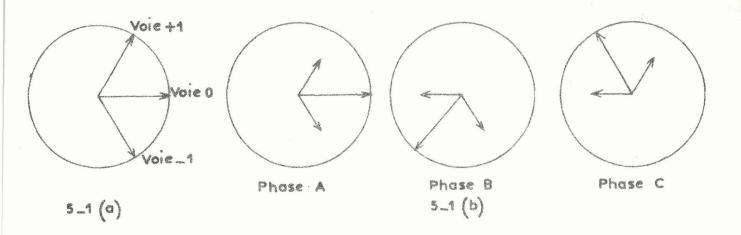
Nous avons vu au paragraphe 4.6. que l'onduleur ${\rm C_1}$ utilisait 3 transformateurs monophasés (ou un transformateur triphasé), chacun comportant 3 enroulements secondaires et permettant ainsi de réaliser les 9 ondes élémentaires nécessaires à l'obtention des trois tensions triphasées.

Nous désignerons désormais par "voie" l'ensemble d'un transformateur monophasé et du dispositif de commande permettant d'obtenir un groupe de trois ondes élémentaires.

Il convient d'additionner, pour chaque phase, les tensions issues des 3 voies (figure 5-1a) affectées des niveaux précisés dans le tableau 1. Cette composition conduit au diagramme de la figure 5-1b.

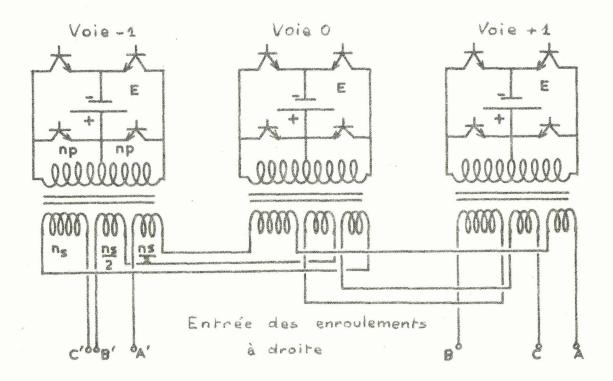
•	Voie -1	Voie 0	Voie +1
Phase A	0,5	1	0,5
Phase B	0,5	-0,5	-1
Phase C	936 1	-0,5	0,5

Tableau 1. - Niveaux des tensions



- <u>Figure 5-1.- Diagramme</u> de composition des fondamentaux des tensions de "voie".

La figure 5-2 précise les connexions à effectuer entre les enroulements secondaires des transformateurs pour obtenir les trois tensions v_{AA} , v_{BB} , et v_{CC} .

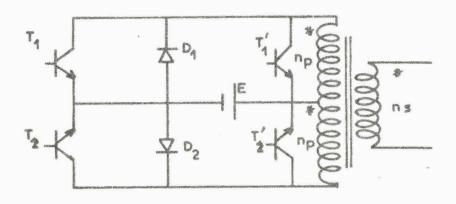


- Figure 5-2. - Connexions entre enroulements secondaires

5.2. Présentation d'une voie

5.2.1. Précautions élémentaires

Nous avons exposé, au chapitre 1, le principe du montage "push-pull" permettant d'obtenir la forme d'onde ; le schéma correspondant est rappelé en figure 5-3.



- Figure 5-3. Montage d'une voie de puissance

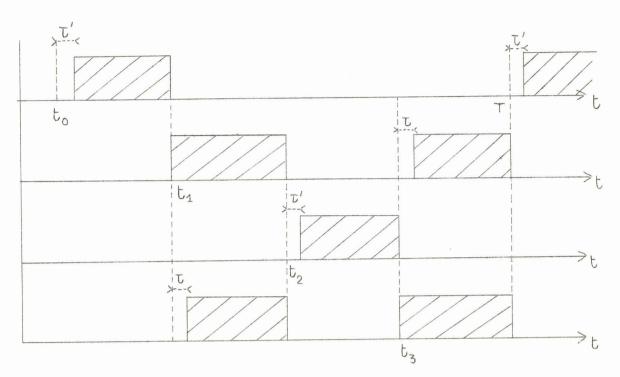
Les signaux d'attaque des quatre transistors ont également été définis au chapitre 1. Toutefois, quelques précautions élémentaires sont à respecter.

- . Il faut être sûr du blocage de T_1 (ou T_2) avant de rendre T'_2 (ou T'_1) passant. En effet, tant que T_1 conduit, la tension de la batterie se trouve entre collecteur et émetteur de T'_2 et sa mise en conduction provoquerait un court-circuit franc. Il faut donc introduire un retard τ entre ces événements.
- . Pour la même raison, il faut s'assurer d'un retard τ ' entre l'entrée en conduction de T_1 (ou T_2) et le bloquage de T'_2 (ou T'_1).

Le diagramme des courants d'attaque des bases des transistors est donné par la figure 5-4.

5.2.2. Choix des transistors de puissance.

Un calcul sommaire va nous permettre de déterminer la valeur approximative du courant de crête récurrente que doit supporter un transistor de puissance.



- Figure 5-4. - Diagramme des courants de base des transistors de puissance

Pour cela, fixons nous un angle d'ouverture θ = 60° et raisonnons sur le premier harmonique.

Nous avons vu au chapitre 4 que la valeur de l'amplitude maximale du fondamental, pour un onduleur C_{n} , est donnée par la relation :

(5.1.)
$$V_{1m} = \frac{4}{\pi} V \sin \theta \times \frac{3}{2} n.$$

La valeur efficace du fondamental, pour un C_1 et pour θ = 60°, est donc :

$$V_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{4}{\pi} \times E \frac{n_s}{n_p} \times \sin 60^\circ \times \frac{3}{2}$$
.

En prenant 115 V pour valeur de $\mathrm{V}_1,$ cette relation nous donne :

$$\frac{n_s}{n_p} = 3,6$$

En supposant les tensions et les courants secondaires sinusoïdaux et équilibrés, le courant secondaire de crête, à charge maximale, est alors égal à :

$$I_{2m} = \sqrt{2} I_2 = \frac{\sqrt{2}xP_a}{3xV_1} = \frac{\sqrt{2}x750}{3x115} = 3,1 A$$

Les ampères-tours secondaires, sur la voie 1 par exemple, sont donnés par :

$$At_2 = \frac{n_s}{2} \quad i_{2A}^{\dagger} - n_s \quad i_{2B}^{\dagger} + \frac{n_s}{2} \quad i_{2C}^{\dagger}.$$

Cette expression a comme valeur maximale :

$$At_{2M} = \frac{3}{2} n_s I_{2m}$$

Ces ampères-tours secondaires doivent appeler des ampères-tours primaires égaux, soit :

$$At_{1M} = n_p I_{1m} = \frac{3}{2} n_s I_{2m}$$

D'où la valeur de I_{lm} :

$$I_{1m} = \frac{3}{2} \frac{n_s}{n_p}$$
 $I_{2m} = \frac{3}{2} \times 3,6 \times 3,1 = 16,8A.$

Le courant moyen maximal que doit pouvoir conduire un transistor pour ce même angle d'ouverture θ = 60° peut être également approximativement calculé :

$$I_{1 \text{ moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-60^{\circ}}^{+60^{\circ}} I_{1m} \cos\theta d\theta = \frac{I_{1m}\sqrt{3}}{2\pi} = 0,28 I_{1m} = 4,7A.$$

- . La première condition à satisfaire pour ces transistors est donc de pouvoir conduire un courant de crête récurrente important comparé au courant moyen.
- . D'autre part, ces transistors doivent être puissants car, pour un angle d'ouverture θ =90°, ils ont à fournir la moitié de la puissance disponible sur une voie soit, aux pertes près :

$$p = \frac{1}{2} \times \frac{750}{3} = 125 \text{ Watts.}$$

- . Une troisième condition est imposée par la tension récurrente admissible entre collecteur et émetteur. En régime établi, lorsque T₁ est passant, par exemple, la tension de la batterie est reportée aux bornes de l'enroulement 2 et la tension entre collecteur et émetteur de T₂ est égale à 2E soit 56 volts. De plus, du fait des commutations sur self, nous devons nous attendre à des surtensions.
- . Pour maintenir un bon rendement du dispositif, il faut que le gain forcé en courant soit aussi fort que possible.
 - . Enfin, le transistor doit rester d'un prix raisonnable.

Ces considérations nous ont amenés à choisir des transistors de type 109 T2 dont les principales caractéristiques sont résumées dans le tableau 2.

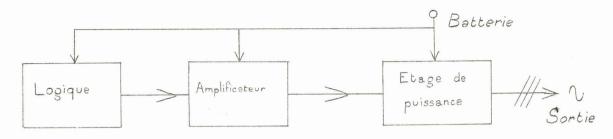
0 0	I Collecteur maximal	30 A
0 6	Puissance maximale	175 W
0 0	Tension de claquage	125 V
	Gain forcé en courant	10
0 0	v _{CE} saturation	0,5 V
0 0 7	v _{BE} saturation	1,4 V
0	Prix approximatif	50 F

- Tableau 2. - Caractéristiques principales du transistor 109T2

5.2.3. Disposition d'ensemble de l'onduleur C_1

Les signaux de courant précisés en 5.2.1. sont obtenus par amplification de signaux de faible puissance fournis par une commande logique qui permet, d'une part, le réglage précis des déphasages sur les trois voies, d'autre part, la réalisation d'un mode de régulation très simple.

