

10/90

2 ex

وزارة التعليم العالي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

CONCEPTION D'UN CONVERTISSEUR ALTERNATIF

CONTINU A FACTEUR DE PUISSANCE REGLABLE

Proposé par :

MR. R. TAHMI

Etudié par :

MELLE ROUHA NACERA

MR. CHAIB AZZEDINE

Dirigé par :

MR. R. TAHMI

PROMOTION : JUIN 1990

المكتبة — المكتبة
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

CONCEPTION D'UN CONVERTISSEUR ALTERNATIF
CONTINU A FACTEUR DE PUISSANCE REGLABLE

Proposé par :

MR. R. TAHMI

Etudié par :

MELLE ROUHA NACERA

MR. CHAIB AZZEDINE

Dirigé par :

MR. R. TAHMI

PROMOTION : JUIN 1990

Je dormai et revai que la vie n'était que joie
Je m'veillai et vis que la vie était service
Je servis et compris que le service était la joie.

T A G O R E

R E S U M E

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

SUJET : Conception d'un convertisseur alternatif continu à facteur de puissance réglable.

Notre travail consiste à étudier et réaliser un convertisseur alternatif continu, à facteur de puissance réglable à volonté, en vue de régler le sens de circulation et la valeur de la puissance réactive.

هدف هذا العمل هو دراسة وإنجاز محول متوتر/ متواهل
بعامل قوة معلال حسب الرغبة من أجل تعديل إتجاه
تنقل وقيمة القوة التفاعلية.

The aim of this work is the study and realization of AC - DC convertor, with an adjustable power factor, to regulate the circulation sense and the value of the reactive power.

DEDICACE

A mes grands parents

A mes chers parents

A tous mes frères et soeurs

A tous les CHAIB

A tous ceux qui me sont chers

Je dedie ce travail

Azzedine CHAIB

٧-٢) MES PARENTS

NACERA

II))
II) (EMERCIEMENTS

A Monsieur TAHMI qui a mis à notre disposition son savoir et son expérience, pour la réalisation de cette étude, nous adressons un cordial remerciement.

Nous remercions tous les professeurs qui ont contribué à notre formation, ainsi que les personnes qui de près ou de loin, ont contribué à l'élaboration de ce projet.

S) O M M A I R E

INTRODUCTION

1ère PARTIE - ETUDE THEORIQUE

CHAPITRE I - ETUDE DES TENSIONS

- I - 1. Forme de l'onde de la tension redressée
- II - 2. Valeur moyenne de la tension redressée
- II - 3. Tension inverse aux bornes des thyristors
- II - 4. Pertes dans l'élément redresseur

CHAPITRE II - INFLUENCE DE LA NATURE DE LA CHARGE

- II - 1. Débit sur charge ohmique
- II - 2. Débit sur charge inductive
- II - 3. Débit sur charge active

CHAPITRE III - REACTION DES REDRESSEURS SUR LE REBEAU

- III - 1. Causes des réactions sur le réseau
 - III - 1. 1. Harmoniques
 - III - 1. 1. 1. Influence des harmoniques sur le réseau d'alimentation
 - III - 1. 1. 2. Influence des harmoniques sur la charge
 - III - 1. 1. 3. Principe et étude théorique des harmoniques
 - III - 1. 1. 4. Caractéristique de commande
 - III - 1. 1. 5. Représentation des spectres des harmoniques de courant
 - III - 1. 1. 6. Calcul du résidu d'harmonique
 - III - 1. 2. Consommation d'énergie réactive
 - III - 1. 2. 1. Influence des angles d'amorçage α et β sur les puissances active et réactive
 - III - 1. 2. 2. Les effets néfastes de l'énergie réactive
 - III - 1. 2. 2. 1. La chute de tension
 - III - 1. 2. 2. 2. Faible facteur de puissance

III - 1. 2. 3. Remèdes possibles

III - 1. 3. Facteur de puissance

2ème PARTIE - REALISATION DU CONVERTISSEUR

CHAPITRE IV - CIRCUIT DE PUISSANCE

IV - 1. Introduction

IV - 2. Principe de fonctionnement

IV - 3. Différentes phases de fonctionnement

IV - 4. Fonctionnement à commutation forcée

IV - 5. Calcul du circuit R.C

CHAPITRE V - LE CIRCUIT DE COMMANDE
(GENERATEUR D'IMPULSION)

V - 1. Introduction

V - 1. 2. Choix de la commande

V - 1. 3. Ordre de distribution des impulsions de commande

V - 1. 4. Circuit de synchronisation

V - 1. 4. 1. Filtre

V - 1. 4. 2. Déphaseur

V - 1. 4. 3. Comparateur

V - 1. 4. 4. Différenciateur

V - 1. 4. 5. Amplificateur de courant

V - 1. 4. 6. Sommateur

V - 1. 4. 7. Transformateur d'impulsion

V - 1. 4. 8. Alimentation stabilisée

3ème PARTIE - ETUDE EXPERIMENTALE


CHAPITRE VI - RELEVES DES CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES ET MECANIQUES

VI - 1. Charge passive

VI - 2. Charge active

CONCLUSION

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

 VANT

 ROPOS

Ce n'est pas pour en faire une légende, que l'electrotechnique fût appelée "la fée électricité", si ce n'est pour l'extraordinaire changement qu'elle eut provoqué dans la vie des hommes. Cette sciences prometuse, ne-cèsse de nous faire ses agréables surprises, et l'avenement de l'électronique de puissance, en fût la preuve.

- INTRODUCTION -

La place qu'occupe actuellement l'électronique de puissance, dans la quasi-totalité des domaines industriels, est, sans ambages, de première importance. Cela, pour ce qu'elle apporte comme solutions aux problèmes d'encombrement, d'entretien et de rendement.

Cet important essor est, essentiellement, dû aux propriétés révolutionnaires (dimensions réduites, insensibilité aux vibrations mécaniques etc...) des composants semi-conducteurs de puissance, sur quoi repose cette branche de l'électrotechnique.

Ces propriétés intéressantes ont alors donné naissance à une multitude de schémas d'utilisation qui se distinguent entre eux par le coût et les performances.

Notre travail consiste en l'étude et la réalisation de l'un de ces montages : Un convertisseur alternatif continu à commutation forcée. Un travail a été initié en ce sens lors d'un PFE (Janvier 88) effectué au laboratoire de machines électriques du Dpt. de Génie électrique de l'ENP.

Notre but consiste essentiellement à annuler la consommation de l'énergie réactive, qui constitue un inconvénient majeur pour les convertisseurs alternatifs continus, et aussi de changer le sens de circulation de celle-ci.

C'est dans ce sens, que nous avons consacré la première partie de notre travail à une étude théorique.

Nous y avons exposé trois (3) chapitres dont, l'étude des tensions, l'influence de la nature de la charge et la réaction des redresseurs sur le réseau.

Dans ce troisième chapitre, nous connaissons les problèmes posés au réseau par les convertisseurs. Ces problèmes, consistant en une consommation d'énergie réactive et une génération d'harmoniques, sont combattus par certaines méthodes, dont nous présentons une dans ce même chapitre et suggérons d'autres en conclusion.

La deuxième partie est consacrée à la réalisation du convertisseur en question, celle-ci comprend deux chapitres : le circuit de puissance et le circuit de commande.

Des essais pratiques ont été effectués dont les résultats de ces essais donnant les relevés des caractéristiques électriques et mécaniques, pour différents types de charge (active et passive) ont fait l'objet de la troisième partie de ce travail.

1ère  ARTIE

 TUDE  HEORIQUE

Notre convertisseur permet la conversion alternatif continu. Il est réalisé à l'aide de redresseurs à thyristors fonctionnant en commutation forcée (fig. 1).

I - 1. Forme de l'onde de la tension redressée

Le réglage de la tension continue de sortie s'opère en agissant sur les angles de retard à l'amorçage α et au blocage β . L'allure de la tension redressée est représentée par la figure 2.

II - 2. Valeur moyenne de la tension redressée

Pour déterminer la valeur moyenne de la tension redressée de sortie du convertisseur (V/ω), nous faisons appel à la figure 2. Il est opportun d'exprimer la tension sinusoïde d'alimentation, comme une fonction de $\sin \omega t$.

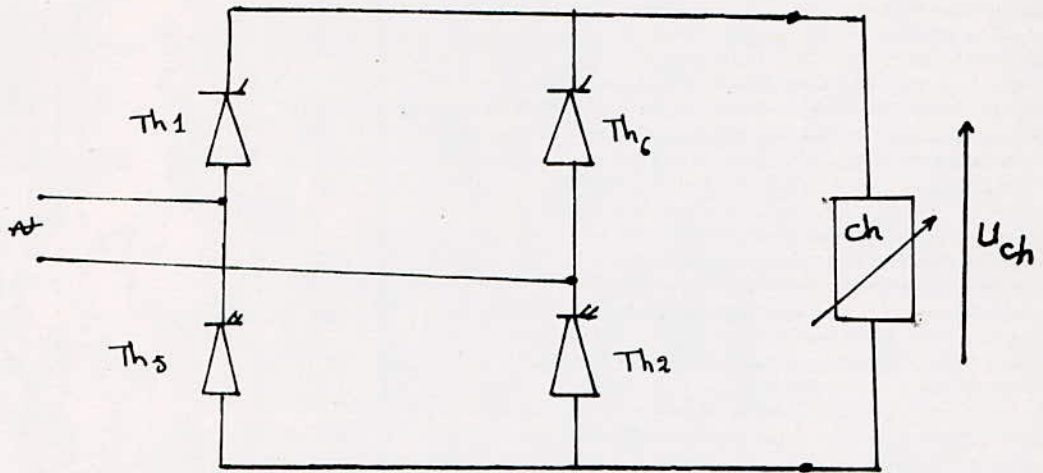
C'est à dire :

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

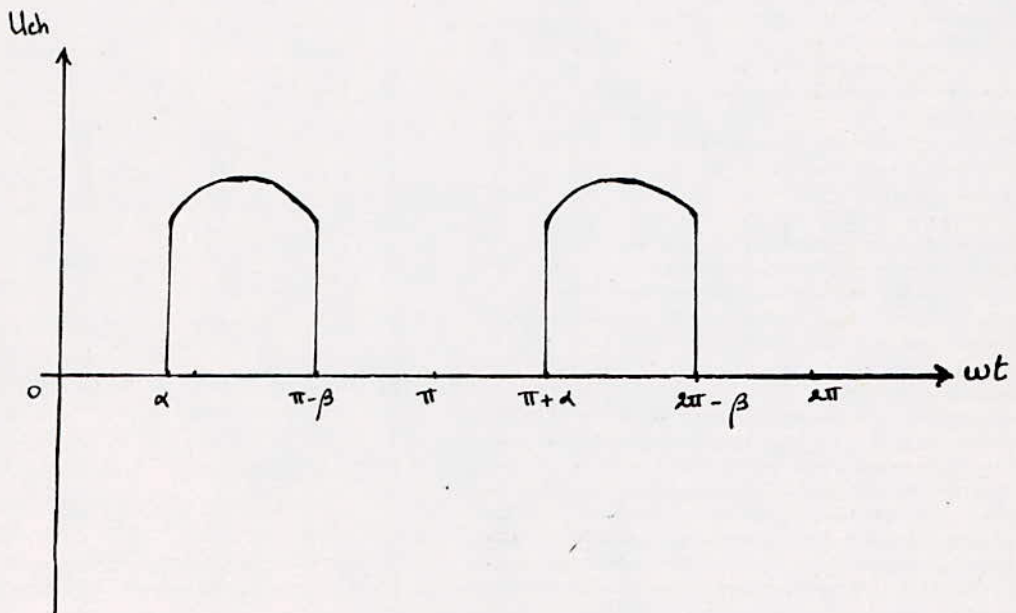
Vue la périodicité de π de U_{ch} , il est suffisant d'intégrer et de déterminer la valeur moyenne sur un intervalle de π . La valeur moyenne de la tension continue, qui dépend des angles de retard d'amorçage α et de blocage β , est désignée par U_{ch} . Pour cette tension continue U_{ch} , nous pouvons établir l'expression suivante :

$$U_{ch} = \frac{1}{T} \int_{-T}^{+T} V_m \sin \omega t. dt$$

$$U_{ch} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi - \beta} V_m \sin \omega t. d(\omega t)$$



Fig(1) : SCHEMATISATION DU CIRCUIT DE PUISSANCE DU CONVERTISSEUR



fig(2) : FORME DE LA TENSION DELIVREE.

$$\theta = \omega t \quad ; \quad U_{co} = 2V_m/\Pi$$

$$U_{ch} = \frac{V_m}{\Pi} [\cos \alpha + \cos \beta] = U_{co} \left(\frac{\cos \alpha + \cos \beta}{2} \right) \quad (2)$$

Pour $\alpha = \beta$, on aura :

$$U_{ch} = U_{co} = 2V_m/\Pi \quad (3)$$

est la tension maximale que ce convertisseur est capable de fournir en fonctionnement redresseur.

Celle-ci chute avec l'augmentation de l'angle d'amorçage α et ce, pour un angle de désamorçage β fixe.

La valeur moyenne de la tension redressée prend des valeurs plus faibles pour des angles β plus grands, mais le taux de chute de tension est conservé.

La caractéristique $U_{ch}/U_{co} = f(\alpha)$ pour $\beta =$ constante est donnée par la figure (3).

I - 3. Tension inverse aux bornes des thyristors

Les thyristors du convertisseur sont soumis à la même tension inverse maximale, à l'exception du thyristor th_3 qui n'est soumis à aucune tension inverse (si l'on considère que la chute de tension de la charge du condensateur négligeable)

$$V_{im} = V_m \quad (4)$$

I - 4. Pertes dans l'élément redresseur

En réalité la conversion ($\eta / =$) n'est pas sans pertes. En effet plusieurs paramètres engendrent des chutes de tension qui se répercutent aussi bien sur la forme que sur la valeur moyenne de la tension redressée, entre autres, la chute de tension directe.

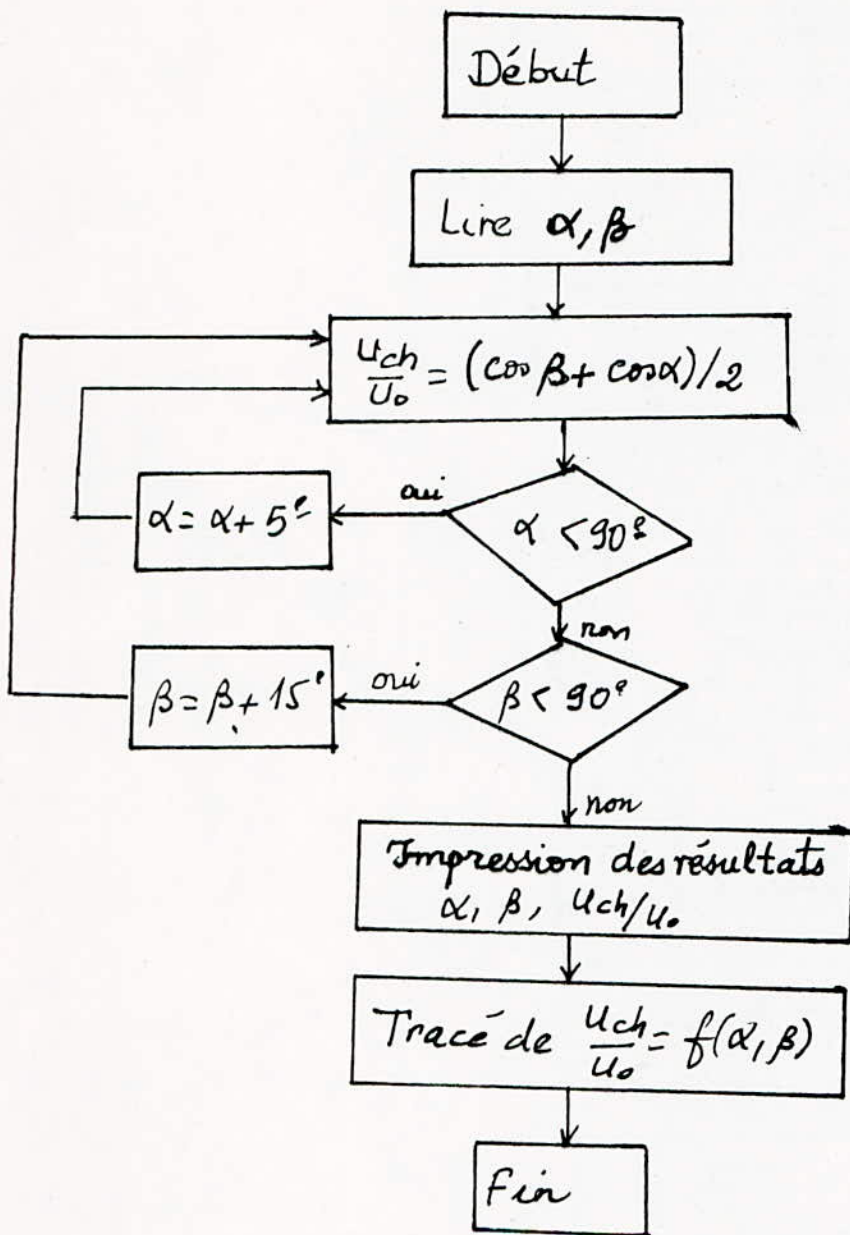


Fig (3.a) : ORGANIGRAMME DE CALCUL DE LA VALEUR MOYENNE DE LA TENSION REDRESSEE.

Cette chute de tension varie avec le courant dans le thyristor ; on l'appelle barrière de potentiel ou de conduction. Une telle variation est négligeable.

Le fonctionnement de notre convertisseur nécessite la conduction simultanée d'au plus deux composants semi-conducteurs, et, comme la chute de tension directe provoquée par chacun d'eux est d'environ un (1) volt, la chute de tension directe totale engendrée est voisine de deux (2) volts.

CHAPITRE IIINFLUENCE DE LA NATURE DE LA CHARGE

La nature de la charge n'est d'aucune influence, Sur l'allure de la tension à ses bornes, donc sur la valeur moyenne de celle-ci, car elle ne dépend, comme il a été déjà mentionné, que des angles α et β .

Par contre, l'allure de l'onde de courant en dépend énormément, ce que nous allons étudier dans ce chapitre.

II - 1. Débit sur charge ohmique

Dans le cas d'une charge purement ohmique ($L = 0$), l'allure de la tension U_{ch} aux bornes de la charge est donnée par la figure (2).

Le courant dans la charge est donné par :

$$i = \frac{V_m \sin \omega t}{R} \quad (5)$$

$$\text{Si } \begin{cases} \alpha \leq \omega t \leq \pi - \beta \\ \text{et } \pi + \alpha \leq \omega t \leq 2\pi - \beta . \end{cases}$$

0 : en dehors de ces intervalles.

II - 2. Débit sur charge inductive

Dans le cas d'une charge inductive (R.L), l'allure de la tension U_{ch} aux bornes de la charge est toujours donnée par la figure (2).

L'équation différentielle suivante est valable

$$L \frac{di}{dt} + R \cdot i = V_m \sin \omega t$$

La solution se compose d'une composante permanente et d'une composante transitoire.

La première est facilement calculée en passant par le calcul complexe nous trouvons

$$i_p = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \cdot \sin(\omega t - \psi) \quad (6)$$

$$\text{où } \psi = \text{Arctg } \frac{L\omega}{R} \quad (7)$$

est le déphasage provoqué par la charge inductive pour un phénomène alternatif permanent.

Le composant transitoire est représentée par une fonction exponentielle décroissante de la forme :

$$i_t = I_{to} \cdot e^{-t/T_1} \quad (8)$$

avec la *constante* de temps $T_1 = L/R$, du circuit inductif de la charge.

Le facteur I_{to} peut être déterminé en tenant compte du fait qu'à l'instant correspondant à l'allumage des thyristors th_1 et th_2 en $\omega t = \alpha$, le courant résultant $i = i_p + i_t$, (9) doit être nul.

Nous en déduisons

$$I_{to} = - \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \sin(\alpha - \psi) \times e^{R/\omega t} \quad (10)$$

Le courant i est donné pour $i = i_p + i_t$.

$$i = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \cdot \sin(\omega t - \psi) - \frac{e^{-(\omega t - \alpha) \cdot R/L\omega}}{e} \times \sin(\alpha - \psi) \quad (11)$$

Cette équation reste valable jusqu'à l'instant où le courant redevient nul. C'est à dire lorsque $\omega t = \pi - \beta$, correspondant à l'angle d'amorçage du thyristor th_4 , Comme il est explicité dans le chapitre IV.

$$\sin(\pi - \beta - \psi) - e^{-(\pi - \beta - \alpha) \cdot R/L\omega} \times \sin(\alpha - \psi) = 0 \quad (12)$$

II - 3. Débit sur charge active

Dans cette étude du débit sur charge active, nous supposons que l'inductance de la charge à courant continu est finie, et nous négligerons la résistance du circuit de charge, alors, la tension aux bornes de la charge satisfait l'équation suivantes :

$$V_m \times \sin \omega t = L \cdot \frac{di}{dt} + E \quad (13)$$

la solution est déterminée facilement en passant par le calcul complexe.

Nous obtenons

$$i(t) = \frac{V_m}{L\omega} \times [1 - \cos(\omega t - \alpha)] - \frac{E}{L\omega} (\omega t - \alpha) \quad (14)$$

Ces équations restent valables durant l'alternance négative de la tension d'alimentation, c'est à dire, pendant la durée de conduction des thyristors correspondant à l'intervalle $\Pi + \alpha \leq \omega t \leq 2\Pi - \beta$.

Il suffit pour cela de remplacer α par $\Pi + \alpha$ et $\Pi - \beta$ par $2\Pi - \beta$ dans les équations obtenues ci-dessus.

à $\omega t = \Pi - \beta$, le courant devient nul :

$$i = \frac{V_m}{L\omega} [1 - \cos(\Pi - \beta - \alpha)] - \frac{E}{L\omega} (\omega t - \alpha - \beta) = 0 \quad (15)$$

Ce chapitre traite de la réaction des redresseurs sur le réseau, réaction provoquée par leur consommation de puissance et leur création d'harmoniques.

Nous verrons également les remède possibles à cet état de chose.

Un redresseur à thyristor raccordé à un réseau électrique est caractérisé principalement par les propriétés suivantes :

- La consommation importante d'énergie réactive lorsque la tension continue qu'il delivre est faible; celà entraine entre autres, des chutes de tension au niveau du point de raccordement.

- La création de courants harmoniques.

III - 1. Causes des réactions sur le réseau

III - 1. 1. Harmoniques

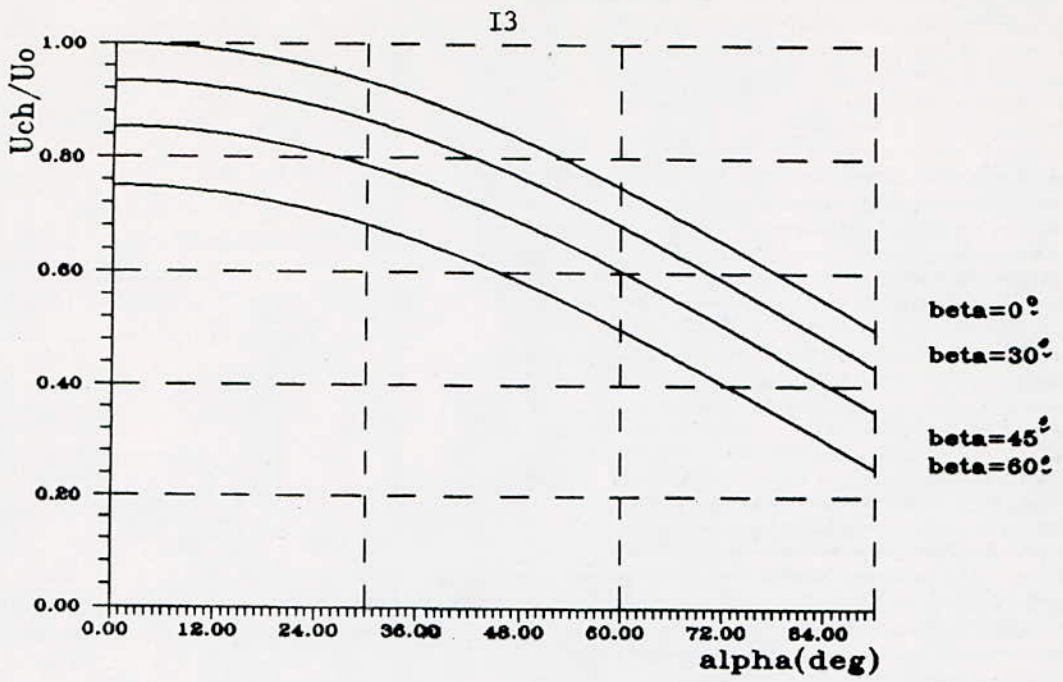
III - 1. 1. 1. Influence des harmoniques sur le réseau d'alimentation

La caractéristique non linéaire du redresseur donne au courant de phase de l'alimentation alternative une forme non sinusoïde illustrée par la figure (4).

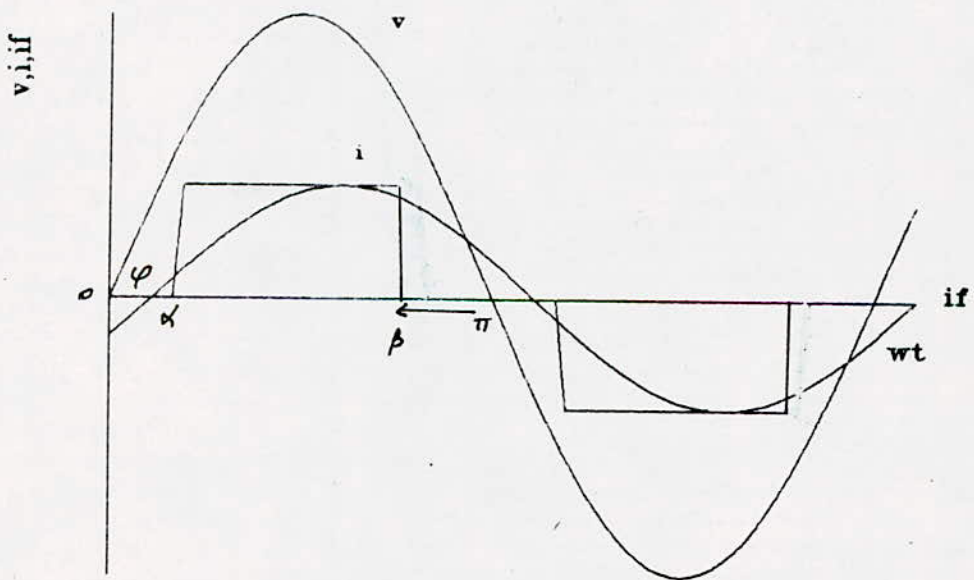
Ce courant de réseau presque rectangulaire a un effet nuisible sur les autres installations électriques, les harmoniques de courant produisent une chute de tension supplémentaire le long de l'inductance de ligne d'alimentation en provoquant une distorsion de la tension sinusoïdale.

III - 1. 1. 2. Influence des harmoniques sur la charge

Les convertisseurs absorbent des courants non sinusoïdaux et injectent donc des courant harmoniques au rator qui sont nuisibles et nocifs.



fig(3.b):REPRESENTATION DE LA VALEUR MOYENNE DE LA TENSION REDRESSEE



fig(4):ALLURE DE LA TENSION ET DU COURANT A L'ENTREE DU CONVERTISSEUR ($\alpha \neq \beta$)

Ils ont pour effet, la création des pertes supplémentaires au stator et au rotor, diminutions du couple résultant et l'augmentation du niveau des bruits sonores dans les machines tournantes, surtout dans le cas d'un moteur à courant continu.

III - 1. 1. 3. Principe et étude théorique des harmoniques

Le principe de ce convertisseur est d'obtenir un facteur de puissance, proche de l'unité, en vue d'éliminer la consommation de l'énergie réactive par le système, ceci, par action sur les paramètres de commande α et β .

Cette étude nous permet de montrer que les harmoniques d'ordre supérieur sont négligeables par rapport au fondamental du courant. Ceci nous permettra de ne tenir compte que du déphasage entre le fondamental du courant et la tension.

Le courant i à l'entrée du convertisseur n'est pas sinusoïdal (fig. 4).

Il est possible de décomposer son allure en une onde fondamentale (1ère harmonique) et une série d'harmoniques d'ordres supérieurs.

