

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



# d'un Onduleur Autonome Triphasé

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

Μ.	GABILLARD	Président
Μ.	PANET	Rapporteur
Μ.	COULON	Examinateurs
M.	MAIZIERES	
Μ.	SAGEAU	Invité

A MON PERE A ANNICK 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 :

EVOLUTION DE LA PUISSANCE ELECTRIQUE INSTALLEE SUR DES AVIONS CIVILS ET MILITAIRES FRANCAIS DEPUIS 1945													
Themas	٨	Masse	Puissa	nce Instal	Llée en kVA	7							
de l'Avion	du 1er Vol	au décollage Tonnes	Continu kW	Fréquence fixe kVA	Fréquence variable kVA	Total kVA							
SIEBEL	1945	5,6	4		9 0 0 0	4							
MYSTERE IV A	1952	. 8	6		a 6 6 8	6							
CARAVELLE	1955	46	27	e e	s o o	27							
MIRAGE IV A	1961	30	:	• • •	: 40 :	: 40 :							
CARAVELLE XA	1962	52	27	s c *	40	67							
TRANSAL	: 1962 :	: 47 :	:	180	: 18	: 198							
SUPER FRELON	1964	. 11	27	6 9 8	18	45							
CONCORDE	: 1969 :	•	• • •	•	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  $\cos\phi$  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<sub>p</sub> spires, <u>montés en opposition</u>, alternativement alimentés par la batterie ;

. au secondaire, un enroulement de n<sub>s</sub> spires aux bornes duquel est prélevée la tension de sortie.



- Figure 1-1. - Montage élémentaire

- 1 -

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 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 T<sub>2</sub> 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  $\phi$  et le courant magnétisant i pu 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  $\phi$  défini par la relation :

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

 $\phi = \phi_0 + kt$ 

d'où

(1.1.)

avec

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

et  $\phi_{o}$ , flux par spire à l'instant t<sub>o</sub>.

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'én 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  $v_{p1}$  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'<sub>1</sub>. L'enroulement 2, monté en opposition avec l'enroulement 1, est soumis à la tension E qui force un flux  $\phi$  donné par la relation :

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



- Figure 1-3. - Variation du flux en fonction du temps

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  $\phi_0$  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  $\Phi_m$  est obtenue lorsque  $T_1$  est égal à la demi période, soit :

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

En tenant compte de la résistance r 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  $\frac{d\phi}{dt}$  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 <u>sinusoïdal</u>. 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.





Four réaliser, à chaque instant, l'équilibre des ampèrestours primaires et secondaires, il faut que le courant secondaire  $\frac{1}{2}$  puisse appeler un courant primaire  $\frac{1}{1}$  tel que

n<sub>si2</sub> = n<sub>ji</sub>

Plaçons-nous à un instant  $\tau$  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 1-5. - Montage de principe

6 -



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 :

$$v_{s}(\omega t) = \sum_{i=1}^{\infty} V_{im} \cos(i\omega t + \psi_{i})$$

dans laquelle, par raison de symétrie, tous les  $\psi_1$  sont nuls et seuls subsistent les termes en cosinus impairs.

Le terme fondamental a pour amplitude maximale:

(1.2.) 
$$V_{1m} = V \times \frac{4}{\pi} \sin \theta$$

et l'harmonique de rang p a pour amplitude maximale :

(1.3.) 
$$V_{pm} = V \times \frac{4}{p\pi} \sin p \theta = V_{1m} \frac{\sin p \theta}{p \sin \theta}$$

Son taux partiel rapporté au fondamental est :

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

Remarquons que, dans le cas particulier  $\theta = 60^{\circ}$ , l'harmonique 3 et ses multiples sont nuls ; seuls subsistent alors les harmoniques de rang p =  $6q^{\pm}1$  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  $\omega_1, \ldots, p\omega$ .

Si le fondamental a pour amplitude  $V_1$  et pour phase  $\gamma_1$  (figure 1-8), l'harmonique de rang p a pour amplitude :

$$V_p = T_p V_1$$

et pour phase :



- 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  $\gamma$ 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  ${\rm T_p}$  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. Methodes 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 % ;

. 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  $\stackrel{+}{-}$  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  $\theta$  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  ${\rm P}_{\rm n}$  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  $\gamma = 2\pi/6n = 60^{\circ}/n$  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  $6nq \pm 1$ , les premiers étant donc d'ordre  $6n \pm 1$ .

#### 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	n2	1 0 -1	-(n-2) -(n-1)
	Déphasage	(n-1)γ	(n-2)γ:	γ: 0 γ	-(n-2)γ:-(n-1)γ:
: : :	Ampli_ude	X n-1	X n-2	X <sub>1</sub> :X <sub>0</sub> =1:X <sub>-1</sub>	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)	1	0	-1	9 0 0 0	-(n-1)
Phase A		60-2γ	 γ	0	-γ	•	-60+γ
Phase B	300-Y	300-2y	 240+γ	240	240-γ	5 6 6 6	180+γ
Phase C	: 180-γ	 180-2γ	 120 <b>+</b> γ	: 120	: 120-γ	6 0 0	60+γ :

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  $6q^{+1}$  (5,7,11,13,...) du fait que nous ayons choisi des créneaux de du-rée 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.



