

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : D'ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE ET REALISATION D'UNE MAQUETTE A
THYRISTORS POUR LES REDRESSEMENTS
MONO ET TRIPHASE SIMPLE ET DOUBLE VOIE

$$110V \leq U \leq 220V$$

$$0 \leq I \leq 50 A$$

Proposé par :
A. MAAZI
Maitre-Assistant

Etudié par :
STIHI Omar
et TAHMI Redhouane ✓

Dirigé par :
A. MAAZI
Maitre-Assistant



PROMOTION : Juin 1984

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

INGENIEUR D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

THEME

ETUDE ET REALISATION D'UNE
MAQUETTE A THYRISTORS POUR LES
REDRESSEMENTS MONO. ET TRIPHASE
SIMPLE ET DOUBLE VOIE

$110V \leq U \leq 220V$

$0 \leq I \leq 50 A$

Proposé par:

A. MAAZI
Maitre-Assistant.

Etudié par:

STIHI OMAR
et TAHMI REDHOANE

JUIN 1984

Résumé

Notre projet consiste à étudier et réaliser une maquette tout thyristors permettant d'effectuer les redressements monophasés et triphasés, simple et double voie. On peut faire varier la tension redressée de 0V à sa valeur maximale (220V) pour un courant variant entre 0A et 50A.

Summary

Our project consists to study and realize a model all thyristors which permits to make single and three-phase, single and double way rectification. We can vary the rectified voltage from 0V to the maximal value (220V) for a current varying between 0A and 50A.

ملخص

مشروعنا يهدف إلى دراسة و تحقيق جهاز بالثريستور يسمح لنا بتحويل التيار الكهربائي المتردد ثنائي و ثلاثي الطور باستطاعتنا تغيير شدة الجهد المقوم من 0V إلى قيمته القصوى أي 220V وهذا لتيار متغير من 0A إلى 50A.

-0000 - R E M E R C I E M E N T 6- 0000-
=====

 Nous remercions vivement notre promoteur Monsieur
A. MAAZI pour l'aide et les précieux conseils qu'il nous
a donnés .

 Nous remercions particulièrement Mr CHEKIMB pour
son aide tout morale que matérielle .

 Que tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin
à l'élaboration de ce travail ici l'expression de notre
profonde gratitude .

 O.STIHI et R.TAHMI

-0-0-0-0-0-0-0-0-0-0-0-0-0-0-

A ma grande mère Yamina
A mes chers parents
AA mes frères et sœurs
A Sanaa et Abdellah
A tous mes amis

je dedie ce modeste travail
O.SIHI

A mes parents
A mes frères et sœurs
A toute la famille
A tous les amis

je dedie ce modeste travail
R.TAHMI

TABLE DES MATIERES

Introduction	1
h1- Semi - conducteurs :	4
1- Introduction	4
2- Diodes	4
3- Thyristors	5
4- Amplificateur opérationnel (µA741)	15
5- Transistors	18
h2- Redresseurs à diodes :	25
1- Redressement monophasé simple voie	26
2- Redressement monophasé double voie	27
3- Redressement triphasé simple voie	31
4- Redressement triphasé double voie	33
5- Empiètement anodique	36
h3- Redresseurs à thyristors ou redresseurs commandés :	39
1- Redressement monophasé simple voie	39
2- Redressement monophasé double voie	41
3- Redressement triphasé simple voie	43
4- Redressement triphasé double voie	46
5- Empiètement anodique	48
h4- Commande électronique :	50
1- Introduction	50
2- Déclenchement par R et par R.C	50
3- Déclenchement par semi-conducteurs à seuil de tension	52
4- Circuit déphasé	52
5- Générateur de créneaux	55
6- Différentiateur	56
7- Conformateur	56
8- Amplificateur de courant	58
Conclusion	60
Annexe	61
Bibliographie	61

INTRODUCTION.

L'industrie en général et les transports en particulier ont de plus en plus besoin de systèmes à vitesse continuellement variable assez précis. La satisfaction de ce besoin pressenti est actuellement réalisée grâce à l'électronique de puissance ou électronique des courants forts. Les principaux montages qui utilisent cette technique sont les suivants :

- les redresseurs à diodes qui transforment une tension alternative en une tension continue de valeur constante avec chute de tension près. Ces montages sont irréversibles car que l'écoulement de la puissance ne se fait que dans le sens alternatif - continu.

- les redresseurs à thyristors : ils ont la même fonction que les premiers sauf que la valeur de la tension continue peut être réglée. Ces montages sont réversibles : si l'écoulement de la puissance se fait dans le sens continu - alternatif ils fonctionnent alors en onduleurs non autonomes.

- les gradateurs qui permettent la variation de l'intensité du courant débité par une alimentation alternative.

- les hacheurs qui permettent une interruption périodique du courant débité par une alimentation continue. On peut donc faire varier la valeur moyenne de la tension de sortie d'un facteur de 0 à la valeur de la tension d'alimentation c.à.d de la tension d'entrée.

- les onduleurs autonomes qui, à partir d'une tension continue, fournissent une tension alternative (monophasée ou polyphasée).

Ces différents montages assurent des fonctions assurées avant par des machines tournantes :

- redresseur à diodes \rightarrow commutatrice

- redresseur à thyristors \rightarrow moteur asynchrone - dynamo

- gradation \leftrightarrow autotransformation à enrouleur

- onduleur autonome \leftrightarrow moteur à courant continu - alternatif

Le hacheur résout un problème qui n'avait pas précédemment de solution satisfaisante.

Les moteurs à courant continu sont les plus utilisés actuellement vu leur bonne adaptation à la vitesse variable. La réalisation de dispositifs de commande de ces moteurs revêt donc une importance particulière. Ces dispositifs sont les redresseurs contrôlés.

Jusqu'aux années 30 et 40, on utilisait presque exclusivement des convertisseurs tournants (moteur asynchrone qui entraîne une génératrice à courant continu) encombrants et consommant beaucoup d'énergie. A cette époque ont été entreprises les premières tentatives d'utilisation, pour les entraînements électriques, des soupapes ioniques commandées, la thyristors et les redresseurs à vapeur de mercure. Les convertisseurs de ce type n'ont pas trouvé de larges emplois pour une série de raisons dont les plus importantes sont un prix relativement élevé, une fiabilité moyenne et parfois même une sécurité de fonctionnement médiocre. Grâce à la découverte des semi-conducteurs, éléments conformes aux exigences industrielles (haute fiabilité, dimensions réduites et insensibilité aux vibrations mécaniques), les convertisseurs électroniques ont commencé à trouver des applications de plus en plus nombreuses pour l'entraînement électrique et dans d'autres branches techniques. Leur succès vient des propriétés incomparables que leur confère l'électronique tant sur la rapidité de réponse, sur le plan de la conversion de l'énergie que sur celui de l'asservissement du système.

Leurs principaux avantages sont les suivants:

- économie d'énergie (faible consommation).

- souplesse d'exploitation.
- facilité d'automatisation.
- meilleures performances
- plus grande durée de vie que les convertisseurs tournants.
- maintenance réduite.

Les éléments de base des convertisseurs statiques sont le diode (élément redresseur non-contrôlable) et le thyristor (élément redresseur contrôlable)

Ch1. LES SEMI-CONDUCTEURS.

1. Introduction:

Les semi-conducteurs sont des corps dont la résistivité est comprise entre 10^{-6} $\Omega \cdot \text{cm}$ et 10^6 $\Omega \cdot \text{cm}$, ils occupent une place intermédiaire entre les isolants et les conducteurs. Cette résistivité peut varier dans de larges limites sous l'influence de la température, de la lumière, des courants inverses ou l'addition de certaines impuretés, ainsi ces corps peuvent passer réversiblement de l'état isolant à celui conducteur. Au zéro absolu, par exemple, un semi-conducteur est un isolant parfait.

On distingue les semi-conducteurs intrinsèques (purs) et les semi-conducteurs extrinsèques obtenus à partir des précédents par adjonction d'impuretés (dopage) dont la nature définit le type de semi-conducteur obtenu, on augmente ainsi considérablement sa conductibilité.

Si on insère dans le réseau cristallin du semi-conducteur des atomes d'un corps pouvant fournir des électrons, on obtient un semi-conducteur du type N. Par contre, si on y insère des atomes d'un corps pouvant en capturer, on obtient un semi-conducteur du type P. Les éléments dopants sont introduits en quantité très faible, le rapport étant de l'ordre de 10^{-6} .

Les semi-conducteurs extrinsèques sont utilisés pour la fabrication des diodes, des thyristors, des transistors et des circuits intégrés.

2. Diode:

Elle est réalisée par la jonction de 2 semi-conducteurs extrinsèques, l'un du type P et l'autre du type N (Figs)

C'est un élément bipolaire (anode et cathode) qui est conducteur ou passant lorsque le potentiel de l'anode est supérieur à celui de la cathode et isolant ou bloqué dans le cas contraire. On peut donc l'assimiler à un interrupteur automatique qui se ferme dès que l'anode devient positive par rapport à la cathode et vice-versa. La représentation symbolique d'une diode est donnée par la Fig 2, le sens passant est celui de la flèche (du courant).

Quand la diode est conductrice, il y a une faible chute de tension à ses bornes mais elle est négligeable, (de 0,7 à 1V). Quand elle est bloquée, il y a un courant inverse qui circule mais très faible (quelques μA).