Le prototype construit se décompose donc (figure 5-5) en trois éléments principaux dont nous allons entreprendre l'étude séparément.



- Figure 5-5. - Schéma bloc du convertisseur C_1

5.3. Commande Logique

Nous avons défini, au paragraphe 5.2.1., les quatre signaux qu'il faut créer en logique pour chaque voie de l'onduleur. La réalisation complète de ce dernier nécessite l'obtention de trois groupes identiques de quatre signaux, les signaux homologues de chaque groupe étant décalés de 60° les uns des autres.

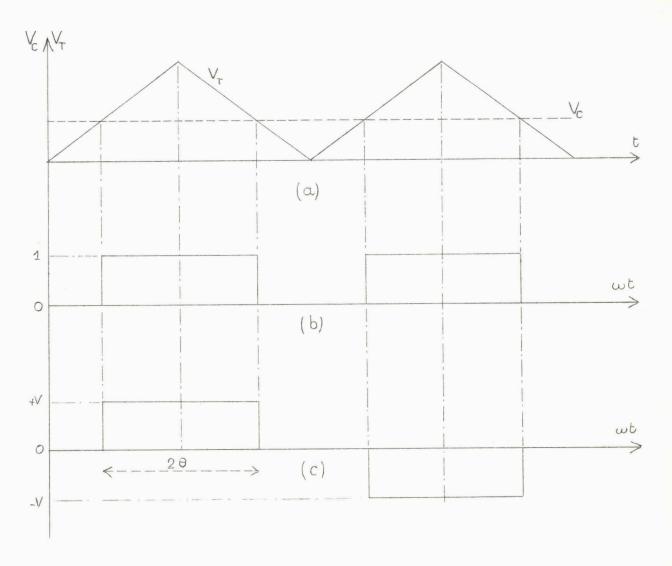
5.3.1. Réglage du temps de conduction des transistors

L'angle d'ouverture 2θ d'une onde élémentaire est fixé de la façon suivante.

Une tension triangulaire V_T est comparée à une tension continue V_C (figure 5-6a). Lorsque la différence $V_T^{-}V_C$ est négative, le dispositif fournit le niveau logique 0 (figure 5-6b) ; lorsque cette différence est positive, le niveau logique de sortie est +1. Le signal V_T est obtenu par charge et décharge d'une capacité C à travers une résistance R. Il suffit alors, pour modifier l'angle θ , de faire varier la tension V_C .

5.3.2. Autres conditions pour la réalisation d'une onde élémentaire

La période de l'onde élémentaire (figure 5-6c) est double de celle de la tension $V_{\rm T}$. Il nous faut donc un signal logique permettant de distinguer si les créneaux d'ouverture 20 (figure 5-6b) sont destinés au transistor 1 pour obtenir l'alternance positive de l'onde ou au transistor 2 pour réaliser l'alternance négative.



- Figure 5-6. - Réglage de l'angle d'ouverture θ .

Un deuxième signal, fixant les milieux des paliers positif et négatif de l'onde élémentaire, confondus d'ailleurs avec les sommets A et B de la tension V_T , doit permettre le positionnement correct dans le temps des trois tensions élémentaires fournies par chaque voie et le décalage précis entre les signaux provoquant la conduction ou l'extinction des transistors d'un même étage de puissance.

5.3.3. Obtention des signaux d'attaque

5.3.3.1. Signaux générateurs

Les signaux logiques précédents (paragraphe 5.3.2.) sont réalisés pour l'onde d'indice +1, respectivement par les fonctions A et D représentées sur la figure 5-7.

- 1°) . A = 1 : le transistor 1 peut conduire,. A = 0 : le transistor 2 peut conduire.
- 2°) . $\frac{dD}{dt}$ = + ∞ correspond au milieu du palier positif de l'onde,
 - . $\frac{dD}{dt}$ = $\frac{1}{2}$ correspond au milieu du palier négatif de l'onde.

De la même façon nous avons (figure 5-7), pour l'onde d'indice 0, les fonctions C et F décalées de 60° en retard respectivement sur les fonctions A et D et, pour l'onde d'indice -1, les fonctions E et \overline{B} décalées de 60° en retard respectivement sur les fonctions C et F.

5.3.3.2. Caractéristiques de l'oscillateur

Les six fonctions de base A, B, C, D, E et F de fréquence 400Hz sont facilement réalisées au moyen d'un oscillateur et d'un compteur en anneau. L'oscillateur a pour période le plus petit temps séparant deux transitions de deux quelconques de ces fonctions. Sur la figure 5-7, où la fréquence de la fonction A est 400Hz, nous voyons que le déphasage entre deux changements d'état de deux fonctions de base différentes est de 30° (360° correspond à une période) ce qui donne, pour l'oscillateur, une fréquence 360/30 = 12 fois plus grande que celle de la fonction A, soit 4 800 hertz.

L'oscillateur doit donc délivrer un signal représenté en H sur la figure 5-7. Les fonctions génératrices A, B, C, D, E et F sont alors obtenues par un compteur en anneau composé de 6 bascules J.K.

Pour la suite de notre exposé, nous nous bornerons à étudier la voie logique +1, c'est-à-dire, celle qui possède comme signaux générateurs les fonctions A et D.

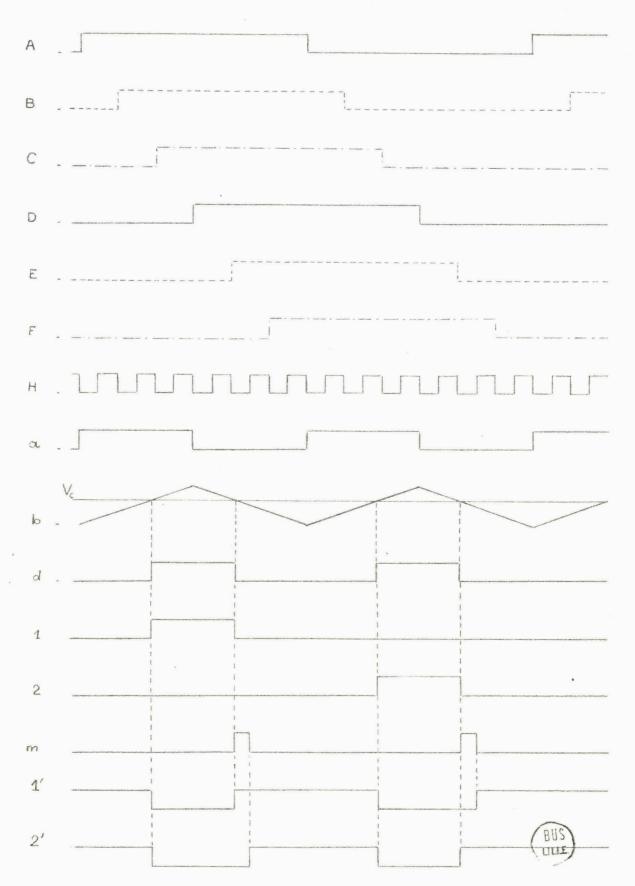


figure 5-7 - Diagramme des phases d'une voie logique.

5.3.3.3. Obtention des signaux triangulaires

L'alimentation du système R.C. défini en 5.3.1. se fait par le signal a (figure 5-7) disjonction des fonctions A et D.

$$(5.2.) a = \overline{AD} + A\overline{D}$$

Le signal b correspond à la tension triangulaire $V_{\rm T}$ et le signal d représente la sortie du dispositif permettant de régler l'angle θ .

5.3.3.4. Signaux d'attaque des transistors de push

Il reste maintenant à aiguiller les signaux d vers le canal 1 du transistor 1 ou vers le canal 2 du transistor 2. Ceci se traduit par les combinaisons logiques :

(5.3.) (1) =
$$d \times A$$
 et (2) = $d \times \overline{A}$.

5.3.3.5. Signaux d'attaque des transistors de court-circuit

Nous avons vu au paragraphe 5.2.1. que deux retards volontaires devaient être introduits. Nous avons réalisé en logique les retards τ séparant la conduction d'un transistor de court-circuit de l'extinction du transistor de push opposé. Les retards τ ' à l'entrée en conduction du transistor de push après blocage du transistor de court-circuit opposé, dont l'importance n'avait pas été vue lorsque la logique a été conçue, seront introduits dans la chaîne d'amplification.

Le signal τ est obtenu par un dispositif qui délivre des im pulsions m (figure 5-7), de largeur réglable, déclenchées par les fronts de descente du signal d. Les fonctions d, m et A suffisent alors à déterminer les signaux 1' et 2' :

(5.4.)
$$(\overline{1}^{\circ}) = d + m\overline{A}$$
 et $(\overline{2}^{\circ}) = d + mA$.