- <u>Figure 2-2</u>.- Diagramme vectoriel de l'harmonique 5 pour un P<sub>3</sub>



 $T_{q}X_{1}$   $280^{\circ}$   $T_{q}X_{2}$   $T_{q}X_{2}$   $T_{q}X_{2}$   $T_{q}X_{1}$ 

Pour les ordes élémentaires d'indiges the l'amplitude

Pour les ondes élémentaires d'indices  ${}^{\pm}k$ , l'amplitude de l'harmonique de rang p est :

avec

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

si  $\boldsymbol{X}_{j_{\mathrm{c}}}$  est l'amplitude du fondamental dans ces ondes.

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

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

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  $6q^{\dagger}1$ , déterminer les amplitudes  $X_k$ .

## 2.4. Taux partiels d'harmoniques

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

- . <u>n impair</u> : le dernier harmonique éliminé et d'ordre (6m+1) avec m = n-1/2 soit d'ordre (3n-2)
- . <u>n pair</u> : 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  $p=6m^{+}1$  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+1). Ces harmoniques ont même diagrammes voctoriels que les harmoniques de rang p (1 ).

Finalement, seuls subsistent les harmoniques de rang (6nq<sup>-</sup>1) dont les taux rapportés au fondamental sont :

(2.4.) 
$$T_{6nq^{\pm}1} = \frac{\alpha_{6nq^{\pm}1}}{\alpha_1} = \frac{1}{6nq^{\pm}1}$$

#### 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 :

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

d'où

$$T^{2} \approx T_{1}^{2} + T_{2}^{2} + \dots$$
  
 $\approx \frac{2}{(6n)^{2}} (1 + \frac{1}{2^{2}} + \frac{1}{3^{2}} + \dots) = \frac{2\pi^{2}}{6 \cdot (6n)^{2}}$ 

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 :

•			0	1	0 0	0	0 0	2	*	1	*		•	C	0.0
a 0	I	1		T	0 0	2	0	3	:	4	•	5	:	6	0 0
*			-:-				0		8	Maggeore and day	-:-		-:-	and a second second second	00
• •	T	0/0	*	30,2	••	15,1		10,06	:	7,55	e 0	6,04	:	5,03	0.0
0 0			*		•		0		• •		:		•		0 e

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  $K_n$ , 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.) 
$$K_n = \frac{\frac{1+2\sum_{k=1}^{n-1} X_k \cos k\gamma}{\frac{k=1}{n-1}}}{\frac{1+2\sum_{k=1}^{n-1} X_k}{\frac{k=1}{k}}}$$

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. <u>Onduleur P</u> 3.1.1. <u>Composition des ondes rectangulaires</u>

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 :

•••	Onde, nº	e o o o	- 1	000	0	0 0 0	1	•••
	Déphasage		30°	0 0	0	•	-30°	8 9 9 0
• • •	Amplitude		0,577	0	1	0 0	0,577	0
0		•		0		:		°.

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

0	Valeur efficace globale	0	Y	Ξ	1,577		
٥	Amplitude du fondamental	0 <b>e</b>	Y <sub>1m</sub>	H	2,205		
•	Valeur efficace du fondamental	•	Y <sub>1</sub>	Ξ	1,559		
0	Taux global d'harmoniques	:	T	Ξ	15,05	010	
0	Facteur de forme	•	F	Ξ	Y <sub>1m</sub> /Y	11	1,40

- 19 -

Convertisseur P2



- 20 -

Les premiers harmoniques sont de rang 11 et 13 et seuls existent les harmoniques d'ordre  $12q \pm 1$  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		*	11	0	13	•	23	•	25	:	35	*	37	:	47	:	49	:
:-			-:			-	-:-		-:-						-:-	ala dan salar di Salar di Salar	-:-	and an an and a state of the second state of the second state of the second state of the second state of the se	-:
:	Taux	8	0	9,1	0.0	7,7		4,35		4	•	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	e 9 0	0	•	-30	:
:-	;				•	A.1.07	-:
• •	Phase B :	270	•	240	•	210	:
:			•		•		.:
•	:		8 0		:		:
•	Phase C :	150		120	:	90	:
:	:		0.0		•		:

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

(1<sub>A</sub> et -1<sub>B</sub>), (1<sub>B</sub> et -1<sub>C</sub>), (1<sub>C</sub> et -1<sub>A</sub>).

Il suffit donc d'utiliser deux transformateurs triphasés dont les enroulements primaires possèdent le même nombre de spires  $n_1$  par noyau. Un transformateur  $T_o$  porte au secondaire  $n_2$  spires par noyau et fournit les ondes  $0_A$ ,  $0_B$  et  $0_C$  (figure 3-2). Un transformateur  $T_1$  porte au secondaire deux enroulements de  $n_2 \ge 0,577$  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 :

n2×0,577 n2×0,577

1 (10000) -1 в

18 (0000) (0000)-1c

10 (0000) [00000]-1A

Transformateur T1

 $1,559 \times n_2/n_1$ 

Convertisseur P2

(000000000) °A

(accontinuo) .



Tranformateur TO

Fig nº32Montage 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  ${\rm P}_1$  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 :

$$T_{0} = \frac{1}{1+2x0,577} \times 1,077 = 0,500$$
$$T_{1} = \frac{1,154}{1+2x0,577} \times 1,077 = 0,577$$

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 :

(3.5.)  $\begin{array}{c} 1+2 X_{1} \cos 100^{\circ} + 2 X_{2} \cos 200^{\circ} = 0\\ 1+2 X_{2} \cos 140^{\circ} + 2 X_{2} \cos 280^{\circ} = 0 \end{array}$ 

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	: 0	0 • •	- 1	•••••	- 2
Phase	400	200	: 0	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.