En posant $wt = \theta$; nous avons alors :

$$\begin{aligned} v(\theta) &= 0 \\ i(\theta) &= 0 \end{aligned} \quad \text{si} \quad \begin{cases} 0 < \theta < \alpha \\ \pi - \beta \leq \theta \leq \pi \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} v(\theta) &= V_m \sin wt \\ i &= I_d \end{aligned} \quad \text{si} \quad \alpha < \theta < \pi - \beta \quad (17)$$

Nous pouvons donc décomposer cette fonction périodique de période $T = 2\pi$ en une série de Fourier. Les termes pairs sont nuls.

$$i(\theta) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=0}^{+\infty} \left[A_{2k+1} \cdot \cos(2k+1)\theta + B_{2k+1} \cdot \sin(2k+1)\theta \right]$$

Les coefficients de cette série sont :

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_d \cdot d\theta \\ a_0 &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi-\beta} I_d \cdot d\theta + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi-\beta} (-I_d) \cdot d\theta \right] = 0 \end{aligned} \quad (18)$$

$$A_{2k+1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_d \cdot \sin(2k+1)\theta \cdot d\theta$$

$$A_{2k+1} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\beta} I_d \cdot \sin(2k+1)\theta \cdot d\theta$$

$$A_{2k+1} = \frac{2I_d}{\pi} \cdot \frac{1}{2k+1} \cdot [\cos(2k+1)\beta + \cos(2k+1)\alpha] \quad (19)$$

$$B_{2k+1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_d \cdot \cos(2k+1)\theta \cdot d\theta$$

$$B_{2k+1} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\beta} I_d \cdot \cos(2k+1)\theta \cdot d\theta$$

$$B_{2k+1} = \frac{2I_d}{\pi} \cdot \frac{1}{2k+1} \cdot [\sin(2k+1)\beta - \sin(2k+1)\alpha] \quad (20)$$

L'amplitude de l'harmonique de courant d'ordre $(2k + 1)$ est définie par :

$$\sqrt{2} \cdot I_{2k+1} = \sqrt{A_{2k+1}^2 + B_{2k+1}^2} \quad (21)$$

On a donc :

$$\sqrt{2} \cdot I_{2k+1} = \frac{4I_d}{\pi \cdot (2k+1)} \cdot \cos\left[(2k+1) \cdot \left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right)\right] \quad (24)$$

L'onde *de courant* a pour équation :

$$i(\theta) = \sqrt{2} \sum_{k=0}^{\infty} I_{2k+1} \cdot [\sin(2k+1)\theta + \varphi_{2k+1}] \quad (23)$$

et le déphasage φ_{2k+1} est défini par :

$$\operatorname{tg} \varphi_{2k+1} = \frac{B_{2k+1}}{A_{2k+1}}$$

En posant $k = 0$, nous obtenons

$$I_f = \frac{2 \cdot I_d}{\pi} \cdot [(\cos \alpha + \cos \beta) \cdot \sin \omega t + (-\sin \alpha + \sin \beta) \cdot \cos \omega t] \quad (25)$$

$$I_f = \frac{4 I_d}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha + \beta}{2}\right) \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (26)$$

$$\text{telque : } \operatorname{tg} \varphi = \frac{\sin \beta - \sin \alpha}{\cos \beta + \cos \alpha} \quad (27)$$

$$\text{d'où } \varphi = \frac{\beta - \alpha}{2} \quad (28)$$

Nous voyons que pour $\alpha = \beta$; $\cos \varphi = 1$

Nous constatons que l'onde fondamentale du courant est déphasée de l'angle φ , par rapport à la tension d'alimentation V ; il en découle que le réseau d'alimentation fournit une certaine puissance réactive, même si la charge est purement ohmique.

Le déphasage φ dépend des angles α et β .

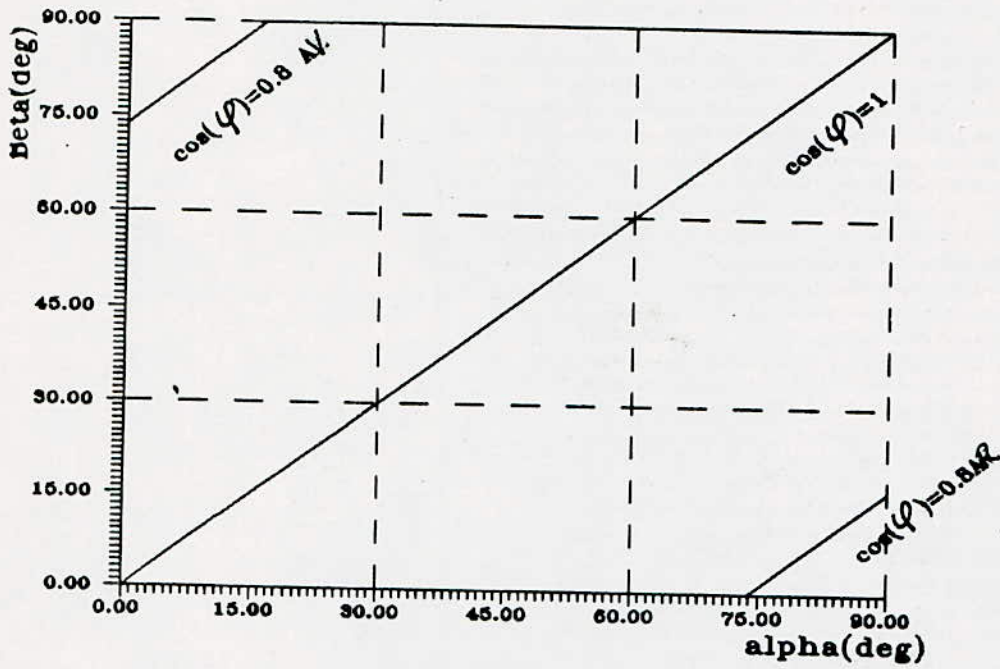
III - 1. 1. 4. Caractéristique de commande

Il est possible de faire varier les paramètres de commande α et β de telle manière à obtenir le $\cos \varphi$ désiré, sachant que :

$$\cos \varphi = \cos\left(\frac{\beta - \alpha}{2}\right)$$

La figure (5), montre les caractéristiques $\beta = f(\alpha)$ pour :

$$\cos \varphi = 0,8 AV \quad ; \quad \cos \varphi = 0,8 AR \quad \text{et} \quad \cos \varphi = 1.$$



fig(5):REPRESENTATION DE LA
CARACTERISTIQUE DE COMMANDE
A $\cos(\varphi) = \text{Cst}$

III - 1. 1. 5. Représentation des spectres d'harmoniques de courant

Les spectres d'harmoniques de courant montrent, que pour des angles d'allumage α et β de valeur inférieures à 30° et égaux entre eux, les harmoniques d'ordres supérieurs sont négligeables, par rapport à l'onde fondamentale et le facteur de puissance F_p est proche de l'unité. Au delà de cette valeur, ces harmoniques deviennent importantes et le facteur de puissance s'écarte de l'unité, même pour un déphasage φ nul.

Les spectres d'harmoniques du courant sont représentés par la figure 6 pour différents facteurs de puissance, $F_p = 1$, $F_p = 0,8$ AV et $F_p = 0,8$ AR.

L'organigramme de calcul des spectres d'harmoniques est donné par la figure (7)

III - 1. 1. 6. Calcul du résidu d'harmoniques

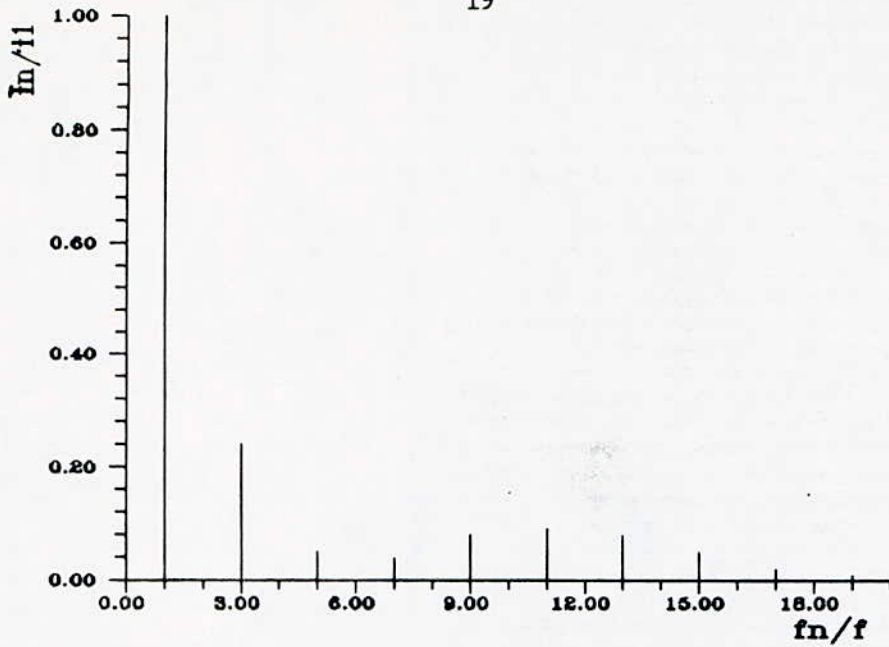
Le résidu d'harmoniques permet de tirer une conclusion relative à l'importance des harmoniques par rapport au fondamental du courant.

Le résidu d'harmonique est par définition, le rapport de la valeur efficace de la résultante de toutes ces harmoniques, sauf le fondamental, à la valeur efficace globale du courant.

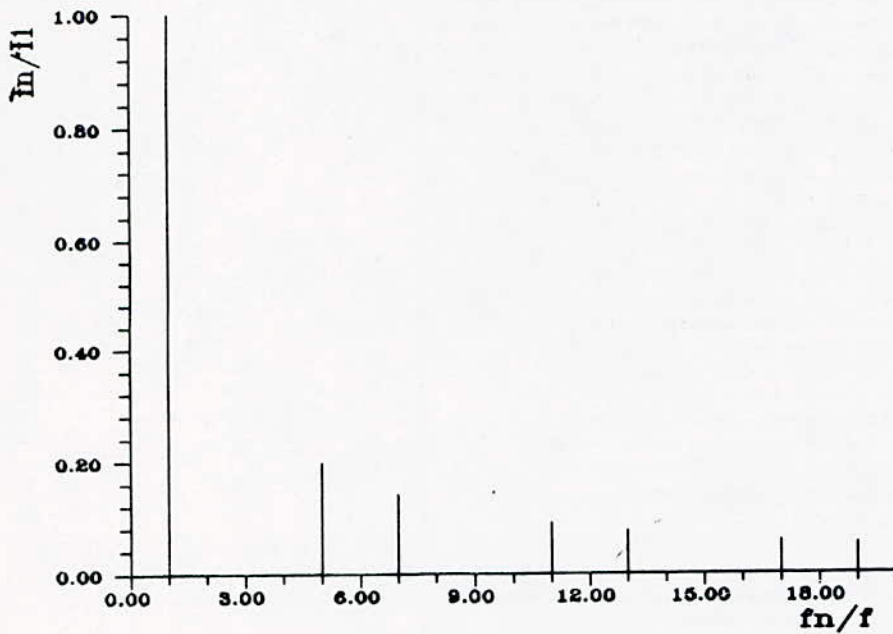
$$r = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n I_{2k+1}^2}{\sum_{k=0}^n I_{2k+1}^2}} \quad (29)$$

Nous démontrons que nous pouvons aussi exprimer le facteur de puissance F_p en fonction du résidu d'harmonique et $\cos \varphi$.

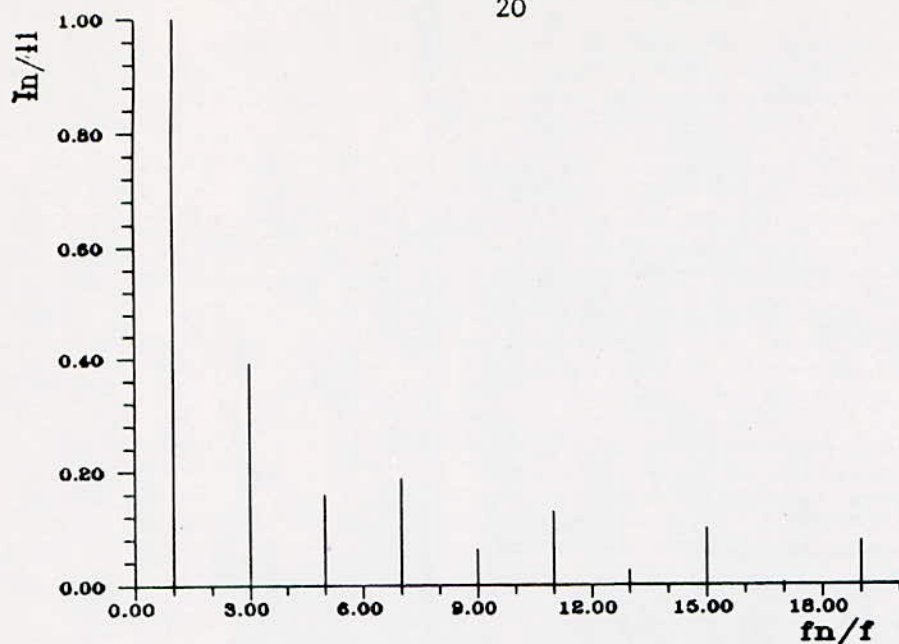
$$F_p = \sqrt{1 - r^2} \times \cos \varphi \quad (30)$$



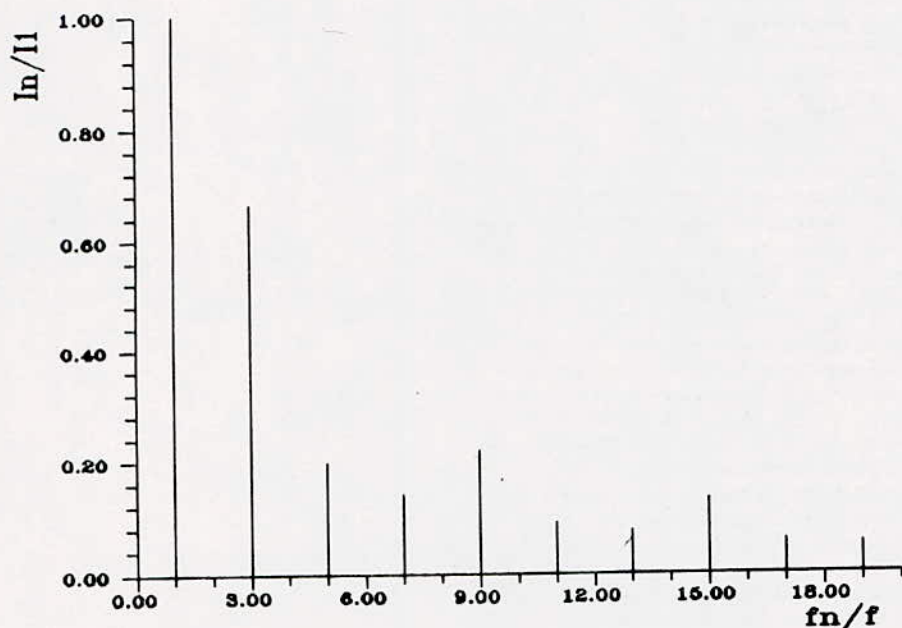
fig(6.a):REPRESENTATION DU SPECTRE
D'HARMONIQUES DE COURANT
 $\alpha=15^\circ$: $\beta=15^\circ$: $f_p=1$: $f=50\text{Hz}$



fig(6.b):REPRESENTATION DU SPECTRE
D'HARMONIQUES DE COURANT
 $\alpha=30^\circ$: $\beta=30^\circ$: $f_p=1$: $f=50\text{Hz}$



fig(6C):REPRESENTATION DU SPECTRE
D'HARMONIQUES DE COURANT
 $\alpha=20^\circ$: $\beta=75^\circ$: $f_p=0.8$: $f=50\text{Hz}$



fig(6D):REPRESENTATION DU SPECTRE
D'HARMONIQUES DE COURANT
 $\alpha=60^\circ$: $\beta=60^\circ$: $f_p=0.8$: $f=50\text{Hz}$

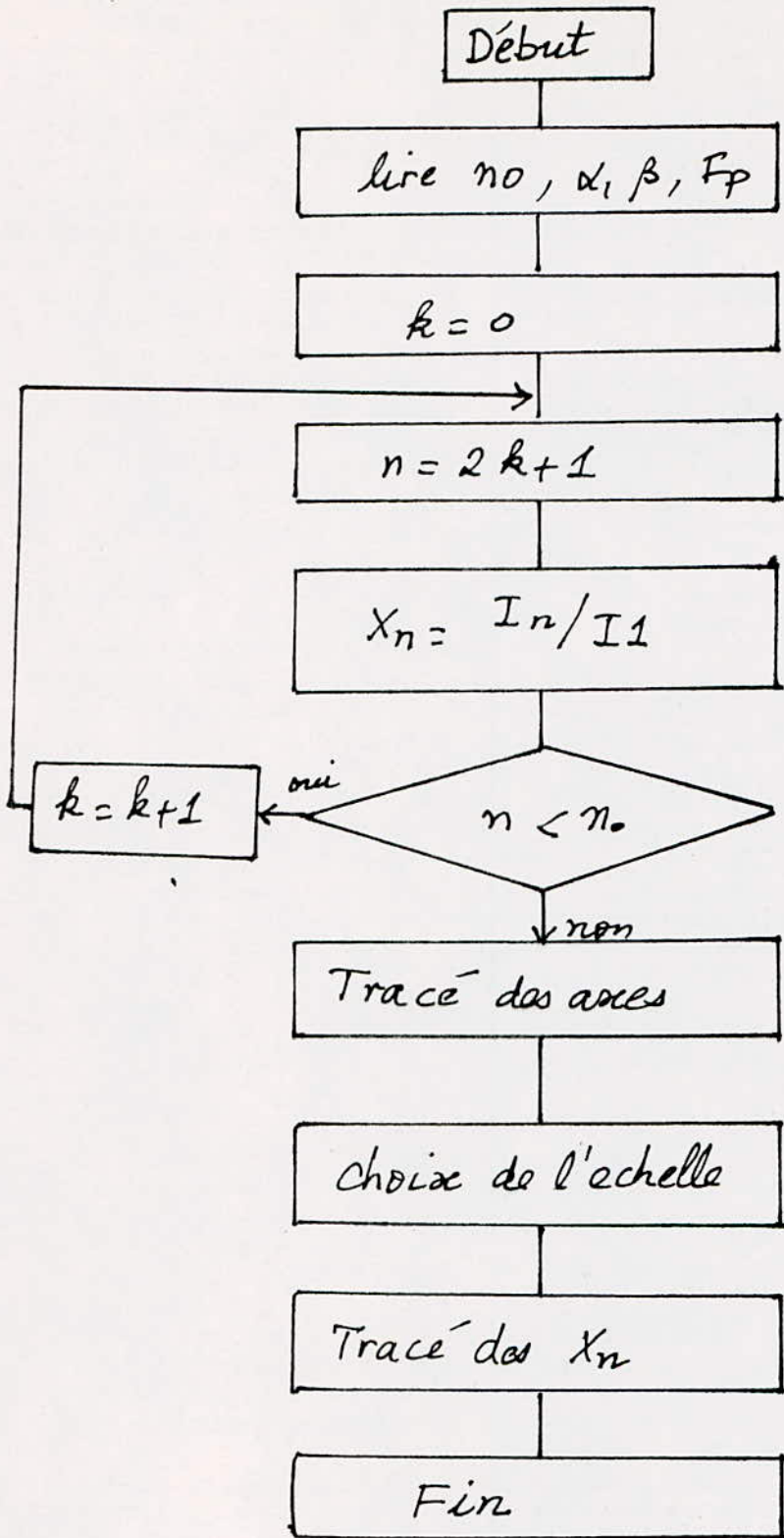


fig (7) : ORGANIGRAMME DE CALCUL DU SPECTRE D'HARMONIQUES DE COURANT.

Pour α et β donnés, donc pour $\cos \varphi$ donnée, on obtient le tableau suivant :

β	15°	75°	30°	60°	15°
α	15°	20°	30°	60°	75°
r	0,28	0,44	0,27	0,61	0,41
F_p	0,96	0,8	0,96	0,8	0,8
$\cos \varphi$	1	0,89	1	1	0,87

L'existence des harmoniques d'ordres supérieurs provoque un léger écartement de la valeur du facteur de puissance de l'unité, mais cette différence est telle que nous pouvons la négliger et ne considérer que les valeurs du $\cos \varphi$.

III - 1. 2. Consommation d'énergie réactive

Le courant alternatif consommée par un redresseur est constant, quelque soit la tension continue fournie, si l'intensité du courant est constante, il en résulte que la puissance apparente S absorbée du réseau est indépendante de la tension continue.

Si la puissance active P consommée est faible, ou encore si la tension continue est faible, la puissance réactive Q est élevée.

Lorsque la tension continue augmente, la puissance réactive absorbée diminue.

Considérons la figure (08), qui représente l'allure de la tension d'alimentation : $v = V_m \sin \omega t$; ainsi que celle du courant I_d à l'entrée du convertisseur, dans le cas d'une charge inductive.

L'onde fondamentale I_f de ce courant, peut être décomposée en une composante i_{fp} en phase avec la tension d'alimentation et une composante i_{fq} déphasé de 90° par rapport à la tension d'alimentation.

A l'aide d'un développement en série de Fourier, nous obtenons l'amplitude de la composante du courant, en phase avec la tension, déterminante pour la puissance active.

$$i_{fp} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\beta} I_d \cdot \sin(\omega t) \cdot d\omega t \quad (31)$$

$$i_{fp} = \frac{2I_d}{\pi} \cdot [\cos \beta + \cos \alpha] \quad (32)$$

L'amplitude de l'autre composante déphasée de 90° , déterminante pour la puissance réactive découle de :

$$i_{fq} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\beta} -I_d \cdot \cos \omega t \cdot d\omega t \quad (33)$$

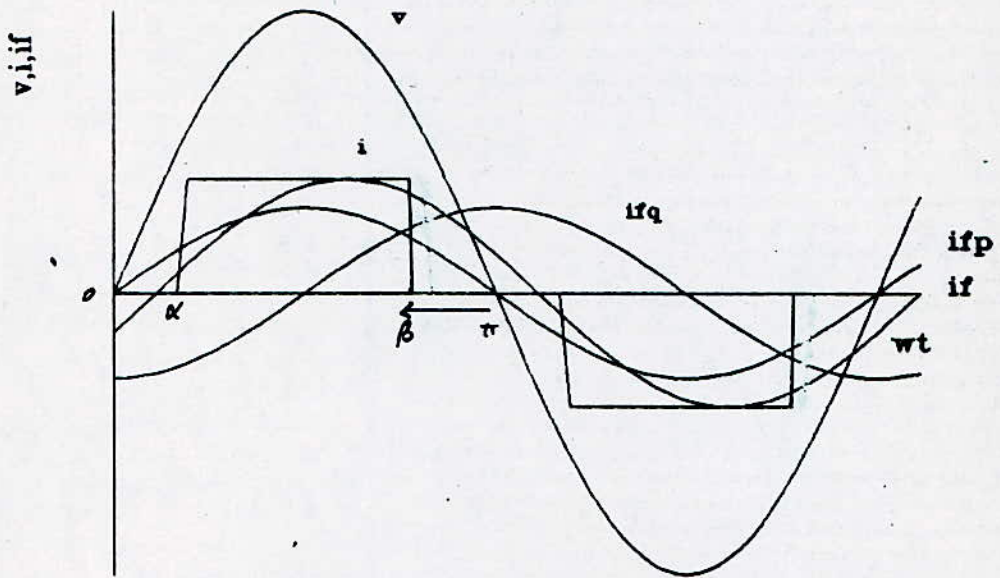
$$i_{fq} = -\frac{2I_d}{\pi} \cdot [\sin \beta - \sin \alpha] \quad (34)$$

L'amplitude de l'onde fondamentale est donnée par :

$$I_f = \sqrt{I_{fp}^2 + I_{fq}^2} = \frac{4I_d}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right) \quad (35)$$

Et le déphasage φ de l'onde fondamentale par rapport à la tension d'alimentation v est donné également par :

$$\varphi = \arctg \frac{i_{fq}}{i_{fp}} = \frac{\beta - \alpha}{2} \quad (36)$$



fig(8): ALLURE DE LA TENSION ET
DU COURANT A L'ENTREE DU CONVERTISSEUR
($\alpha \neq \beta$)

La puissance active fournie par le réseau d'alimentation est :

$$P = \frac{V_m \cdot I_{fp}}{2} = V_m \cdot \frac{I_d}{\pi} \cdot (\cos \beta + \cos \alpha) \quad (37)$$

La puissance réactive consommée par le réseau d'alimentation est :

$$Q = \frac{V_m \cdot I_{fq}}{2} = -V_m \cdot \frac{I_d}{\pi} \cdot (\sin \beta - \sin \alpha) \quad (38)$$

Pour un courant I_d constant, l'absorption de la puissance active diminue avec l'angle α , ceci, pour un angle β fixé. Cette absorption est moins importante pour des valeurs de β plus grandes, mais en gardant un taux de décroissance constant (fig. 9 a.)

Pour un courant I_d constant et pour des angles de commande β inférieurs à α , le convertisseur consomme de l'énergie réactive ; lorsque β devient supérieur à α , le convertisseur fournit de l'énergie réactive qui sera d'autant plus grande que β est très supérieur à α . (fig 9.b)

III - 1. 2. 1. Influence des angles d'amorçage α et β sur les puissances active et réactive

Nous démontrons que $U_{eff} \cdot I_f = U_{ch} \cdot I_d \cdot \cos \varphi \quad (39)$

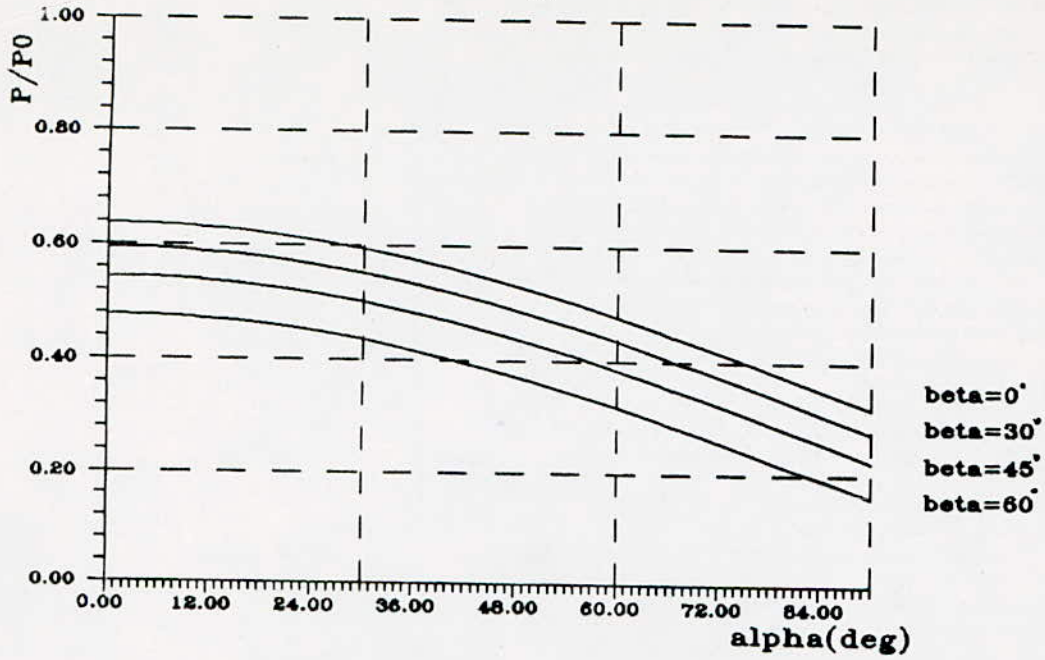
Dans cette considération nous avons négligé les pertes dans le convertisseur qui sont très faibles

Nous avons donc :

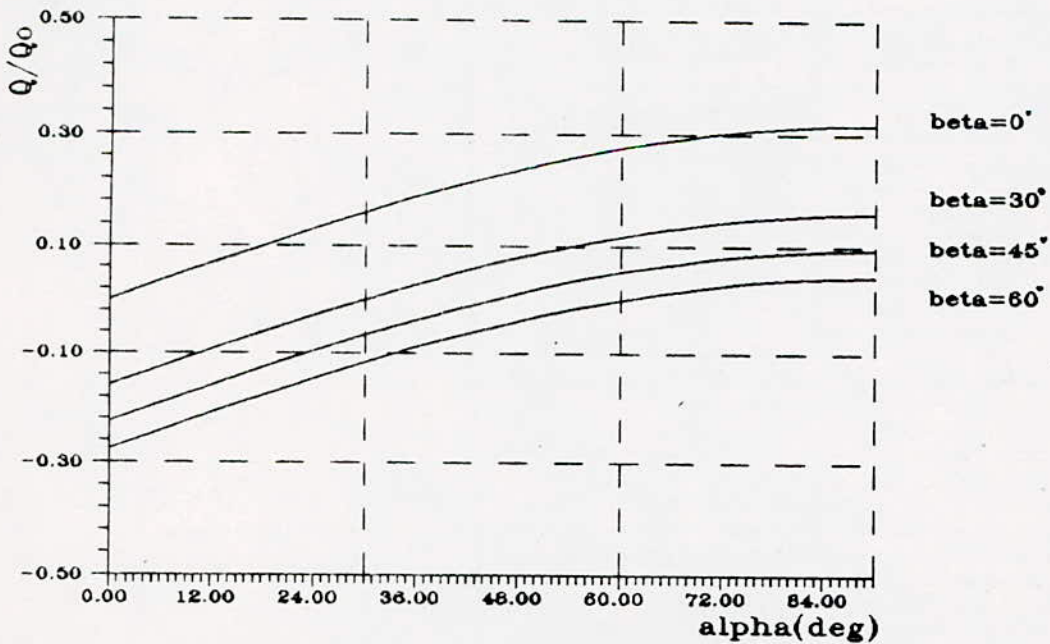
$$P = U_{co} \cdot I_d \cdot \cos \varphi \cdot \cos \left(\frac{\beta + \alpha}{2} \right) \quad (40)$$

$$Q = U_{co} \cdot I_d \cdot \sin \varphi \cdot \cos \left(\frac{\beta + \alpha}{2} \right) \quad (41)$$

$$\text{d'où} : \left(\frac{P}{U_{co} \cdot I_d} \right)^2 + \left(\frac{Q}{U_{co} \cdot I_d} \right)^2 = \cos^2 \left(\frac{\beta + \alpha}{2} \right) \quad (42)$$



fig(3.a): ALLURE DE LA PUISSANCE ACTIVE
CONSOMMEE PAR L'INSTALLATION



fig(3.b): ALLURE DE LA PUISSANCES REACTIVE

La relation (42), qui lie les puissances active P et réactive Q décrit une portion d'un cercle (fig. 10), balayant tous les facteurs de puissance désirés, ceci à la seule condition que :

$$\alpha + \beta = 90^\circ \quad (43)$$

Nous aurons donc :

$$\left(\frac{P}{S_0}\right)^2 + \left(\frac{Q}{S_0}\right)^2 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 \quad (44)$$

avec $S_0 = U_{co} \cdot I_d$

C'est un demi cercle de rayon $\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)$ et de centre $(0,0)$.