5.3.4. Réalisation de la logique

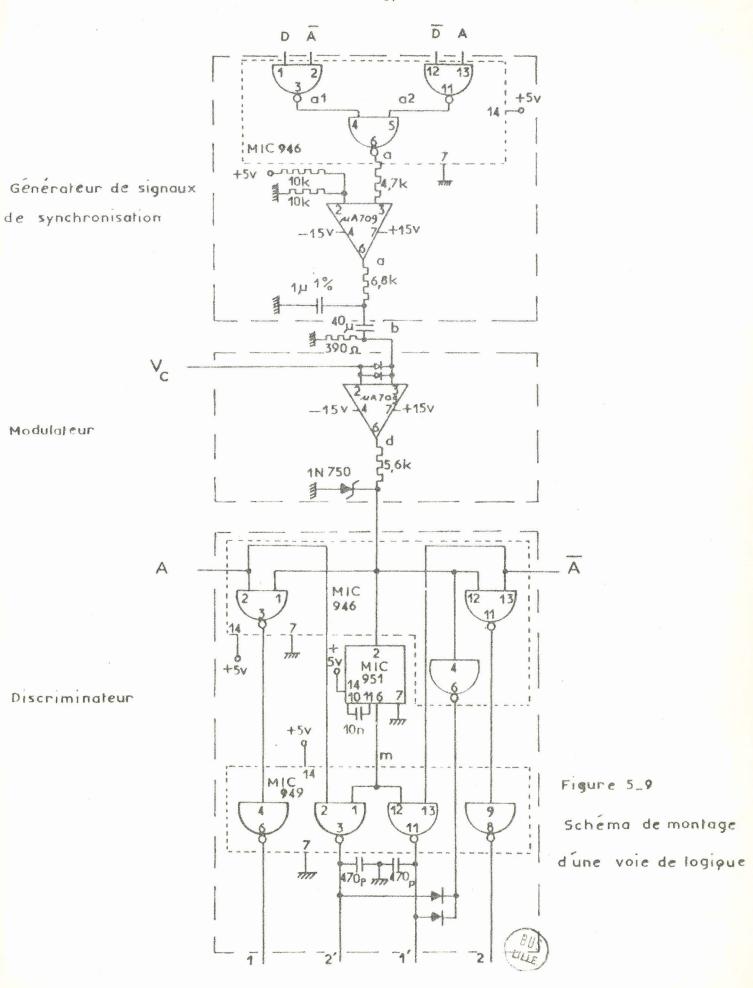
La logique, dont nous venons d'exposer le fonctionnement, a été construite par la Société Auxilec à Colombes (92).

Les figures 5-8 et 5- 9 présentent les plans de montage. Les principaux composants utilisés sont récapitulés dans le tableau 3.

ETAGE	ELEMENTS	FONCTIONS REALISEES	COMPOSITION
Compteur	3 MIC 1890	A, B, C, D, E et F	Bascules JK
en Anneau	1 MIC 932	Remise à zéro du compteur	Opérateur NON ET à 4 entrées
Générateur	1 MIC 946	$a = \overline{A}D + A\overline{D}$	4 portes ET
de dents de	1 μA 709	amplification de a	Amplifica: teur opéra: tionnel
scie	1 condensateur C=1μF 1 résistance R=6,8kΩ	b(signaux triangulaires)	
Modulateur	1 μΑ 709	d	Amplifica- teur opéra- tionnel
	1 MIC 946	1,2 et d	4 portes ET
Discrimi-	1 MIC 951	mi	Multivibra- teur mono- stable
•	1 MIC 949	1' et 2' 1 et 2	:4 portes ET:

^{- &}lt;u>Tableau 3</u> --

Figure 5..8 Oscillateur et compteur en anneau Nota. Les diodes dont la référence n'est pas indiquée sont de type 1N 914



5.4. Etude des voies d'amplification

5.4.1. Généralités

Les signaux sont fournis, par la logique, sous les tensions :

- . zéro (potentiel de la masse) pour le niveau logique 0.
- . +5V pour le niveau logique 1.

Ces tensions sont disponibles (figure 5-10) aux bornes d'une résistance R_7 de 2,2k Ω ou $6k\Omega$ respectivement pour les canaux de push ou de court-circuit.

Les transistors de puissance, qui peuvent supporter un courant de 20A (voir paragraphe 5.2.2.) avec un gain forcé de 10, doivent être attaqués par des signaux de courant de 2A. Le gain en courant à prévoir pour l'amplificateur est donc :

- . pour les canaux de push 1 000 (de 2mA à 2A)
- . pour ceux de court-circuit 2 500 (de 0,8mA à 2A).

5.4.2. Choix des transistors

Nous avons choisi, dans les deux cas, un montage à trois transistors en cascade (figure 5-10), fonctionnant en saturation pour obtenir une bonne mise en forme des signaux. Le gain de chaque étage est précisé dans le tableau 4.

:	Courant d'entrée	: Courant de : sortie	Gain
1er Etage	0,8mA ou 2mA	20 mA	25 ou 10
2ème Etage	20 mA	200 mA	10
3ème Etage	200 mA	2 A	10

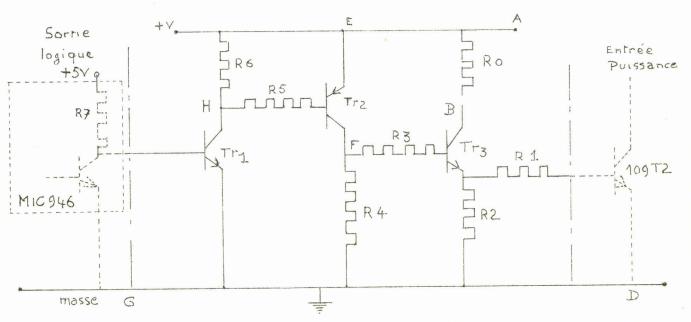
- Tableau 4. - Gains des 3 étages

Le tablea u 5 présente les principales caractéristiques des transistors employés.

•		gain minimal	I _{collecte}	Saturation	
Transistor	Reference	en courant		V _{be}	v _{ce} :
Tr 1	NPN 2N 1613	30	150 mA	1,3V	1,5 V
Tr 2	PNP 2N 2905	20	600 mA	1,5V	0,5 V
Tr ₃	NPN 2N 3055	10	15 A	1,70	1 V

- <u>Tableau 5</u>.- Caractéristiques des transistors

D'une façon générale, nous avons utilisé des transistors à commutation rapide pour permettre une transmission correcte des fronts de montée et de descente des courants.



-- <u>Figure 5-10</u>. - Montage initial de l'amplificateur (canal de push)

5.4.3. Description du fonctionnement

Pour le niveau logique 0, le transistor ${\rm Tr}_1$ est bloqué ; son collecteur et la base de ${\rm Tr}_2$ sont au potentiel +V. Ce dernier est alors également bloqué et son collecteur est à la masse. La base, donc l'émetteur de ${\rm Tr}_3$ sont à la masse et aucun courant ne traverse la résistance ${\rm R}_1$ d'attaque des transistors de puissance.

Pour le niveau logique 1, la base de ${\rm Tr}_1$ est portée à un potentiel légèrement positif. ${\rm Tr}_1$ est alors passant et son collecteur se trouve sensiblement à la mas e. ${\rm Tr}_2$ conduit ; son collecteur est donc à un niveau voisin de +V. Il s'en suit que ${\rm Tr}_3$ est passant ce qui entraîne la saturation du transistor de puissance.

5.4.4. Choix de la tension d'alimentation +V

Ce choix est le résultat d'un compromis.

L'énergie dissipée dans la résistance R_1 croît proportionnellement à la tension V. Pour maintenir un bon rendement du dispositif, il faut donc prendre V le plus bas possible.

Par contre, si la tension V est trop faible, les chutes de tension entre base et émetteur du transistor de puissance et entre émetteur et collecteur de ${\rm Tr}_3$ deviennent relativement importantes; du fait qu'elles varient avec la température et la charge du convertisseur, elles ne permettent plus de calibrer correctement les résistances ${\rm R}_0$ et ${\rm R}_1$ (${\rm R}_1+{\rm R}_0={\rm R}$) pour obtenir un courant de ${\rm 2A}$.

Supposons en effet que la tension d'alimentation soit de 6 volts. Les chutes de tensions dans les deux transistors étant d'environ 1,2+1 = 2,2 volts pour une faible charge et une température t_o de fonctionnement, la résistance R tirée de la relation :

$$R \times i = V - V_{be(109T2)} - V_{ce(2N3055)}$$

a pour valeur :

$$R = \frac{6-2,2}{2} = 1,9\Omega$$

Pour une température plus élevée et une plus forte charge, la chute de tension dans les transistors peut presque doubler et la valeur du courant i devient:

$$i = 6 - \frac{2x^2,2}{1,9} = 0,95 A.$$

le courant d'attaque est alors trop faible d'autant plus qu'une forte charge du convertisseur demande au contraire une sursaturation des bases des transistors de puissance.