Convertisseur P3



Fig. nº 3.3 Composition des ondes rectangulaires On obtient les résultats suivants :

0	Valeur efficace globale	:	Y = 2,35
9	Amplitude du fondamental	:	Y <sub>1m</sub> = 3,308
	Valeur efficade du fondamental	:	$Y_1 = 2,34$
•	Taux global d'harmoniques	:	T = 10,06 %
6	Facteur de forme	:	F = 1,407

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

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

On a donc pour les premiers harmoniques :

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

1°) Montage des transformateurs

	Onde nº	2	1	0	- 1	- 2
• • • • •	Phase A	40	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

°c (000000000

Fig n°3.4 Montage des transformateurs Disposition des enroulements secondaires

-2 A (000) (00000) 0,395n2 0,743n2 1.0 -2 B (000) (00000) 1A > T1 -2 c (000) (000000) 1 B

 $5n_2 = 0,743n_2$  -18  $T_2 < \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0$ 2 0000 (000000) -1A

C [] [ LILE 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  $T_0$  porte au secondaire un seul enroulement de n<sub>2</sub> 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  $n_2/n_1$ .

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

(3.7.) 
$$K_{3} = \frac{1+2 \times 0,743 \times \cos 20^{\circ} + 2 \times 0,395 \times \cos 40^{\circ}}{1+2 \times 0,743 \times 2 + 2 \times 0,395} = 0,918$$

La majoration de puissance apparente par rapport à un convertisseur élémentaire  $\rm P_1$  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 :

$$T_{o} = 1,09 \times \frac{1}{1+1,14\times 2}$$
  
 $T_{1} = T_{2} = 1,09 \times \frac{1,14}{1+1,14\times 2}$ 

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 :

$$(3.9.) \qquad 1 + 2X_1 \cos 5 \times 15^{\circ} + 2X_2 \cos 5 \times 30^{\circ} + 2X_3 \cos 5 \times 45^{\circ} = 0$$
$$(3.9.) \qquad 1 + 2X_1 \cos 7 \times 15^{\circ} + 2X_2 \cos 7 \times 30^{\circ} + 2X_3 \cos 7 \times 45^{\circ} = 0$$
$$1 + 2X_1 \cosh 1 \times 15^{\circ} + 2X_2 \cosh 1 \times 30^{\circ} + 2X_3 \cosh 1 \times 45^{\circ} = 0$$

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

- 29 -Convertisseur P4



Seuls existent les harmoniques d'ordre  $24q^{\pm}1$  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 :

	na distanci dila di Affrica di Sano		a 0	and pages of a second day of the page of t	0 0		:				0		:				:		00
:	Rang		0 0	23	0	25	• •	47	•	49	0 0	71	•	73	0	95	:	97	0 0
:-				ang inaka prasta biyan ang	-:-				-:-	Marris 6 1940 - 1940	-:						-:-	and an an an and a state of the	- 0
•	Taux	%	0	4,35	0	4	•	2,13	•	2,04	0 0	1,41	:	1,37	:	1,05	•	1,03	
:			•		0 0		a		•		•		:		:		•		

3.3.3. Montage des transformateurs

Les ondes rectangulaires ont, pour les 3 phases A, B et 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  $n_1$  par noyau (figure 3-6).
# Convertisseur PA

 $T_{2} \begin{cases} q_{3}577n_{2} & q_{3}577n_{2} \\ 2A & 00000 & 00000 \\ 2B & 00000 & 00000 \\ 2B & 00000 & 00000 \\ 2C & 00000 & 00000 \\ 2C & 00000 & 00000 \\ 00000 & 0000 \\ 00000 & 00000 \\ 00000 & 00000 \\ 00000 & 0000 \\ 0000 & 0000$ 0,57702 · [000000000] ов (000000000) > то °c (2000000000)



Fig nº3.6Montage des transformateurs

disposition des enroulements secondaires

- 31 -

Un transformateur  $T_0$  porte au secondaire un seul enroulement de n<sub>2</sub> spires par noyau et fournit les ondes  $0_A$ ,  $0_B$  et  $0_C$ .

Un transformateur  ${\rm T}_2$  porte au secondaire deux enroulements de  ${\rm n_2X_2}$  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  ${\rm P}_1$  est donc :

$$M_{4} = \frac{1}{K_{4}} = 1,096$$

Les puissances apparentes des transformateurs  $\rm T_{_{O}}, \, \rm T_{_{1}}, \, \rm T_{_{2}}$  et  $\rm T_{_{3}}$  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  $P_1$  équavalent, il vient :

$$T_{0} = M_{4} \times \frac{1}{1+2X_{1}+2X_{2}+2X_{3}} = 0,250$$
$$T_{2} = M_{4} \times \frac{1}{1+2X_{1}+2X_{2}+2X_{3}} = 0,289$$

et le poids relatif de l'ensemble, en prenant comme unité celui du convertisseur P1 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

1	P <sub>1</sub>	P <sub>2</sub>	P <sub>3</sub>	P <sub>4</sub>		
Nombre de transformateurs	1	2	3	4		
: Rang des harmo- : niques :	6q ± 1	12q <sup>+</sup> 1	18q ± 1	24q <sup>±</sup> 1		
Taux des 2 pre- miers harmoni- ques	H <sub>5</sub> H <sub>7</sub> 20 % 14,3 %	H <sub>11</sub> H <sub>13</sub> 9,1 % 7,7 %	H <sub>17</sub> H <sub>19</sub> 5,9 % 5,25 %	H <sub>23</sub> H <sub>25</sub> 4,35 % 4 %		
: 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		

ndularma étudiéa

Ce tableau appelle quelques remarques :

. L'amélioration du taux global d'harmoniques est surtout sensible lorsque l'on passe du P1 au P2 et du P2 au P3.