La consommation de l'énergie réactive est nulle pour $F_p = 1$; elle augmente rapidement avec le facteur de puissance pour atteindre son maximum effectif à $F_p = 0,7$ AR.

Par contre lorsque F_p diminue en avant de 1 à 0,7 AV, on remarque que le convertisseur fournit du reactif au réseau. C'est surtout le rapport $\text{tg } \varphi = Q/P$ qui influe considérablement sur le réseau.

A cause de la tension supposée sinusoïdale, les harmoniques du courant n'ont aucune influence sur la puissance active P. Par contre, la puissance réactive Q est définie pour l'onde fondamentale des harmoniques, donne lieu à une puissance réactive de distorsion, et du fait de la dépendance de cette dernière des angles de retard à l'allumage α et β , elle est dénommée puissance réactive due à la commande.

III - 1.2.2 - Les effets néfastes de l'énergie réactive

III - 1.2.2.1 - La chute de tension

Il ressort de ce que nous venons de dire que toute circulation importante de puissance réactive entraîne des chutes de tension.

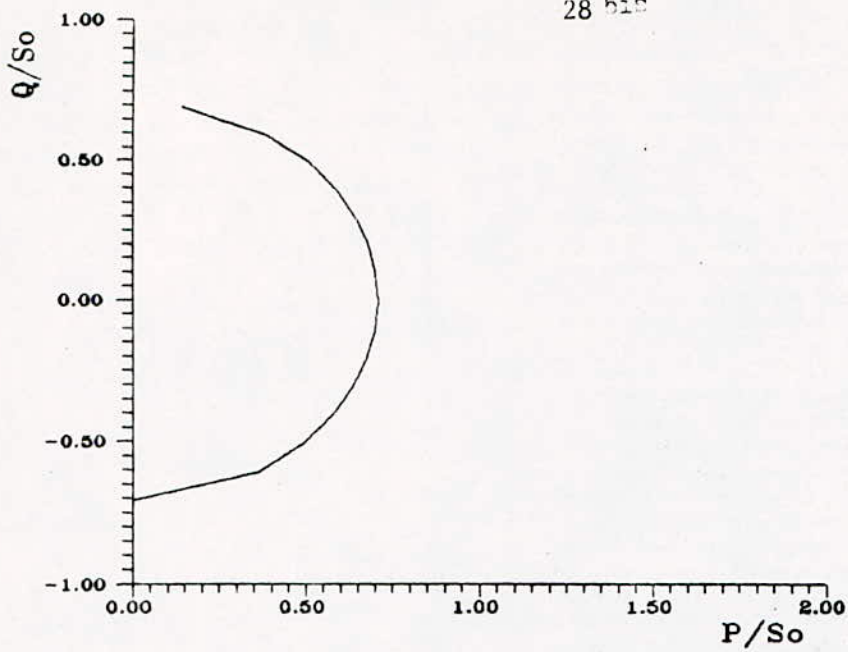
Le transit de puissance réactive a pour effet également d'accroître les pertes actives et de diminuer le rendement du système, en d'autres termes, le travail de puissance réactive entraîne des surcouts.

En bref, l'énergie réactive doit être produite autant que possible dans l'endroit où elle est consommée.

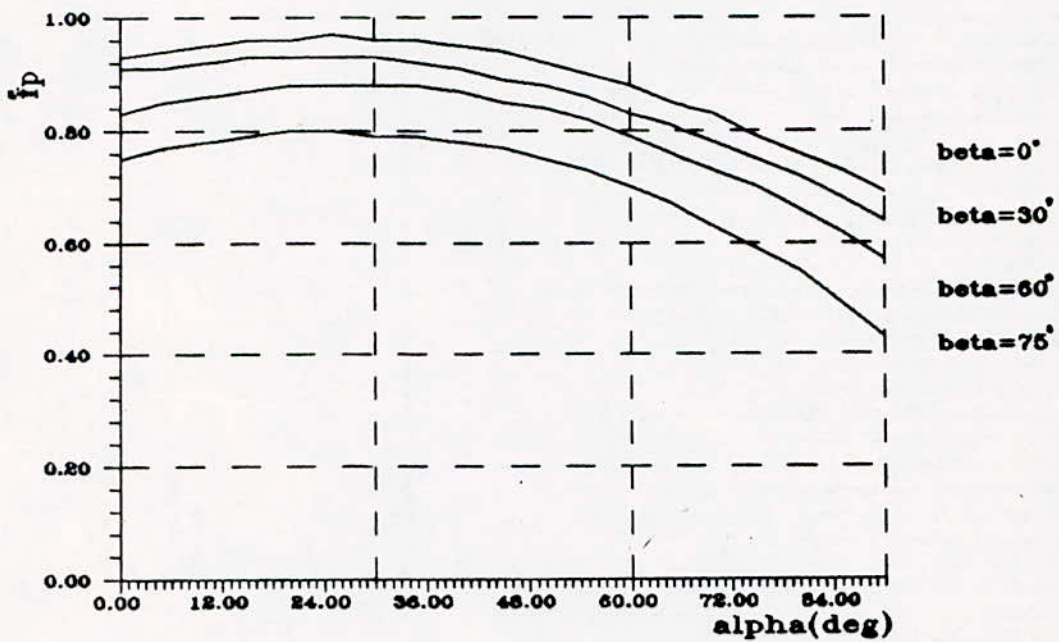
III - 1.2.2.2 - Un faible facteur de puissance

Nous savons que le facteur de puissance est défini comme étant le rapport entre la puissance active à la puissance apparente.

Donc, toute circulation importante de puissance réactive entraîne la prépondérance de la composante réactive du courant par rapport à la composante active, d'où un faible facteur de puissance. Or, un mauvais facteur de puissance nuit au bon fonctionnement des installations, ceci, d'une part, pour la société productive car un facteur de puissance faible entraîne des pertes supplémentaires et un surdimensionnement du matériel, et d'autre part, l'utilisateur est pénalisé par une grande consommation d'énergie réactive, son importance économique étant capitale.



fig(10): VARIATION DE LA PUISSANCE REACTIVE EN FONCTION DE LA PUISSANCE ACTIVE



fig(11): ALLURE DU FACTEUR DE PUISSANCE EN FONCTION DE LA COMMANDE

III - 1. 2. 3. Solutions possibles

Il est donc souvent nécessaire de réaliser une compensation sous une forme ou **sous** une autre, afin de décharger le réseau d'alimentation de l'énergie réactive absorbée par les redresseurs et d'éviter ses conséquences.

Dans ces conditions, la façon la plus simple et la moins onéreuse de réaliser la compensation, consiste à améliorer le facteur de puissance par action sur les paramètres de commande α et β , de sorte à obtenir un facteur de puissance égale à l'unité ($F_p = 1$).

III - 1. 3. Facteur de puissance

La puissance apparente découle de la relation

$$S = U_{eff} \cdot I_{eff}$$

où I_{eff} est la valeur efficace du courant de réseau défini par :

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\beta} I_d^2 \cdot d(\omega t)} = I_d \sqrt{\frac{\pi - \beta - \alpha}{\pi}} \quad (43)$$

Le facteur de puissance d'une charge de quelque type soit-elle, est défini par :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{U_{eff} \cdot I_f \cdot \cos \varphi}{U_{eff} \cdot I_{eff}} = \frac{I_f}{I_{eff}} \cdot \cos \varphi = g \cdot \cos \varphi \quad (44)$$

$$\text{avec } g = \frac{I_f}{I_{eff}}$$

A l'aide des équations (35) et (43), on tire :

$$F_p = \frac{\frac{4I_d}{\pi\sqrt{2}} \cdot \cos\left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right)}{I_d \cdot \sqrt{\frac{\pi - \beta - \alpha}{\pi}}} \cdot \cos \varphi \quad (46)$$

$$F_p = \frac{4 \cdot \cos\left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right)}{\sqrt{2\pi(\pi - \beta - \alpha)}} \cdot \cos\left(\frac{\beta - \alpha}{2}\right) \quad (47)$$

Le facteur de puissance de ce convertisseur ne correspond pas à $\cos \varphi$ mais il est plus petit. Ceci est dû aux harmoniques:

Ainsi, la valeur efficace I_{eff} du courant de réseau est plus élevée que celle de l'onde fondamentale.

$$\text{D'où } \delta = \frac{I_f}{I_{\text{eff}}} < 1$$

L'allure de la variation du facteur de puissance F_p en fonction des angles d'amorçages α et β est donnée par la figure 11.

Le facteur de puissance est un paramètre qui tient compte de la manière avec laquelle l'énergie électrique est utilisée par la charge. Plus celle-ci consomme de l'énergie réactive, plus le facteur de puissance chute de manière considérable.

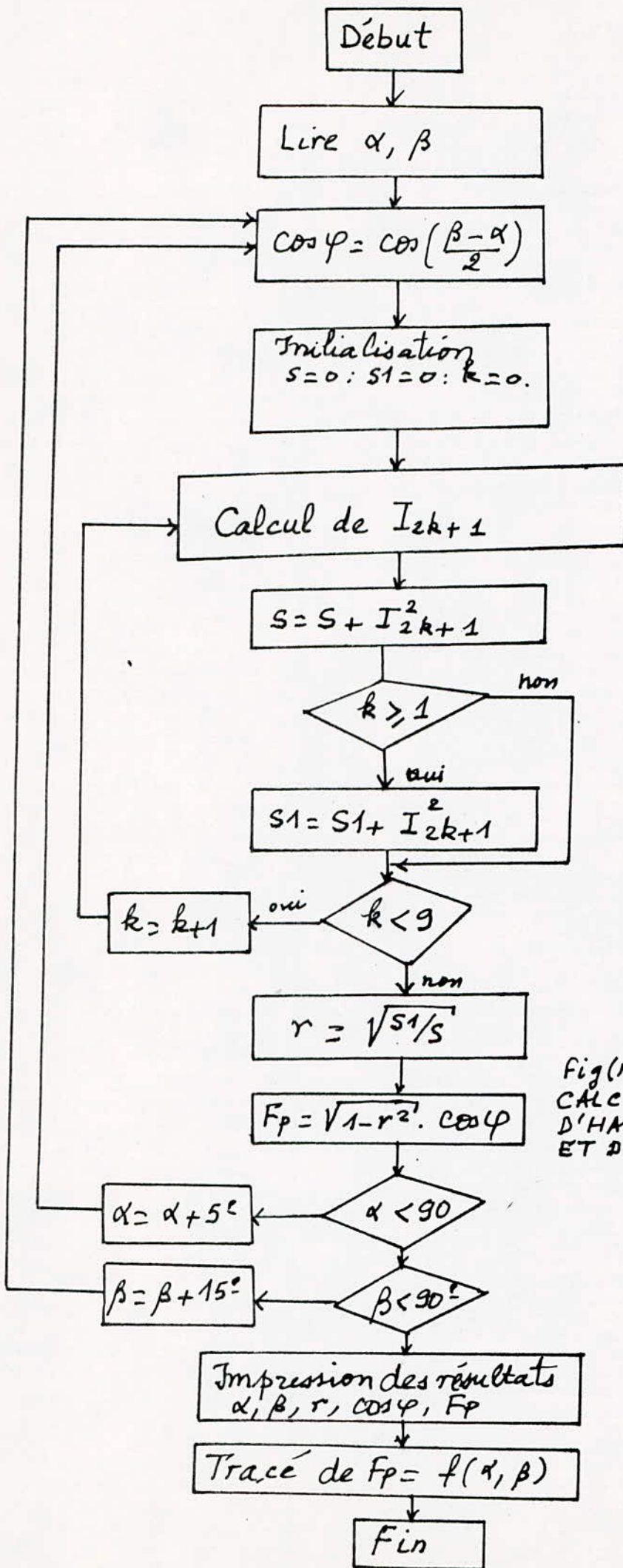




Fig (11.6): ORGANIGRAMME DE
CALCUL DU RESIDU
D'HARMONIQUES DE COURANT
ET DU FACTEUR DE PUISSANCE

2ème  PARTIE

 ((REALISATION DU ((CONVERTISSEUR

CHAPITRE IVCIRCUIT DE PUISSANCEIV - 1. Introduction

Le circuit de puissance est constitué d'un ensemble d'éléments passifs permettant la conversion alternatif continu, ainsi que l'établissement et l'interruption du courant dans la charge de façon périodique, de manière à obtenir, à partir d'une source de tension alternative, une source de tension unidirectionnelle qui sera, à son tour, périodiquement interrompue et rétablie (fig. 12a et 12 b).

Le circuit de puissance est composé essentiellement de sept (7) thyristors dont quatre (4) principaux (th1, th2, th5 et th6) et trois (3) auxiliaires (th3, th4 et th7).

Ajouté à cela, un circuit de blocage des thyristors principaux, composé d'un condensateur C et d'une résistance R de charge de ce dernier.

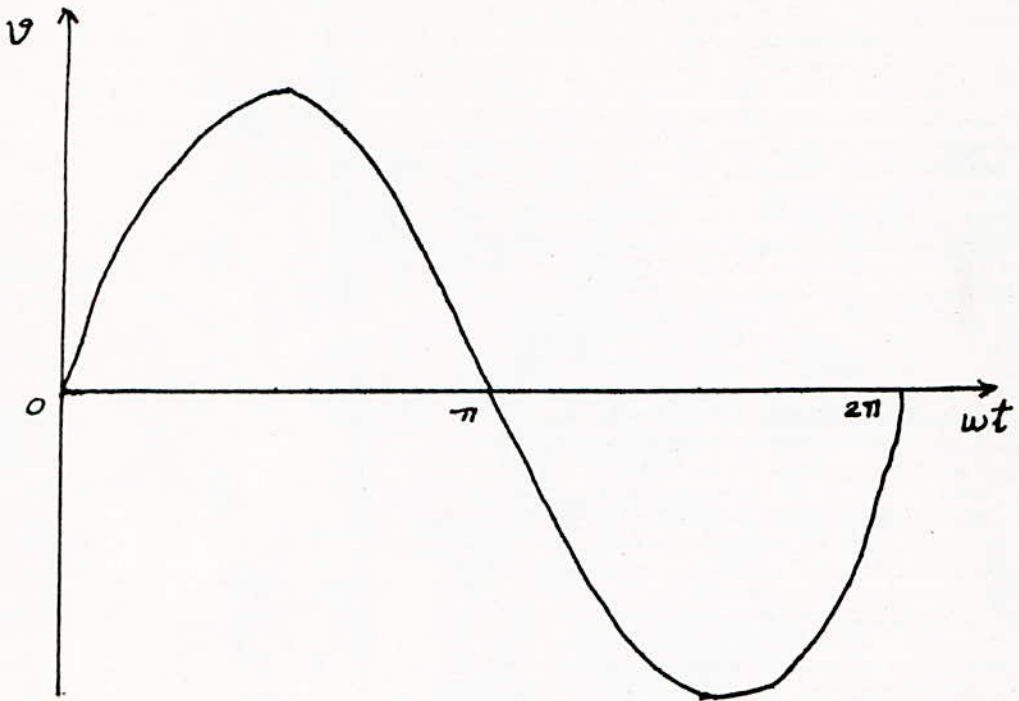
La représentation schématique du circuit de puissance du convertisseur est donnée par la figure 13.

IV - 2. Principe de fonctionnement

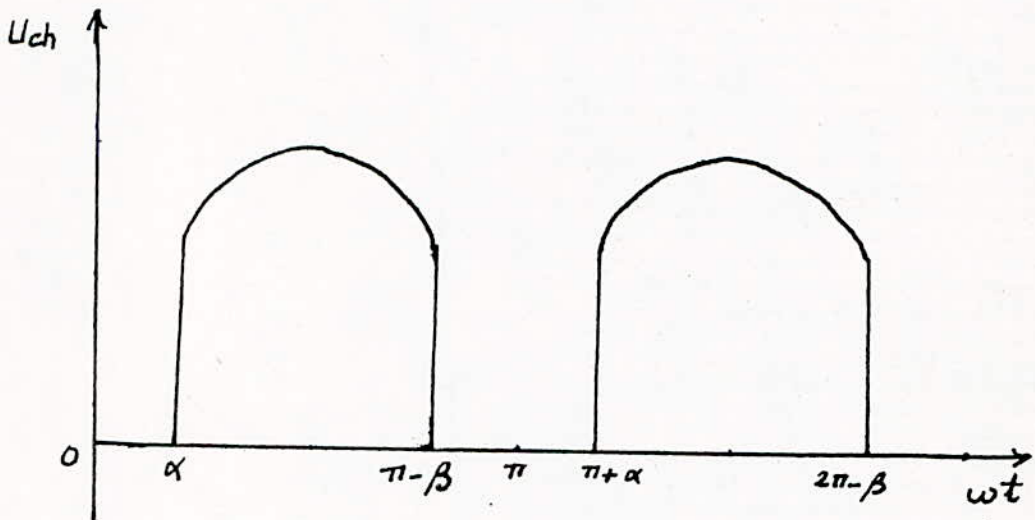
Le circuit de puissance fonctionne en deux parties : durant l'alternance positive, l'établissement et l'interruption du courant dans la charge sont assurés, respectivement et à la fois, par les thyristors (th1, th2, th3) et (th1, th2 et th4), et pendant l'alternance négative, la même fonction est assurée par les thyristors (th5, th6 et th3) et (th5, th6, th7) respectivement.

IV - 3. Différentes phases de fonctionnement

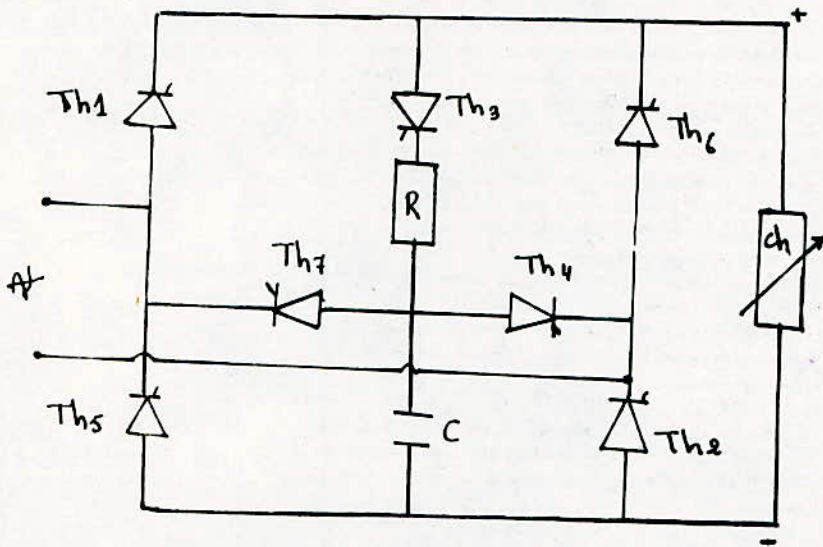
Examinons le fonctionnement pour les deux alternances positive et négative de la tension d'alimentation.



fig(12.a): TENSION D'ALIMENTATION ALTERNATIVE



fig(12.b): FORME DE LA TENSION A LA SORTIE
DU CONVERTISSEUR



Fig(13): CIRCUIT DE PUISSANCE DU CONVERTISSEUR

1.A L'instant $t_1 = \alpha/\omega$, une impulsion est envoyée pour amorcer les thyristors th1, th2 et th3. Il en résulte un courant qui provoque la charge du condensateur C sous la tension d'alimentation à travers la résistance R, les thyristors th1, th2 et th3. La charge est alors sous la tension d'alimentation (fig I4)

L'équation différentielle régissant la charge du condensateur c'est donnée par :

$$v = Ric + Uc \quad (48) \quad : \quad i_c = C \frac{duc}{dt} \quad (49)$$

$$v = V_m \sin \omega t = R.C \frac{dUc}{dt} + Uc(t) \quad (50)$$

La résolution de cette équation nous donne $Uc(t)$

$$U_c(t) = \frac{a V_m}{a^2 + \omega^2} \left[a \sin(\omega t) - \omega \cos(\omega t) \right].$$

ou encore :

$$U_c(t) = \frac{a V_m}{\sqrt{a^2 + \omega^2}} \cdot \sin(\omega t - \varphi).$$

tel que $a = \frac{1}{R.C}$ et $\varphi = \arctg R.C.\omega$.

Le courant étant : $i_c(t) = \frac{V_m \cdot \omega / R}{\sqrt{a^2 + \omega^2}} \cdot \cos(\omega t - \varphi)$.

Dès que le condensateur C est chargé, le courant i_c s'annule et le thyristor th3 se bloque.

2.A - A l'instant $t_2 = \frac{\pi - \beta}{\omega}$, une deuxième impulsion est envoyée pour amorcer le thyristor th4. La tension finale du condensateur C chargé étant égale à V_m , celle ci est alors appliquée aux bornes du thyristor th2, qui se bloque aussitôt.

Le condensateur C se décharge sur le réseau, à travers la charge, et les thyristors th1 et th4.

Sa décharge complète engendre le blocage du thyristor th4 et donc du thyristor th1 et annule, ainsi, la tension à la sortie du condensateur (fig.15)

L'équation régissant la décharge du condensateur est alors donnée par :

$$V_m \sin \omega t = U_{ch} + U_c(t) \quad (53)$$

Les mêmes phénomènes sont répétés lors de l'alternance négative de la tension d'alimentation.

3. A L'instant $t_3 = \frac{\pi + \alpha}{\omega}$, une troisième impulsion est envoyée pour amorcer les thyristors th_5 , th_6 et th_3 (fig. 16).

Ainsi, l'équation régissant la charge du condensateur C reste valable à l'instant $t' = t - \frac{\pi + \alpha}{\omega}$ (54)

4. A L'instant $t_4 = \frac{2\pi - \beta}{\omega}$, une quatrième impulsion est envoyée pour amorcer le thyristor th_7 . Le même phénomène qu'à l'instant $t_2 = \frac{\pi - \beta}{\omega}$ est reproduit durant cette alternance.

Les équations régissant la décharge du condensateur pour une charge active de même pour une charge résistive, restent valables à l'instant $t'' = t - \frac{2\pi - \beta}{\omega}$

IV - 3. Fonctionnement à commutation forcée

De ce qui précède, nous constatons que le courant i ne commute pas directement d'un thyristor à l'autre mais seulement après un certain laps de temps durant lequel ce courant i est nul. Pour cette raison, on parle d'un fonctionnement à commutation forcée, sans empiètement arodique.

Ce convertisseur statique est caractérisé par le fait que le courant circulant dans la charge s'annule en même temps que celui circulant dans le thyristor, de la même manière que pour un fonctionnement sans commutation.

IV - 3. Calcul du circuit R.C

Vues les caractéristiques des thyristors utilisés, nous choisissons un temps de charge du condensateur égale à $t_c = RC = 0,5 \text{ ms}$ (56)

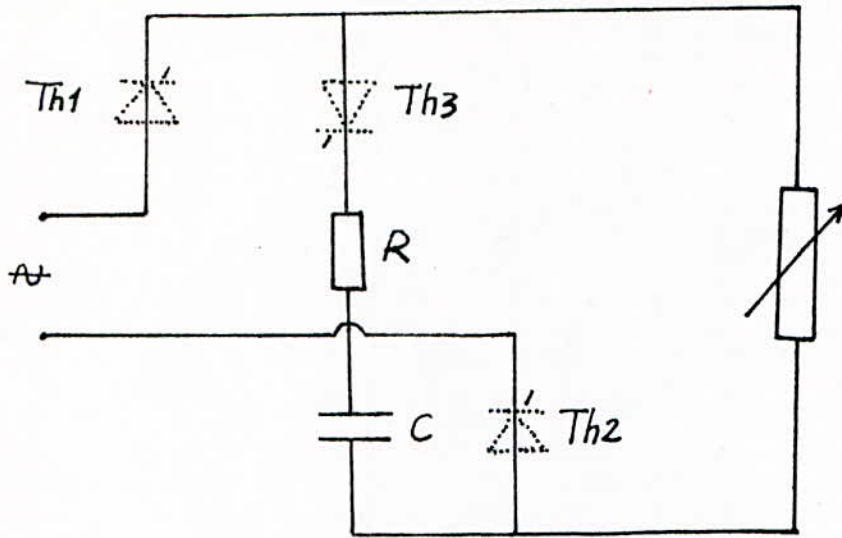
Le condensateur utilisé a une capacité $C = 30 \mu\text{F}$, ce qui correspond donc à une résistance de charge $R = 16 \Omega$.

La valeur maximale de la tension de charge du condensateur est égale à la tension maximale fournie par le réseau.