Ces considérations nous ont conduits à choisir une tension d'alimentation V égale à 12volts.

5.4.5. Calcul des résistances

Nous pouvons maintenant prédéterminer les ordres de grandeur des résistances en partant de la droite du schéma de la figure 5-10. Dans ce calcul nous négligerons le fait que les courants collecteur et émetteur des transistors sont légèrement différents.

- trajet ABCD :

$$V = V_{be(109T2)} + V_{ce(Tr_3)} + (R_1 + R_0)i \text{ avec } i = 2A$$

d'où

$$R_1 + R_0 = \frac{12-1, 2-1}{2} = 4,90.$$

Seule la valeur de la résistance $R=R_1+R_0$ est fixée ; toutefois pour pouvoir déterminer le courant passant dans les premiers étages d'amplification, nous ne devons pas prendre une valeur trop faible pour R_0 . Nous avons choisi : $R_0=1,9\Omega$ et $R_1=3\Omega$.

- trajet EFCD :

$$V = V_{be(109T2)}^{+V}^{+V}_{be(Tr_3)}^{+R}^{1i+R}_{3i'+V}^{-1i+R}_{ce(Tr_2)}^{-1i+R}_{avec_1}^{-1i+R}_{avec_2}^{-1i+R}_{avec_3}^{-1i+R}_{av$$

d'où

$$R_3 = \frac{12-1-1,7-3x2-0,5}{0,2} = 14\Omega$$

- trajet EHG

$$V = V_{be(Tr_2)}^{+R_5} i''^{+V}_{ce(Tr_1)}$$
 avec $i''=20mA$

d'où

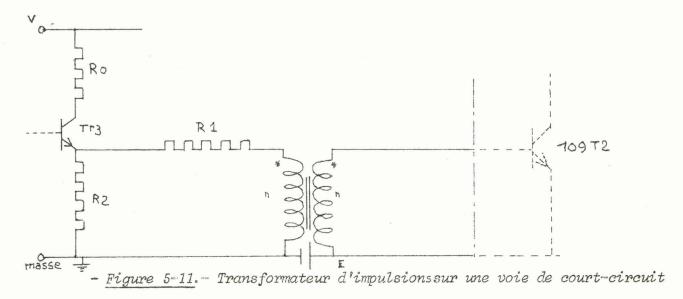
$$R_5 = \frac{12-1,5-1,5}{0.02} = 450\Omega.$$

Les résistances R_2 , R_4 et R_6 servent à polariser les transistors lorsqu'ils sont bloqués. Nous avons pris les valeurs suivantes :

$$R_2 = 1k\hat{\Omega}$$
 $R_4 = 5k\Omega$ $R_6 = 10k\Omega$

5.4.6. Commande des transistors de court-circuit (T'1 et T'2)

Les chaînes d'amplification sont identiques pour les canaux de push et pour les canaux de court-circuit. Toutefois, les émetteurs de T'1 et T'2 sont reliés au pôle + de la batterie. Il faut donc intercaler entre la sortie de l'amplificateur et les bases de ces transistors des transformateurs d'impulsions (figure 5-11) pour permettre aux créneaux de courant de franchir la batterie. Le calcul de ces transformateurs est donné en annexe.



5.4.7. Défauts constatés

Lors des premiers essais de notre maquette, nous avons constaté un certain nombre de défauts :

- a) sursaturation des transistors 2N 1613 (Tr₁) sur les voies de push,
- b) niveau logique 0 à l'entrée de l'amplificateur des voies de courtcircuit légèrement positif, défaut risquant de provoquer la conduction intempestive d'un transistor de puissance,
- c) mauvais temps de descente $40\mu s$ des transistors 2N 3055(Tr₃) pouvant provoquer un court-circuit sur les canaux de push (**).

^(*) Les temps de montée et de descente sont définis par la durée de la réponse transitoire entre les niveaux 0,1 et 0,9 de la différence des sorties permanentes lorsque l'on applique un échelon à l'entrée.

d) mauvais calibrage de certaines résistances

5.4.8. Modifications

5.4.8.1. Premières améliorations

En reprenant les alinéas du paragraphe 5.4.7., les modifications effectuées sur le montage initial aboutissent à celui de la figure 5-12.

- a) Diminution du courant d'entrée du premier étage d'amplification sur les voies de push en ajoutant une résistance de $4,7k\Omega$ en attaque de la base de Tr_1 .
- b) Prépolarisation de l'émetteur de ${\rm Tr}_1$ sur les voies de court-circuit par adjonction d'une résistance de 4,7k Ω et de deux diodes M14 qui relèvent ainsi la tension de déblocage de ${\rm Tr}_1$.
- c) Remplacement des transistors 2N 3055 par des transistors 2N 3054 de caractéristiques analogues (Tableau 5) si ce n'est un courant de collecteur maximal admissible plus faible : I_{cm} = 4 A. Ces transistors présentent l'avantage de pouvoir éliminer plus vite les charges emmagasinées dans leur base et de réduire ainsi le temps de descente des ondes à 15µs. Cette amélioration n'étant pas suffisante, nous avons dû, pour assurer une bonne évacuation des charges accumulées pendant le temps de saturation, polariser les bases des transistors 109T2 et 2N 3054.

Après ces modifications, les ondes rectangulaires présentaient :

- . un temps de montée voisin de 1,5 µs,
- . un temps de descente inférieur à 2µs,
- . un retard pur entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur inférieur à 14s.
- d) Le recalibrage des résistances a été fait par tatonnement et aboutit aux valeurs précisées sur la figure 5-12.

5.4.8.2. Autre mise au point

Nous avons dû placer, à l'entrée des canaux d'amplification en attaque de T_1 et T_2 , des capacités de 20nF. Celles-ci ont un double erfet :

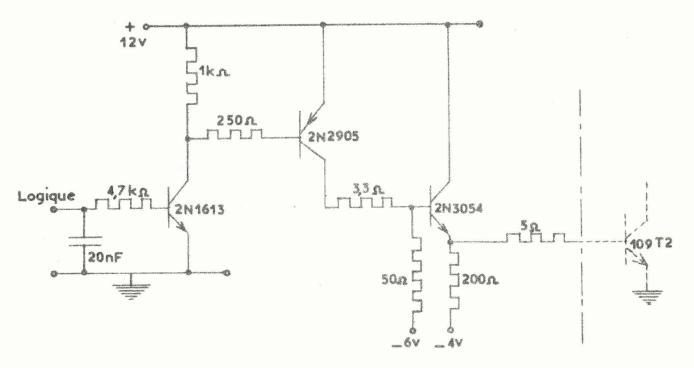


Figure 5-12a Schéma d'un canal de préamplification de push

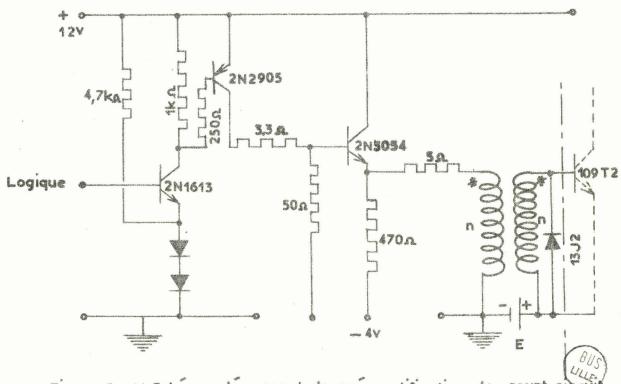


Figure 5.126 Schema dun canal de préamplification de court-circuit

- . retarder l'entrée en conduction des transistors de push après extinction des transistors de court-circuit opposés ; nous avons justifié ces retards τ' au paragraphe 5.2.1.
- . atténuer la mise sous tension brutale des enroulements primaires des transformateurs pour éviter les surtensions.

Après cette dernière modification, il apparaît un retard de 4µs sur les descentes dû à une trop lente décharge des capacités d'entrée des transistors de push ; ce défaut, jouant sur 0,5° pour l'angle d'ouverture, est à la limite des performances de la logique et nous n'avons pas jugé utile d'y remédier.

5.4.8.3. Conclusion

Dans une réalisation industrielle de cet onduleur, il serait souhaitable de remplacer les transistors 2N 3054 par des transistors 74T2 qui présentent une fréquence de coupure plus élevée (15kHz au lieu de 0,8kHz) facilitant la transmission des fronts de courant.

Afin d'améliorer le rendement, on pourrait aussi monter, sur les voies de push, l'ensemble 74T2-109T2 en Darlington.

5.5. Etages de puissance

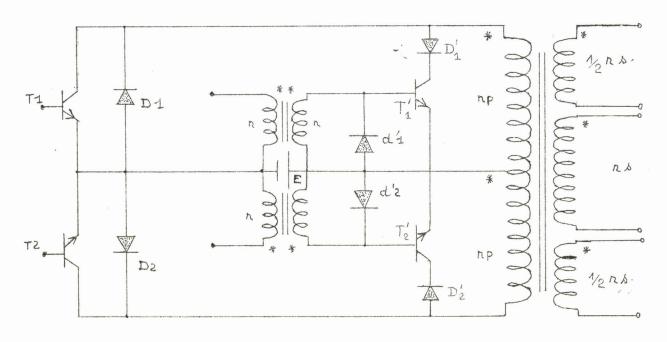
Le fonctionnement de ce montage a été longuement expliqué au Chapitre 1. Le principe du dispositif d'attaque des transistors de court-circuit T^i_1 et T^i_2 nous a conduit à ajouter deux autres diodes par demi voie (figure 5-13).