. 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  $\pm$  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  $\gamma$  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  $\gamma$  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  $\gamma$  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  $\alpha_1 = k \sin \theta$ 

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  $\theta$  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 20 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<sub>n</sub>, 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 $\gamma$ , avec :  $\gamma = \frac{2\pi}{6n}$
- . Le module du terme fondamental de l'onde n°i est cos i $\gamma.$

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  ${\rm T}_{\rm p}$  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.) 
$$Y_p = \cos\gamma \cdot \cos 2\gamma \cdot \cos 2p\gamma + \dots$$
  
 $\dots + \cos i\gamma \cdot \cos ip\gamma + \dots + \cos 6n\gamma \cdot \cos 6np\gamma$ 

soit, en décomposant les produits de cosinus en somme :

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

et en regroupant les termes::

$$Y_{p} = \frac{1}{2} (\cos(p-1)\gamma + \cos 2(p-1)\gamma + \dots + \cos i(p-1)\gamma + \dots + \cos 6n(p-1)\gamma) + \frac{1}{2} (\cos(p+1)\gamma + \cos 2(p+1)\gamma + \dots + \cos i(p+1)\gamma + \dots + \cos 6n(p+1)\gamma)$$

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:  
$$p - 1 \equiv 0$$
 (6n), soit  $p = 6 = 6 + 1$   
 $p + 1 \equiv 0$  (6n); soit  $p = 6 = 6 - 1$ .

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

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

Or, 
$$e^{j(p-1)2\pi} = 1$$
 donc  $S_{p-1} = 0$  sauf si :  
 $j \frac{(p-1)}{6n} 2\pi$   
 $e^{-1} = 1$ , c'est-à-dire p - 1 E 0 (6n)

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

La démonstration est identique pour S<sub>p+1</sub>

Nous pouvons en tirer la conclusion suivante :

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

#### 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  $i\gamma(i<3n/2)$  et pour amplitude cos  $i\gamma$ . 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 :

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

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 <u>sont</u> 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 :

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

et pour amplitude :

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

Or, les ondes élémentaires ne comportent que des harmoniques

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.

- 39 -



Fig 4 2 Diagramme vectoriel du fondamental pour n impair



Fig 4 3 Diagramme vectoriel du fondamental pour n pair

-- 40 ---

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 **av**ons montré au chapitre 1 et en se rappelant qu'un système à 6n phases d'ordre  $6nq^{\pm}1$  est identique au système à 6n phases d'ordre 1, le taux de l'harmonique  $6nq^{\pm}1$  de l'onde résultante est égal au taux de ce même harmonique dans une onde élémentaire soit :

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

## 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 :

nº d'ordre	Amplitude	Phase A	Phase B	Phase C
- (3 n'+ 1) - (2 n'+ 1) - (n+1)	$cos(3n+1)\gamma$ $cos(2n+1)\gamma$ $cos(n+1)\gamma$	$-60 - \mathbf{p}^{\dagger}\gamma$ $-60$ $-60 + n^{\dagger}\gamma$	180 - n'γ 180 180 + n'γ	$60 - n'\gamma$ $60$ $60$ $60 + n'\gamma$
-n' -1 0 1 +n'	$ \begin{array}{c} \cos n'\gamma \\ \cos \gamma \\ 1 \\ \cos \gamma \\ \cos n'\gamma \end{array} $	$ \begin{array}{c} -n^{r}\gamma \\ -\gamma \\ 0 \\ +\gamma \\ +n^{r}\gamma \end{array} $	240 - n'γ 240 - γ 240 240 + γ 240 + η'γ	120 - n'γ 120 - γ 120 120 + γ 120 + π'γ
+ n'+ 1 +2n'+ 1 +3n'+ 1	$\cos(n^{4}1)\gamma$ $\cos(2n^{4}1)\gamma$ $\cos(3n^{4}1)\gamma$	60 - n'γ 60 60 + n'γ	300 - n'γ 300 300 + n'γ	180 - n°γ 180 180 + n°γ

Cette présentation nous montre que les ondes :

i<sub>B</sub>, (2n'+1+i)<sub>A</sub> et -(2n'+1-i)<sub>C</sub>

ont des phases identiques à  $\pi$  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 <u>n = 2n' +1 transfor-</u> mateurs de (n'+1) types différents.

## B. n pair (n=2n')

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	Phase 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'-1)γ	180 <b>+(n'-1)</b> γ	60+(n'-1)γ
- n°	cos n'γ	- 30°	210°	90°
- (n <sup>1</sup> -1)	 cos(n'-1)γ	-(n <sup>*</sup> -1)γ	240-(n'-1)γ	120-(n'-1)γ
- 1	ςοςγ	ο ο •·· γ	240-γ	120-γ
: 0	1	0	240	: 120
1	COSY	+γ	240+γ	120+γ
n'-1	$\cos(n'-1)\gamma$	(n'-1)γ	240 <b>+(n'-1)</b> γ	120+(n <sup>°</sup> -1)γ
n'	cos n'γ	30°	270°	150°
n'+1	$\cos(n'+1)\gamma$	60-(n°-1)γ	300-(n'-1)γ	180-(n <sup>°</sup> -1)γ
2n'	cos 2n'γ	60	300	: 180
3n'-1	$\cos(3n^{1}-1)\gamma$	60+(n'-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 <u>n=2n'</u> transformateurs sont de (n'+1) types différents.