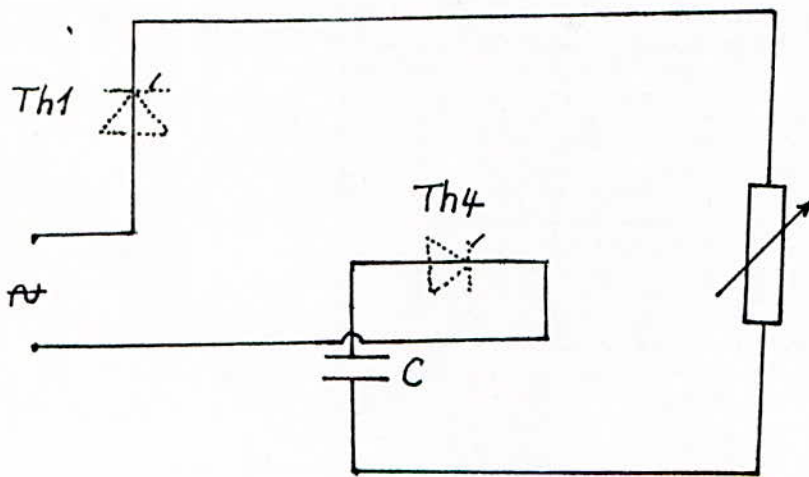
Ce qui nous donne un courant maximal traversant le circuit RC, égal à

$$I_{\max} = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} ;$$

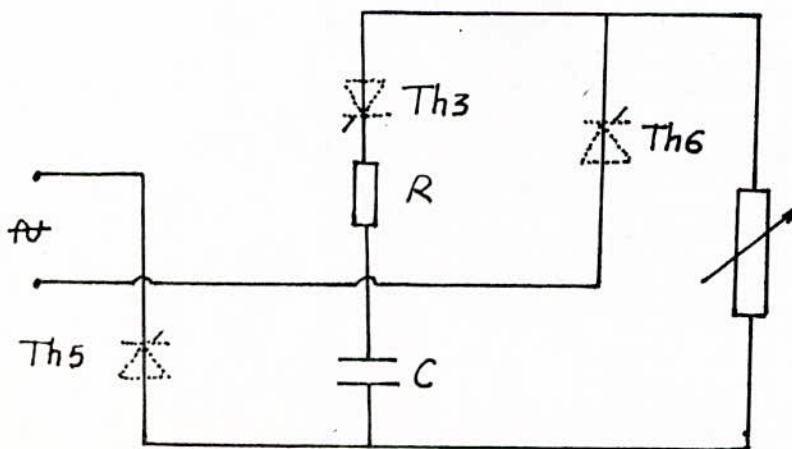
$$\text{d'où } I_{\max} \approx 3 \text{ A} \quad (57)$$



fig(14) : CIRCUIT DE CHARGE DU CONDENSATEUR

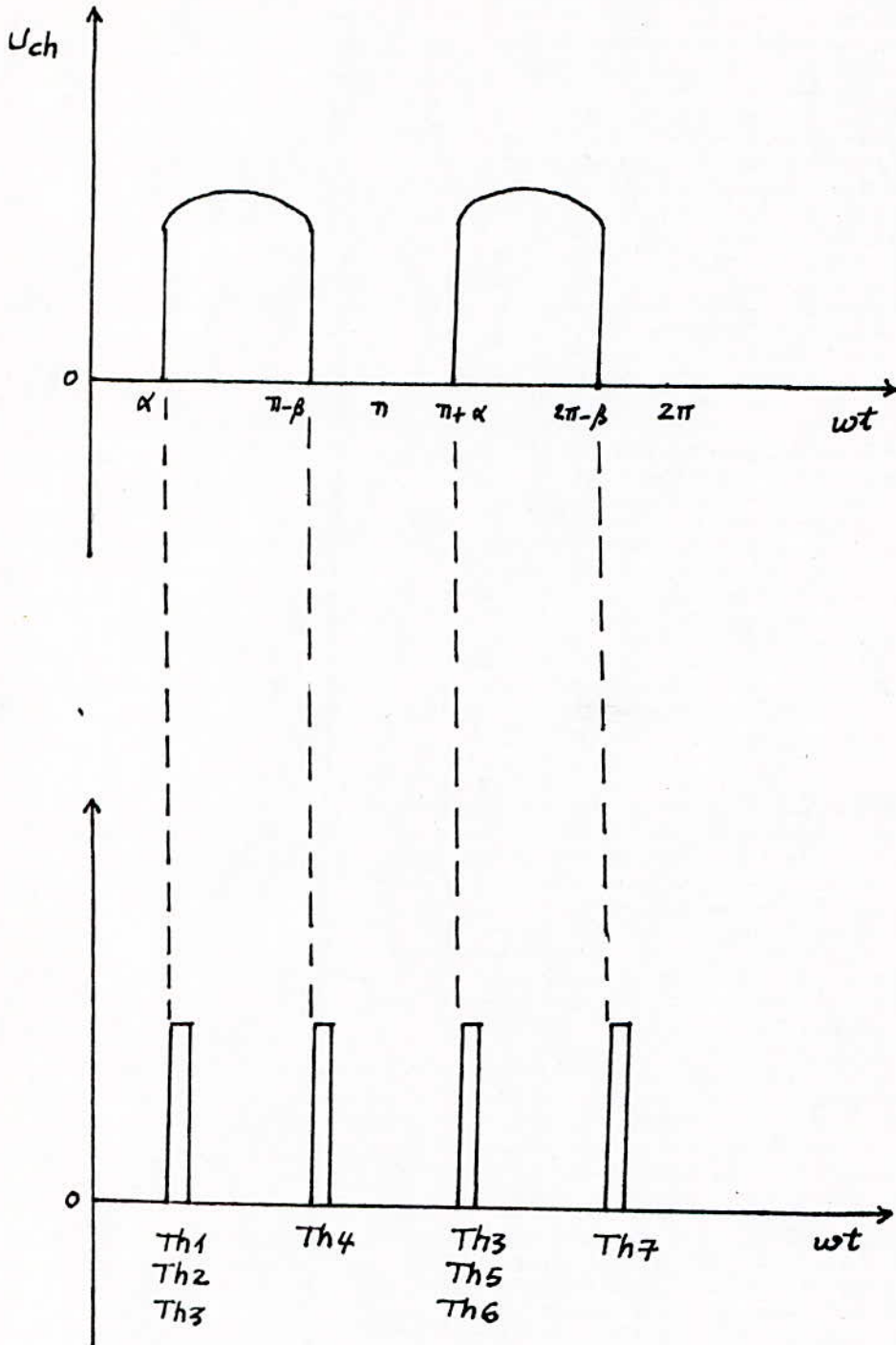


fig(15) : CIRCUIT DE DECHARGE DU CONDENSATEUR



fig(16) : CIRCUIT DE CHARGE DU CONDENSATEUR

4-ORDRE D'AMORÇAGE DES THYRISTORS



fig(17): SITUATION-TEMPORELLE DES IMPULSION

CHAPITRE VLE CIRCUIT DE COMMANDE(GENERATION D'IMPULSION)V - 1. Introduction

L'allumage des sept (7) thyristors du convertisseur est obtenu en appliquant des impulsions à leurs gachettes.

Le générateur d'impulsion comprend quatre (4) étages, constitué chacun de six (6) circuits différents.

Les différents circuits remplissent des fonctions diverses telles que le filtrage, le déphasage réglable, la production de signaux rectangulaires et l'amplification.

Ces derniers sont classés dans un ordre hiérarchique de sorte à synchroniser, générer et enfin amplifier les impulsions, destinées à amorcer les thyristors, après leur passage à travers les transformations d'impulsion.

La valeur moyenne de la tension redressée dépend des angles d'amorçage α et β que l'on fait varier à l'aide de deux (2) tensions de commande U_{c1} et U_{c2} .

V - 1. 1. Réglage de la position des impulsions de commande

Il existe plusieurs possibilités de faire varier cette position dont les plus utilisées sont :

- la commande verticale linéaire
- la commande verticale arc - cosinus

V - 1. 2. Choix de la commande

Nous optons pour la commande verticale arc-cosinus qui permet d'avoir de bonnes performances de régulation.

L'angle d'amorçage est obtenu par la superposition d'une tension de référence cosinusoidale U_r et d'une tension de commande continu U_{c1} (fig. 18)

L'angle α et la tension de commande sont liés par la relation :

$$\alpha = \arccos \frac{U_c}{U_r} \quad (58)$$

$$U_{ch} = \frac{2 V_m}{\pi} \frac{(\cos \alpha + \cos \beta)}{2}$$

$$U_{ch} = \frac{V_m}{\pi} \left(\frac{U_{c1}}{U_r} + \frac{U_{c2}}{U_r} \right)$$

$$U_{ch} = \frac{V_m}{\pi U_r} (U_{c1} + U_{c2})$$

$$U_{ch} = G (U_{c1} + U_{c2}) \quad (59) ; \quad G = \frac{V_m}{\pi \cdot U_r} \quad (60)$$

V - 1. 3. Ordre de distribution des impulsions de commande

En conduction continue et en régime établi, chaque thyristor conduit sur un angle θ compris entre $0^\circ < \theta < 90^\circ$

Selon l'allure de la tension désirée à la sortie du convertisseur donc de sa valeur moyenne (fig. 23).

V - 1. 4. Circuit de synchronisation

La tension d'alimentation du circuit de puissance est utilisée comme tension de référence pour générer les impulsions assurant le fonctionnement des thyristors.

Le schéma synoptique du générateur d'impulsion indique les différentes phases d'élaboration des impulsions (fig. 19).

V - 1. 4. 1. Filtre

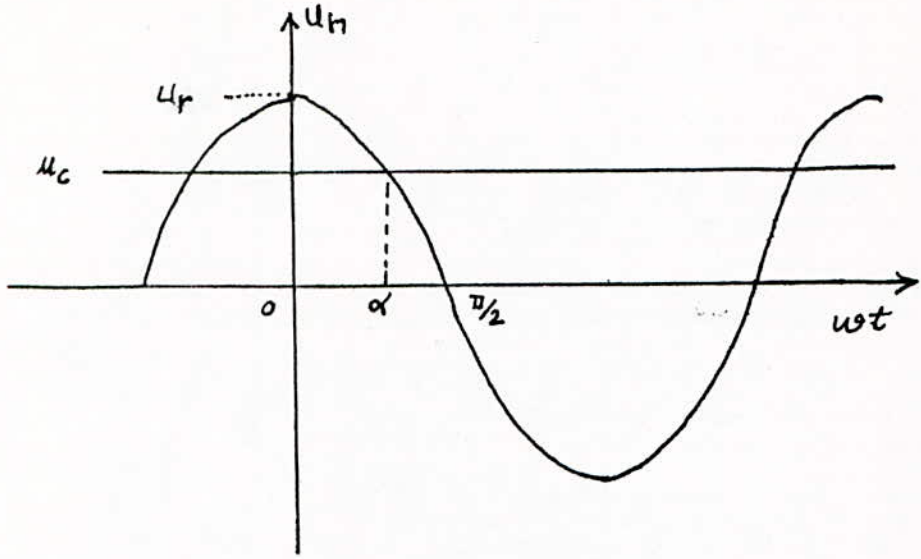
La commutation des sept (7) thyristors perturbe la forme de la tension d'alimentation.

Pour cette raison, nous avons été amenés à placer à l'entrée du circuit de commande, un filtre pass-bas filtrant, ainsi, la tension qui sera utilisée pour la production des impulsions de commande (générateur d'impulsion) (fig. 20).

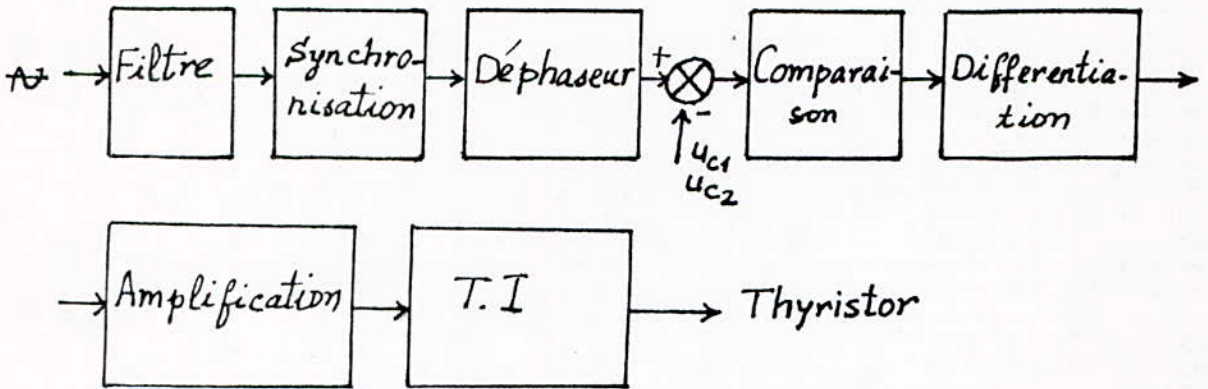
La fréquence de coupure du filtre est $f_c = 70 \text{ Hz}$

Tous les signaux dont la fréquence est supérieure à f_c seront bloqués

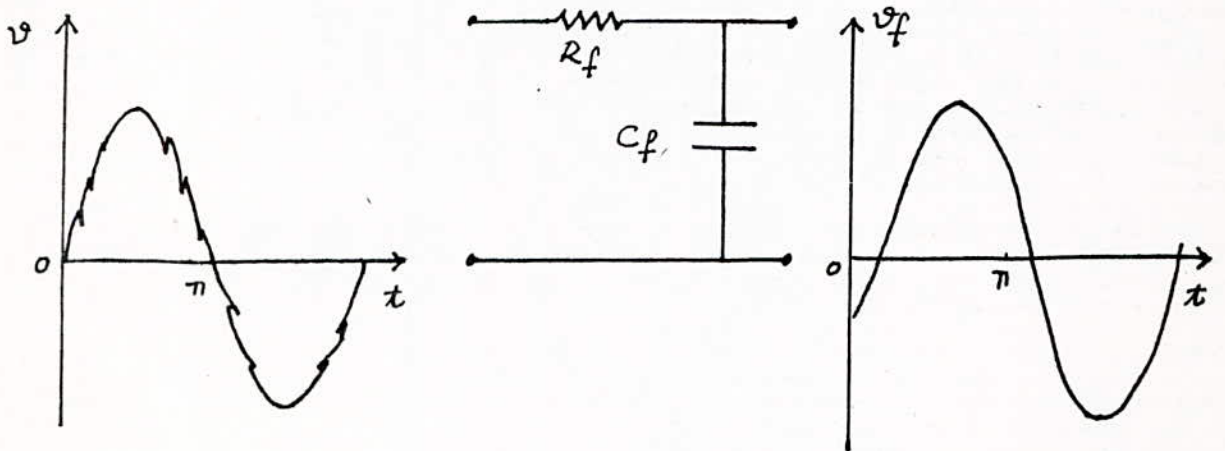
$$\tau' = R_f C_f$$



fig(18) : COMMANDE ARC-COSINUS.



fig(19) : SCHEMA DE SYNCHRONISATION.



fig(20) : FILTRE PASSE-BAS

V - 1. 4. 2. Déphaseur (2)

Le filtre provoque un déphasage entre la tension d'alimentation du circuit de puissance et la tension filtrée.

Pour compenser ce déphasage, nous avons utilisé un circuit déphaseur constitué d'un transformateur à point milieu, alimentant un circuit R d C d série (fig. 21)

La construction de Fresnel permet de déterminer le déphasage qui est fonction de R d et C d ; tel que : fig (22)

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi'}{2} = R d C d w \quad (61)$$

avec w : pulsation du réseau

Pour commander les thyristors d'allumage et d'extinction, nous utilisons quatre (4) tensions V1, V2, V3 et V4 égales en module et déphasées respectivement l'une par rapport à sa précédente d'un angle de 90° (fig. 23) ce déphasage est obtenu par le circuit R d. C d série, placé en parallèle avec le circuit précédent et inversion de la disposition des éléments (fig. 24).

Les tensions V1 et V3 sont utilisées respectivement pour la commande des thyristors d'allumage (th1 et th2) et (th5 et th6) ainsi que le thyristor d'extinction th2.

Les tensions V2 et V4 sont utilisées respectivement pour la commande des thyristors d'extinction th4 et th7.

Détermination des éléments

Pour un déphasage φ_i ; entre V_i et V' on a :

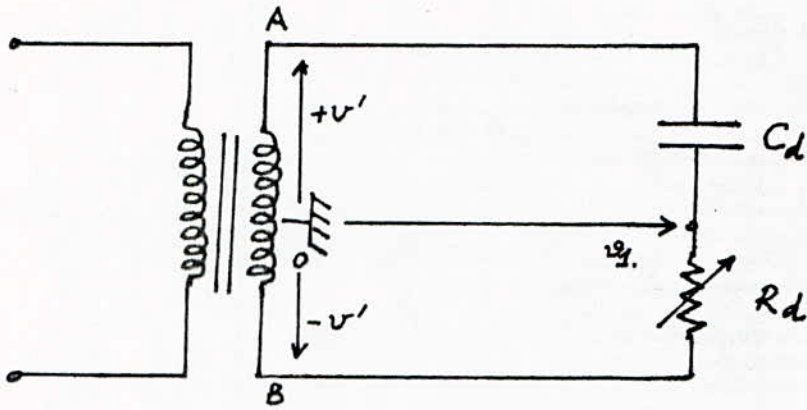
$$\varphi_i / 2 = \operatorname{arctg} R d_i \cdot C d_i \cdot w$$

$$\text{d'où } R d_i \cdot C d_i \cdot w = \operatorname{tg} \varphi_i / 2$$

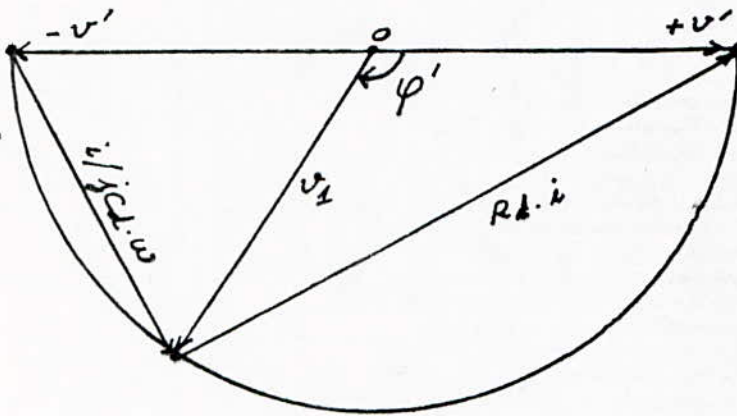
Nous fixons $C d_i$ et nous tirons ainsi la valeur de $R d_i$ telle que

$$R d_i = \frac{\operatorname{tg} \varphi_i / 2}{C d_i \cdot w} \quad ; \quad \text{avec } i \text{ indice du } i\text{ème déphaseur}$$

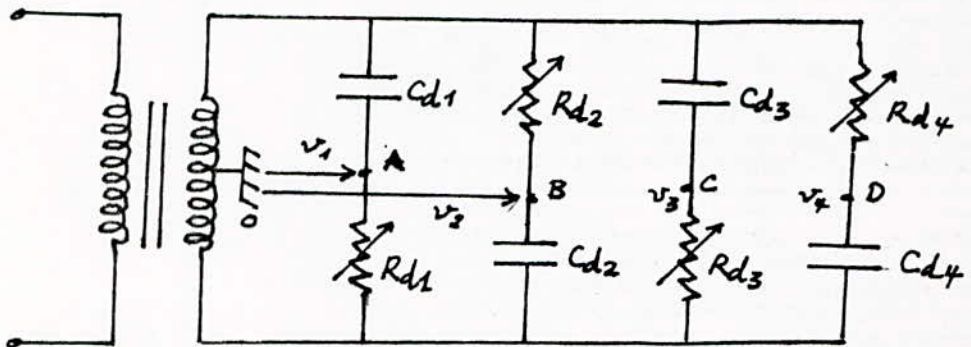
$$(62) \quad \begin{cases} v' = v'_{\max} \cdot \sin(\omega t + \varphi'_1) \\ v_1 = v'_{\max} \cdot \sin(\omega t + \varphi'_1 - \varphi'_1) = v'_{\max} \cdot \sin(\omega t) \\ v_2 = v'_{\max} \cdot \sin(\omega t + \varphi'_1 - \varphi'_1 + \pi/2) = v'_{\max} \cdot \sin(\omega t + \pi/2) \\ v_3 = v'_{\max} \cdot \sin(\omega t + \varphi'_1 - \varphi'_1 + \pi) = v'_{\max} \cdot \sin(\omega t + \pi) = -v_1 \\ v_4 = v'_{\max} \cdot \sin(\omega t + \varphi'_1 - \varphi'_1 + 3\pi/2) = v'_{\max} \cdot \sin(\omega t + 3\pi/2) = -v_2 \end{cases}$$



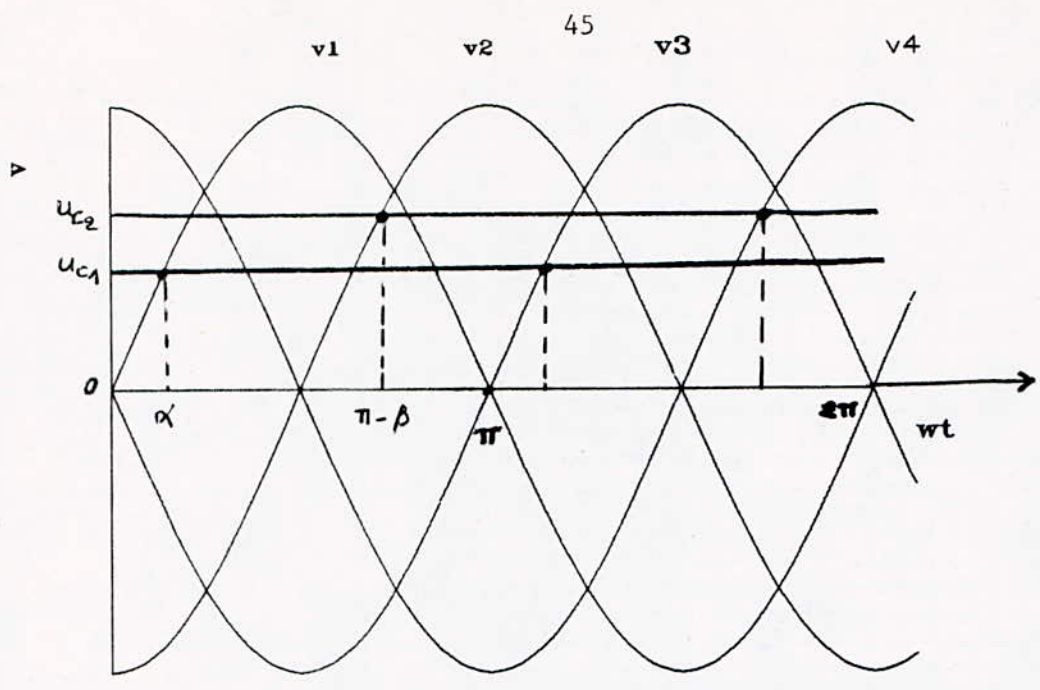
fig(21): CIRCUIT DEPHASEUR



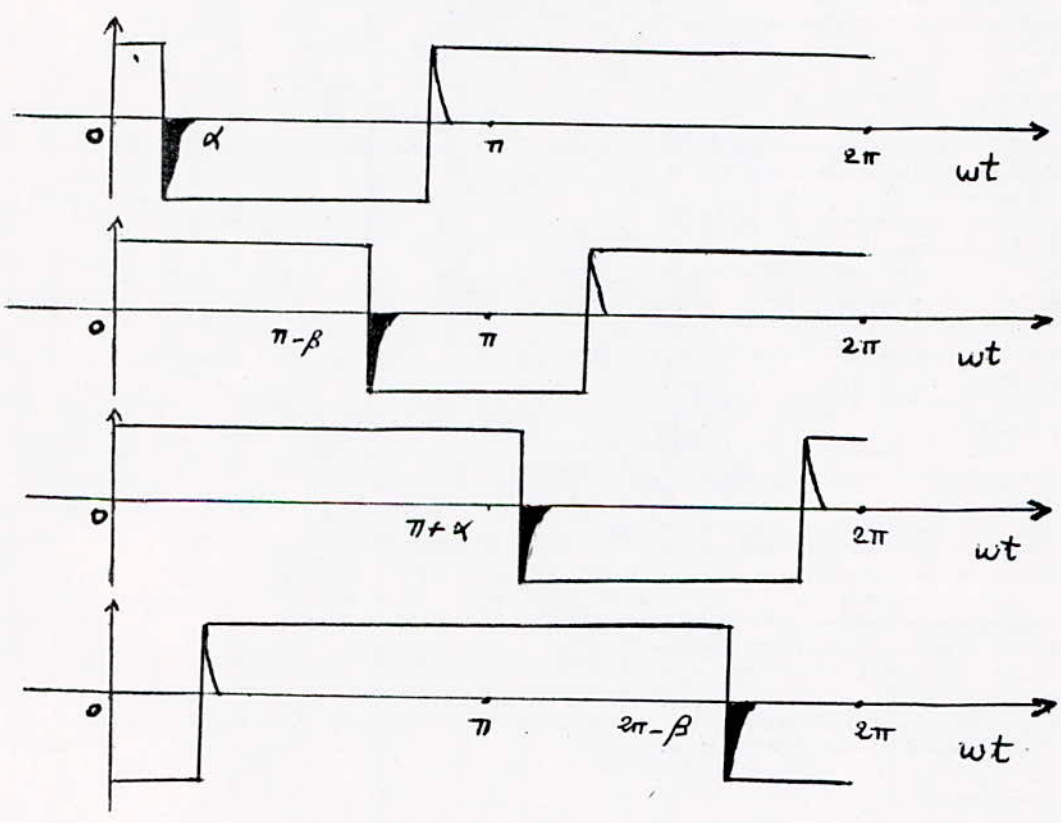
fig(22): DIAGRAMME VECTORIEL DU CIRCUIT DEPHASEUR



fig(24): CIRCUIT DEPHASEUR DU GENERATEUR D'IMPULSION



fig() : ALLURE DES TENSIONS A LA SORTIE DES DEPHASEURS



Fig(23) : ORDRE DE DISTRIBUTION DES IMPULSIONS

V - 1. 4. 3. Comparateur (3)

Un comparateur fixe la valeur de α et un autre fixe celle de β . Ce sont des amplificateurs opérationnels (A 741) qui comparent une tension de référence (V_1, V_2, V_3 ou V_4) à une tension de commande continue (U_{c1} ou U_{c2}) (fig. 25)

Le signal sort sous forme de créneaux avec une polarité inverse ; il permet de fixer les angles de retard à l'amorçage α et β . Tant que la tension V_1 (V_2, V_3 ou V_4) est positive, la sortie du comparateur est $-V_{cc}$;

Dès que V_1 devient négative, VS_1 bascule vers $+V_{cc}$, nous obtenons ainsi une tension dont l'allure est représentée sur la fig 25 .

Le comparateur (31) compare la tension V_1 à la tension de consigne U_{c1} et détermine ainsi l'angle d'allumage $\alpha_1 = \alpha$ des thyristors th_1, th_2 et th_3

Le comparateur (32) compare la tension V_2 à sa tension de consigne U_{c2} et détermine ainsi l'angle d'extinction $\beta_2 = \pi - \beta$ (amorçage du thyristor th_4)

V - 1. 4. 4. Différentiateur (4)

Le signal V_s à la sortie du comparateur est dérivé et transformé en impulsion par un circuit RD et CD dérivateur.

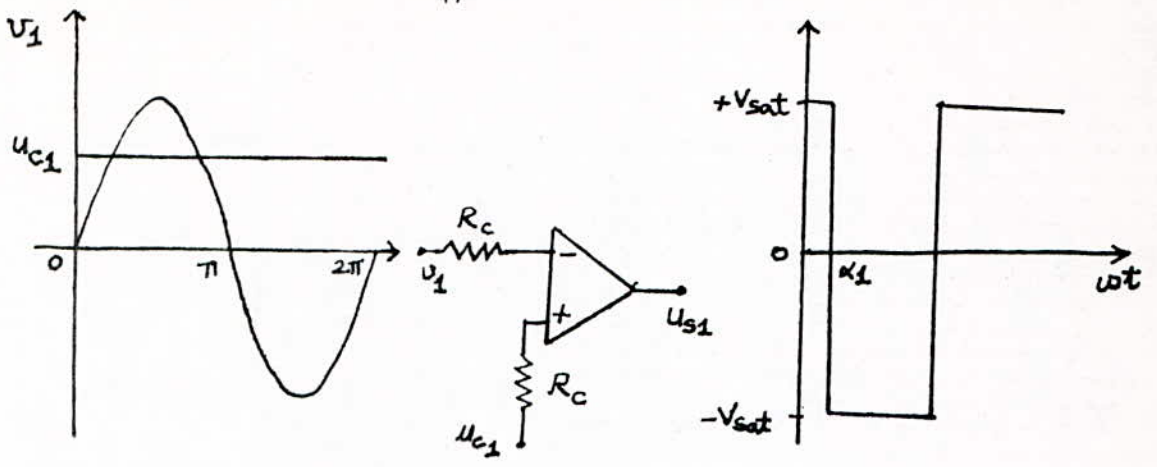
Nous recueillons ainsi deux impulsions, l'une positive et l'autre négative (fig. 26).

Nous garderons l'impulsion utile (négative) pour l'amorçage du thyristor correspondant à l'étage, l'autre impulsion (positive) sera supprimée par une diode.

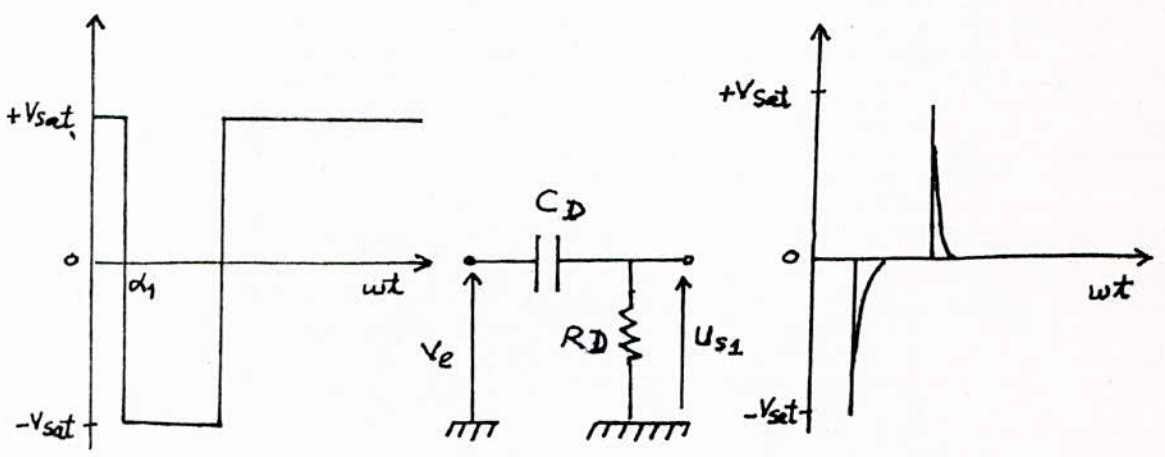
Pour que ces impulsions soient brèves et d'amplitudes suffisantes, il faut que la constante de temps $\tau'' = RD \cdot CD$ soit faible et très inférieure à la période T' du signal en créneaux fourni par le comparateur et que CD se charge à la tension de saturation.