La caractéristique courant-tension est donnée par la Fig 3. Il existe une limite à la tension inverse que peut supporter une diode dont le dépassement conduirait à sa destruction par effet d'avalanche. Il existe également une limite au courant direct dont le dépassement conduirait au même résultat.

3. Thyristors:

3-1. Constitution et fonctionnement: ce sont des semi-conducteurs à 3 jonctions P-N successives (Fig 4). La première couche est du type P d'épaisseur et à dopage moyens. La seconde est du type N, elle est la plus épaisse et la moins dopée des quatre. La troisième est du type P, elle est mince et moyennement dopée. La quatrième est du type N, elle est très mince et très dopée.

Si on établit un courant direct à travers la jonction J_K , celle-ci injecte de nombreux électrons dans la jonction J_C . La jonction J_K possède un courant inverse élevé mais ne supporte qu'une faible tension inverse. La première couche

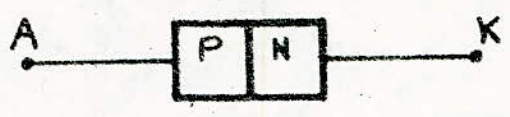


Fig 1

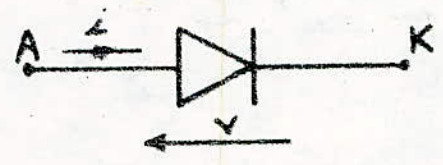


Fig 2

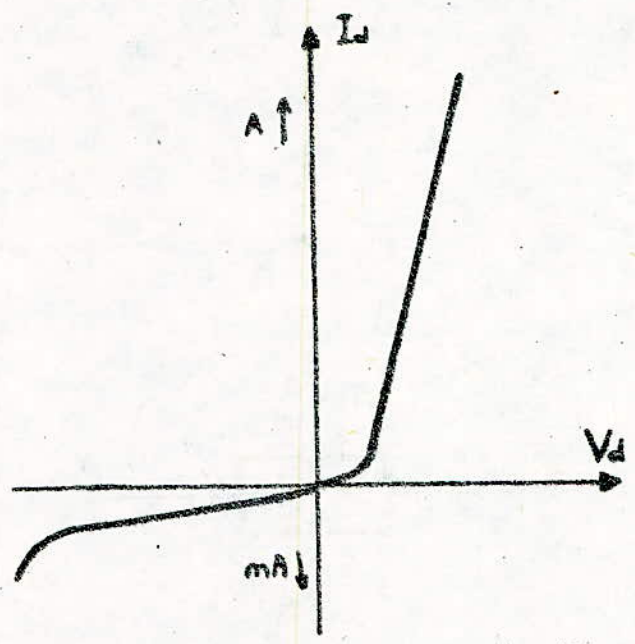


Fig 3: Caractéristique courant tension d'une diode

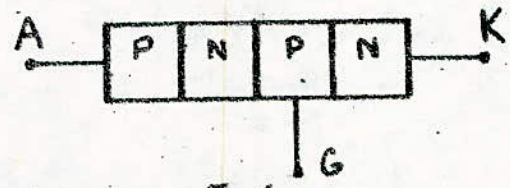


Fig 4



Fig 5

est peu dopée au voisinage de la jonction J_A qui présente un faible courant inverse et supporte une tension inverse élevée, par contre, elle est plus dopée au voisinage du métal de l'anode afin de diminuer la résistance directe. On en conclut donc que la jonction J_A impose son faible courant inverse comme celui du thyristor, et supporte la presque totalité de la tension inverse appliquée au thyristor. Ce dernier possède 3 électrodes: l'anode, la cathode et une électrode de commande ou gâchette, la représentation symbolique est donnée par la Fig 5.

Le thyristor est bloqué tant que la d.d.p entre l'anode et la cathode est négative, si celle-ci est positive le thyristor restera bloqué tant que l'on ne fera pas passer entre la cathode et la gâchette une brève impulsion positive de courant. Pendant la conduction, le thyristor se comporte comme une diode, la chute de tension entre ses bornes est de l'ordre de 1,5V. Il ne se bloque que lorsque le courant direct devient inférieur à une faible valeur appelé courant de maintien I_H qui est le courant direct minimal nécessaire pour maintenir le thyristor à l'état passant.

3. 2. Caractéristique statique: elle est donnée par la Fig 6.

On remarque que la tension d'amorçage V_{BO} diminue lorsque le courant de gâchette I_g augmente. Après amorçage, le courant direct augmente et n'est limité que par la charge. La Fig 7 nous montre l'influence de la température sur le fonctionnement d'un thyristor. En effet, si elle augmente la tension d'amorçage V_{BO} et le courant de maintien I_H diminuent sensiblement tandis que le courant inverse et celui de fuite I_f à l'état bloqué augmentent.

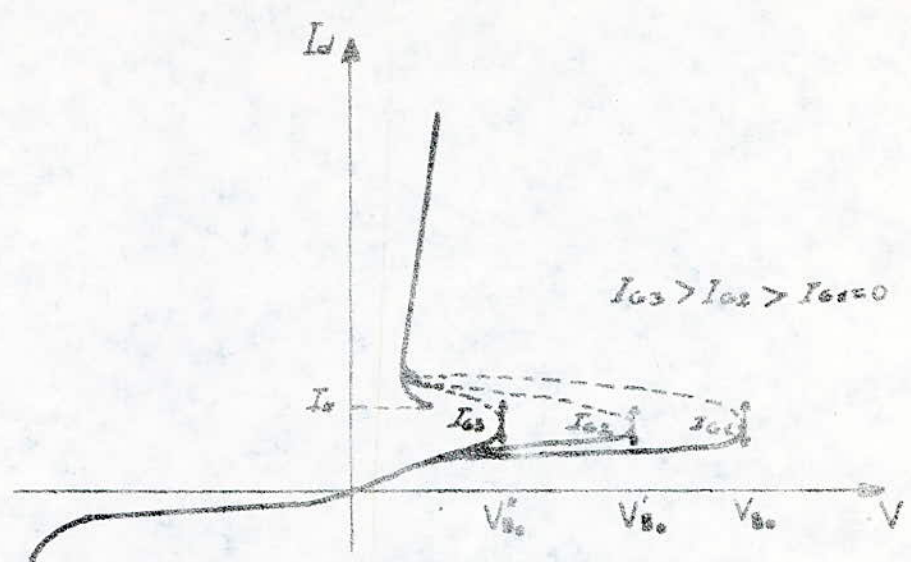


FIG 6 / Caractéristique tension-courant d'un thyristor

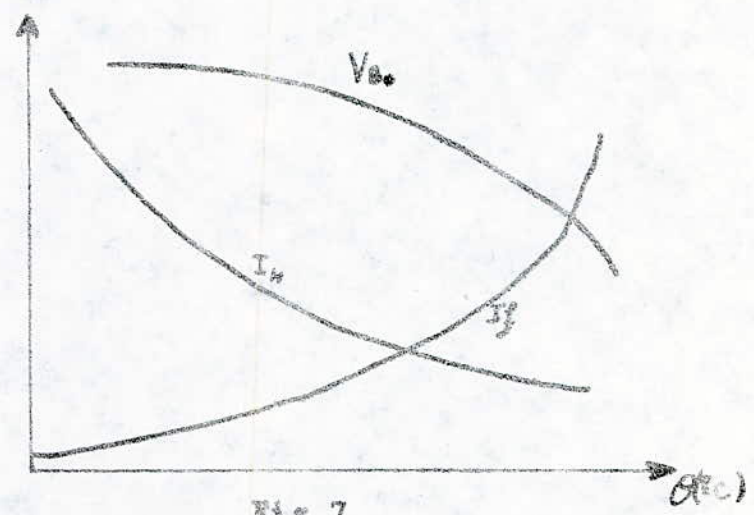


Fig 7

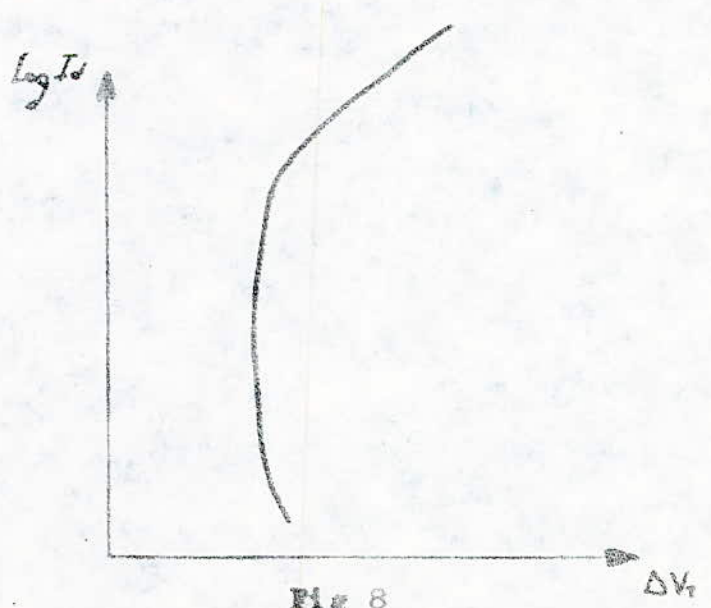


Fig 8

La Fig 8 nous donne la caractéristique de conduction, elle dépend peu de la température.