4.6. Application au convertisseur C1

L'onduleur C<sub>1</sub> est défini par l'angle  $\gamma = \frac{2\pi}{6} = 60^{\circ}$ .

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

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 :

•	n <sup>o.</sup> de l'onde	-1	0	1
•••••	Amplitude	0,5	1	0,5
	Phase A	-60°	0	+60°
	Phase B	180°	240°	300°
00 00	Phase C	60°	120°	180°

- 44 -

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  ${\rm C}_{\rm n}$ , 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<sub>m</sub> 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.) 
$$T_{6q^{\pm}1} = \frac{\sin(6q^{\pm}1)}{(6q^{\pm}1)} \frac{\theta}{\sin \theta}$$

La figure 4-4 présente les variations du taux global d'harmoniques 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.



Fig 4\_5 Variations de la forme d'onde en fonction de 8

- 46 -

Onduleur C1

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

# 4.7. Application au C3

L'onduleur C<sub>3</sub> 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 $\gamma$ . 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 :

* * * *	N° de l'onde	4	3	2	1	0	- 1	- 2	- 3	- 4
00 00	Phase A	80°	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°	80°	60°	400
0 0 0 0	Amplitude	0,174	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).

(-2A, 4B, 1C); (-2B, 4C, 1A); (-2C, 4A, 1B).

Les transformateurs du type  $T_2$  fournissent les ondes : (-1A, 2C, -4B) ; (-1B, 2A, -4C) ; (-1C, 2B, -4A)

et les ondes

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

	$ \begin{array}{c} 00\\ -360\\ 00\\ -3c0\\ 00\\ 00\\ 00\\ 00\\ 00\\ 00\\ 00\\ 00\\ 00\\ $	(0000) -1A (0000) -1B (0000) -1C	$ \begin{array}{c} \begin{array}{c} \begin{array}{c} \begin{array}{c} \begin{array}{c} \begin{array}{c} \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} \begin{array}{c} \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} \end{array} \\ \end{array} \\$	()-4B ()-4C ()-4C
Transformateu 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) -2B (000) -2C		
		Transform	ateurs de ty	pe T2

Fig 4.6 Montage des secondaires des transformateurs pour un C3

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<sup>+</sup>1 et leurstaux partiels rapportés au fondamental est :

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

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  $\theta$ .

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

- 48 -



Figure 4-7 Variation des taux d'harmoniques



4.8. <u>Nouvelles possibilités de régulation</u>
4.8.1. Fonctionnement à 0 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  $\theta$ . Inversement, lorsque la force électromotrice des accumulateurs fluct**ue**, on peut maintenir la valeur efficace de la tension de sortie constante par action sur  $\theta$ .

Pour tous les onduleurs de type  $C_n$ , les réglages sur l'angle  $\theta$  à effectuer sont présentés ci-dessous.

0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	Tension d'entrée	Angle d'ouverture
	32 V	48,6°
	28 V	60,8°
00 00	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;  $\theta = 60,8^{\circ}$ ) 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  $C_1$ . Pour ceux-ci, le taux global d'harmoniques passe par un minimum absolu pour  $\theta$  = 75°. C'est cet angle d'ouverture que nous choisirons.

Pour un  $C_1$ , 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  $_{\rm Y}$  comme angle de déphasage des deux convertisseurs, les taux partiels pour deux C\_1 déphasables (figure 4-9) s'écrivent :

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



 <u>Figure 4-9</u>. - Diagrammes vectoriels du fondamental et de l'harmonique de rang q pour 2 C<sub>1</sub> déphasés de l'angle 0.

soit :

(4.9.) 
$$T'_{6q^{\pm}1} = {\pm}(-1)^{q-1} \frac{\sin(6q^{\pm}1)\theta}{(6q^{\pm}1)\sin\theta} \times \frac{\sin(6q^{\pm}1)(\frac{\pi}{2} - \frac{\gamma}{2})}{\sin(\frac{\pi}{2} - \frac{\gamma}{2})}$$

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



- 53 -

## CHAPITRE V

# REALISATION DE L'ONDULEUR DE TYPE C1

Le prototype de l'onduleur C<sub>1</sub> 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 P  $_{\rm a}$  = 750VA.

## 5.1. Obtention des tensions triphasées

Nous avons vu au paragraphe 4.6. que l'onduleur C<sub>1</sub> 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 O	Voie +1
	Phase A	0,5	1	0,5
	Phase B	0,5	-0,5	-1
	Phase C	1	-0,5	0,5

Tableau 1. - Niveaux des tensions



- 55 -

- <u>Figure 5-1</u>.- Diagramme 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  $T'_2(ouT'_1)$  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  $\tau$  entre ces événements.

. Pour la même raison, il faut s'assurer d'un retard  $\tau$ ' entre l'entrée en conduction de T<sub>1</sub> (ou T<sub>2</sub>) et le bloquage de T'<sub>2</sub> (ou T'<sub>1</sub>).