On doit donc choisir $\tau'' < T'/10$

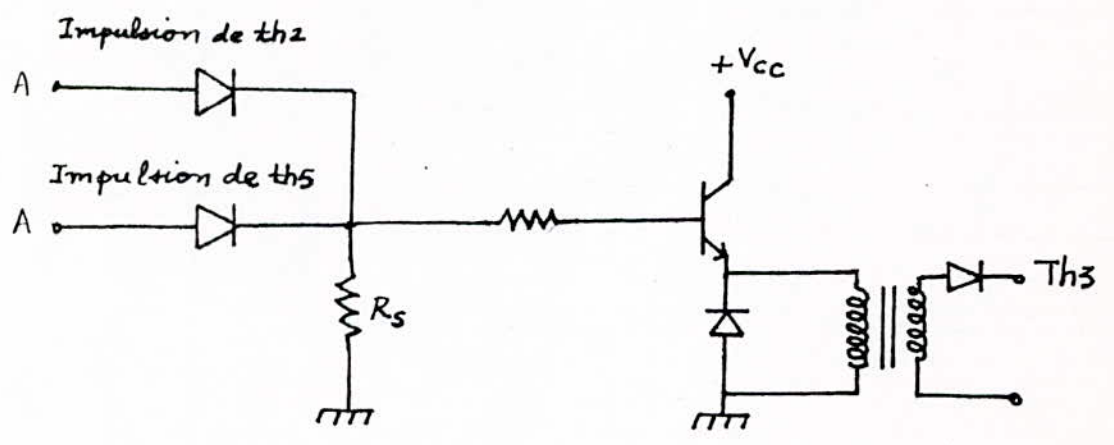
$$U_s = RD \cdot CD \cdot \frac{dV_e}{dt} \quad (63)$$



fig(25) : AMPLIFICATEUR MONTE EN COMPAREUR (31)



fig(26) : CIRCUIT DIFFERENTIATEUR (41)



fig(28) : CIRCUIT SOMMATEUR (62)

V - 1. 4. 5. Amplificateur de courant

Les impulsions obtenues ne sont pas assez puissantes pour amorcer le thyristor, il faut donc les amplifier. Nous utilisons un montage à transistors en commutation (fig. 27)

En absence d'impulsion, le transistor T1 est saturé et le transistor T2 est alors bloqué. La présence d'une impulsion provoque le blocage de T1 et par conséquent, la saturation du transistor T2.

En effet, en présence d'impulsion, la jonction base-emetteur de T1 est polarisée en direct, laissant passer un courant de base qui sature T1.

La présence de l'impulsion polarise en inverse la jonction base-émetteur de T1 et le bloque.

La tension collecteur emetteur passe de 0 à $V_{cc} = 20$ v et polarise la jonction base-emetteur de T2 causant sa saturation ; ainsi, une impulsion arrive à la gachette du thyristor après passage par le transformateur d'impulsion.

$$T1 \text{ saturé : } I_{c1} = \frac{V_{cc}}{R_{a4}} \quad (64)$$

$$B = 100 \quad ; \quad I_{b1} = \frac{I_{c1}}{B} \quad (65)$$

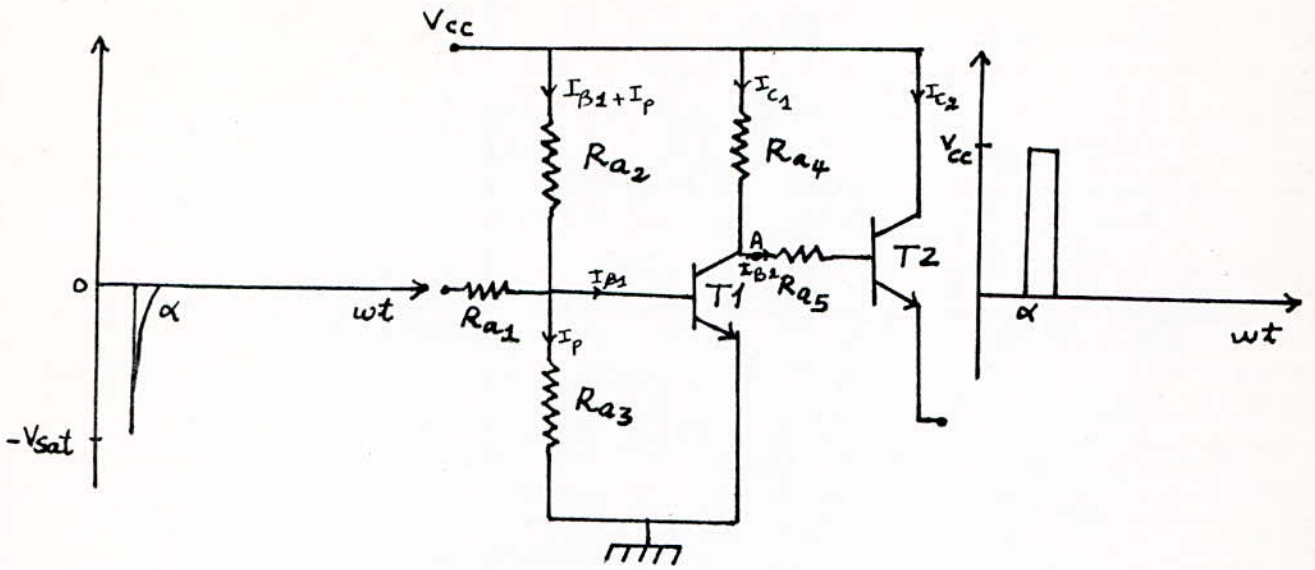
$$I_{p1} = \frac{V_{cc}}{R_{a2} + R_{a3}} = I_{B1} + I_p \approx I_p \quad (66)$$

$$T1 \text{ bloqué : } I_{B2} = \frac{V_{cc}}{R_{a5} + R_{a4}} \quad (67)$$

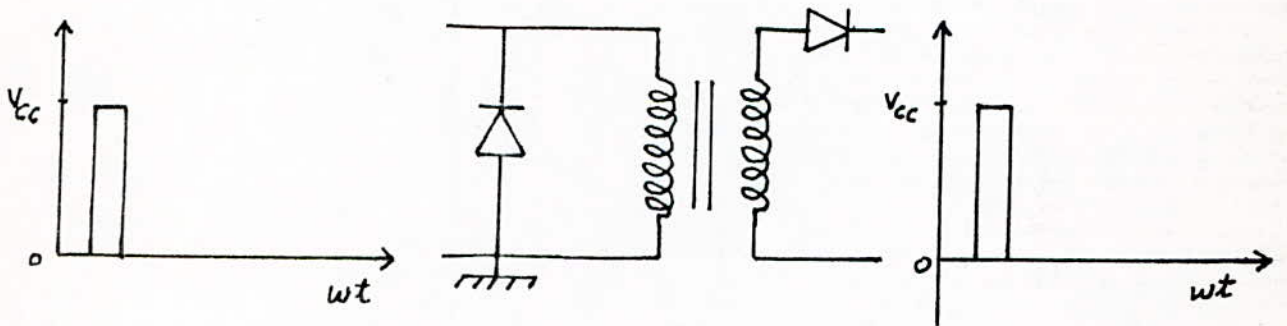
$$T2 \text{ saturé : } B = 100 \quad I_{C2} = B \cdot I_{b2} \quad (68)$$

Les deux transistors utilisés sont du type NPN, c'est pour cela que les impulsions qui attaquent la base du transistor T1 doivent être négatives.

Les amplificateurs (63), (64) et (65) sont identiques à l'amplificateur (61) et remplissent la même fonction que ce dernier.



fig(27.): AMPLIFICATEUR DE COURANT (6)



fig(29.): TRANSFORMATEUR D'IMPULSION (71)

V - 1. 4. 6. Sommateur (6)

L'impulsion utilisée pour l'amorçage du thyristor th2 est également utilisée pour l'amorçage du thyristor th3. Il en est de même de l'impulsion utilisée pour l'amorçage du thyristor th5.

Pour éviter l'allumage simultané des thyristors th2 et th5, nous avons placé un sommateur à diodes (53) supprimant le risque de passage de l'impulsion de l'étage I (correspondant à l'impulsion de th2) dans l'étage 3 (correspondant à l'impulsion de th5), ou inversement. (fig. 28).

L'impulsion est prise au niveau du point A de l'amplificateur de courant de chacun des 2 étages 1 et 3.

Après passage dans le sommateur, celle-ci est amplifiée, avant d'attacher la gachette du thyristor th3.

V - 1. 4. 7. Transformateur d'impulsion :

Son rôle est d'assurer une isolation galvanique entre le circuit de commande et le circuit de puissance.

Le primaire est shunté par une diode de roue libre qui protège le transistor T2 des surtensions produites lors de l'extinction des impulsions (fig. 29).

Les transformateurs d'impulsions (72), (73), (74), (75), (76) et (77) remplissent la même fonction que le transformateur d'impulsion (71)

V - 1. 4. 8. Alimentation stabilisée

Les composants actifs du générateur d'impulsion sont alimentés par deux alimentations stabilisées. Une alimentation symétrique (+V, -V) elle fournit également les tensions de consigne U_{c1} et U_{c2}.

Et pour les amplificateurs de courant, nous utilisons une alimentation simple (+ V_{cc}) fig. (30a et 30b).

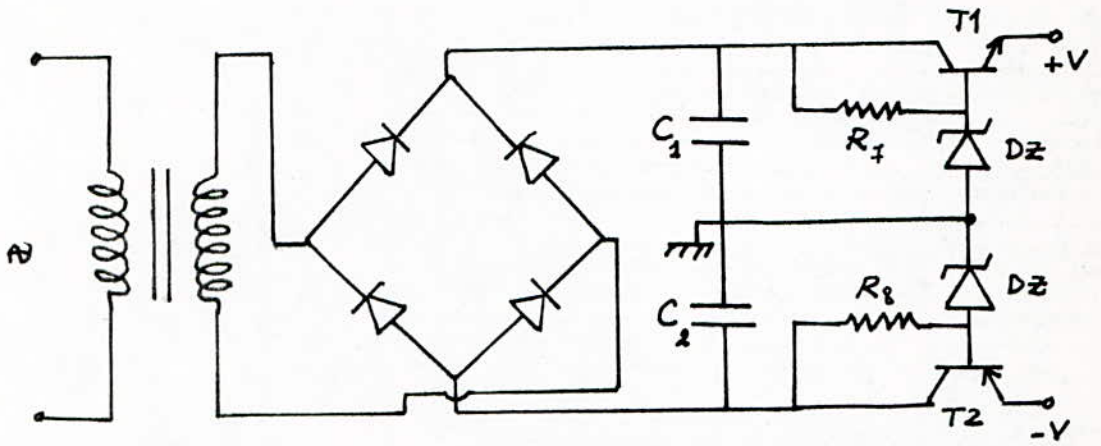
Un transformateur abaisse la tension primaire à une tension V₁. qu'un pont de diode redresse.

Les capacités C1 et C2 assurent le filtrage de la tension redressées.

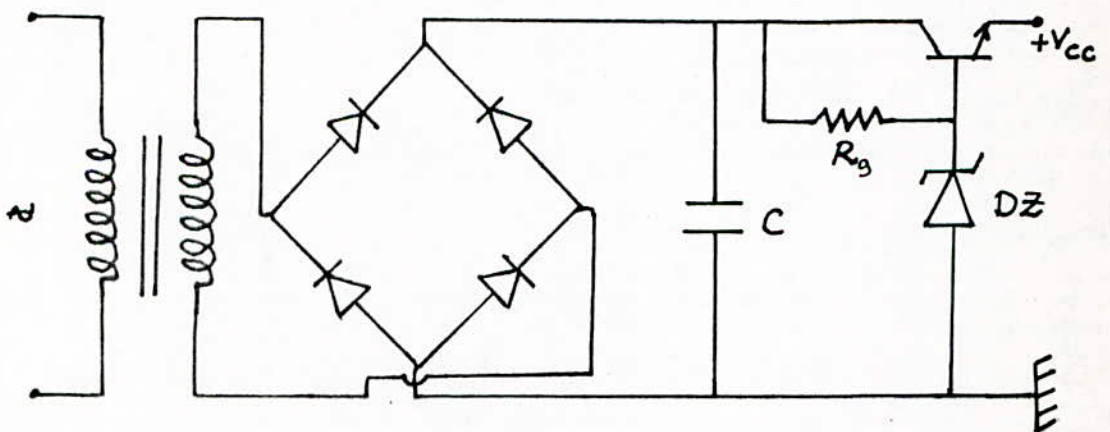
Le transistor T1 dont la base est polarisée à une tension fixée grâce à DZ, délivre au niveau de son émetteur un potentiel réglé à + V.

De même, nous obtenons au niveau de l'émetteur de T2 un potentiel réglé à - V.

$$V1 - V2 = R7 \cdot IZ \text{ max} \quad (69) ; I = R7 \cdot C1 \quad (70)$$



fig(30.a) : ALIMENTATION STABILISEE SYMETRIQUE



fig(30.b) : ALIMENTATION STABILISEE SIMPLE

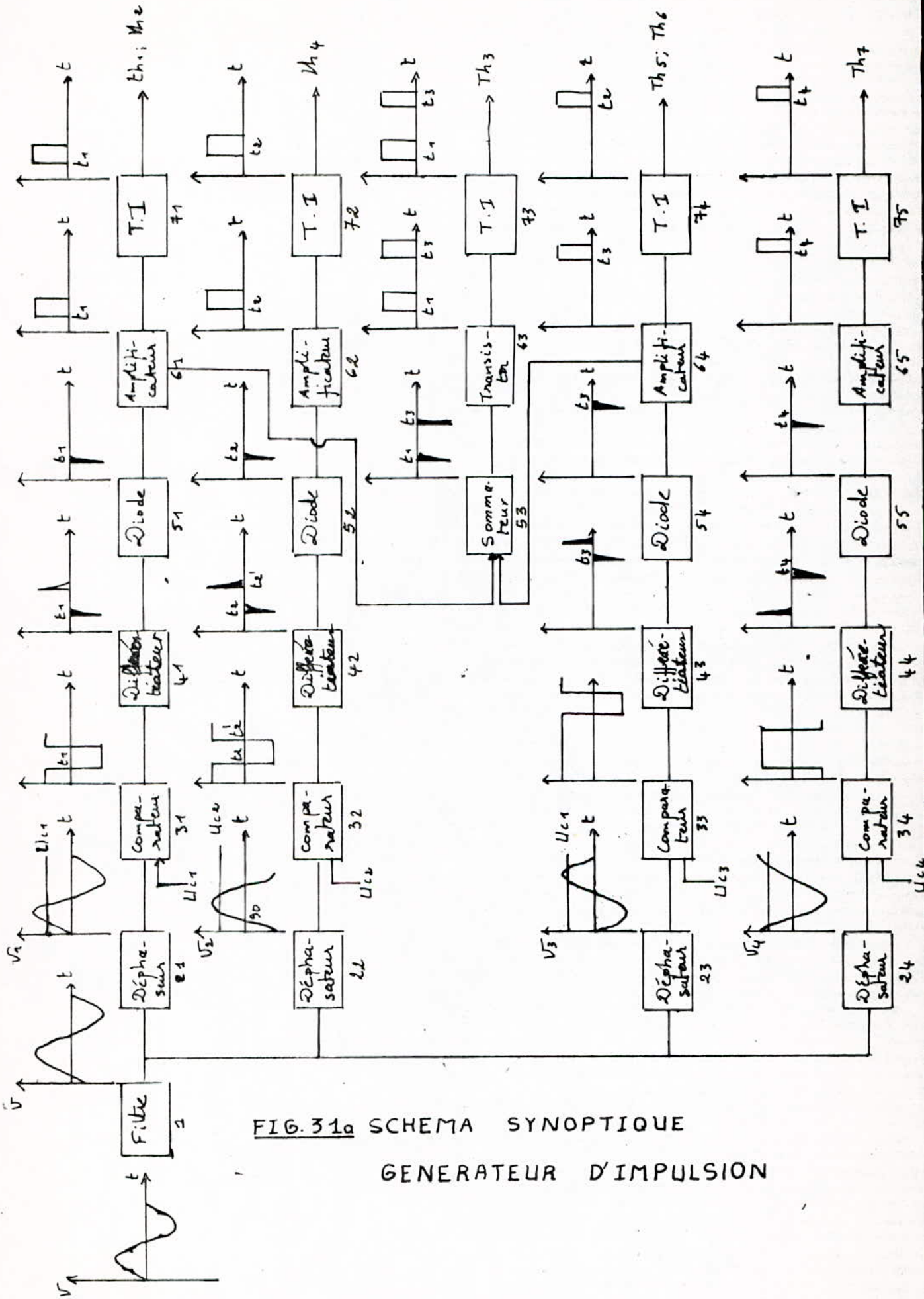


FIG. 31a SCHEMA SYNOPTIQUE

GENERATEUR D'IMPULSION

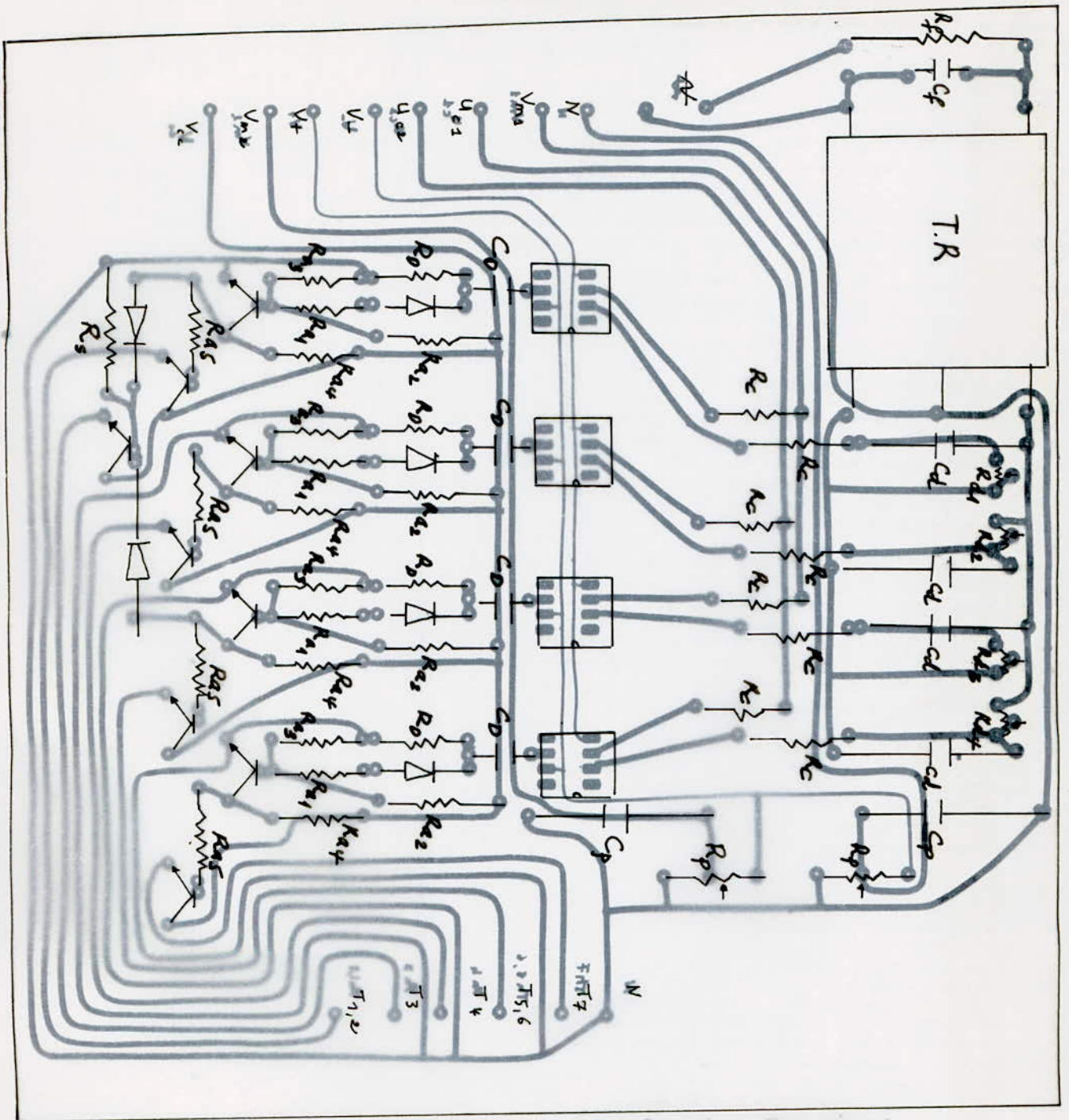
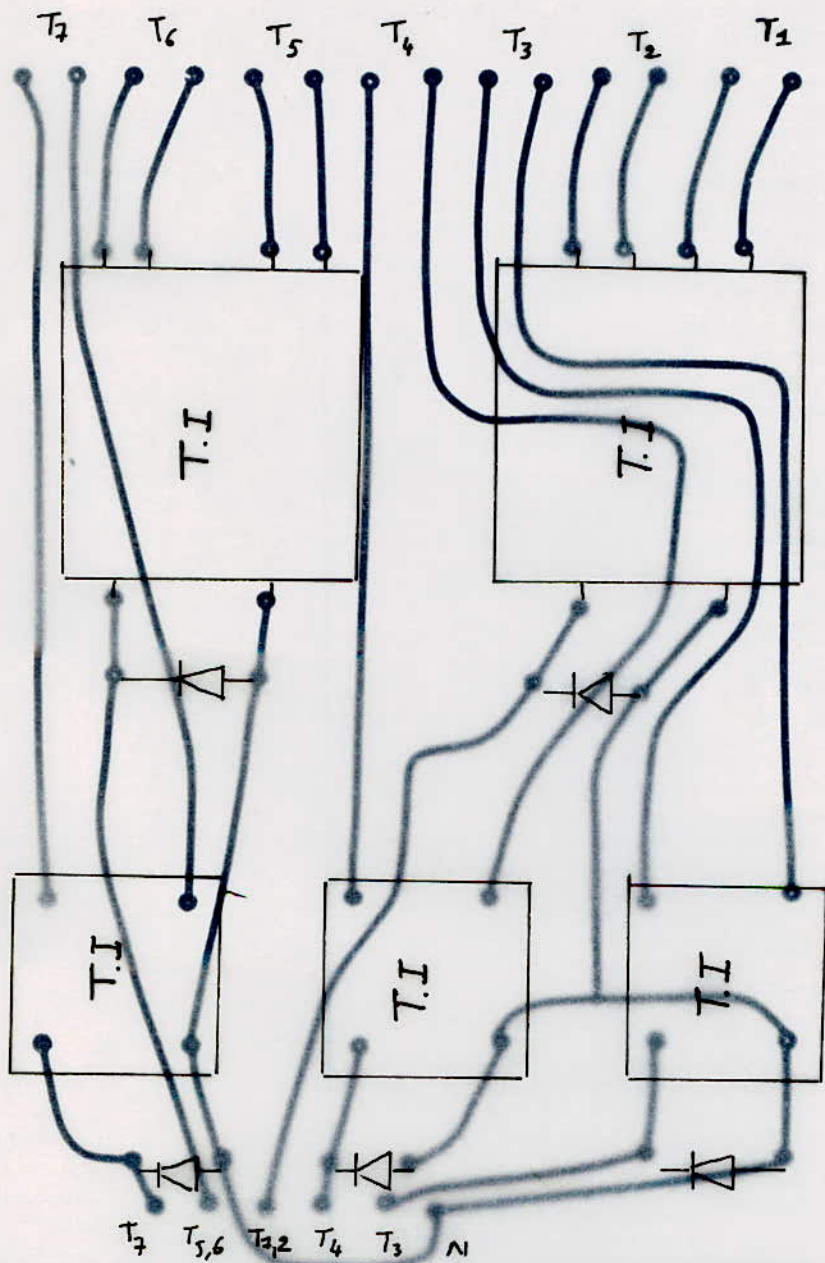
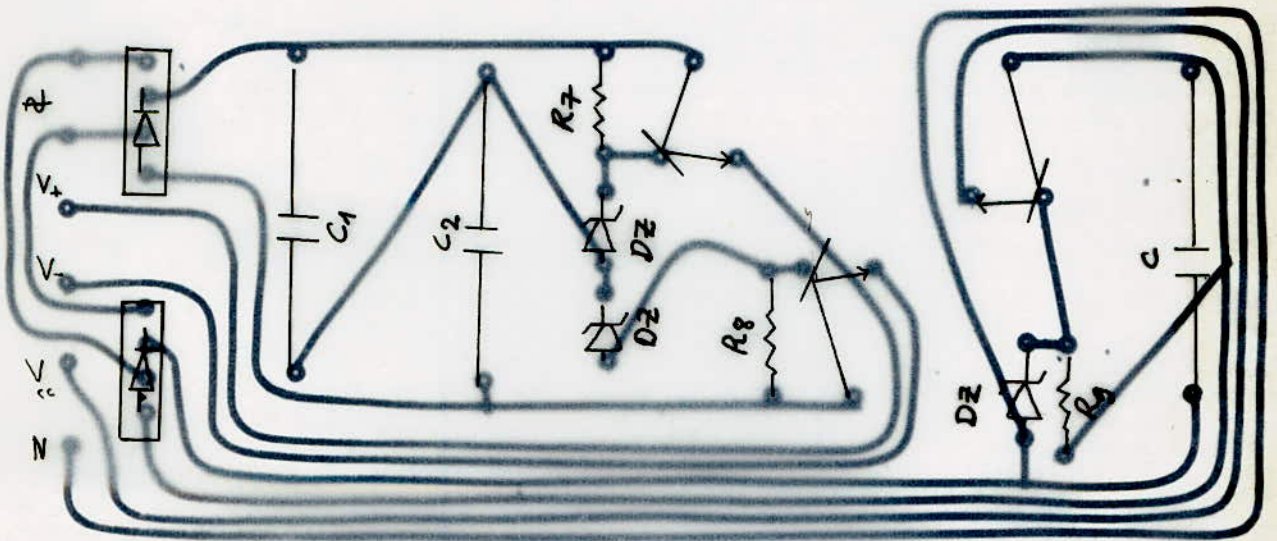



Fig. 3.9: CIRCUIT DU GENERATEUR D'IMPULSION





Fig(333) CIRCUIT DES TRANSFORMATEURS-D'IMPULSION



Fig(31-9): CIRCUIT DE LA SOURCE STABILISEE.

3^{ème}  ARTIE

 TUDE  XPERIMENTALE

Dans cette partie, nous avons procédé à l'étude expérimentale du fonctionnement du redresseur, et du circuit de commande. Pour cela, nous avons relevé les caractéristiques électriques P_1 (I_1) et U_2 (I_2) sur deux types de charge passive et active pour cette dernière, nous avons également relevé la caractéristique mécanique N (I_2)

VI - 1. Charge passive (resistive)

Les relevés des caractéristiques électriques sont effectués à différents facteurs de puissance F_p , différents angles d'allumage α et à tension alternative U_1 de valeur constante. Pour satisfaire à ces conditions, nous fixons au préalable la valeur de l'angle α au moyen de la tension de commande U_{c1} . Ensuite nous réglons la tension U_1 à valeur constante au moyen d'un auto-transformateur, placé à l'entrée du convertisseur, de sorte à adopter la tension à sa sortie à celle de la charge. Par action sur la tension de commande U_{c2} , nous faisons varier l'angle de blocage B de manière à fixer le facteur de puissance F_p à une valeur désiré.

Enfin, nous relevons les valeurs de la puissance active P_1 et de la tension redressée U_2 en fonction du courant redressé I_2 .

La décharge du condensateur C , dans le cas d'une charge resistive est effectuée à travers une resistance R , placée en parallèle avec le thyristor principal en conduction.

Ceci, dans le but d'accélérer l'extinction du courant dans le recepteur.

A facteur de puissance unitaire, notre convertisseur, permet d'éliminer la consommation de l'énergie réactive, ceci quelque soit la valeur de l'angle α , comprise entre des valeurs pratiques.

Cependant, la consommation et la fourniture de l'énergie réactive, sont limitées par un facteur de puissance $F_p \leq 0,9$ Ar et $F_p \leq 0,8$ AV, respectivement.

Ceci est vrai, pour les *grandes* valeurs de l'angle α , pour ce qui est du premier cas, et pour des *faibles* angles α dans le second cas.

Cette contrainte est due essentiellement, à la relation qui lie, le facteur de puissance, aux angles d'allumage α et β .

$F_p = f(\alpha, \beta)$, (voir chapitre III).

Les courbes, (II.1.1), (II.1.2), (II.1.3) et (II.1.4), donnant la caractéristique $P_1(I_2)$ pour différents F_p et α , montrent que la puissance active P_1 , varie *linéairement* avec le courant I_2 ; elle augmente avec l'angle d'allumage α , ainsi qu'avec le facteur de puissance F_p .

• *La diminution de*

Les courbes figures : (II.2.1), (II.2.2), (II.2.3) et (II.2.4), donnant la caractéristique $U_2(I_2)$, montrent que la tension U_2 diminue linéairement avec le courant I_2 .