3 Caractéristiques dynamiques: elles concernent les temps nécessaires à l'amorçage et au blocage du thyristor ainsi que les vitesses de croissances de la tension et du courant d'anode ($\frac{dU}{dt}$ et $\frac{di}{dt}$)

3-1. Amorçage: le passage d'un thyristor de l'état bloqué à l'état passant ne se fait pas instantanément, la durée de l'amorçage t_{a} est de quelques μs , elle est la somme de 2 temps: le temps de retard t_{r} et le temps de croissance t_{c} (Fig 9), le premier est de l'ordre de la μs , il diminue lorsqu'on augmente I_{a} ou la tension anode - cathode, le second est compris entre 1 et 6 μs et augmente avec le courant direct, sur charge inductive il augmente avec la constante de temps de cette charge.

3-2. Désamorçage: de même que pour l'amorçage, l'inverse ne se fait pas instantanément. Le temps de désamorçage t_{d} est beaucoup plus grand que celui d'amorçage (de 5 à 50 μs), c'est lui qui fixe la fréquence maximale à laquelle travaille le thyristor. Il se compose de 2 temps: celui de recouvrement inverse t_{ri} et celui de recouvrement de la gachette t_{rg} (Fig 10). Le premier temps est celui nécessaire pour que, lorsque le thyristor est brusquement soumis à la tension inverse, les électrons du courant direct qui se dirigeaient vers l'anode soient renvoyés en sens inverse, le second est celui nécessaire au déplacement, lent, des porteurs de charges encore contenus dans la jonction de commande. Le temps de désamorçage est donc le temps nécessaire pour que la jonction de commande se redienne capable de soutenir une tension inverse élevée

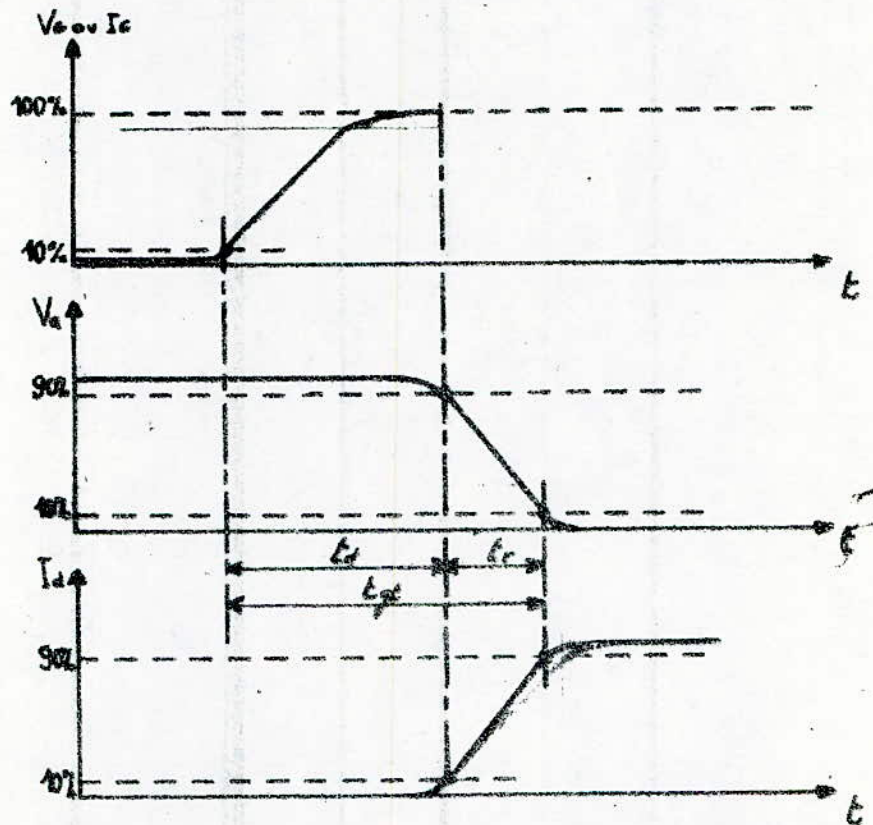


Fig 9

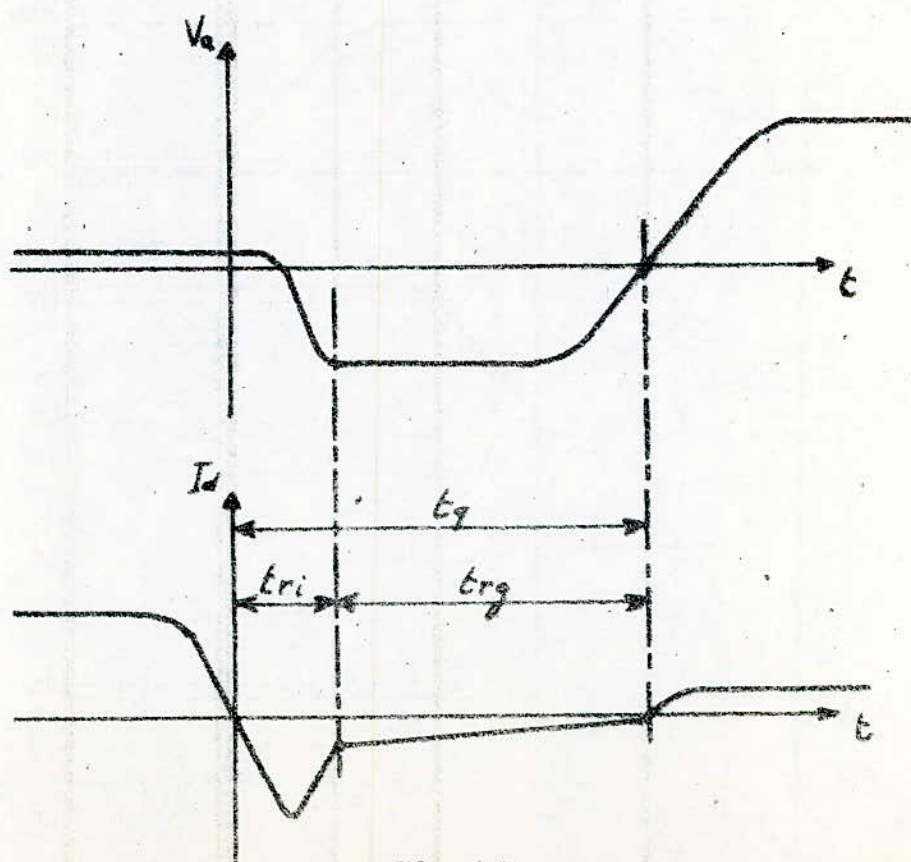


Fig 10

et ceci après l'annulation du courant direct. Si l'on rétablit la tension direct à un instant $t < t_q$, le thyristor se réamorçage sans qu'il y ait lieu de lui donner une impulsion de courant dans la gâchette.

Une variation trop rapide de la tension direct d'alimentation ($\frac{dU}{dt}$ grande) peut conduire à l'amorçage du thyristor.

Une grande vitesse de croissance du courant direct ($\frac{di}{dt}$) conduit à un vieillissement accéléré du thyristor et, à moyen ou long terme, à sa destruction.

3-4 Caractéristique thermique: la puissance dissipée (ou perdue) par le thyristor élève sa température (c'est celle de la jonction). La chaleur ainsi produite doit être bien évacuée dans l'air ambiant à l'aide d'un radiateur en aluminium et à ailettes multiples (Fig 12).

Les pertes dans un thyristor se composent de:

- pertes à l'état bloqué en direct ou en inverse, négligeables en général.
- pertes par conduction: les plus importantes, elles peuvent être déduites de la caractéristique de conduction (Fig 8)
- pertes à l'amorçage: négligeables dans le cas de convertisseurs à commutation naturelle alimentés à 50 Hz, cependant, elles peuvent être notables dans le cas de convertisseurs à commutation forcée.

$$P_{am} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} u(t) \cdot i(t) dt$$

pertes moyennes à l'amorçage:

$$P_{am} = W \cdot f$$

où $W = \int u \cdot i dt =$ énergie de commutation par cycle.

Ces pertes sont proportionnelles à la fréquence et augmentent rapidement avec $\frac{di}{dt}$.

- pertes au désamorçage: elles ont les mêmes origines que les précédentes mais elles sont plus faibles. Elles sont liées au

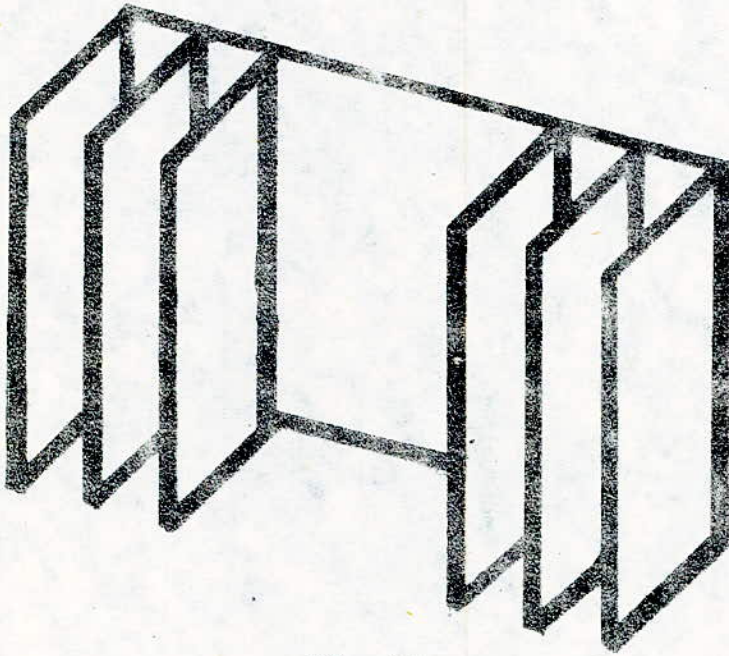


FIG 11

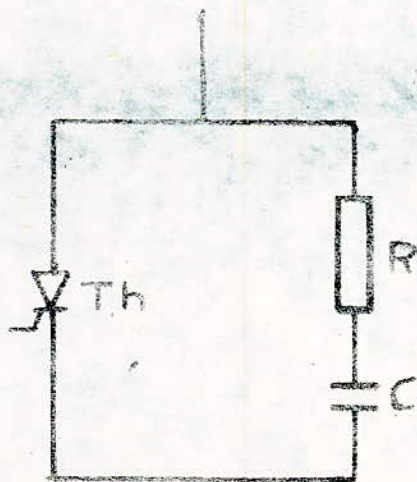


FIG 12

courant direct, à sa vitesse de croissance dI/dt et à la résistance interne du thyristor, elles sont proportionnelles à la fréquence.