- D' $_1$ et D' $_2$ montées en série avec le collecteur des transistors T' $_1$ et T' $_2$.

Par exemple, lorsque T_1 est passant, le collecteur de T_1' est directement relié au pôle - de la batterie et, en l'absence de la diode D' $_1$, un courant pourrait circuler dans le transformateur d'impulsions d'attaque de T_1' en passant par la jonction base collecteur de ce transistor.

- d' $_1$ et d' $_2$ connectées entre les bases de T' $_1$ et T' $_2$ et le pôle + de la batterie.

Elles permettent de démagnétiser rapidement les transformateurs d'impulsions et d'éviter le phénomène de "back-swing" entraînant une tension inverse entre base et émetteur des transistors de court-circuit. Ce rôle de démagnétisation est partagé avec les résistances R_2 = 470 Ω (figure 5-12).



- Figure 5-13. - Schéma complet d'une voie de puissance.

Dans le tableau 6, nous précisons les références et les caractéristiques des composants utilisés. Les calculs des transformateurs sont reportés en annexe.

: Elément	Référence	CARACTERISTIQUES			
i.	Veleleuce	I moyen redressé	I maximum répétitif	V inverse de claquage	
$\mathrm{D_1}$ et $\mathrm{D_2}$	G 4004	4 A	20 A	400 V	
D' ₁ et D' ₂	P 4010	10 A	35 A	400 V	
d' ₁ et d' ₂ ,	13 J 2	0,5 A	3 A	200 V	
T ₁ , T ₂ , T' ₁ et T' ₂	109 T2	Vč	bir Tableau 1	:: 2 :	

⁻ Tableau 6.- Composants de l'étage de puissance.

5.6. Présentation de la maquette

Les étages d'amplification et de puissance ont été montés eur un bâti rigide en aluminium de dimension 40x50cm (figure 5-14).

Les circuits magnétiques des transformateurs sont serrés contre le bâti ; deux circuits voisins sont placés perpendiculairement pour éviter les inductions mutuelles dues aux flux de fuite.

Les deux premiers étages d'amplification sont montés sur circuit imprimé, le dernier étage sur plaque de bakélite. L'ensemble est fixé, pour chaque voie, sur une cornière en aluminium de 2mm d'épaisseur.

Les radiateurs des transistors de puissance sont constitués par des plaques d'aluminium largement dimensionnées.

Les connexions d'alimentation sont en fil de cuivre divisé pour les préamplificateurs et en barreau (2,2cm x 0,8cm) pour les étages de puissance.

Sur une même plaque sont groupées les arrivées des alimentations (+28V et +12V) et les interrupteurs de commande.

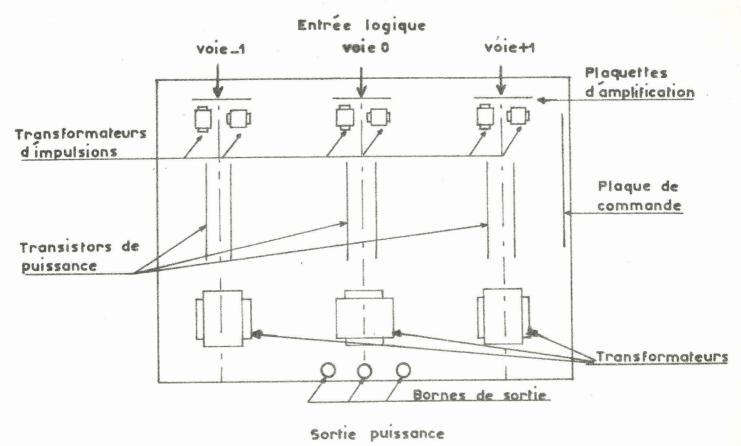
5.7. Essais de l'onduleur de type C

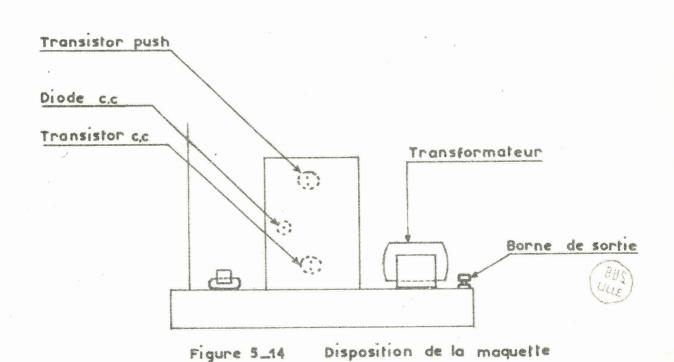
5.7.1. Fonctionnement en monophasé

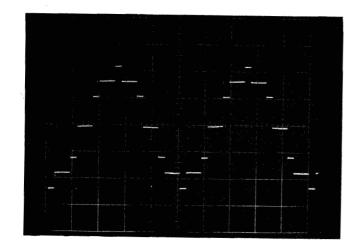
Avant d'étudier le dispositif complet en triphasé, nous avons procédé au montage d'une seule phase sur laquelle nous avons effectué, sans filtrage de la tension de sortie, divers essais et vérifications que nous allons présenter.

5.7.1.1. Relevés oscillographiques de la tension secondaire à vide

Par action sur la tension $V_{\rm C}$ simultanément sur les trois voies de la logique, nous avons fait varier de 35° à 90° l'angle d'ouverture θ des créneaux de tensi n. Les planches présentent les oscillogrammes relatifs à θ : = 40°, 45°, 52,5°, 60°, 67,5°, 75° et 90°. Ces clichés montrent une parfaite concordance avec les courbes prédéterminées (figure 4-5). Il faut tou tefois noter que sur les fronts de montée et de descente de la tension, des oscillations parasites de fréquence 500kHz apparaissent ; elles sont, à notre avis, dues à un phénomène de résonance entre la self des enroulements et, d'une part, les capacités inter spires des bobinages, d'autre part, celles des transistors.

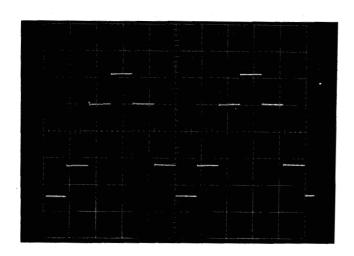






θ = 75°





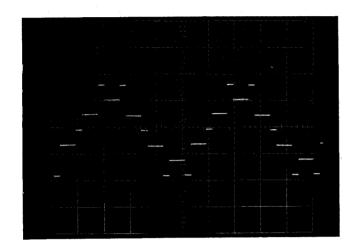
$$\theta = 90^{\circ}$$

Planche 1: Forme de la tension de sortie du C₁

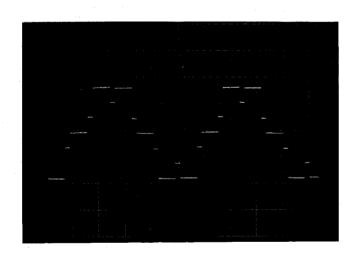
en fonction de θ

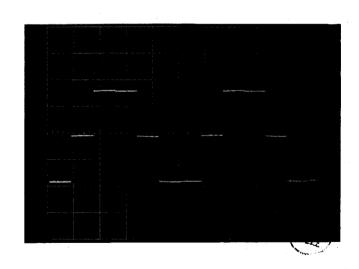
Echelle: - en abscisse 0,5 ms par carreau

en ordonnée 100V par carreau









 $\theta = 52,5^{\circ}$

θ=60°

Planche 2: Forme de la tension de sortie du C₁

en fonction de θ

Echelle: - en abscisse 0,5 ms par carreau

en ordonnée 100V par carreau

5.7.1.2. Etude harmonique d'une tension monophasés

5.7.1.2.1. Amplitude du fondamental

Nous avons procédé, au moyen d'un analyseur de spectre dont les mesures sont enregistrées par une table traçante, au relævé, pour différentes valeurs de θ , de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie lorsque latension de batterie est constante.

Ces résultats, comparés aux valeurs théoriques, sont présentés en figure 5-15. Nous pouvons les considérer comme tout à fait satisfaisants étant donné que :

- . l'écart introduit par la logique, entre les largeurs des créneaux obtenues sur deux voies différentes peut atteindre 1,5° pour la même valeur de la tension de référence $V_{\rm C}$. Cette erreur se traduit sur l'amplitude du fondamental par une incertitude d'environ 0,5 %.
- . la précision de l'analyseur de spectre utilisé est de 0,5 % ; celle de la table traçante, difficile à évaluer, est de quelques %
- . l'erreur sur le réglage de l'angle θ contrôlé à l'oscilloscope est de l'ordre de 1°.