De plus, on constate que la chute de tension augmente avec l'angle d'amorçage α et β est d'avantage pour les faibles facteurs de puissance F_p . la valeur moyenne de la tension redressée obtenue pour un facteur de puissance arrière est plus importante que celle obtenue pour un même facteur de puissance avant. Nous comptons essentiellement, la chute de tension directe provoquée par les thyristors et la chute de tension inductive due à la présence du transformateur.

VI 2ème CHARGE ACTIVE (m.c.c.)

Nous avons suivi la même méthodologie de travail que pour le cas résistif.

De même pour ce cas, le convertisseur permet toujours le réglage et le changement du sens de circulation de la puissance réactive.

Cependant, la plage de variation de l'angle α n'est plus aussi importante qu'elle ne l'est dans le cas passif. Celle-ci est réduite à

$50^\circ \leq \alpha \leq 80^\circ$, à cause de la f.c.e.m du moteur à courant continu.

Dans ce cas de charge, les mêmes constatations, que pour la charge passive, sont à retenir, pour ce qui est des variations de P_1 (I_2) et U_2 (I_2) figures : (I.1.1) (I.1.2) (I.1.3) (I.1.4) (I.1.5) et (I.2.1), (I.2.2), (I.2.3), (I.2.4) et (I.2.5) respectivement.

Cependant, l'accroissement de la puissance active avec la charge est moins importante qu'elle ne l'est dans le cas passif.

Le contraire est vrai, pour les chutes de tension ; qui sont plus importante dans ce cas.

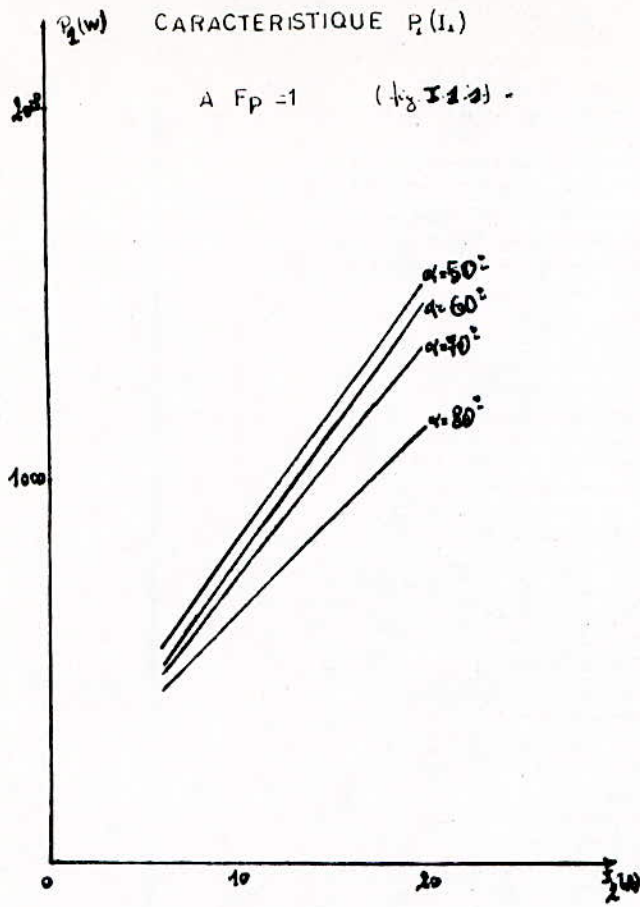
Les courbes figures : (I.3.1), (I.3.2), (I.3.3), (I.3.4) et (I.3.5) donnant la caractéristique N (I_2), montre que la vitesse N du m.c.c., diminue linéairement avec le courant I_2 .

La chute de vitesse augmente avec l'angle α et l'est d'avantage pour les faibles facteurs de puissance.

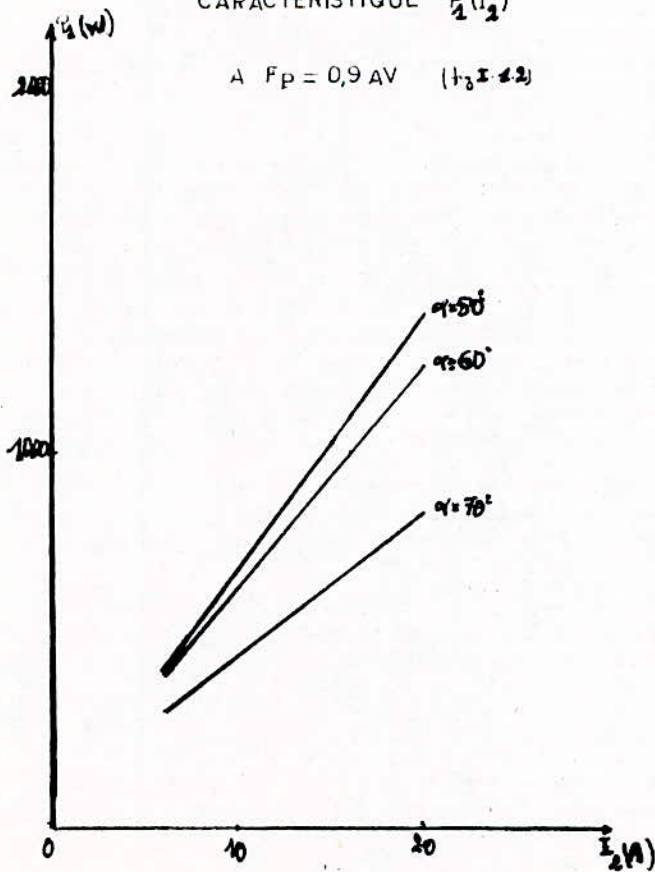
On conclusion, nous remarquons, que même si nous fixons les paramètres de commande α et β , en vue d'obtenir le facteur de puissance désiré, une variation de la puissance active, entraîne une variation de la puissance reactive, qui à son tour, engendre une légère différence du facteur de puissance par rapport à sa valeur fixée ultérieurement.

De ce fait, il aurait été intéressant, de varier les paramètres de commande α et β , selon la relation (43) : $\alpha + \beta = 90^\circ$ (chapitre III. 1.2.1), dans le but d'obtenir le cercle liant les puissances active et reactive. Condition non réalisée, due le réglage délicat de ces deux paramètres.

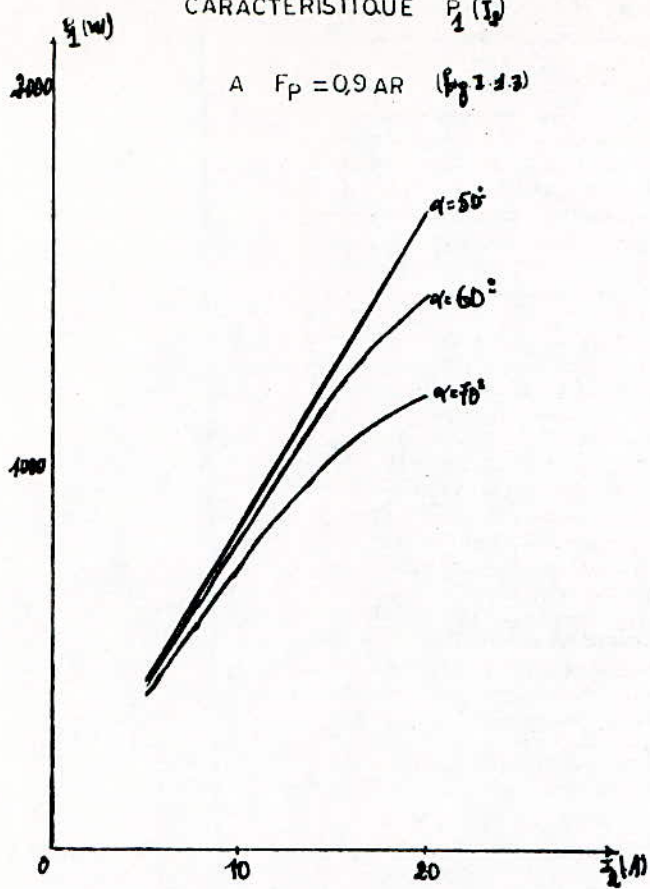
6I
ALIMENTATION D'UN MCC



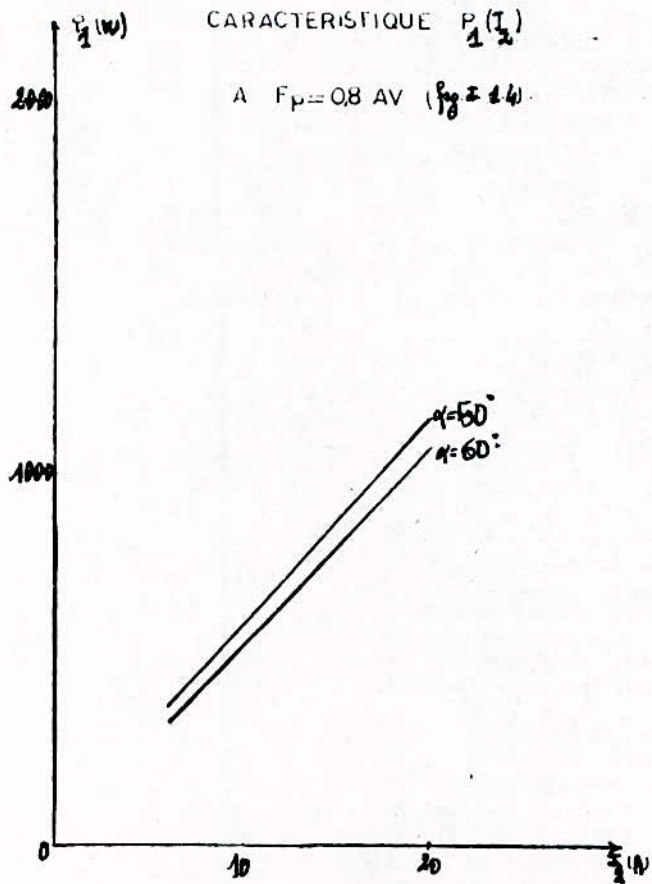
ALIMENTATION D'UN MCC
CARACTERISTIQUE $P_2(I_2)$



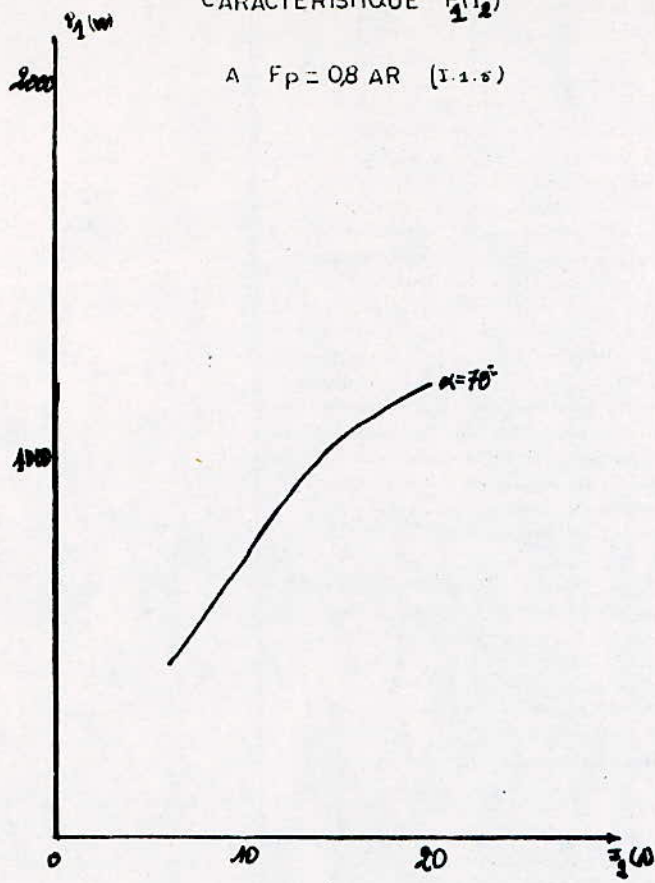
ALIMENTATION D'UN MCC

CARACTERISTIQUE $P_1(I_1)$ A $F_p = 0,9$ AR ($\beta_g = 1,3$)

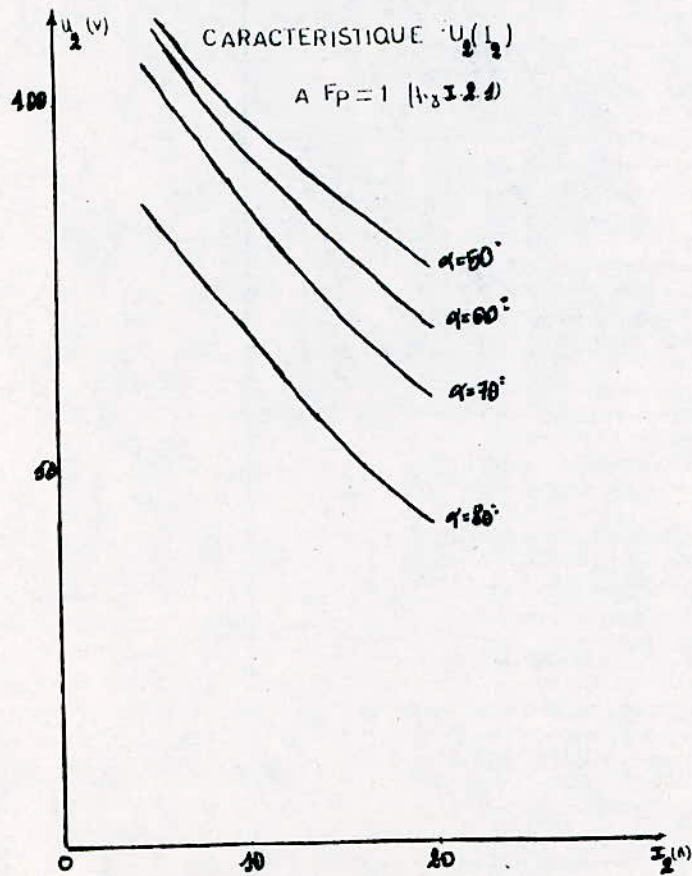
ALIMENTATION D'UN MCC

CARACTERISTIQUE $P_1(I_1)$ A $F_p = 0,8$ AV ($\beta_g = 1,4$)

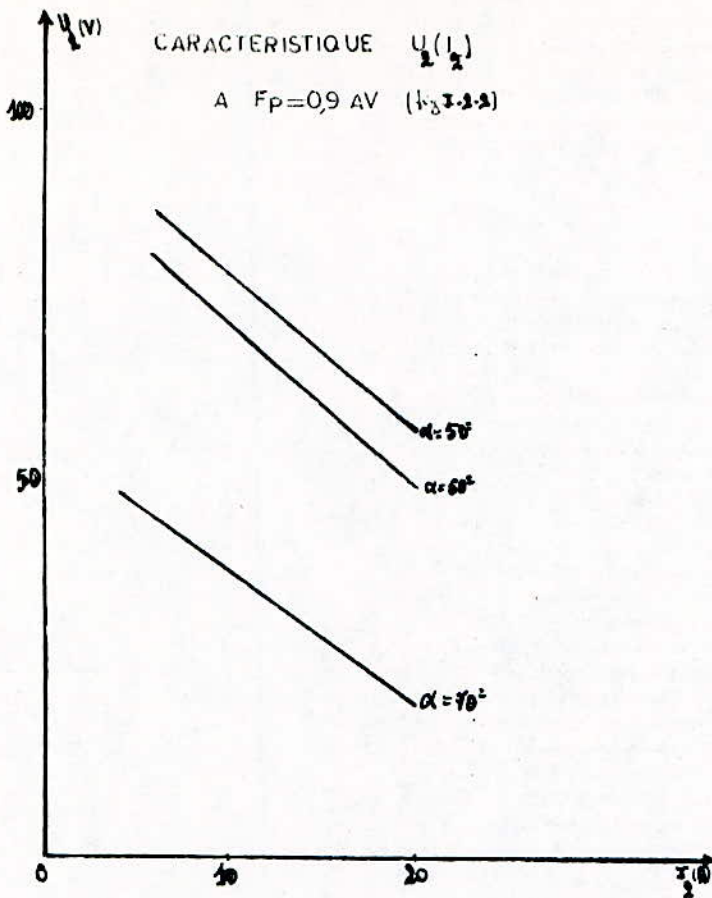
ALIMENTATION D'UN MCC

CARACTERISTIQUE $P_2(I_2)$ A $F_p = 0,8 \text{ AR}$ (I.1.5)

ALIMENTATION D'UN MCC

CARACTERISTIQUE $U_2(I_2)$ A $F_p = 1$ (I.2.1)

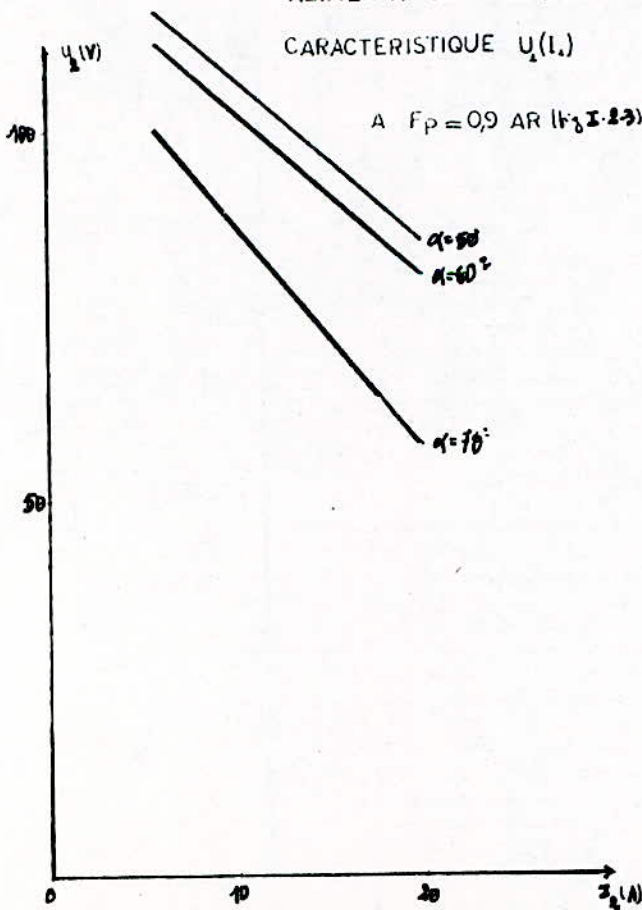
ALIMENTATION D'UN MCC



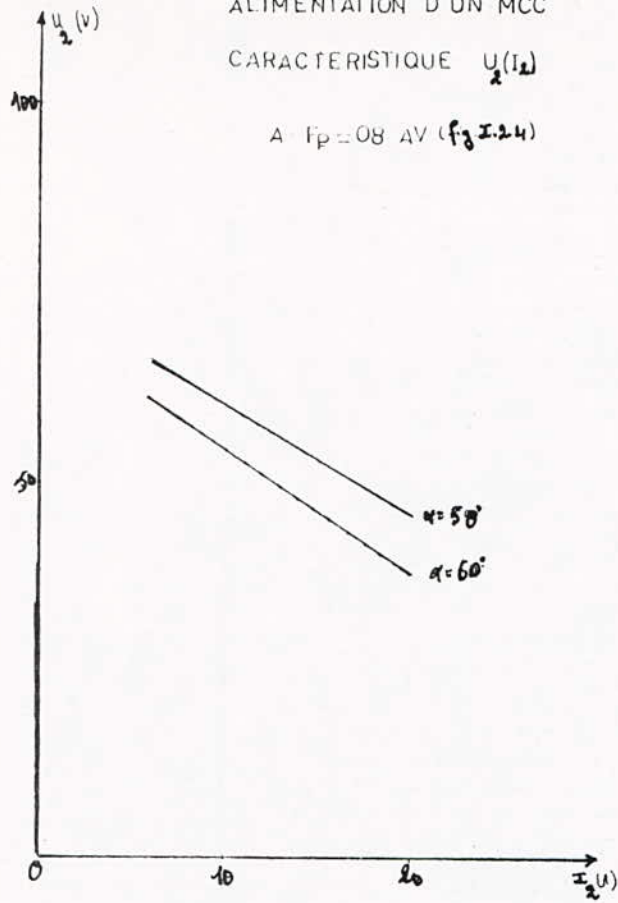
ALIMENTATION D'UN MCC

CARACTERISTIQUE $U_1(I_1)$

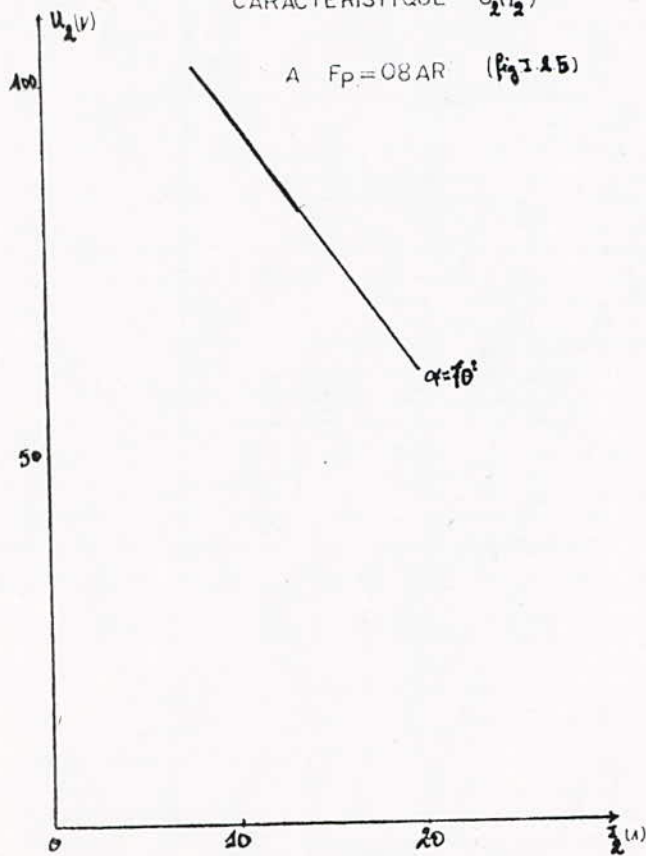
A $F_p = 0,9$ AR (1-3 I-2-3)



ALIMENTATION D'UN MCC

CARACTERISTIQUE $U_2(I_2)$ A $F_p = 08 \text{ AV}$ ($f_3 \text{ I.24}$)

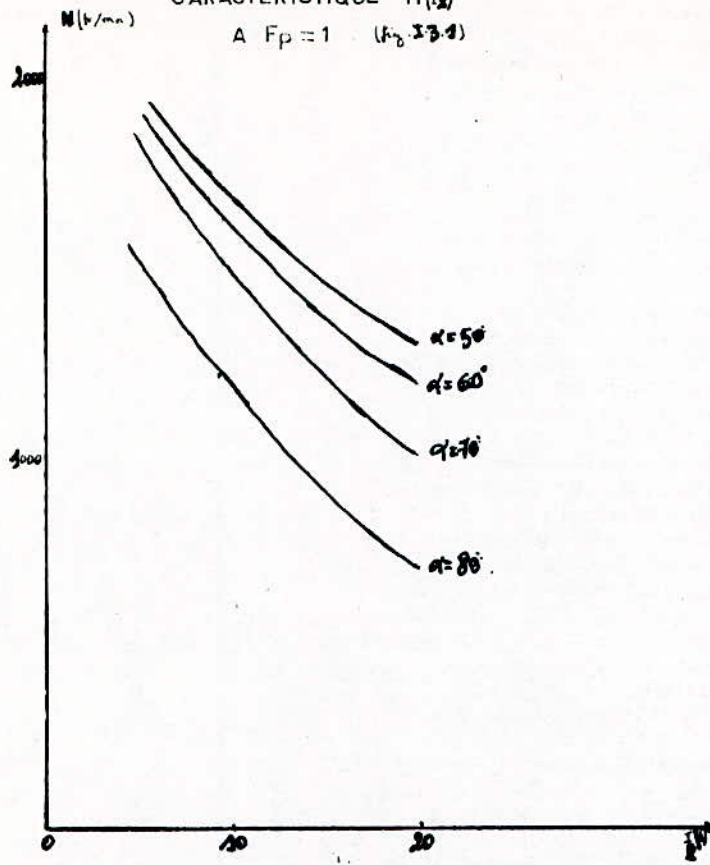
ALIMENTATION D'UN MCC

CARACTERISTIQUE $U_2(I_2)$ A $F_p = 08 \text{ AR}$ ($f_3 \text{ I.15}$)

ALIMENTATION D'UN MCC

CARACTERISTIQUE $N(I_2)$

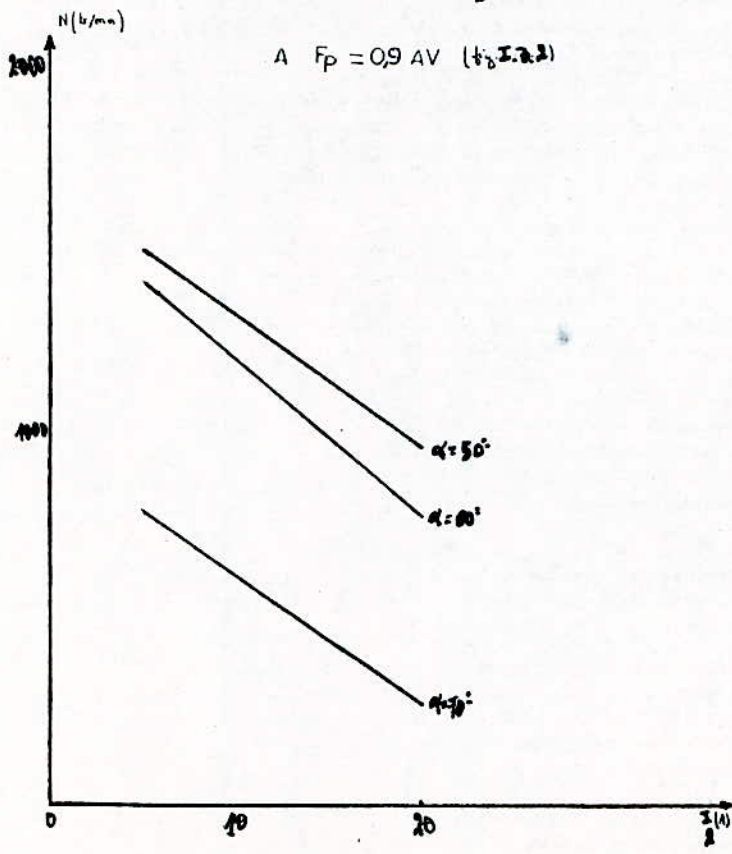
A $F_p = 1$ ($I_0 = 3.1$)



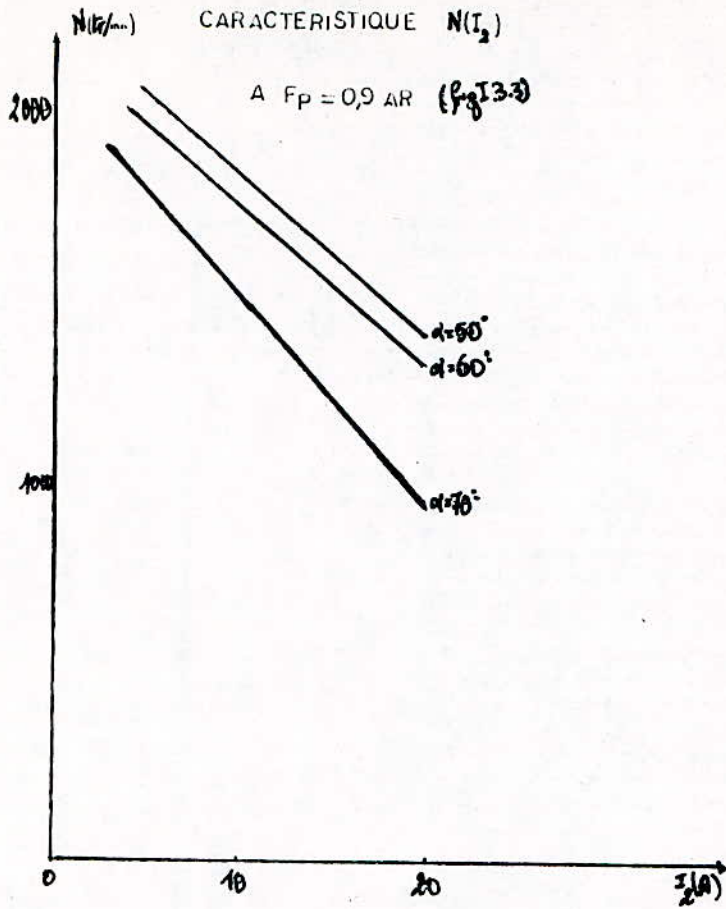
ALIMENTATION D'UN MCC

CARACTERISTIQUE $N(I_2)$

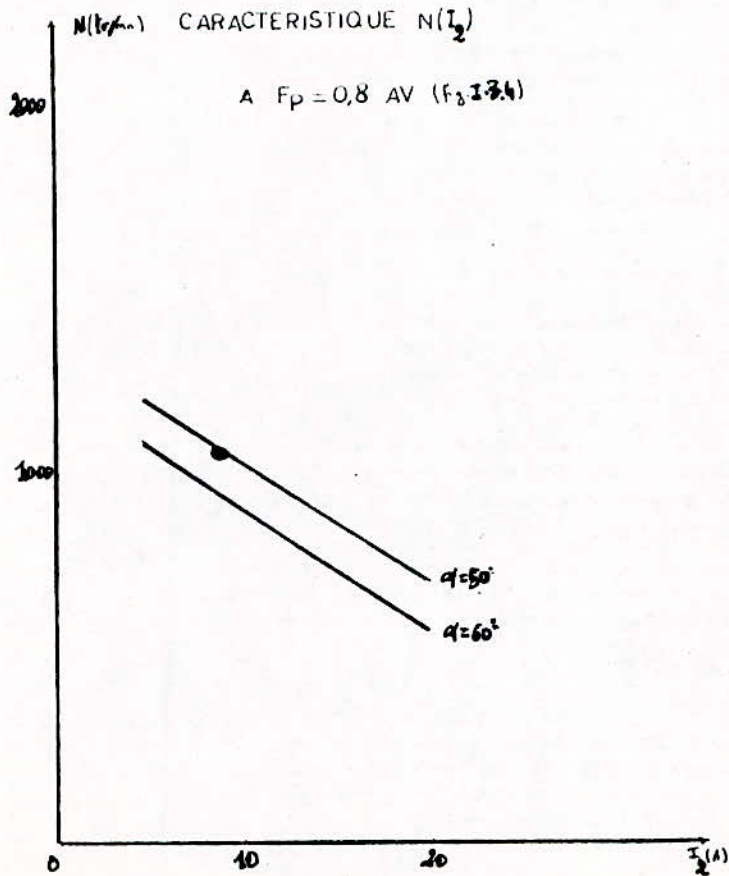
A $F_p = 0.9$ AV ($I_0 = 3.2$)