- pertes de gâchette : très faibles et même négligeables pour les thyristors de puissance (« 17. »)

La température de la jonction T_j résulte des pertes dissipées dans le thyristor, de la température ambiante T_a et du coefficient de conduction thermique ou de son inverse la résistance thermique R_{th} de la jonction jusqu'au milieu de refroidissement. R_{th} est la somme de 3 résistances thermiques partielles :

$$R_{th} = R_{th}(j.b) + R_{th}(b.r) + R_{th}(r.a)$$

où : $R_{th}(j.b)$ = résistance thermique partielle jonction - boîtier

$R_{th}(b.r)$ = " " " " " boîtier - radiateur

$R_{th}(r.a)$ = " " " " " radiateur - milieu ambiant

Contrairement à d'autres éléments électriques, les semi-conducteurs ont une faible inertie thermique, la température T_j suit rapidement les variations du courant.

1.5. Caractéristique de gâchette : elle diffère de la caractéristique $I = f(V)$ d'une diode par une chute de tension pendant la conduction plus élevée, par un courant inverse plus important et par une dispersion plus grande pour un même type de cellule. L'impulsion de gâchette doit être suffisante tant en tension qu'en courant pour amorcer le thyristor.

1.6. Protection des thyristors : il en existe trois :

1.6.1 : la protection contre les surtensions qui peuvent provenir de l'alimentation ou de l'utilisation (foudre, rupture de synchronisme du réseau, brusque ouverture d'un transformateur à vide ou d'une charge inductive...) peut être réalisée par un surdimensionnement en tension du

thyristor ou par une diode Zener ou encore par un circuit RC (série) en parallèle avec le thyristor. Le circuit RC permet l'éclatement du courant inverse lors du démarrage, ce qui évite des surtensions importantes à cet instant (Fig 12), ce circuit évite aussi des amorçages intempestifs. La résistance R limite le courant de décharge de C lors de l'amorçage du thyristor, elle doit être de quelques dizaines d' Ω et la constante de temps RC de quelques dizaines de μ s.

3-6-2: la protection contre les surintensités qui peuvent survenir soit à la suite d'un court-circuit, soit d'un défaut de fonctionnement du convertisseur ou encore à la mise en service lorsque la charge est un moteur, peut être réalisée par adjonction de fusibles ultra-rapides en série avec chaque thyristor. Pour éviter des fusions trop fréquentes lors de surcharges brèves, on surdimensionne les fusibles et on ajoute un disjoncteur magnéto-électrique. Parmi d'autres types de protections, on peut citer: limiteurs électroniques d'intensité, blocage des impulsions de commande lorsque le courant dépasse la limite fixée, inductance de fuite afin de limiter le courant de court-circuit.

3-6-3: la protection thermique contre les échauffements excessifs qui sont dus aux différentes parties d'un thyristor, en plus de cela il peut y avoir des échauffements localisés dans une petite surface de la jonction de commande en commutation ou lorsqu'il existe un courant important de gâchette. On peut citer 3 modes de refroidissement:

3-6-3-1: refroidissement par le boîtier (par les faibles pressions): la chaleur due aux parties est dissipée dans l'air ambiant par convection et par rayonnement du boîtier.

3-6-3-2: refroidissement par radiateur fixé sur chaque thyristor, le radiateur est en aluminium et à ailettes multiples, le

refroidissement s'obtient soit par convection naturelle, soit par ventilation forcée.

3-6-33: refroidissement par des liquides (huiles, eau, ...) pour les grandes puissances.

4. Amplificateur Opérationnel (µA742):

L'utilisation du circuit intégré 742 est devenue de plus en plus fréquente en électronique. Il s'agit d'un amplificateur différentiel de tension, il y a par conséquent 2 entrées et 2 sorties, l'une des deux entrées respecte la phase du signal d'entrée tandis que l'autre l'inverse, on parle alors de l'entrée non inversée ou directe (e+) et de l'entrée inversée (e-).

La contre-réaction est facilement réalisée en reliant la borne de sortie de l'amplificateur et les bornes d'entrées correspondantes à travers un montage comportant généralement des résistances ou (et) des condensateurs. Les impédances d'entrée et de sortie de l'amplificateur sont diminuées.

4-1: Calcul du gain: d'après la Fig 14, la valeur complexe de l'intensité du courant d'entrée est: $\bar{I} = \bar{I}_0 - \bar{I}'$.

Le circuit de réaction a une impédance de réaction \bar{Z}' , nous pouvons connaître \bar{I}' en appliquant la loi d'Ohm:

$$\bar{I}' = \frac{V_0 - \bar{V}_e}{\bar{Z}'} = \bar{V}_s \left(\frac{1}{\bar{Z}'} - \frac{1}{\bar{Z}} \right) \quad \bar{G} = \frac{\bar{V}_s}{\bar{V}_e}$$

$$\bar{I}_0 = \frac{V_0}{R_e} = \frac{\bar{V}_s}{\bar{G} R_e}$$

$$\Rightarrow \bar{I} = \bar{I}_0 - \bar{I}' = \bar{V}_s \left(\frac{1}{\bar{G} R_e} - \frac{1}{\bar{Z}'} + \frac{1}{\bar{Z}} \right) \quad (1)$$

Le courant \bar{I} est fourni par le générateur de f.e.m. \bar{E} :

$$\bar{I} = \frac{\bar{E} - \bar{V}_e}{\bar{Z}} = \frac{\bar{E}}{\bar{Z}} - \frac{\bar{V}_s}{\bar{Z}} \quad (2)$$

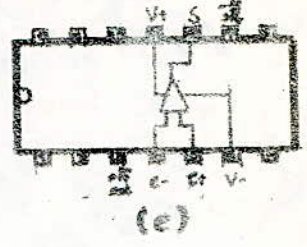
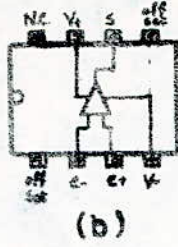
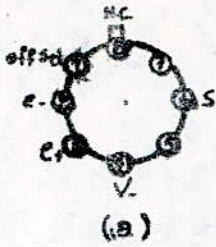


Fig 13: le CI 741 existe en 3 boîtiers:
 en TO99 métallique (a), en DIL8 (b), et en DIL14 (c).