5.7.1.2.2. Amplitudes des harmoniques

Avec le même dispositif, nous avons effectué une analyse spectrale portant sur les 7 premiers harmoniques (rangs 5, 7, 11, 13, 17, 19 et 23) pour des valeurs de θ comprises entre 35°C et 90°. En figure 5-16, nous présentons ces résultats pour θ = 60°.

Ces mesures appellent deux remarques :

- . seuls les harmoniques théoriquement prévus apparaissent
- . l'expression des taux partiels d'harmoniques

$$T_{\mathbf{q}} = \frac{\sin q \theta}{q \sin \theta}$$

montre que, pour une erreur de 1° sur l'angle d'ouverture θ , l'erreur sur le taux de l'harmonique de rang q est fortement augmentée :

$$T'_{q} = \frac{\sin q(\theta + 1^{\circ})}{q \sin (\theta + 1^{\circ})} \vee \frac{\sin q(\theta + 1^{\circ})}{q \sin \theta} = T_{q} \times \frac{\sin q\theta}{\sin q(\theta + 1^{\circ})}$$

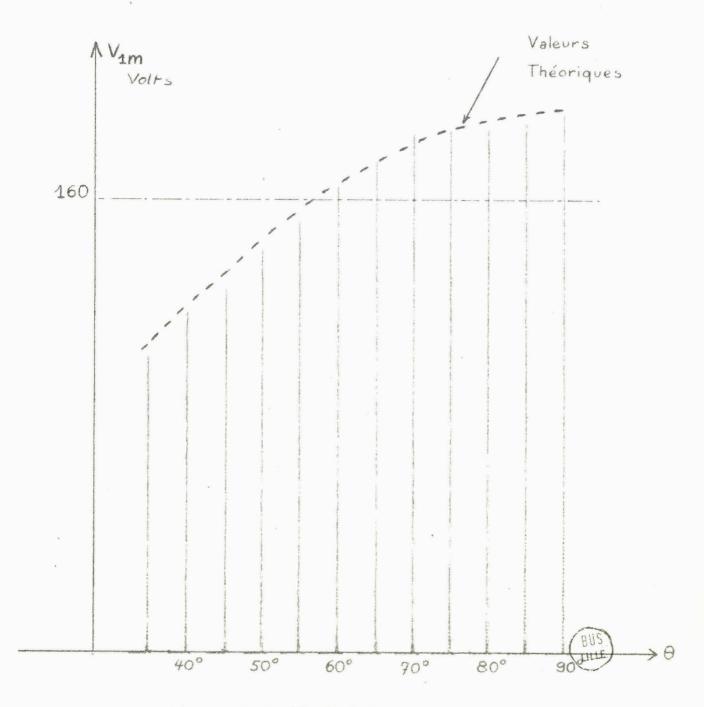


Figure 5.15 Amplitude du fondamental en fonction de l'angle d'ouverture θ

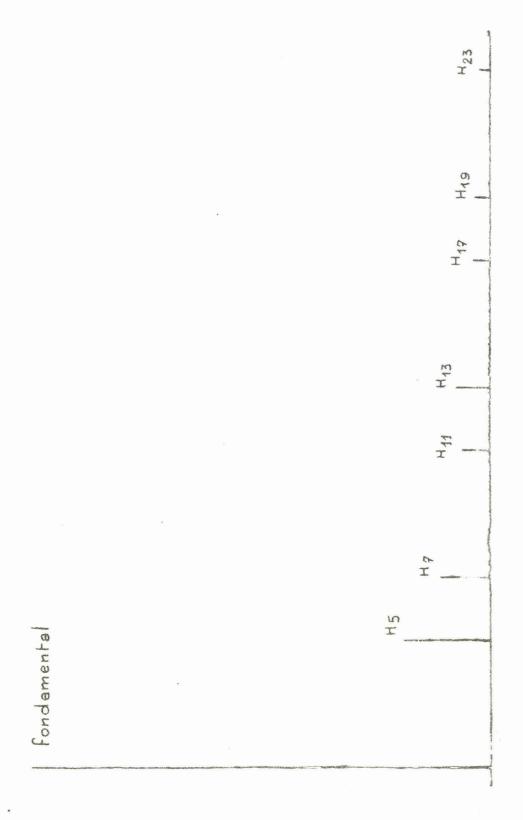
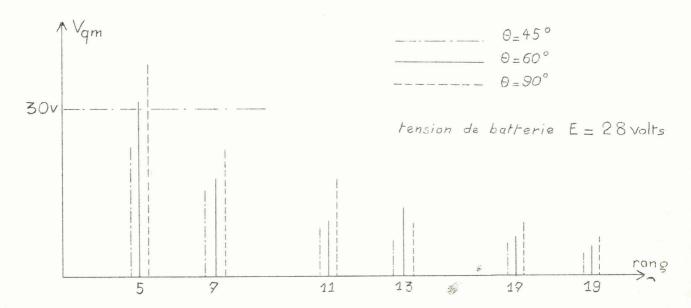


Figure 5.16 Analyse spectrale des 7 premiers harmoniques pour 0=60°

Celles-ci sont donc surtout probantes pour les harmoniques de rang faible (5-7-11 et 13).

La figure 5-17 précise les amplitudes, pour 3 valeurs de l'angle $_{\theta}$ (45°, 60° et 90°), des harmoniques successifs.



- Figure 5-17. - Amplitudes des premiers harmoniques pour θ := 45°, 60°, 90°.

Le tableau 7 met en évidence les écarts entre les amplitudes théoriques et expérimentales de ces harmoniques pour les mêmes réglages de l'angle θ .

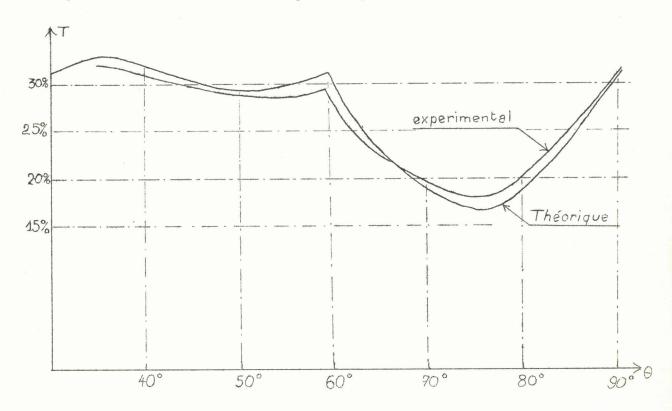
: :			θ = 60°		θ = 90°	
:Rang:		: Théorie	Expérience :	Théorie :	Expérience	Théorie
5		20	18,4			20
: 7:	12,3	: 18,3		15,7	12	
: 11 :	8		5,8	5,6	9,2	
13		7,7	7,5	8,6		7,7
: 17 :	6		: 4	2		5,9
19		5,3	3,5	5,6	4	5,3
: 23 :				2,1	2	4,3

⁻ Tableau 7.- Taux théoriques et expérimentaux des premiers harmoniques en % pour θ := 45°, 60°, 90°.

5.7.1.2.3. Taux global d'harmoniques

A l'aide d'un distorsiomètre mesurant le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle du fondamental, nous avons relevé le taux global d'harmoniques T à vide en fonction de l'anglè 0 (Figure 5-18). Ce taux passe comme prévu par un minimum assez aplati entre 70° et 80° d'ouverture.

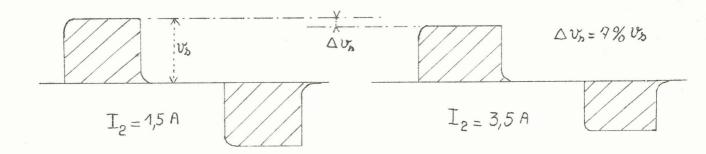
Dans un fonctionnement du convertisseur à angle d'ouverture fixe, il est donc souhaitable de prendre pour θ une valeur voisine de 75°.



- Figure 5-18. - Taux global d'harmoniques en fonction de l'angle d'ouverture θ .

5.7.1.3. Essai sur charge résistive pure

La déformation des créneaux élémentaires est présentée sur la figure 5-19 pour deux valeurs du courant efficace secondaire I₂. Il apparaît, même sur charge faible, un phénomène qui s'apparente à une intégration pendant les temps d'établissement des tensions de régime. Par ailleurs, les chutes résistives dans les enroulements des transformateurs ainsi que les chutes internes des transistors de puissance ont pour effet de diminuer le niveau de la tension de sortie.



- Figure 5-19. - Déformation d'une onde élémentaire sur charge résistive pure.

Nous pouvons remarquer que ces déformations n'introduisent pas de nouveaux harmoniques dans les créneaux élémentaires donc, d'après le principe de composition des ondes, dans la tension de sortie ; elles ne font que modifier le taux des harmoniques existants.