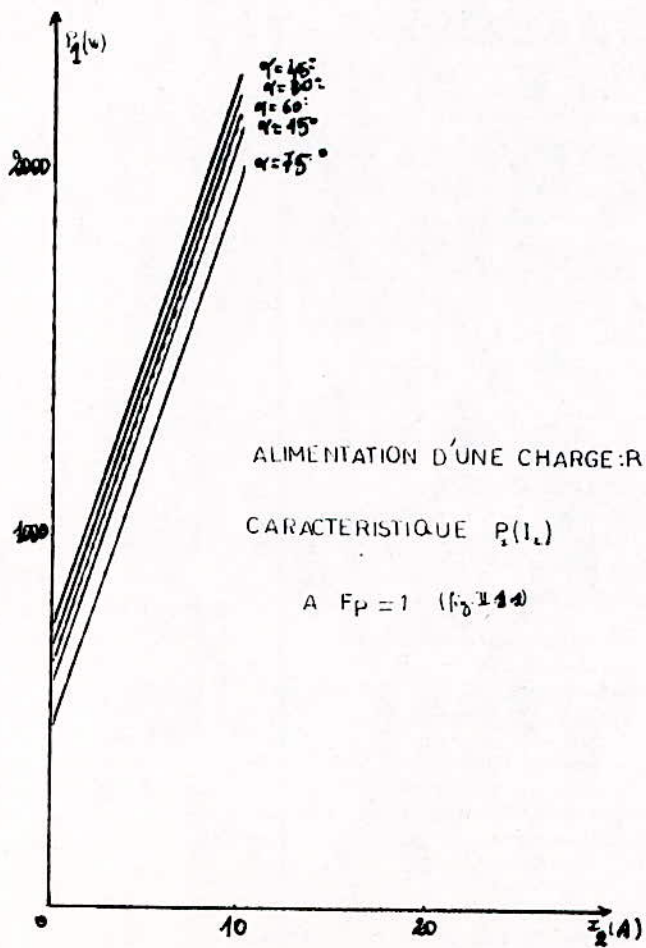
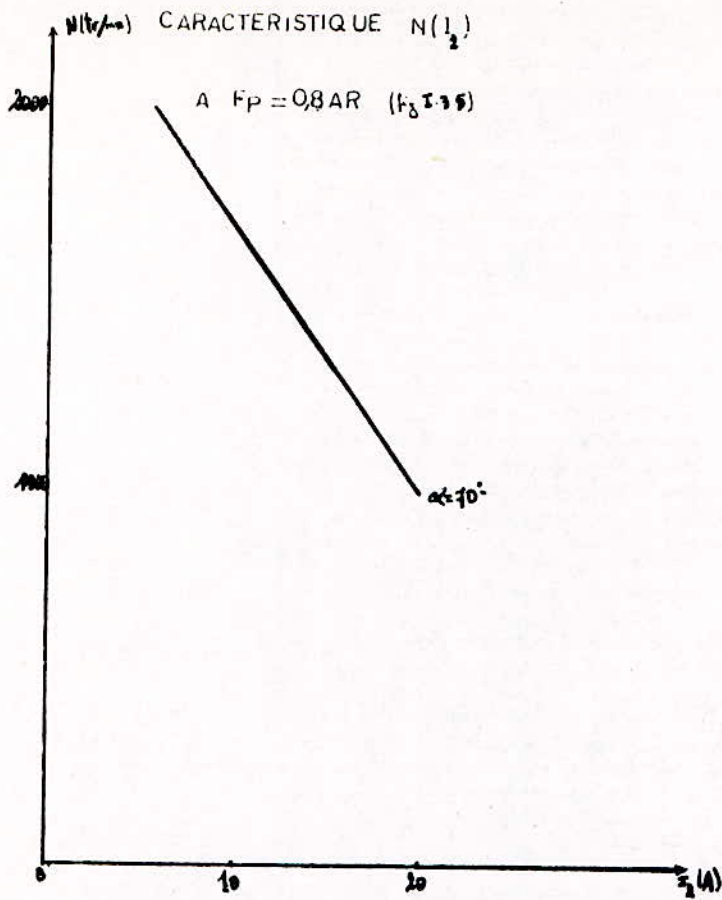
ALIMENTATION D'UN MCC

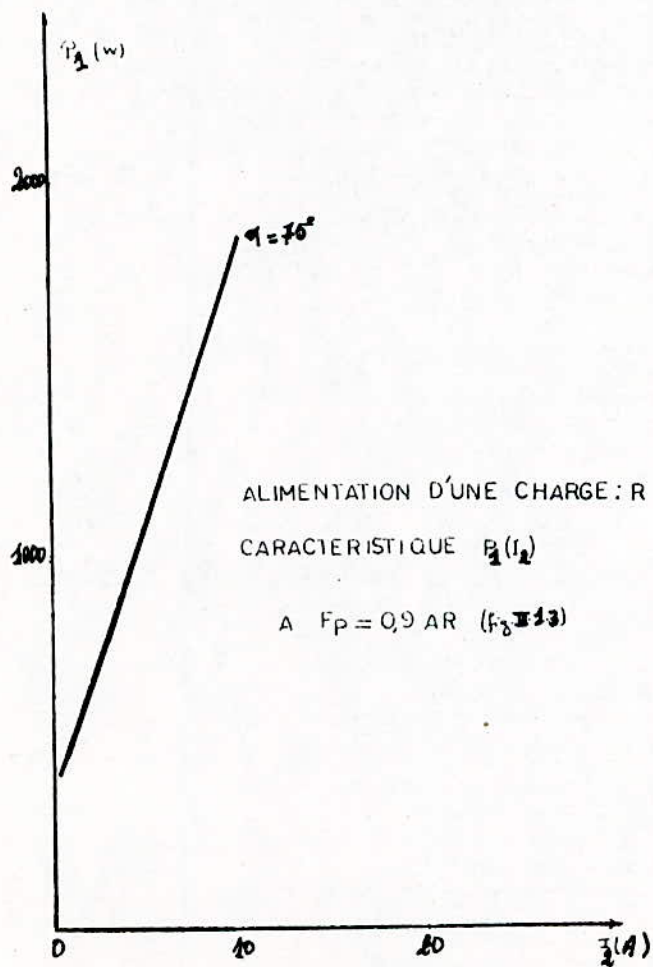
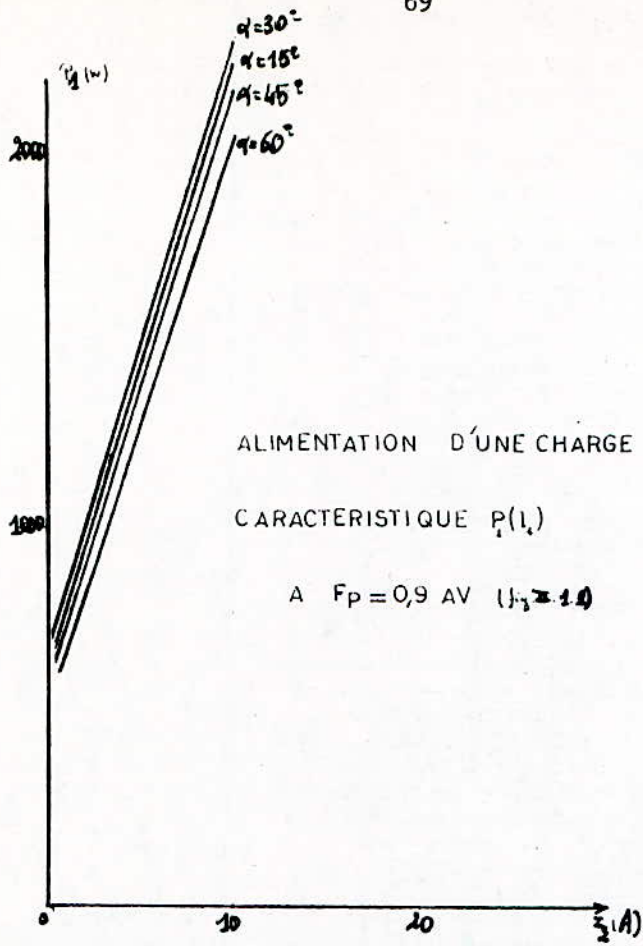


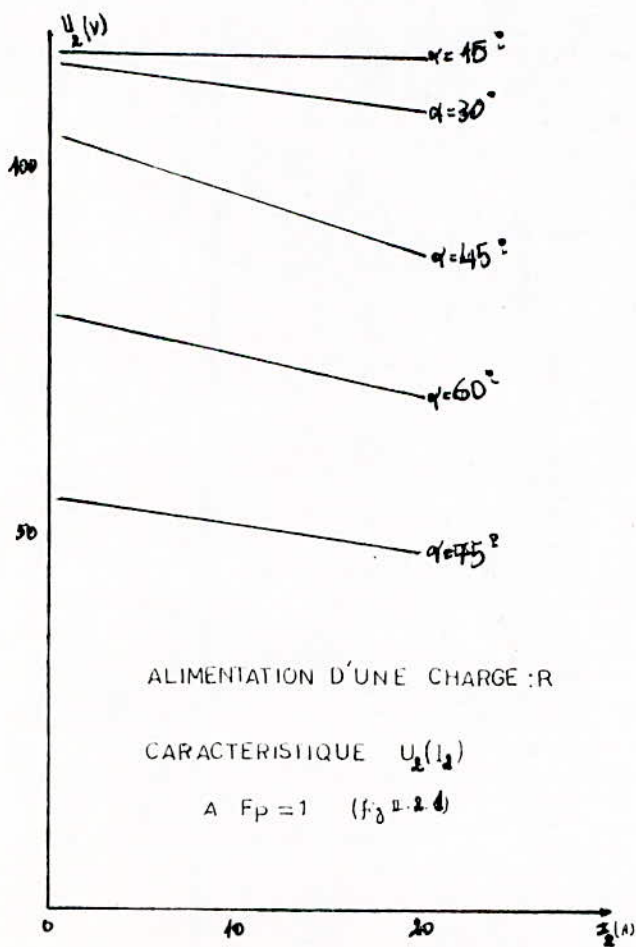
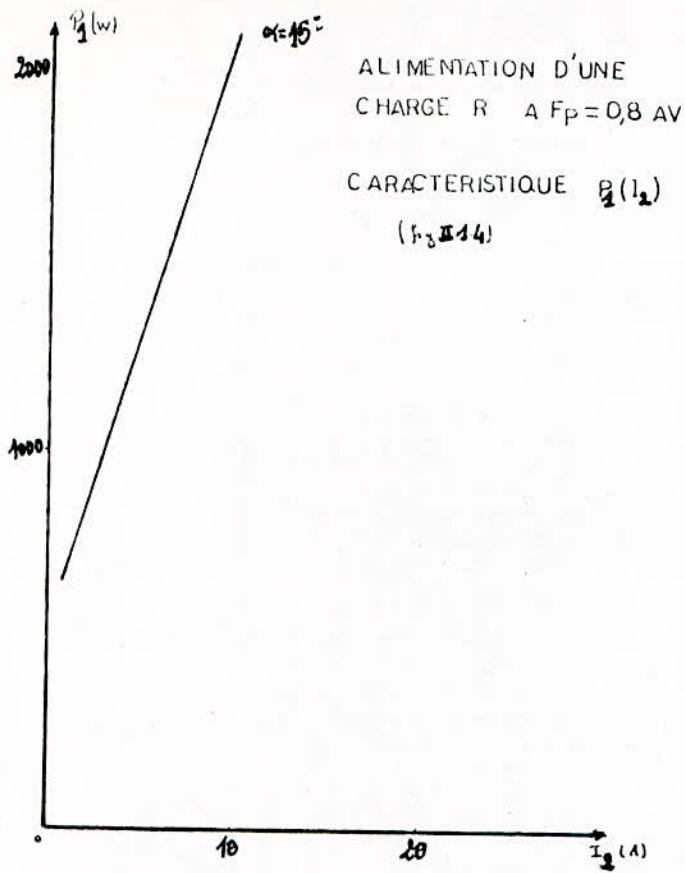
ALIMENTATION D'UN MCC

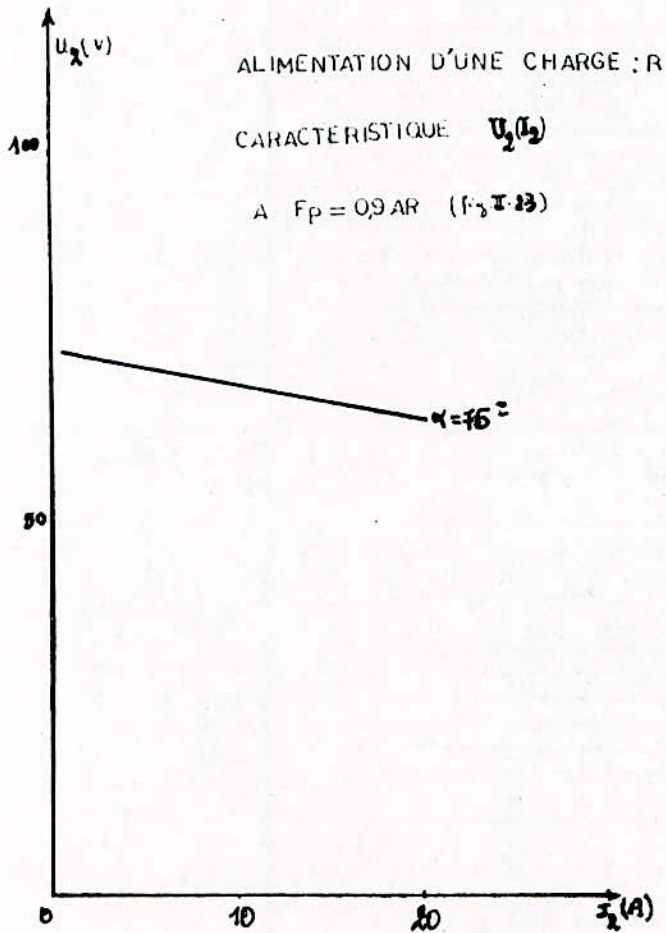
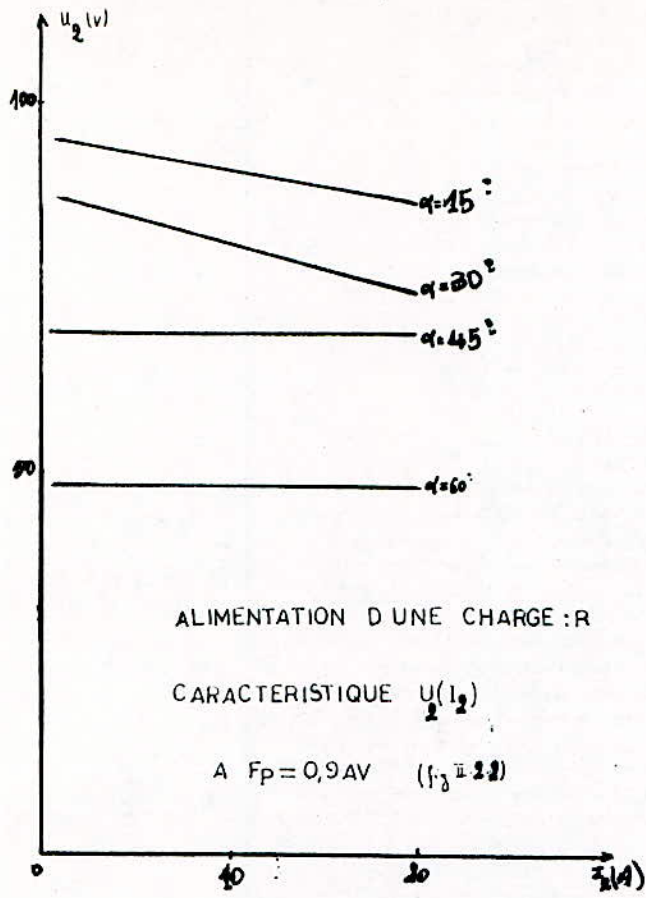


ALIMENTATION D'UN MCC

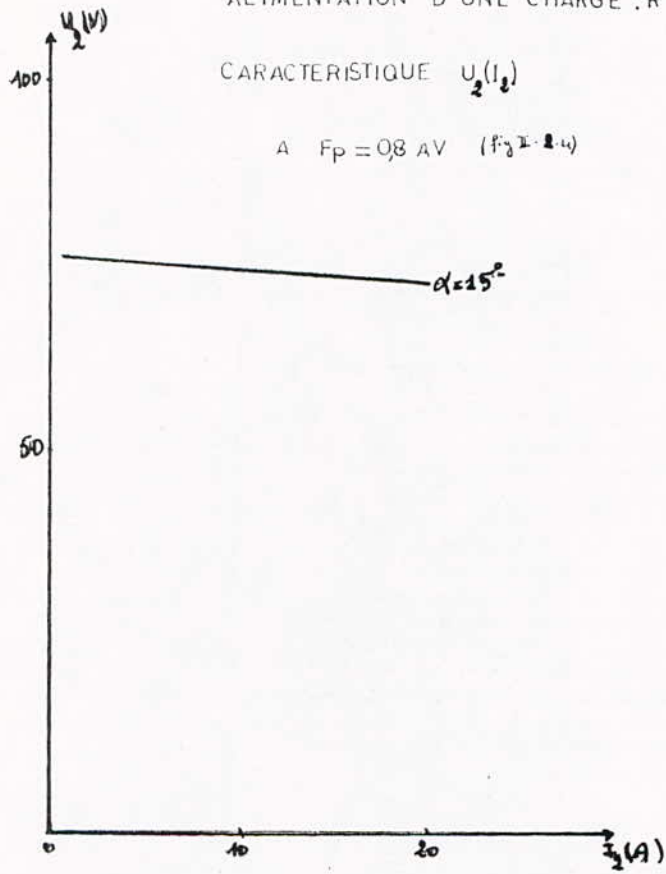








ALIMENTATION D'UNE CHARGE : R

CARACTERISTIQUE $U_2(I_2)$ A $F_p = 0,8 \text{ AV}$ ($f_2 I_2 = 2 \cdot 4$)

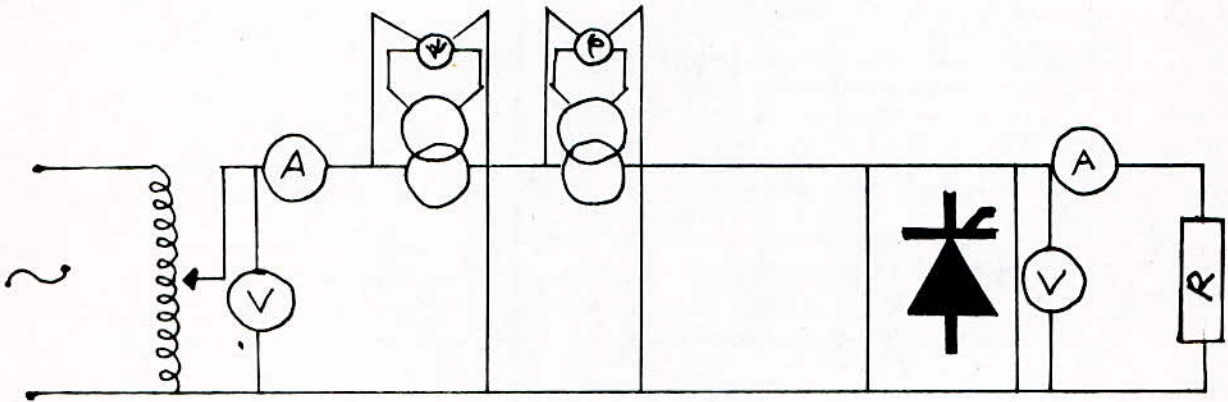


FIG 32a. SCHEMA DU MONTAGE DU CIRCUIT

DE CHARGE PASSIVE

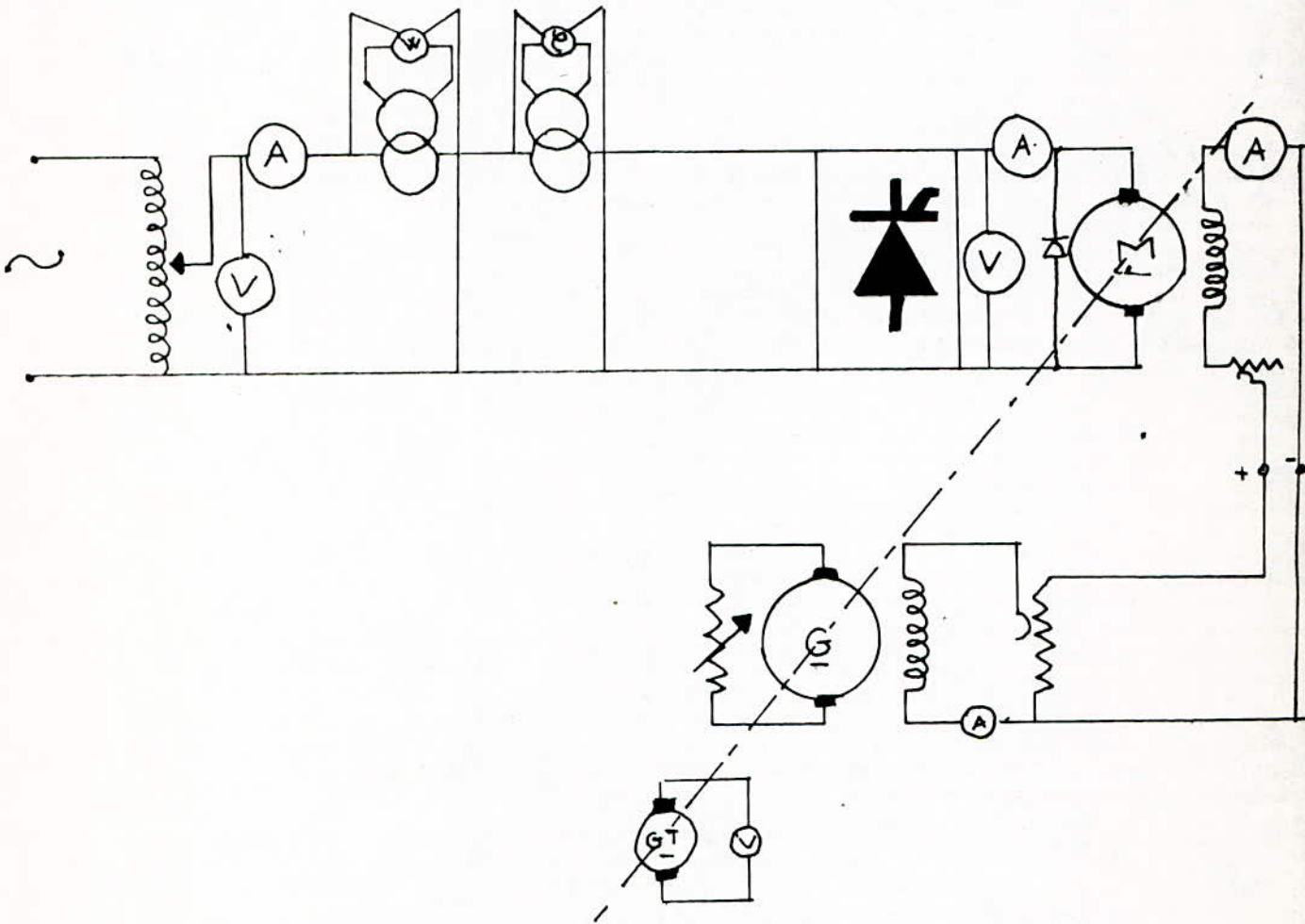


FIG 32.6 SCHEMA DU MONTAGE DU CIRCUIT
DE CHARGE ACTIVE

CONCLUSION

Le convertisseur que nous avons réalisé, permet de régler et de changer le sens de circulation de l'énergie réactive.

Selon le fonctionnement souhaité, il est, soit à facteur de puissance unitaire, soit à facteur de puissance arrière, ou encore, à facteur de puissance avant, et ce quelque soit la nature de la charge.

L'étude que nous venons de faire, met en évidence, les problèmes qu'engendre la consommation de l'énergie réactive, et les repercussions de celle-ci sur l'état de fonctionnement du réseau. Elle montre en contre partie, la nécessité de compensation et les problèmes qu'elle permet d'éliminer.

La méthode présentée dans cette étude consiste à améliorer le facteur de puissance, en pratique, par action sur les paramètres de commande α et β . Cette amélioration sera d'autant plus remarquable, par l'introduction d'un filtre pass-bas, ayant pour rôle de limiter les harmoniques de courant. De plus, la régulation du facteur de puissance sera simple à réaliser, **vue** que le gain $G = \frac{U_0}{U_f}$ est constant et la relation $F_p = \cos \varphi = \cos \frac{\beta - \alpha}{2}$ est vérifiée.

Cette régulation, peut se faire au moyen d'un dispositif de régulation automatique, dont le rôle est de fixer, les angles d'amorçage α et β correspondant, en fonction de la valeur du facteur de puissance désiré. Il est quelquefois, souhaitable d'utiliser plus d'une méthode à la fois. Par exemple, la méthode d'injection des courants de forme appropriée à l'entrée du convertisseur; celle-ci peut être utilisée de concert avec la méthode d'amélioration du facteur de puissance citée ultérieurement. Ceci pouvant faire l'objet d'un projet de fin d'étude.

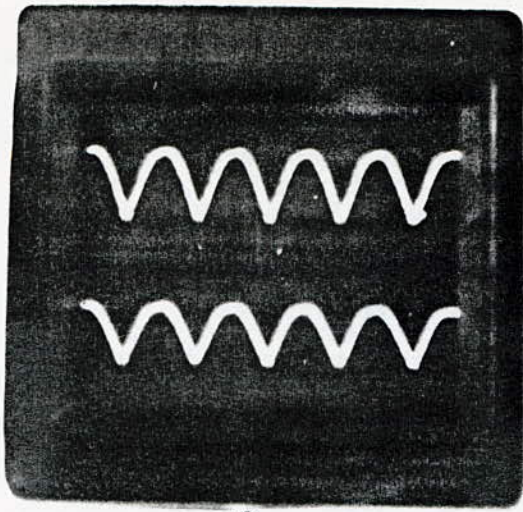
Pour conclure, nous recommandons, que ce travail soit repris et continué par nos collègues des promotions futures, afin qu'il soit enrichi et développé.

A N N E X E

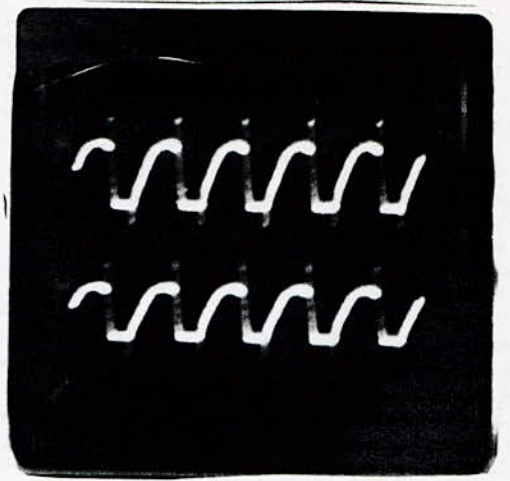
CHARGE RESISTIVE

COTE CONTINU
(Tension et courant).