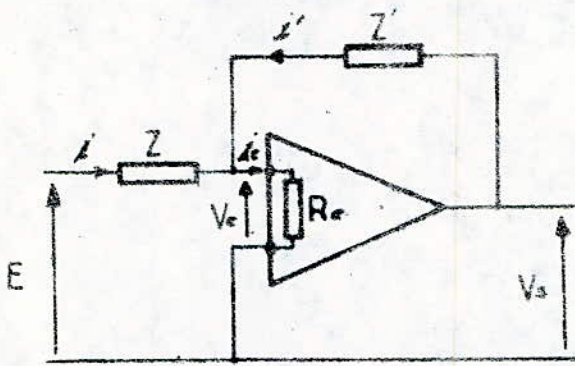


Fig 14

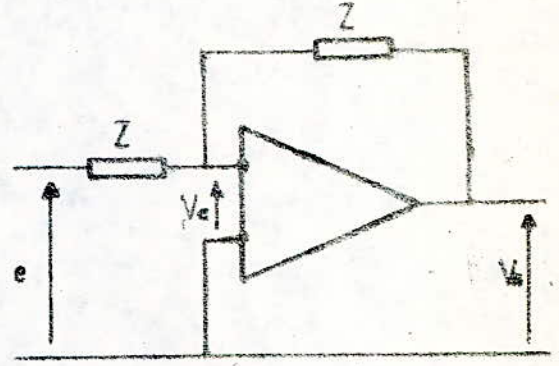


Fig 15

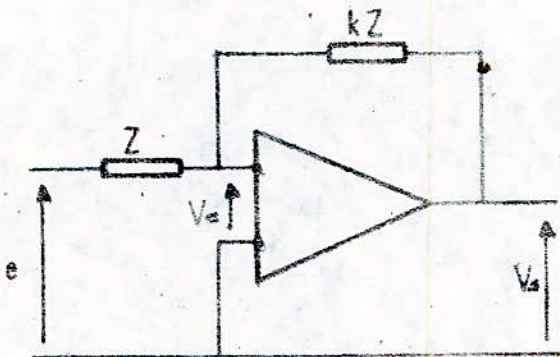


Fig 16

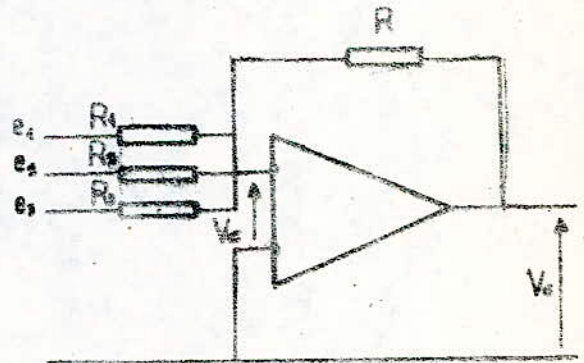


Fig 17

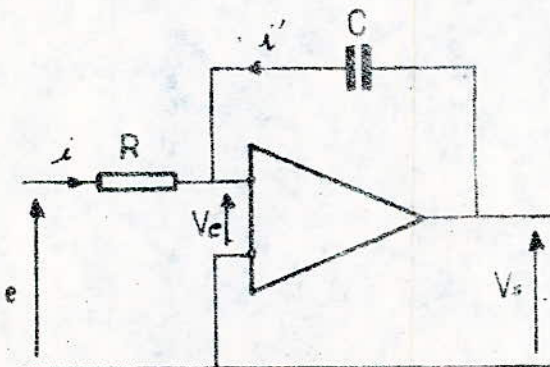


Fig 18

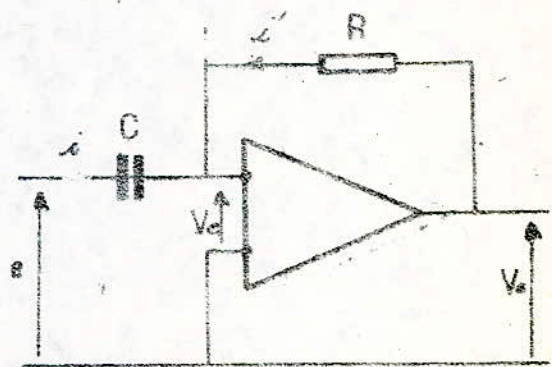


Fig 19

des équations (1) et (2), on a:

$$\frac{\bar{E}}{\bar{Z}} = \bar{V}_s \left(\frac{1}{G R_0} - \frac{1}{\bar{Z}'} + \frac{1}{G \bar{Z}} + \frac{1}{G \bar{Z}'} \right)$$

comme $G \gg 1$, alors: $\frac{\bar{E}}{\bar{Z}} = \bar{V}_s \left(-\frac{1}{\bar{Z}'} \right)$

$$\Rightarrow \frac{\bar{V}_s}{\bar{E}} = -\frac{\bar{Z}'}{\bar{Z}} = G'$$

G' = gain de l'amplification avec la contre-réaction

$G = u \quad u \quad u \quad u$ en boucle ouverte.

4.2: Alimentation du $\mu A741$: il peut être alimenté de $\pm 4,5V$ à $\pm 18V$. Le choix de la tension d'alimentation est parfois fonction de l'excursion souhaitée de la tension de sortie.

Il existe plusieurs usages des amplificateurs opérationnels, on peut en citer:

- changeur de signe (Fig 15): si $\bar{Z} = \bar{Z}' \Rightarrow G' = -1$.
- changeur d'échelle (Fig 16): si $\bar{Z}' = k\bar{Z} \Rightarrow G' = -k$
- additionneur (Fig 17): comme le courant i_c est négligeable devant i_1, i_2, i_3 et i' , car l'impédance de l'entrée inverseuse est très grande, on peut écrire:

$$i_1 + i_2 + i_3 = -i'$$

$$\text{cad } \frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{e_3}{R_3} = -\frac{V_s}{R} \quad \text{car } i_1 = \frac{e_1 - V_c}{R_1} \approx \frac{e_1}{R_1} \text{ etc...}$$

$$\text{si } R_1 = R_2 = R_3 = R, \text{ alors: } \frac{e_1 + e_2 + e_3}{R} = -\frac{V_s}{R}$$

$$\Rightarrow e_1 + e_2 + e_3 = -V_s$$

- intégrateur (Fig 18): i_c étant négligeable devant i_1 et i_2 ,

$$i = -i'$$

$$V_s - V_c = \frac{1}{C} \int_0^t i' dt$$

$$e - V_c = R i \quad V_s - V_c \approx V_s \quad \frac{e - V_c}{R} \approx \frac{e}{R} = i = -i'$$

$$\text{d'où: } V_s = -\frac{1}{RC} \int_0^t e dt$$

RC = constante de temps de de l'intégrateur.

Ce montage est très souvent utilisé pour obtenir un signal en dents de scie à partir d'une tension en créneaux (intégrateur de Miller).

- Différentiateur (Fig 19): i est négligeable devant i' ,

$$i \approx i'$$

$$e - V_e \approx e = \frac{1}{C} \int_0^t i dt \quad i = C \frac{de}{dt}$$

$$V_s - V_e \approx V_s = Ri'$$

$$\Rightarrow V_s = -RC \frac{de}{dt}$$

Comme sa transmittance $-jRC\omega$ est proportionnelle à la fréquence, alors ce montage est très peu utilisé tout seul (c'est un amplificateur de bruit).

5- Transistors à jonctions:

Ce sont des semi-conducteurs comportant deux zones de conductibilité délimitées séparées par une zone de conductibilité contraire. On distingue les transistors NPN et les transistors PNP. Un transistor peut être considéré comme l'association de deux diodes réunies par leurs cathodes. L'épaisseur de la région intermédiaire ne dépasse pas quelques microns. (Fig 20). Les différentes caractéristiques d'un transistor sont données par la Fig 21.

5.1: Polarisation des jonctions: (Fig 22), la jonction émetteur-base est polarisée dans le sens direct, la base est portée à un potentiel positif par rapport à l'émetteur pour un transistor NPN (négatif pour un transistor PNP). Au contraire, la jonction collecteur-base est polarisée dans le sens inverse, le collecteur est porté à un potentiel positif par rapport à la base pour un transistor NPN (négatif pour un transistor PNP), c'est le courant inverse de cette jonction qui passe dans le circuit du collecteur. Les transistors NPN sont les plus utilisés actuellement.