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.



Pour cela, fixons nous un angle d'ouverture  $\theta = 60^{\circ}$  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.) 
$$V_{1m} = \frac{4}{\pi} V \sin \theta x \frac{3}{2} n$$

La valeur efficace du fondamental, pour un  $\rm C_1$  et pour  $\theta$  = 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 :

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

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 :

$$\begin{array}{l} \text{At}_{1M} = n_{p} \ \text{I}_{1m} = \frac{3}{2} \ n_{s} \ \text{I}_{2m} \text{.} \\ \text{D'où la valeur de I}_{1m} : \\ \text{I}_{1m} = \frac{3}{2} \ \frac{n_{s}}{n_{p}} \qquad \text{I}_{2m} = \frac{3}{2} \ \text{x} \ 3,6 \ \text{x} \ 3,1 = 16,8A. \end{array}$$

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

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

. 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  $\theta=90^{\circ}$ , ils ont à fournir la moitié de la puissance disponible sur une voie soit, aux pertes près :

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

. Une troisième condition est imposée par la tension récurrente admissible entre collecteur et émetteur. En régime établi, lorsque  $T_1$  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  $T_2$  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 am**enés** à choisir des transistors de type 109 T2 dont les principales caractéristiques sont résumées dans le tableau 2.

I Collecteur maximal	30 A
Puissance maximale	175 W
Tension de claquage	125 V
Gain forcé en courant	10
v <sub>CE</sub> saturation	0,5 V
$v_{BE}$ saturation	1,4 V
Prix approximatif	50 F

- Tableau 2.- Caractéristiques principales du transistor 109T2

# 5.2.3. <u>Disposition d'ensemble de l'onduleur C<sub>1</sub></u>

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 C1.

#### 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 20 d'une onde élémentaire est fixé de la façon suivante.

Uhe 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  $\theta$ , 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  $V_T$ . 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 0.

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.

. A = 0 : le transistor 2 peut conduire.

2°) .  $\frac{dD}{dt} = + \infty$  correspond au milieu du palier positif de l'onde, .  $\frac{dD}{dt} = -\infty$  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.





- 63 -

## 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  $V_T$  et le signal d représente la sortie du dispositif permettant de régler l'angle  $\theta$ .

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 x A et (2) = d x  $\overline{A}$ .

#### 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  $\tau$ séparant la conduction d'un transistor de court-circuit de l'extinction du transistor de push opposé. Les retards  $\tau$ ' 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  $\tau$  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.

And a state of the second day and the second s	And a second		and a standard standard of the state of a state of the state of the
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	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 µA 709	d	Amplifica- teur opéra- tionnel
:	1 MIC 946	1,2 et d	: 4 portes ET:
Discrimi- nateur	1 MIC 951	m	Multivibra- teur mono- stable
: :	1 MIC 949	1' et 2' 1 et 2	: :4 portes ET:

- <u>Tableau 3</u> --

Oscillateur 4800 Hz

+ 50

402

12k R.N.N.

334

415V

2N4643

Compteur en anneau



2N1613

LULLE

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. <u>Généralités</u>

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 $\Omega$  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 <sub>collecte</sub>	Satura	ition :
Transistor	Reference	en courant	maximal	v <sub>be</sub>	v <sub>ce</sub> :
: 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 <sub>3</sub>	NPN 2N 3055	10	15 A	1,7V	1 V :

- Tableau 5.- 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.



- - Figure 5-10. - Montage initial de l'amplificateur (canal de push)

- 69 -

#### 5.4.3. Description du fonctionnement

Pour le niveau logique 0, le transistor  $Tr_1$  est bloqué ; son collecteur et la base de  $Tr_2$  sont au potentiel +V. Ce dernier est alors également bloqué et son collecteur est à la masse. La base, donc l'émetteur de  $Tr_3$  sont à la masse et aucun courant ne traverse la résistance  $R_1$  d'attaque des transistors de puissance.

Pour le niveau logique 1, la base de  $\text{Tr}_1$  est portée à un potentiel légèrement positif.  $\text{Tr}_1$  est alors passant et son collecteur se trouve sensiblement à la mas e.  $\text{Tr}_2$  conduit ; son collecteur est donc à un niveau voisin de +V. Il s'en suit que  $\text{Tr}_3$  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<sub>1</sub> 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  $\text{Tr}_3$  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 R<sub>0</sub> et R<sub>1</sub> (R<sub>1</sub>+R<sub>0</sub>=R) pour obtenir un courant de 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  $t_0$  de fonctionnement, la résistance R tirée de la relation :

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

a pour valeur :

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:

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

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

V

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.

$$V = v_{be(109T2)} + v_{ce(Tr_2)} + (R_1 + R_0)i avec i =$$

2A

d'où

$$R_1 + R_0 = \frac{12 - 1, 2 - 1}{2} = 4,9\Omega.$$

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 :  $R_0 = 1,90$  et  $R_1 = 30$ .

- trajet EFCD :

= 
$$v_{be(109T2)}^{+v} + v_{be(Tr_3)}^{+R_1i+R_3i'+v} + v_{ce(Tr_2)}^{+v}$$
 avec i'=200mA

d'où

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

- trajet EHG

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

d'où

$$R_5 = \frac{12-1, 5-1, 5}{0, 02} = 450\Omega.$$

- 71 -

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

 $R_2 = 1k\Omega$   $R_4 = 5k\Omega$   $R_6 = 10k\Omega$ 

# 5.4.6. Commande des transistors de court-circuit(T', et T')

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 (Tr<sub>1</sub>) 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  $3055(Tr_3)$  pouvant provoquer un court-circuit sur les canaux de push<sup>(\*)</sup>.