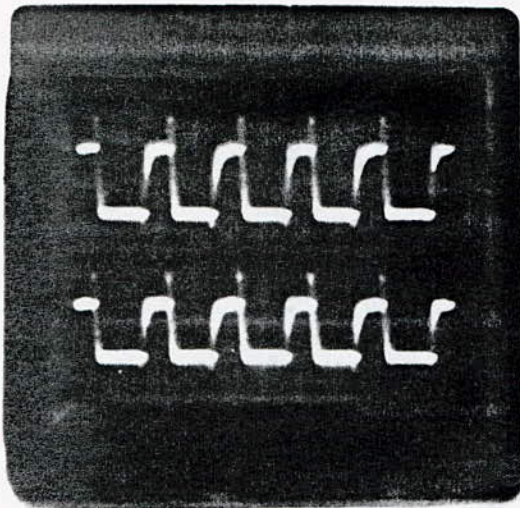
1	$\alpha = 15^\circ$	$F_p = 1$
2	$\alpha = 15^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AV}$
3	$\alpha = 45^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AV}$
4	$\alpha = 45^\circ$	$F_p = 1$
5	$\alpha = 60^\circ$	$F_p = 1$
6	$\alpha = 60^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AV}$
7	$\alpha = 75^\circ$	$F_p = 1$
8	$\alpha = 75^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AR}$



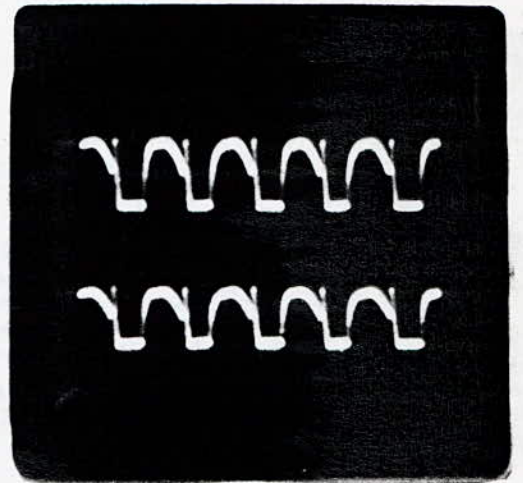
①



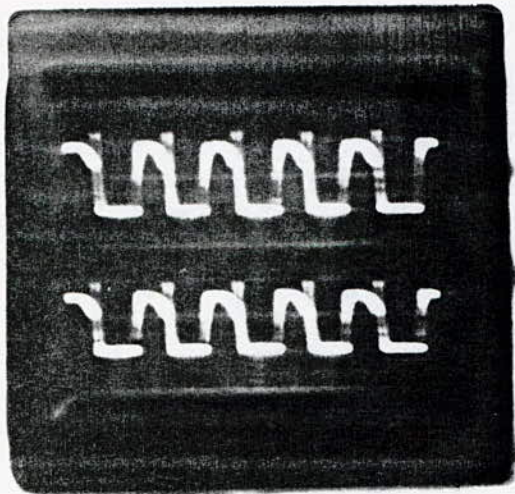
②



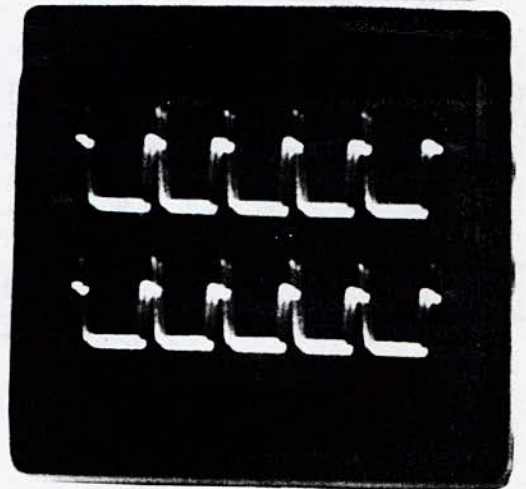
③



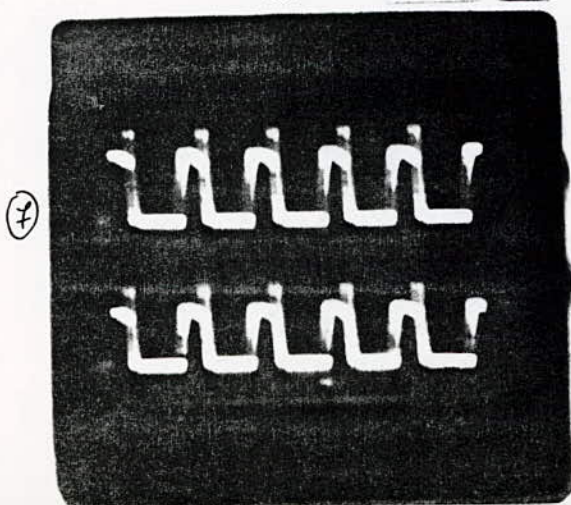
④



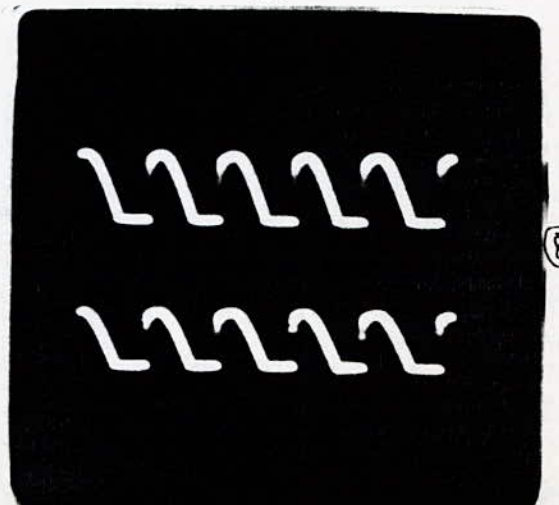
⑤



⑥



⑦

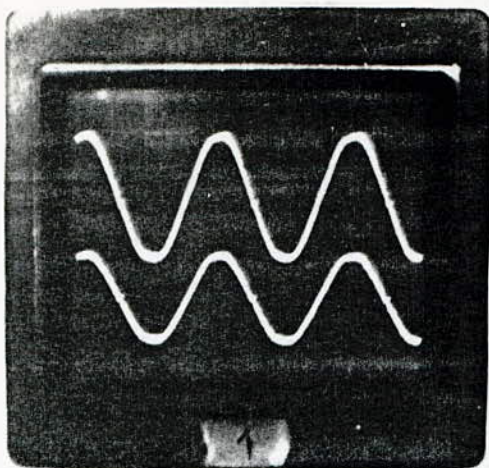


⑧

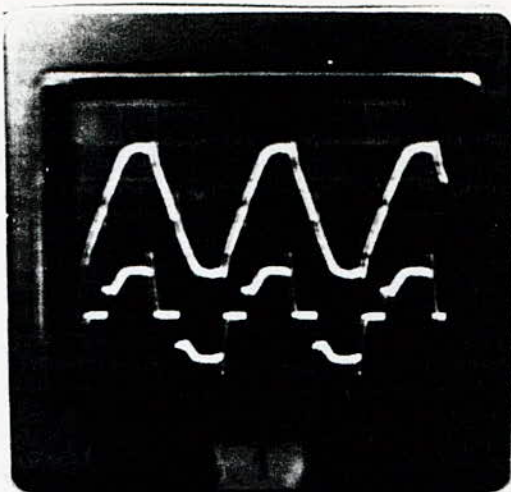
CHARGE RESISTIVE

COTE ALTERNATIF
 (Tension et courant)

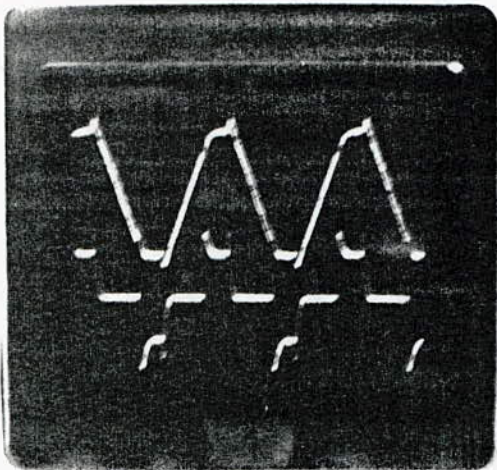
9	$\alpha = 15^\circ$	$F_p = 1$
10	$\alpha = 15^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AV}$
11	$\alpha = 45^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AV}$
12	$\alpha = 45^\circ$	$F_p = 1$
13	$\alpha = 60^\circ$	$F_p = 1$
14	$\alpha = 60^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AV}$
15	$\alpha = 75^\circ$	$F_p = 1$
16	$\alpha = 75^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AR}$



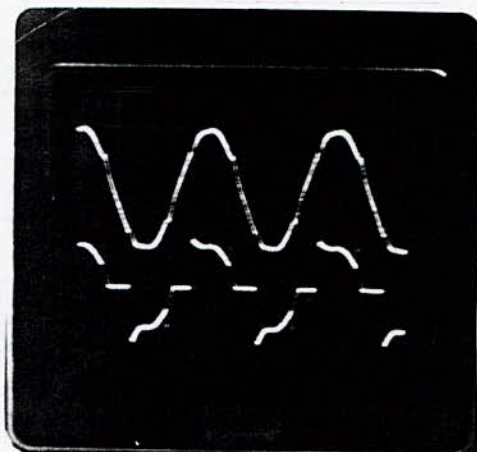
9



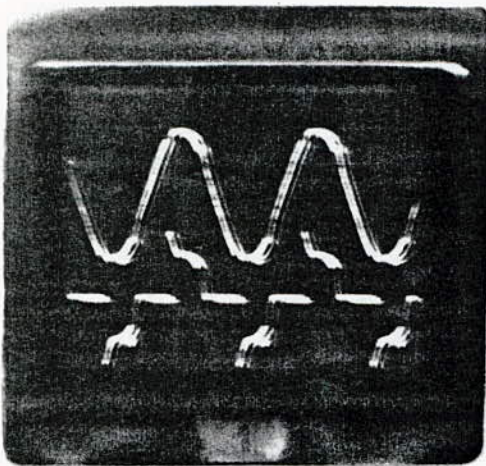
10



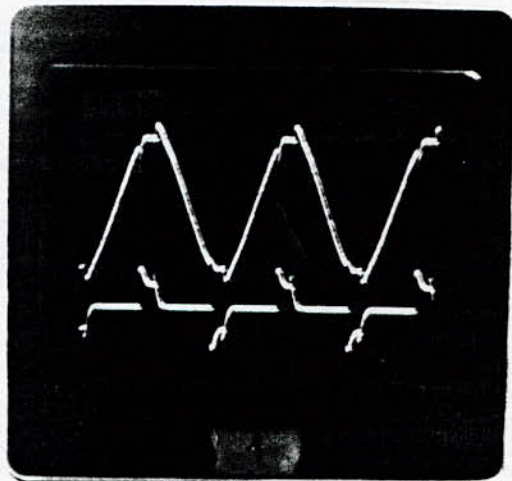
11



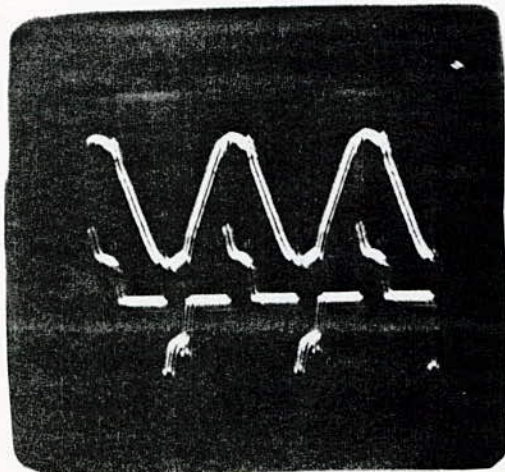
12



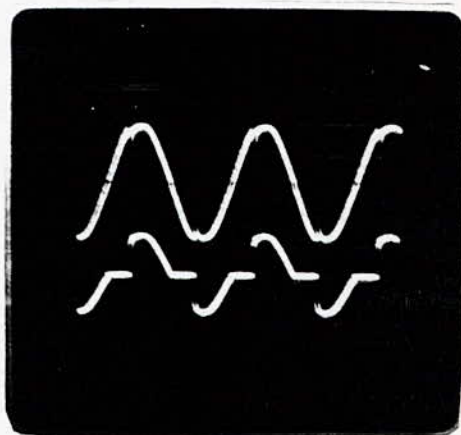
13



14



15

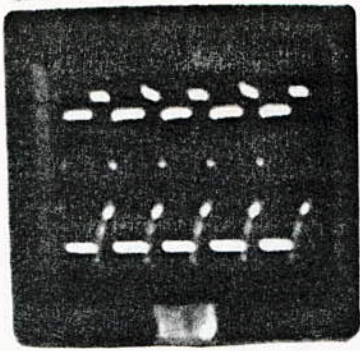


16

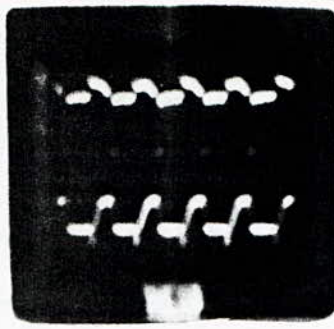
CHARGE ACTIVE

COTE CONTINU
(Tension et courant)

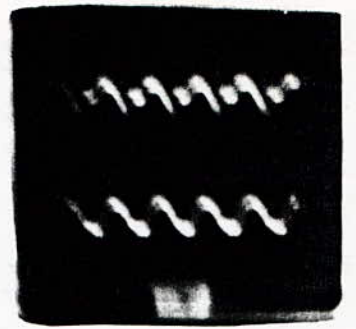
17	$\alpha = 50^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AV}$
18	$\alpha = 50^\circ$	$F_p = 1$
19	$\alpha = 50^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AR}$
20	$\alpha = 60^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AR}$
21	$\alpha = 60^\circ$	$F_p = 1$
22	$\alpha = 60^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AV}$
23	$\alpha = 70^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AV}$
24	$\alpha = 70^\circ$	$F_p = 1$
25	$\alpha = 70^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AR}$
26	$\alpha = 80^\circ$	$F_p = 1$
27	$\alpha = 80^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AR}$



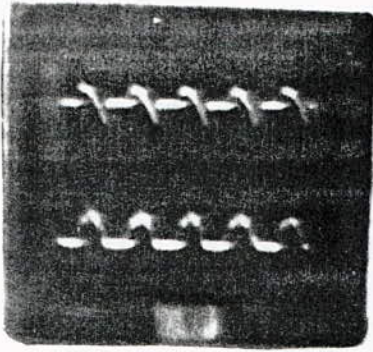
17



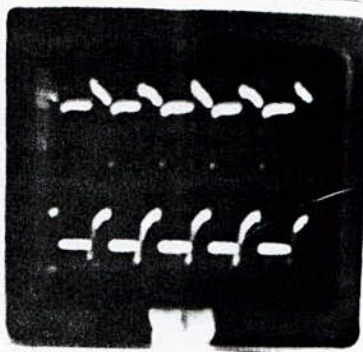
18



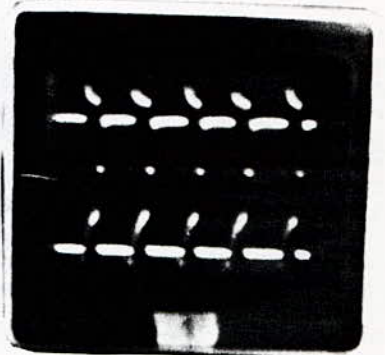
19



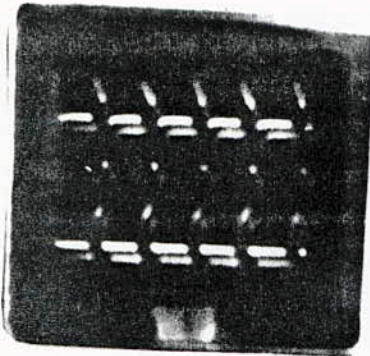
20



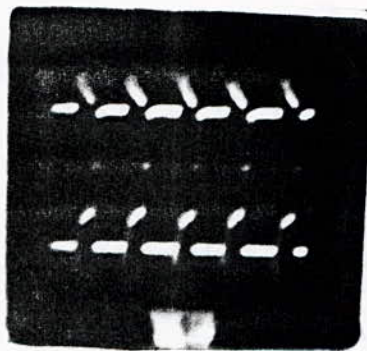
21



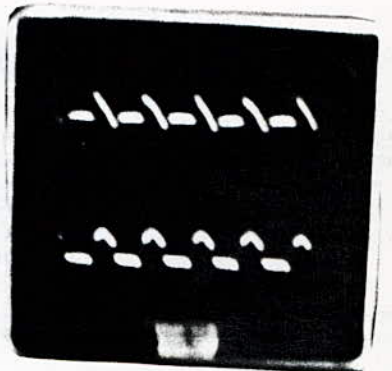
22



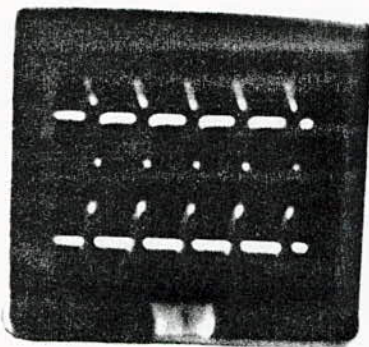
23



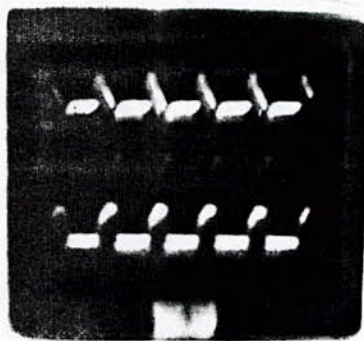
24



25



26

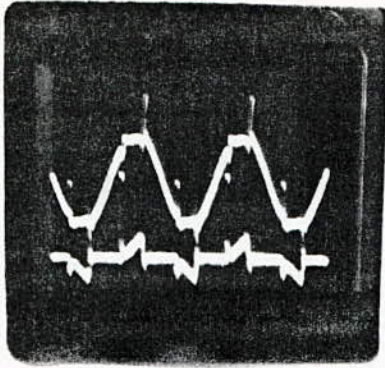


27

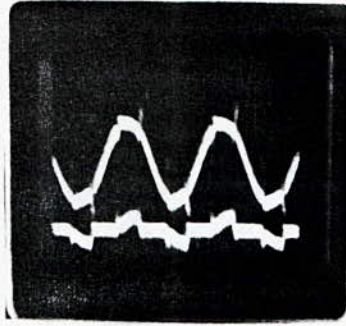
CHARGE ACTIVE

COTE ALTERNATIF
(Tension et courant).

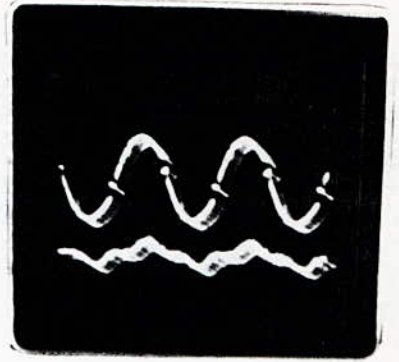
28	$\alpha = 50^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AV}$
29	$\alpha = 50^\circ$	$F_p = 1$
30	$\alpha = 50^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AR}$
31	$\alpha = 60^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AR}$
32	$\alpha = 60^\circ$	$F_p = 1$
33	$\alpha = 60^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AV}$
34	$\alpha = 70^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AV}$
35	$\alpha = 70^\circ$	$F_p = 1$
36	$\alpha = 70^\circ$	$F_p = 0,9 \text{ AR}$
37	$\alpha = 80^\circ$	$F_p = 1$
38	$\alpha = 80^\circ$	$F_p = 0,8 \text{ AR}$



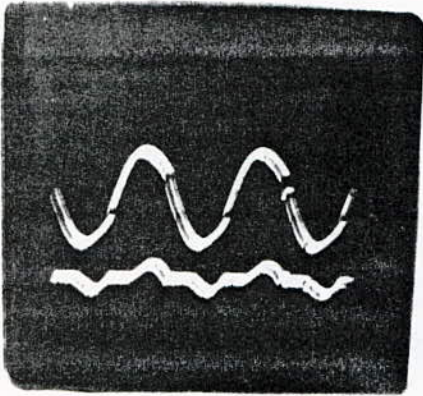
28



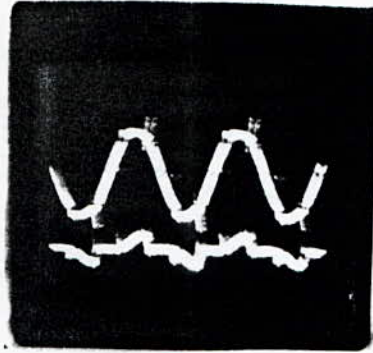
29



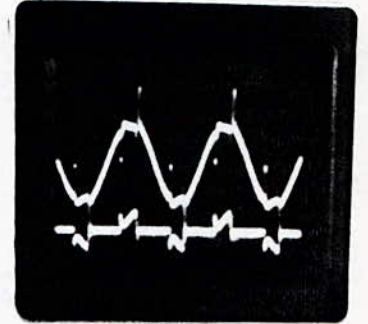
30



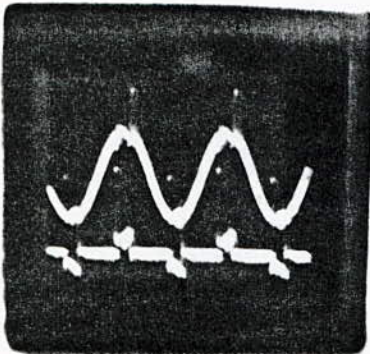
31



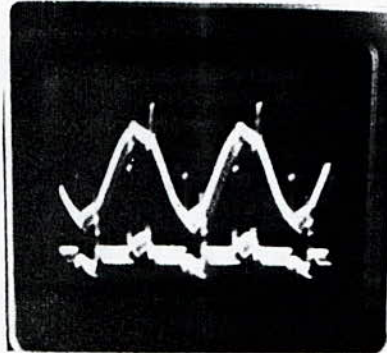
32



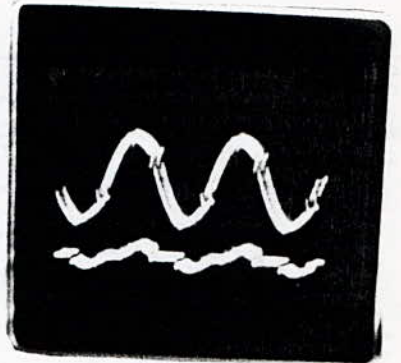
33



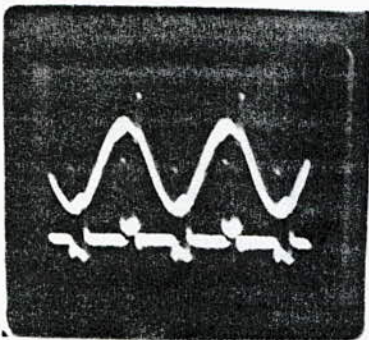
34



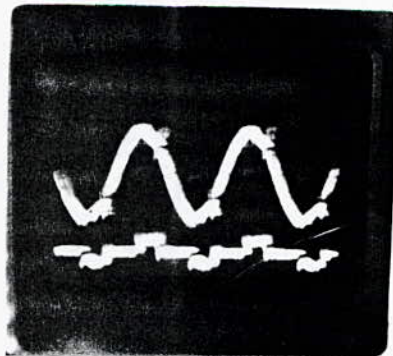
35



36



37



38

GLOSSAIRE

SYMBOLE	UNITE	SIGNIFICATION
C	μF	Condensateur de desamorçage des thyristors principaux
cf	μF	Condensateur du filtre
cd	μF	Condensateur du dephaseur
cd	μF	Condensateur du deriveur
D	-	Diode du sommateur
DZ	-	Diode Zeiner de la source stabilisée
f	Hz	Frequence de fonctionnement du reseau
fp	-	Facteur de puissance du reseau
I_d	A	Courant instantané d'alimentation du convertisseur
I_{eff}	A	Valeur efficace du courant d'alimentation du convertisseur.
I_m	A	Valeur maximale du courant d'alimentation du convertisseur.
I_f	A	Valeur efficace du fondamental du courant d'alimentation du convertisseur.
I_{fp}	A	Composante active de l'onde fondamentale du courant d'alimentation du convertisseur.
I_{fq}	A	Composante reactive de l'onde fondamentale du courant d'alimentation du convertisseur.
I_2	A	Valeur efficace du courant delivré par le convertisseur.
i_c	A	Courant instantané dans le condensateur d'extinction
i_d	A	Courant instantané dans la charge.

P_1	W	Puissance consommée par le groupe convertisseur charge
Q	Var	Puissance reactive consommée par le groupe convertisseur - charge
R	Ω	Résistance du circuit de commande
R_a	Ω	resistance des amplificateur de courant
R_c	Ω	Resistance du comparateur
R_d	Ω	Résistance variable du dephaseur
R_D	Ω	Resistance du derivaleur
R_f	Ω	Resistance du filtre
R_7, R_8, R_9	Ω	Resistance de la source stabilisée
R_S	Ω	Resistance du sommateur
S_0	VA	Puissance maximale
T	s	Periode de la tension d'entrée du convertisseur
T_1, T_2, T_3		Transistors de la source stabilisée
Th_i		Thyristor
t_i	ms	Temps d'amorçage des thyristors.
t_c	ms	Constante de temps de charge du condensateur d'extinction
U_2	V	Valeur efficace de la tension fournie par le convertisseur.
$U_{c1}; U_{c2}$	V	Tensions de commande du generateur d'impulsion
U_{eff}	V	Valeur efficace de la tension d'alimentation.
V_m	V	Valeur maximale de la tension d'alimentation du convertisseur
U_{ch}	V	Valeur moyenne de la tension fournie par le convertisseur.

U_{co}	V	Valeur moyenne maximale de la tension fournie par le convertisseur.
$+ V_{sat}$	V	Tension de saturation positive de l'amplificateur operationnel
$- V_{sat}$	V	Tension de saturation negative de l'amplificateur operationnel.
V_{ce}	V	Tension d'alimentation des amplificateur de courant.
U	V	Valeur instantannée de la tension d'alimentation du convertisseur.
U	V	Tension simple abaissée par le transformateur à point milieu.
U_i	V	Tension à la sortie du dephaseur n° i
V_f	V	Tension filtrée
α	(°)	Angle de retard à l'amorçage des thyristors principaux.
β	(°)	Angle de retard au desamorçage des thyristors principaux
φ	(°)	Angle de dephasage entre le courant et la tension du reseau.
ω	(rd/s)	Pulsation du reseau d'alimentation

NOMENCLATURE

Les thyristors utilisés sont des SKT 100 ayant pour caractéristiques :

- Tension crête inverse :	V _{MR} = 1,2 KV
- Courant nominal continu	I _d = 100A à 85°
- Courant de maintien	I _h = 170mA à 25°
- Variation de tension	dV/dt = 1,5KV/μs à 25°
- Surintensité	C _m = 2.5 A à 25° C.
- Temperature maximale de la jonction	● = 130° C.
- Chute de tension	V _f = 1.6V A I _d = 70 A.
- Temps d'extinction	tof = 150 us.
- Circuit de gachette	P _{max} = 1w
	V _g = 3 A5 W.
	I _g = 150 mA.

Plaque signalétique du moteur utilisé :

P _n = 2.2 Kw
U _n = 110 V
I _n = 24 A
J _n = 0.95 A
N _n = 18 ootr/mn
excitation independante.



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

-
- 1 - A. REVERCHON
Mathematique sur micro-ordinateur
T1 Analyse Eyrolles 1986
- 2 - G. SEGUIER
Electronique de puissance édition
Dunod 1981
- 3 - G. SEGUIER
Les convertisseur de l'électronique
de puissance
T1 la conversion alternatif continu
technique et documentation 1984
- 4 - H. BUHLER
Electronique de puissance edition
Dunod 1981
- 5 - H. BUHLER
Electronique de commande et de
régulation Dunod 1979
- 6 - R. CHAUPRADE
Electronique de puissance T1.
commande des moteur à courant continu
1984.
- 7 - R. CHAUPRADE
Commande electronique technique de
l'ingénieur D 541.
- 8 - H. HADJ BOUZID et
A. BOUCHOUCHI
Redresseur commandé avec facteur de
puissance unitaire thèse d'ingénieur
ENP Janvier 88.
- 9 - O. STIHI et
R. TAHMI
Etude et realisation d'une maquette
à thyristor. Thèse d'ingénieur
ENP Juin 1984
- 10 - H. ROHOULA
"Sur la nature de la puissance réac-
tive" 10ème J.T E. A Tunis
Décembre 1989.
- 11 - M. IVANES
Conférence du premier colloque
international sur l'électrotechnique
et l'automatique ALGER, Mai 1990.
- 12 - S. IVNER
"L'electricien" reaction des
redresseurs sur le réseau Mars 1972