5.7.2. Fonctionnement en triphasé

Sans filtre de sortie, l'allure générale des tensions est conservée à vide, mais nous avons observé de nombreuses oscillations parasites. Elles sont dues aux capacités entre les enroulements secondaires d'un même transformateur. Ces bobinages, utilisés dans la composition des trois phases, sont en effet, à chaque commutation, soumis à des variations brusques de potentiel. Ce défaut disparaît sur charge même très faible. Il semble toutefois souhaitable, pour une réalisation plus soignée, de changer le type de bobinage des transformateurs en plaçant les enroulements secondaires en galettes superposées et non pas en galettes concentriques comme nous l'avons fait. Cette solution présente toutefois l'inconvénient d'augmenter fortement les flux de fuite.

5.7.3. Fonctionnement avec filtre

Les filtres habituellement utilisés en aéronautique sont du type self L en série, condensateur C en parallèle (demi cellule en T). Les différentes grandeurs qui déterminent ce type de filtre sont :

. la fréquence de résonance donnée par :

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$
;

. la fréquence de coupure à OdB :

$$\omega_0^2 = \frac{2}{LC}$$
;

, l'impédance totale du filtre seul, vue de la source à la fréquence fondamentale :

$$Z = L\omega - \frac{1}{C\omega} \quad ;$$

elle doit être aussi grande que possible pour limiter la valeur du courant réactif.

. la valeur de la self L qui doit être aussi faible que possible pour réduire la chute de tension due au filtre en charge.

Un compromis satisfaisant entre ces différentes contraintes n'est pas réalisable pour filtrer de façon efficace les harmoniques 5 et 7 qui apparaissent dans la tension de sortie du convertisseur C_1 .

Sur chacune des phases, nous avons monté un filtre de ce type composé d'une self de 1,8mH et d'un condensateur de 5µF. Les formes de tension à vide et en charge sont à peu près satisfaisantes bien que le filtrage de l'harmonique 5 ne soit pas assez efficace.

Nous n'avons pas essayé d'améliorér la qualité du filtrage En effet, la réalisation du convertisseur C_1 n'est qu'une étape vers les convertisseurs C_2 ou C_3 pour lesquels les premiers harmoniques sont de rang 11 et 13 ou 17 et 19 ; le filtrage ne présente alors pas de difficulté.

BIBLIOGRAPHIE

G. METZGER, JP VABRE

"Electronique des Impulsions", Tome I, Circuits à constantes localisées Masson et Cie, 1966.

BD. BEDFORD, R. HOFT

"Principles of inverter circuits", John Wiley and Sons, New York, 1966.

R. CHAUPRADE, G. CAUSSIN

"Convertisseurs statiques autonomes CC-CA", Conférence S.F.E., Paris, Juin 1969.

C. MIJON, G. DROUIN

"Applications industrielles des convertisseurs autonomes CC-CA", Conférence S.F.E., Paris, Juin 1969.

JP. VERGEZ, V. GLOVER

"Low power Solid State Inverters for Space Applications", Texas Instruments incorporated and Bert Willis, (publication interne à la NASA, 1968).

- Règlement AIR 2021/D

"Caractéristiques générales des réseaux électriques à bord des Aéronefs", Edition du 15/12/1967.

J. LAYEILLON, G. CARRIN

"Applications de l'électricité dans l'aviation", Technique de l'Ingénieur fascicules 866-867-868.

- Semi conductor products department

"S.C.R. Manual", General Electric.

CONCLUSION

Dans ce mémoire, nous avons envisagé, sous les dénominations P_n et C_n , deux méthodes d'obtention d'une forme d'onde approchant la sinusofde par échelons à partir d'une tension continue.

La solution " P_n ", dans laquelle nous nous sommes fixés d'additionner des créneaux de tension de largeur constante et décalés d'une fraction constante de leur période, nous a permis de prévoir plusieurs modes de régulation simples.

La solution "C_n", généralisation de la précédente, nous a donné une nouvelle possibilité de régulation en faisant varier l'angle d'ouverture des ondes élémentaires lequel est directement lié à la valeur efficace de la tension de sortie.

La maquette que nous avons réalisée nous a permis de vérifier, pour le convertisseur \mathcal{C}_1 , les résultats que nous avions établis.

Trois points méritent d'être soulignés :

- . les possibilités très variées de régulation,
- . le principe retenu, qui apporte une solution élégante à la réalisation de tensions triphasées, est susceptible d'extension à un système polyphasé d'ordre quelconque,
- . le taux d'harmoniques réduit de la tension de sortie permet d'éviter, dans les applications aéronautiques, l'emploi de filtres lourds et encombrants.

P. DAVID

"Les filtres électriques", Gauthier Villars

ET. MOORE, TG. WILSON

"Basic considerations for DC to AC Conversion Networks", I.E.E.E.
Transactions on magnetics, September 1966.

GW ERNSBERGER, F. GOURASH

"Parallel operation of Aerospace static Inverters", I.E.E.E. Transactions on Aerospace, June 1965.

Z. LESZCZYNSKI

"Analyse harmonique d'un convertisseur de tension continue en tension échelonnée approchant la sinusoïde", Arch. Electrotecknika, Polska, 1967.

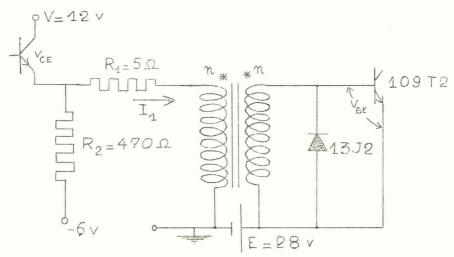
ANNEXE I

CALCUL DES TRANSFORMATEURS D'IMPULSIONS

Ce calcul, comme celui des transformateurs de puissance, a été fait à partir des documents suivants :

- . Notice technique IMPHYSIL sur les circuits magnétiques coupés,
- . Liste des caractéristiques des fils de cuivre utilisés par la Société AUXILEC.

La figure A-1 rappelle l'environnement électrique de ces transformateurs :



- Figure A-1. - Transformateur d'impulsions

Nous avons choisi un rapport de transformation unité.

En première approximation :

$$I_1 = \frac{V - V_{BE} - V_{CE}}{R_1} = \frac{12 - 1,5 - 1}{5} = 4,7A$$

Condition de non saturation

Le temps de court-circuit ne peut excéder une demi-période soit 1,25ms. Par ailleurs, avant l'application du signal, la valeur du flux Φ' est très **légèrement** négative du fait du passage du courant de prémagnétisation à travers R_2 .

Durant le temps de court-circuit, la tension v_{BE} apparaît aux bornes de l'enroulement primaire et si T' est la durée du créneau, la variation de flux s'écrit :

$$\Delta \Phi = \frac{\mathbf{v}_{BE}^{T^{\dagger}}}{n} = \Phi_{max} - \Phi^{\dagger} \sim \Phi_{max}$$

Nous avons donc comme première condition :

(A.1.)
$$\frac{v_{BE}T'}{nS} < B_{max}.$$

formule dans laquelle S est la section nette du noyau magnétique.

Condition d'encombrement de cuivre

Les bobinages doivent supporter un courant de 2A pendant la moitié du temps au maximum. En admettant une densité de $2A/mm^2$, il nous faut utiliser du fil de 80/100 présentant une résistance de 35Ω par kilomètre et permettant de placer 133 spires par cm² de section brute.

Soit S' la surface de la fenêtre du transformateur, la condition d'encombrement de cuivre s'écrit :

(A.2.)
$$S' \times 133 > 2n$$
.

Ces deux conditions nous ont conduits à choisir un circuit magnétique de type H10 et un nombre de spires égal à 80 par enroulement.

Choix de l'entrefer e

Pour limiter la valeur de la self, nous avons choisi un entrefer de 0,6mm. La self d'un enroulement est alors donnée par :

$$L = \frac{S\mu_0}{\ell} \frac{1}{\frac{1}{ll} + \frac{e}{\ell}} \times n^2 \sim 12mH$$

où l est la longueur moyenne du circuit magnétique.

La valeur maximale du courant magnétisant est alors donnée par la relation :

$$i_{\rm m} = \frac{\Phi_{\rm m}}{L} \sim 0.1 \, A$$

Récapitulation

Primaire	1 enroulement	de 80 spires	fil de 80/100
Secondaire	1 enroulement	de 80 spires	fil de 80/100
Circuit Magnétique	IMPHY type H10	S = 0,9cm ² l = 9,4cm S'= 1,5cm ²	Entrefer 0,6mm:

ANNEXE II

CALCUL DES TRANSFORMATEURS DE PUISSANCE

Rappelons que ces transformateurs doivent comporter deux enroulements primaires identiques de n spires et 3 enroulements secondaires de n , n , n , 2 et n , 2 spires (figure A2).