(\*) 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<sub>1</sub>.

b) Prépolarisation de l'émetteur de Tr<sub>1</sub> sur les voies de court-circuit par adjonction d'une résistance de 4,7k $\Omega$  et de deux diodes M14 qui relèvent ainsi la tension de déblocage de Tr<sub>1</sub>.

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 1,5µs,

- . un temps de descente inférieur à 2µs,
- . un retard pur entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur inférieur à 1µs.

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 Schema d'un canal de préamplification de push



Figure 5.126 Schema dun canal de préamplification de court-circuit

- 74 -

, retarder l'entrée en conduction des transistors de push après extinction des transistors de court-circuit opposés ; nous avons justifié ces retards  $\tau$ ' 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  $4\mu s$  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 transmis**s**ion 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  $T'_1$  et  $T'_2$  nous a conduit à ajouter deux autres diodes par demi voie (figure 5-13).

- D'<sub>1</sub> et D'<sub>2</sub> montées en série avec le collecteur des transistors T'<sub>1</sub> et T'<sub>2</sub>.

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'<sub>1</sub>, 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  $R_2 = 470\Omega$  (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.

Flément	Référence	CARACTERISTIQUES			
		I moyen redressé	I maximum répétitif	V inverse de claquage	
$D_1 et D_2$	G 4004	4 A	20 A	400 V	
D'1 et D'2	P 4010	10 A	35 A	400 V	
d' <sub>1</sub> et d' <sub>2</sub> ,	13 J 2	0,5 A	3 A	200 V	
T <sub>1</sub> , T <sub>2</sub> , T' <sub>1</sub> et T' <sub>2</sub>	109 T2	5V	bir Tableau 2	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. <u>Essais de l'onduleur de type C<sub>1</sub></u> 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. <u>Relevés oscillographiques de la tension secondaire à</u> vide

Par action sur la tension  $V_c$  simultanément sur les trois voies de la logique, nous avons fait varier de 35° à 90° l'angle d'ouverture  $\theta$  des créneaux de tensi n. Les planches présentent les oscillogrammes relatifs à • : = 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.



Sortie puissance



Figure 5\_14 Disposition de la maquette

# - 78 -



 $\theta = 67,5^{\circ}$ 





 $\theta = 90^{\circ}$ 

Planche 1: Forme de la tension de sortie du C<sub>1</sub> en fonction de θ Echelle: - en abscisse 0,5ms par carreau en ordonnée 100∨ par carreau

 $\theta = 75^{\circ}$ 









Planche 2: Forme de la tension de sortie du C<sub>1</sub> 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 monophasée 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 relevé, pour différentes valeurs de  $\dot{\theta}$ , 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  $V_c$ . 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  $\theta$  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  $\theta$  comprises entre 35° et 90°. En figure 5-16, nous présentons ces résultats pour  $\theta = 60^{\circ}$ .

Ces mesures appellent deux remarques :

. seuls les harmoniques théoriquement prévus apparaissent

. l'expression des taux partiels d'harmoniques

$$\Gamma_{q} = \frac{\sin q \theta}{q \sin \theta}$$

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

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





- 82 -



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 0:= 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  $\theta$ .

: :	θ =	= 45°	θ =	60°	θ =	= 90° :
. Larg.	Expérience :	Théorie	Expérience :	Théorie	Expérience	Théorie :
: 5	18,5	20	18,4	20	19,7	20
: 7 :	12,3	18,3	12	15,7	12	14,3
: 11 :	8	9,1	5,8	5,6	9,2	9,1
: 13	5,1	7,7	7,5	8,6	5	7,7
: 17	6	5,9	4	2	5	5,9
: 19	4,5	5,3	3,5	5,6	4	5,3
: 23	3,5	4,3	2	2,1	2	4,3

- <u>Tableau 7.</u>- Taux théoriques et expérimentaux des premiers harmoniques en % pour 0:= 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 &Q° d'ouverture. Dans un fonctionnement du convertisseur à angle d'ouverture

fixe, il est donc souhaitable de prendre pour  $\theta$  une valeur voisine de 75°.



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

# 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  $I_2$ . 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.



- <u>Figure 5-19</u>. - 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 <u>superposées</u> et non pas en galettes <u>concentriques</u> 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 :

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

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  $5\mu$ F. 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'améliorén 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.

- <u>Semi conductor products department</u> "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 sinusoïde 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<sub>n</sub>", 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  $C_1$ , 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, Septemb**er** 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



- 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  $\phi$ ' est très légèrement négative du fait du passage du courant de prémagnétisation à travers R<sub>2</sub>.

Durant le temps de court-circuit, la tension v<sub>BE</sub> apparaît aux bornes de l'enroulement primaire et si T' est la durée du créneau, la variation de flux s'écrit :

 $\Delta \Phi = \frac{\mathbf{v}_{\text{BE}} \mathbf{T}'}{n} = \Phi_{\text{max}} - \Phi' \sim \Phi_{\text{max}}$ 

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  $35\Omega$  par kilomètre et permettant de placer 133 spires par cm<sup>2</sup> de section brute.