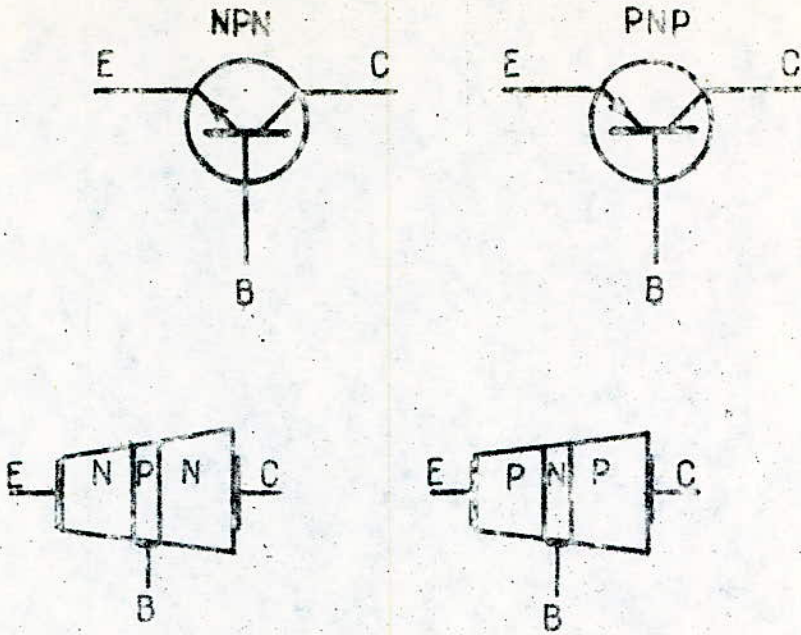


FIG 20

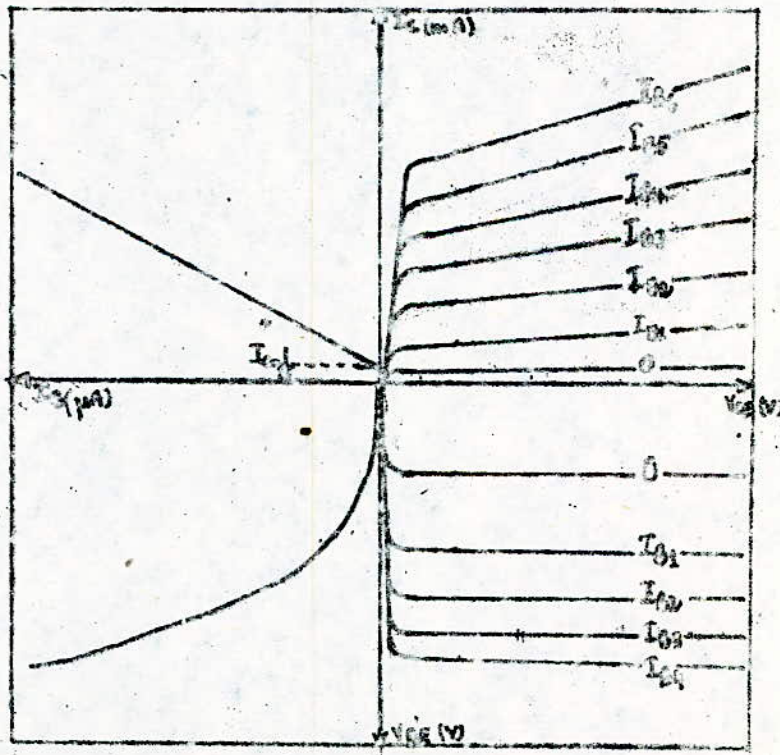


FIG 21

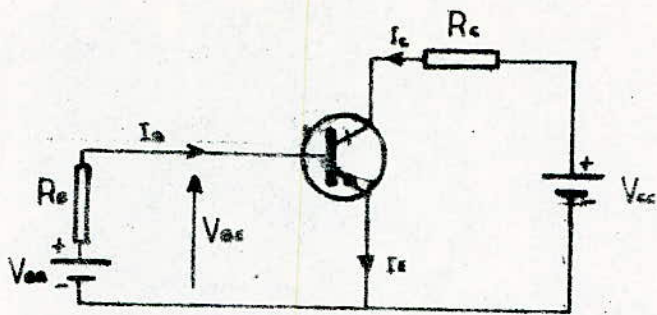


Fig 22

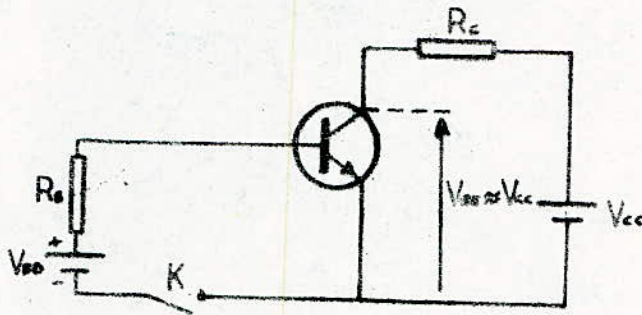


Fig 23

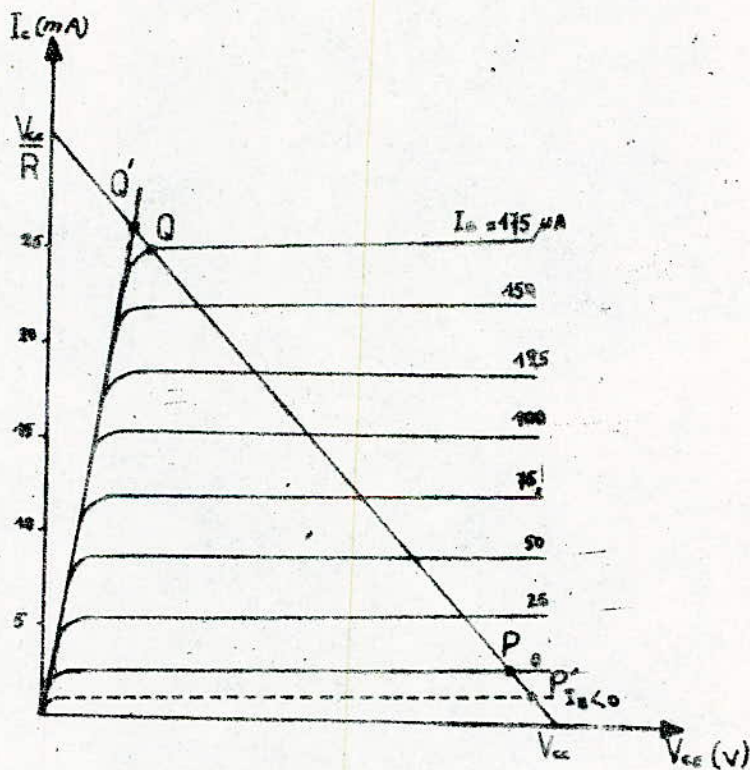


Fig 24

5-2: Transistor en commutation: un transistor employé en commutation peut être considéré comme un relais statique.

Si son courant de base est nul (interrupteur K ouvert, Fig 23) la charge R n'est traversée que par un courant très faible et, pratiquement, toute la tension V_{cc} est appliquée entre les bornes C et E du transistor, on dit qu'il est à l'état bloqué. Si l'interrupteur K est fermé, un courant I_c passe à travers la charge R, le transistor est à l'état conducteur. Pour ces deux états, les points de fonctionnement du transistor se trouvent sur la droite de charge (Fig 24) :

$$I_c = \frac{V_{cc}}{R} - \frac{V_{ce}}{R}$$

Lorsque le courant de base est nul, le point de fonctionnement est en P sur la caractéristique correspondant à $I_B = 0$. Quand K est fermé, le point de fonctionnement se trouve en Q sur la caractéristique correspondant au courant de base choisi. La puissance dissipée par le transistor est pratiquement égale au produit de la tension V_{ce} et du courant I_c de collecteur correspondant.

En prenant un courant I_B suffisamment grand, le point Q vient en Q' sur la partie commune aux différentes caractéristiques, le courant I_c atteint la valeur maximale compatible avec la charge R imposée, le transistor est dit saturé, pratiquement, $I_c \approx \frac{V_{cc}}{R}$

Le point P peut être placé le plus près possible de l'axe des abscisses en choisissant un transistor à très faible courant résiduel comme un transistor au sélénium. Dans ce transistor au germanium, il est parfois nécessaire de placer la jonction base-collecteur sous tension inverse, elle est alors traversée par un courant I_B négatif auquel correspond une caractéristique située sous la courbe $I_B = 0$ et l'axe des abscisses du point de

fonctionnement vient alors en P'.

En commutation, un fonctionnement dit inversé est parfois utilisé, les rôles du collecteur et de l'émetteur sont alors inversés et les jonctions se trouvent polarisées dans le sens contraire au fonctionnement normal (Fig 25).

3: Commutation sans blocage ni saturation: en commutation, un transistor peut être utilisé pour amplifier un signal impulsionnel; nous allons voir le fonctionnement d'un étage émetteur commun lorsque des impulsions rectangulaires sont appliquées à son entrée (Fig 26). En absence de signal, les courants de base et de collecteur sont égaux à I_{B0} et I_{C0} , en présence d'une impulsion de courant I_B , ils deviennent égaux à $(I_{B0} + I_B)$ et $(I_{C0} + I_C)$ avec $I_C = \beta I_B$, cependant, ils ne prennent pas immédiatement ces valeurs. Quand on applique l'impulsion I_B , les porteurs de charges diffusent à travers la base et on a un temps de montée t_r , en pratique t_r est le temps qui s'écoule entre l'instant où $I_C = I_{C0} + 0,1 I_C$ et celui où $I_C = I_{C0} + 0,9 I_C$. De même, à la suppression de l'impulsion correspond un temps de descente t_f égal au temps qui sépare les instants où le courant passe de $(I_{C0} + 0,9 I_C)$ à $(I_{C0} + 0,1 I_C)$ et ceci en admettant que la durée de l'impulsion soit suffisamment grande que que la valeur $(I_{C0} + I_C)$ soit atteinte.

4 Commutation avec blocage et saturation: (Fig 27), dans un montage émetteur commun, lorsque le courant de base est nul et en l'absence d'impulsion, le courant du collecteur de repos est égal au courant résiduel I_{C0} , celui-ci étant généralement très faible, on peut le considérer comme nul et le transistor est bloqué. Lors de l'application d'un signal impulsionnel à la base, le transistor conduit, si le courant de base est suffisamment grand, le transistor est saturé. Le courant de collecteur n'atteint pas immédiatement sa valeur

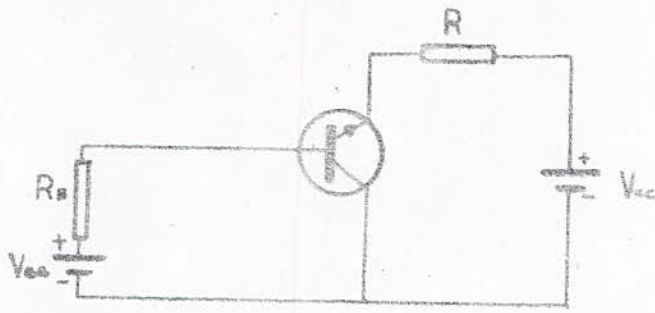


Fig 25

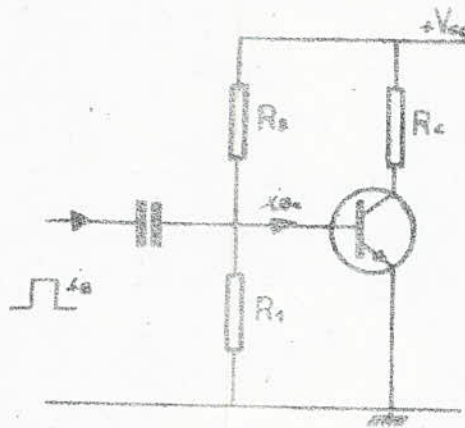


Fig 26

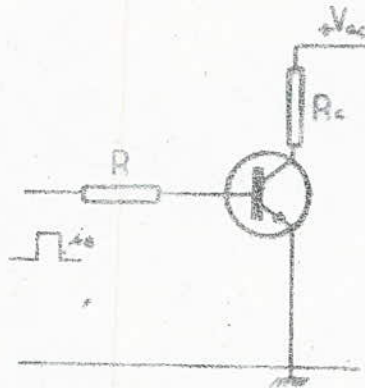


Fig 27

maximale I_{cm} . Le temps qui s'écoule lorsque I_c passe de 0 à 10% de I_{cm} est appelé temps de délai t_d , et celui qui est nécessaire pour que I_c passe de 10% à 90% de I_{cm} est appelé temps de montée t_r . Il est admis qu'à l'issue de la durée du signal, le courant est suffisant pour faire fonctionner le dispositif commandé par le transistor.