- <u>Figure A-2</u>.- Transformateurs de puissance

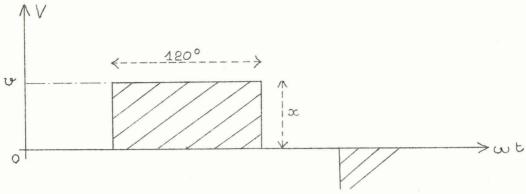
Rappels de résultats

En prenant w comme amplitude de l'onde issue de l'enroulement secondaire de $n_{\rm S}$ spires et en fixant θ = 60° pour le régime nominal (figure A-3), les valeurs des tensions secondaires sont :

. tension étoilée : - Valeur Efficace 1,25x - Valeur Efficace du fondamental 1,17x

. tension composée: - Valeur Efficace 2,12x - Valeur Efficace du fondamental 2,03x

Pour un premier calcul nous choisissons x = 100



- Figure A-3.- Onde élémentaire de sortie.

Choix du diamètre des enroulements

a) Enroulements primaires

A ouverture maximale (θ =90°), nous devons attendre des courants de 7 Ampères (voir paragraphe 5.2.2.). Nous prendrons pour cela du fil de 16/10.

b) Enroulements secondaires

Le courant efficace maximun est de l'ordre de 2,5A (voir paragraphe 5.2.2.); nous prendrons du fil de 10/10.

Condition de non saturation

Le flux maximum atteint est donné par la relation :

$$2\Phi_{\text{max}} = \frac{\text{ExT}}{n_{\text{p}}}$$

formule dans laquelle E est la tension de la batterie et T le temps de conduction d'un transistor de push.

En se fixant B_{max} = 1 Tesla et en prenant la valeur maximale du produit ExT d'après le tableau suivant :

:::::::::::::::::::::::::::::::::::::::	E _V	Tms	ExT	
:	24 V	1,25	230	$(ExT)_{max} = 30.10^{-3} Vxs$
:		0,8		ilex
:		0,		

La condition de non saturation s'écrit :

(A.3.)
$$n_D S' > 15.10^{-3}$$

S étant la section nette d'un noyau.

Encombrement de cuivre

Le fil de 16/10 permet d'obtenir 33 spires par ${\rm cm}^2$ de section brute. Le fil de 10/10 en autorise 86.

La relation qui limite le nombre des spires set donc :

$$2 \times \frac{n_s}{33} + 2 \times \frac{n_s}{86}$$
 < section brute de cuivre disponible.

Nous avons choisi = 100 ce qui correspond donc à un rapport du nombre des spires de :

$$\frac{n_s}{n_p} = \frac{100}{28} = 3,6$$

La condition d'encombrement de cuivre s'écrit alors :

(A.4.)
$$0,14 \text{ n}_{D} < \text{S}'$$
.

où S' est la surface en cm² de la fenêtre du transformateur.

Choix du circuit magnétique

Les relations (1.3.) et (A.4.) nous ont conduits à choisir une carcasse de type V 51 en surdimensionnant largement la valeur de S. e choix détermine $n_{_{\rm D}}$ = 65 spires.

Courant magnétisant

La valeur de la self d'un enroulement primaire est donnée par :

$$L_1 = n^2 \times \frac{S\mu_0}{\ell} \frac{1}{\frac{1}{11} + \frac{e}{\ell}}$$

où ℓ est la longueur moyenne du circuit magnétique. Les courbes du constructeur nous donnent la valeur du tempe entre crochet en fonction du rapport $\frac{e}{\ell}$.

$$L_1 = 15,2.10^{-6} \times \mu \text{ apparente}$$

La valeur maximale du courant magnétisant s'en déduit simplement :

$$i_{\text{max}} = \frac{\text{(ET)}_{\text{max}}}{2n L_1} = \frac{-15.10^{-3}}{15,2.10^{-6} \times 65 \mu_{\text{apparente}}}$$

Pour limiter i $_{\max}$ à 0,1 A, il nous faut alors prendre un rapport $\frac{e}{\ell}$ très petit. Nous avons pris e = 0.

Chutes résistives

Au primaire, le fil présente une résistance de 8,880/km et les spires ont une longueur moyenne de 17,4cm. La résistance d'un enroulement primaire est alors :

$$r_1 = 65 \times 17,4 \times 8,88 \times 10^{-5} = 0,10$$

Au secondaire, le fil a pour résistance 23 N/km, les spires ont une longueur moyenne de 17,4cm et les enroulements présentent respectivement 239 spires et 219 spires. On a alors :

$$r_2 = 2r'_2 = 239 \times 17,4 \times 23.10^{-5} = 0,90$$

Pour un courant primaire de 20 ampères en crête, la chute de tension est alors, remenée au secondaire :

$$\Delta U_r = (r_1 k^2 + r_2) I_2 = (0.1x(3.6)^2 + 0.9) x 5.5$$

= 16.5 V

Cette valeur est une très large majorante des valeurs que nous avons mesurées.

Récapitulation

primaire	2 enroulements de 65 spires	: fil de 16/10
secondaire	1 enroulement de 239 spires 2 enroulements de 119 spires	fil de 10/10
Circuit Magnétique	IMPHY & = 20,6 cm S = 5,9 cm ² S'= 11,4 cm ²	sans entrefer

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION

CHAPITRE I : Principe général de l'onduleur. Exposé des Problèmes	1
1.1. Principe d'un onduleur élémentaire	1
1.1.1. Montage	1
1.1.2. Evolution du flux et du courant primaire à vic	le 3
1.1.3. Fonctionnement en charge	5
1.1.4. Taux partiels d'harmoniques. Taux de distorsion	n 8
1.1.5. Diagramme vectoriel	9
1.2. Méthode d'obtention d'une tension quasi sinusoïdale	11
1.2.1. Obtention d'une tension quasi-sinusoidale	11
1.2.2. Conclusion	11
CHAPITRE II : Onduleur de type P_n	12
2.1. Composition des ondes rectangulaires	12
2.2. Montage des transformateurs	13
2.3. Détermination des amplitudes X ₁	14
2.4. Taux partiels d'harmoniques	16
2.5. Taux global d'harmoniques	17
2.6. Coefficient d'utilisation	18
CHAPITRE III : Exemples d'onduleurs de type P_n	19
3.2. Onduleur P ₂	19
3.1.1. Composition des ondes rectangulaires	. 19
3.1.2. Montage des transformateurs	21
3.1.3. Coefficient d'utilisation. Poids	22
3.2. Onduleur P ₃	23
3.2.1. Composition des ondes rectangulaires	23
3.2.2. Montage des transformateurs	25

3.3.	Onduleur P ₄	28
	3.3.1. Composition des ondes rectangulaires	28
	3.3.2. Montage des transformateurs	30
3.4.	Résultats comparés et régulation	33
	3.4.1. Tableau comparatif des onduleurs étudiés	33
	3.4.2. Régulation	
CHAD	TTPF TV · Orduloim do Tyros C	36
	ITRE IV : Onduleur de Type C _n	
	Généralités	36
	Principe de composition des ondes rectangulaires	36
	Réalisation du système d'ondes rectangulaires	38
	Taux partiels d'harmoniques	41
	Montage des transformateurs en triphasé	41
	Application au convertisseur C ₁	44
	Application au convertisseur C ₃	47
4.8.	Nouvelles possibilités de régulation	51
	4.8.1. Fonctionnement à θ variable	51
	4.8.2. Régulation par deux onduleurs déphasables	51
CHAP	TTRE V : Réalisation de l'onduleur de type C ₁	54
5.1.	Obtention des tensions triphasées	54
5.2.	Présentation d'une voie	56
	5.2.1. Précautions élémentaires	56
	5.2.2. Choix des transistors de puissance	56
	5.2.3. Disposition d'ensemble de l'onduleur C ₁	59
5.3.	Commande logique	60
	5.3.1. Réglage du temps de conduction des transistors	60
	5.3.2. Autres conditions pour la réalisation d'une onde élémentaire	60
	5.3.3. Obtention des signaux d'attaque	62
	5.3.3.1. Signaux générateurs	62
	5.3.3.2. Caractéristiques de l'oscillateur	62
	5.3.3.3. Obtention de signaux triangulaires	64
	5.3.3.4. Signaux d'attaque des transistors de push	64
	5.3.3.5. Signaux d'attaque des transistors de court- circuit	64
	5.3.4. Réalisation de la logique	64
5.4.	Etude des voies d'amplification	68
	5.4.1. Généralités	68
	5.4.2. Choix des transistors	68

88	CONCTORION
98	5.7.3. Fonctionnement avec filtnes
98	5.7.3. Fonctionnement en triphasé
98	5.7.1.3. Essai sur charge résistive
18	5.1.1.2. Etude harmonique d'une tension monophasée
<i>LL</i>	5.7.1.1. Relevés oscillognaphiques de la tension secondaire à vide
LL	5.7.2. Fonctionnement en monophasé
LL	5.7. Essai de l'onduleur de type C _l
LL	6.6. Présentation de la maquette
97	5.5. Etages de puissance
97	5.4.8 S. Conclusion
73	5.4.8.2. Autre mise au point
73	5.4.8.1. Premières améliorations
23	SacitasiliboM .8.4.3
72	5.4.7. Défauts constatés
72	5.4.6. Commande des transistors de court-circuit
TL	5.4.5. Calcul des résistances
07	5.4.4. Choix de la tension d'alimentation +V
07	5.4.3. Description du fonctionnement