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

(A.2.) S' x 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 :

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

où l est la longueur moyenne du circuit magnétique.

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

$$i_m = \frac{\Phi_m}{L} \sim 0,1 A$$

Récapitulation

Primaire	1 enroulement o	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 <sup>2</sup> l = 9,4cm S'= 1,5cm <sup>2</sup>	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<sub>s</sub>, n<sub>s</sub>/2 et n<sub>s</sub>/2 spires (figure A2).



- Figure A-2. - Transformateurs de puissance

# Rappels de résultats

En prenant w comme amplitude de l'onde issue de l'enroulement secondaire de n<sub>s</sub> spires et en fixant  $\theta = 60^{\circ}$  pour le régime nominal (figure A-3), les valeurs des tensions secondaires sont :

•	tension	étoilée :	2	Valeur Valeur	Efficace Efficace	1,25x du fondamental	1,17x
٩	tension	composée:	_	Valeur Valeur	Efficace Efficace	2,12 <i>x</i> du fondamental	2,03x

Pour un premier calcul nous choisissons x = 100

- A<sub>4</sub> -



- A<sub>5</sub> -

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

# Choix du diamètre des enroulements

a) Enroulements primaires

A ouverture maximale ( $\theta$ =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 :

$$2\Phi_{\max} = \frac{ExT}{n_p}$$

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 <sub>v</sub>	T <sub>ms</sub> :	ExT	-	
24 V	1,25 :	230	(ExT) =	30.10 <sup>-3</sup> Vxs
: 28 V	: 0,8 :	22,4	IIdA	
: 32 V	: 0, :	22,4		

La condition de non saturation s'écrit :

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

S étant la section nette d'un noyau.

# Encombrement de cuivre

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

La relation qui limite le nombre des spires set donc :

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

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.) 
$$0,14 n_{D} < S'$$
.

où S' est la surface en cm<sup>2</sup> 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. choix détermine  $n_p = 65$  spires.

Courant magnétisant

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

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

où l est la longueur moyenne du circuit magnétique. Les courbes du constructeur nous donnent la valeur du temre 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 :

$$i_{\text{max}} = \frac{(\text{ET})_{\text{max}}}{2n \text{ L}_{1}} = \frac{-15.10^{-3}}{15,2.10^{-6} \times 65 \mu_{\text{apparente}}}$$

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

#### Chutes résistives

Au primaire, le fil présente une résistance de  $8,88 \Omega$ /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 230/km, les spires ont une longueur moyenne de 17,4cm et les enroulements présentent respectivement 239 spires et 219 spires. On a alors :

$$r_2 = 2r'_2 = 239 \times 17,4 \times 23.10^{-5} = 0,9\Omega$$

Pour un courant primaire de 20 ampères en crête, la chute de tension est alors, ramenée 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 o 2 enroulements	de 239 spires de 119 spires	fil de 10/10
Circuit Magnétique	::	IMPHY Type V 51	$\ell = 20,6 \text{ cm}$ S = 5,9 cm <sup>2</sup> S'= 11,4 cm <sup>2</sup>	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 vide	3
1.1.3. Fonctionnement en charge	5
1.1.4. Taux partiels d'harmoniques.Taux de distorsion	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-sinusoïdale	11
1.2.2. Conclusion	11
CHAPITRE II : Onduleur de type P <sub>n</sub>	12
2.1. Composition des ondes rectangulaires	12
2.2. Montage des transformateurs	13
2.3. Détermination des amplitudes X <sub>r</sub>	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 <sub>n</sub>	19
3.2. Onduleur P2	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 <sub>3</sub>	23
3.2.1. Composition des ondes rectangulaires	23
3.2.2. Montage des transformateurs	25

3.3. Onduleur P.	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	
CHAPITRE IV : Onduleur de Type C <sub>n</sub>	36
4.1. Généralités	36
4.2. Principe de composition des ondes rectangulaires	36
4.3. Réalisation du système d'ondes rectangulaires	38
4.4. Taux partiels d'harmoniques	41
4.5. Montage des transformateurs en triphasé	41
4.6. Application au convertisseur C <sub>1</sub>	44
4.7. Application au convertisseur C <sub>3</sub>	47
4.8. Nouvelles possibilités de régulation	51
4.8.1. Fonctionnement à 0 variable	51
4.8.2. Régulation par deux onduleurs déphasables	51
CHAPITRE V : Réalisation de l'onduleur de type C <sub>1</sub>	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 <sub>1</sub>	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 transístors 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	CONCTARION
98	5.7.3. Fonctionnement avec filtres
98	5.7.2. Fonctionnement en triphasé
38	5.7.1.3. Essai sur charge résistive
18	5.7.1.2. Etude harmonique d'une tension monophasée
LL	5.7.1.1. Relevés oscillographiques de la tension secondaire à vide
LL	5.7.1. Fonctionnement en monophasé
LL	5.7. Essai de l'onduleur de type C <sub>l</sub>
LL	5.6. Présentation de la maquette
SL	5.5. Etages de puissance
57	5.4.8.4.6 Conclusion
٤L	5.4.5. Autre mise au point
23	5.4.6.4. Premières améliorations
23	5.4.8. Modifications
ZL	5.4.7. Défauts constatés
72	5.4.6. Commande des transistors de court-circuit
TL	5.4.5. Calcul des résistances
01	5.4.4. Choix de la tension d'alimentation +V
04	5.4.3. Description du fonctionnement