À la suppression de l'impulsion, le transistor ne passe pas instantanément de la saturation au blocage. En effet, dans l'état saturé, les deux jonctions de transistor sont polarisées en direct (pour un transistor NPN), cela signifie que les électrons sont envoyés dans la base aussi bien du collecteur que de l'émetteur. Une importante accumulation d'électrons se produit dans la base ce qui entraîne une diminution de l'effet du dopage, tout se passe alors comme si le taux d'impuretés dans la base était supérieur à la valeur pour laquelle le corps présente des propriétés semi-conductrices. Ainsi, lorsque l'impulsion d'entrée cesse, les électrons "stockés" dans la base retournent - ils dans le collecteur et prolongent son courant. Ce temps supplémentaire de passage du courant est appelé temps de stockage t_s , il est égal au temps qui sépare l'instant de la fin de l'impulsion et l'instant où le courant de collecteur est égal à 90% de I_{cm} . Faisant suite à t_s , le temps de descente t_f est égal au temps nécessaire pour que l'amplitude de I_c passe de 90% à 10% de I_{cm} . Les quatre intervalles de temps définis plus haut sont les paramètres de commutation d'un transistor. Les ordres de grandeur sont les suivants :

$$t_d = 20 \text{ ns}$$

$$t_r = 60 \text{ ns}$$

$$t_s = 30 \text{ ns}$$

$$t_f = 140 \text{ ns}$$

A ces caractéristiques sont souvent ajoutés les deux intervalles de temps suivants :

- le temps d'ouverture : $t_{on} = t_d + t_r$.

- le temps de fermeture : $t_{off} = t_s + t_f$.

de leurs valeurs dépendent la durée et la période minimales des impulsions à transmettre.

Ch 2. REDRESSEURS A DIODES.

1. Redressement monophasé simple alternance:

Le schéma du montage est donné par la Fig 2.a. La tension d'alimentation est $u = U_m \sin \theta$ (Fig 2.b). La diode D n'est passante que lorsqu'elle est polarisée en direct, c'est-à-dire lorsque son potentiel d'anode est supérieur à celui de cathode, elle bloque l'alternance négative de la tension u .

On obtient aux bornes d'une charge résistive (Fig 2a) la tension redressée u_{co} (Fig 2b). La tension maximale que supporte la diode pendant son état bloqué est U_m . La tension moyenne redressée est:

$$U_{co} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} u(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_m \sin \theta d\theta$$

$$U_{co} = \frac{U_m}{\pi}$$

Le courant redressé i_{co} est: $i_{co} = \frac{u_{co}}{R}$, sa valeur moyenne est:

$$I_{co} = \frac{U_{co}}{R} = \frac{U_m}{R\pi}$$

$$I_{co} = \frac{I_m}{\pi} \quad \text{avec} \quad I_m = \frac{U_m}{R}$$

Dans le cas d'une charge inductive RL (Fig 3a), le courant redressé i'_{co} est tel que:

$$u_{co} = R i'_{co} + L \frac{di'_{co}}{dt}$$

$$i'_{co} = \frac{U_m}{Z} \left[\sin(\theta - \varphi) + \exp\left(-\frac{R\theta}{L\omega}\right) \cdot \sin \varphi \right]$$

$$Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$$

$$\varphi = \text{Arctg} \frac{L\omega}{R}$$

Les allures de u_{co} et de i'_{co} sont données par la Fig 3.b.

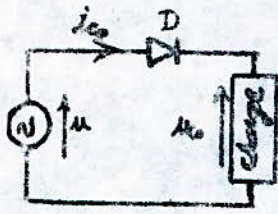


Fig 1-a

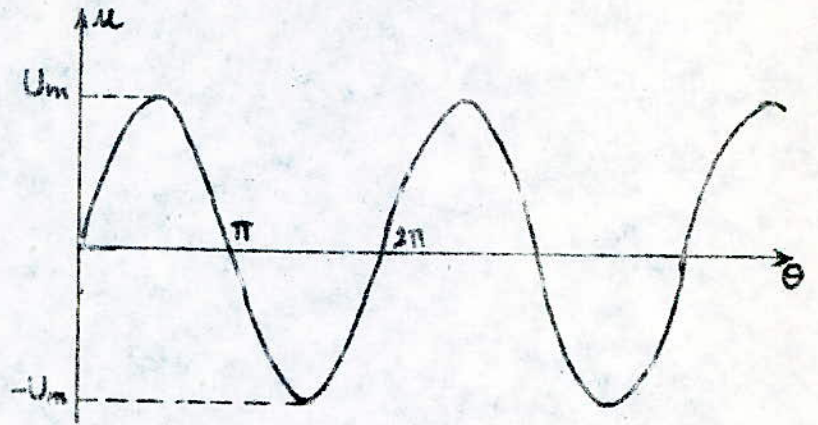


Fig 1-b

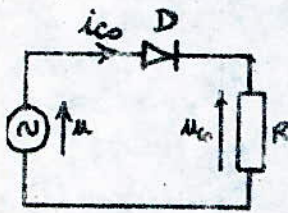


Fig 2-a

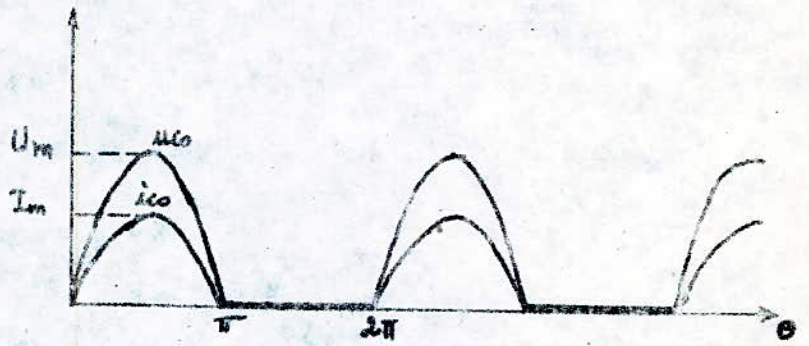


Fig 2-b

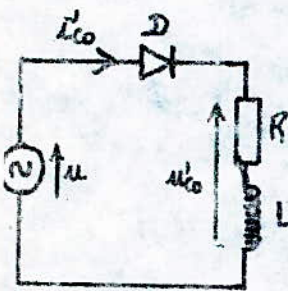


Fig 3-a

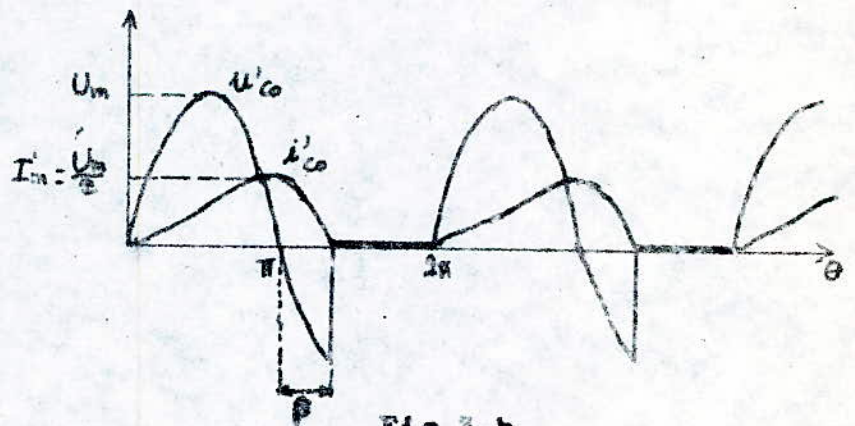


Fig 3-b

la tension moyenne redressée est :

$$U'_{Co} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi+\beta} u(\theta) d\theta$$

$$U'_{Co} = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \beta)$$

le courant moyen redressé est :

$$I'_{Co} = \frac{U'_{Co}}{R} = \frac{I_m}{\pi} (1 + \cos \beta)$$

car les valeurs moyennes se comportent comme les valeurs continues.

En début, l'inductance s'oppose aux variations de courant ce qui se traduit par une faible pente de la courbe. Lorsque u s'annule, l'inductance s'oppose à l'annulation du courant et le prolonge au delà de π jusqu'à $\theta = \beta$ (angle d'extinction). On voit donc que la conduction de la diode cesse à $\theta = \pi$ quand la charge est résistive et se prolonge jusqu'à $\theta = \beta > \pi$ quand elle est inductive.

2. Redressement monophasé double alternance :

Pour cela, on utilise soit un transformateur à point milieu et deux diodes, soit une alimentation simple et 4 diodes montées en pont de GRAETZ.

2-1. Au secondaire d'un transformateur à point milieu, on a 2 tensions de même amplitude mais en opposition de phases (fig 5 a et b). Le schéma du circuit est donné par la fig 5. Pendant l'alternance positive de u_1 , c'est pendant l'alternance négative de u_2 . D_1 est polarisée en direct tandis que D_2 l'est en inverse, D_1 est donc passante et D_2 bloquée et c'est l'inverse pendant l'alternance négative de u_1 . La tension inverse nominale supportée par une diode pendant son état bloqué est $2U_m$.

2-2. Le pont de GRAETZ nous évite l'utilisation d'un transformateur à point milieu mais le nombre de diodes est doublé (Fig 6). Pendant l'alternance positive, D_1 et D_3 sont polarisés en direct,

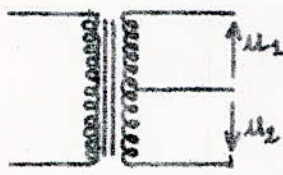


Fig 4-a

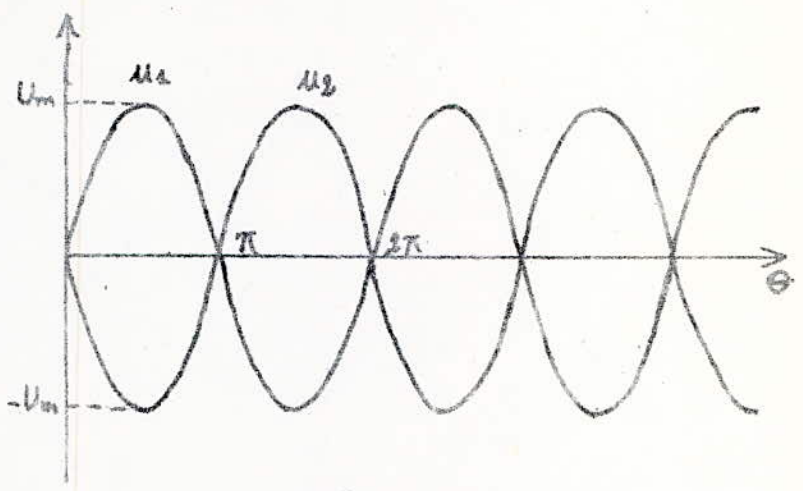


Fig 4-b

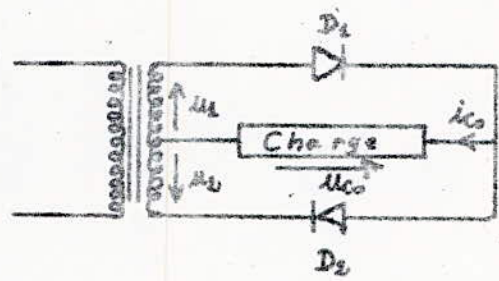


Fig 5,

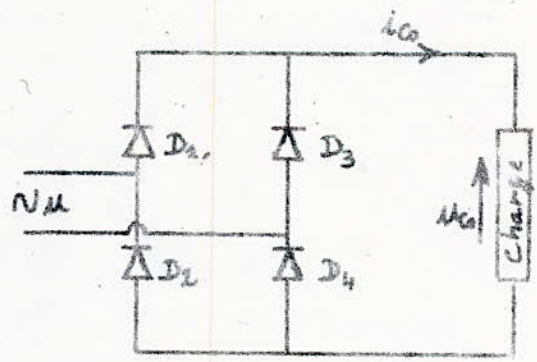


Fig 6

elles sont donc passantes tandis que D_2 et D_3 sont bloquées et c'est le contraire pendant l'alternance négative. La tension inverse maximale supportée par une diode pendant son état bloqué est U_m (moitié moins que précédemment).

2.3 Pour les deux montages et dans le cas d'une charge résistive, les allures de la tension u_{co} et du courant i_{co} redressés sont données par la Fig 7.a.

La tension moyenne redressée est:

$$U_{co} = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} u_c(\theta) d\theta$$

$$U_{co} = 2 \frac{U_m}{\pi}$$

Le courant moyen redressé est:

$$I_{co} = \frac{U_{co}}{R} = \frac{2U_m}{R\pi}$$

$$I_{co} = 2 \frac{I_m}{\pi}$$

On remarque que ces deux valeurs sont 2 fois plus grandes que celles obtenues avec un redressement simple alternance. Dans le cas d'une charge inductive RL , les allures de la tension u_{co} et du courant i_{co} redressés sont données par la Fig 7.b. Le courant est prolongé par l'inductance. L'amorçage des diodes bloquées est influencé par le débit des diodes passantes.

Le courant redressé est:

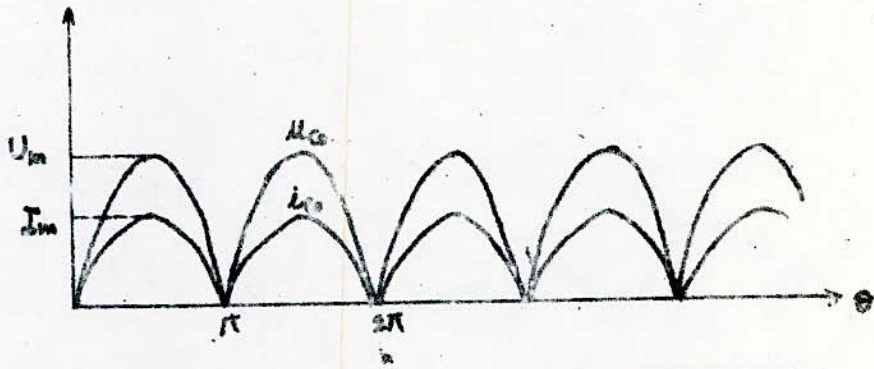
$$i_{co} = \frac{U_m}{Z} \sin(\theta - \varphi) + 2 U_m \sin \varphi \frac{\exp(-\frac{R\theta}{L\omega})}{Z[1 - \exp(-\frac{R\pi}{L\omega})]}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$$

$$\varphi = \text{Arctg} \frac{L\omega}{R}$$

La tension moyenne redressée est:

$$U_{co} = \frac{2}{2\pi} \int_{\beta}^{\pi+\beta} u_c(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{\beta}^{\pi+\beta} U_m \sin \theta d\theta$$



1 ^{er} montage	D_4	D_3	D_2	D_1	D_4
2 ^e montage	D_1 et D_4	D_2 et D_3	D_4 et D_1	D_3 et D_2	D_2 et D_3

Fig 7-a

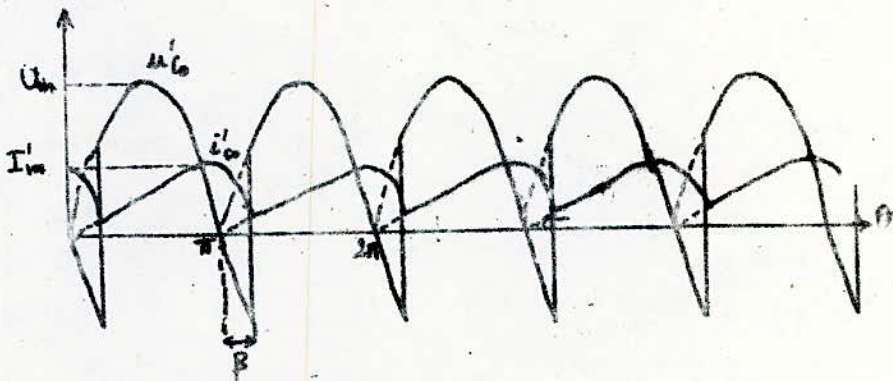


Fig 7-b

$$U'_{co} = \frac{2U_m}{\pi} \cos \beta$$

Le courant moyen redressé est:

$$I'_{co} = \frac{U'_{co}}{R} = \frac{2U_m}{\pi R} \cos \beta$$

$$I'_{co} = \frac{2I_m}{\pi} \cos \beta$$

3- Redressement triphasé simple voie:

Les 3 tensions d'alimentation sont déphasées de $2\pi/3$ l'une par rapport à l'autre (Fig 8a et b):

$$u_1 = U_m \sin \theta$$

$$u_2 = U_m \sin(\theta - 2\pi/3)$$

$$u_3 = U_m \sin(\theta - 4\pi/3)$$

Dans le cas d'une charge résistive, la tension et le courant redressés, u_{co} et i_{co} , sont donnés par la Fig 9a.

La tension moyenne redressée est:

$$U_{co} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} u(\theta) d\theta = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} U_m \sin \theta d\theta$$

$$U_{co} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m$$

Le courant moyen redressé est:

$$I_{co} = \frac{U_{co}}{R} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \frac{U_m}{R}$$

$$I_{co} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} I_m$$

Le fonctionnement est le suivant: la diode qui conduit est celle qui a son potentiel d'anode le plus grand des trois. Ainsi, de $\pi/6$ à $5\pi/6$, c'est u_1 qui est la plus grande des 3 tensions, c'est donc D_1 qui conduit, de $5\pi/6$ à $3\pi/2$, c'est u_2 qui est la plus grande et c'est donc D_2 qui conduit etc...

La tension inverse maximale supportée par une diode pendant son état bloqué est $U_m\sqrt{3}$ (Fig 9a)

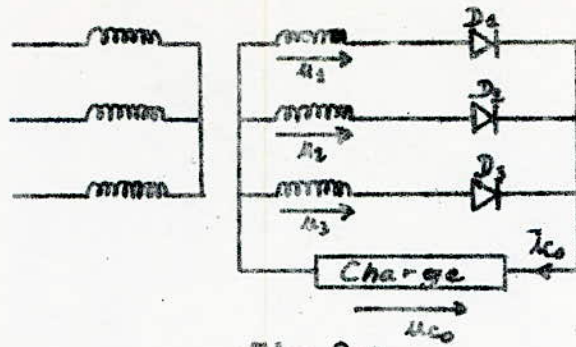


Fig 8-a

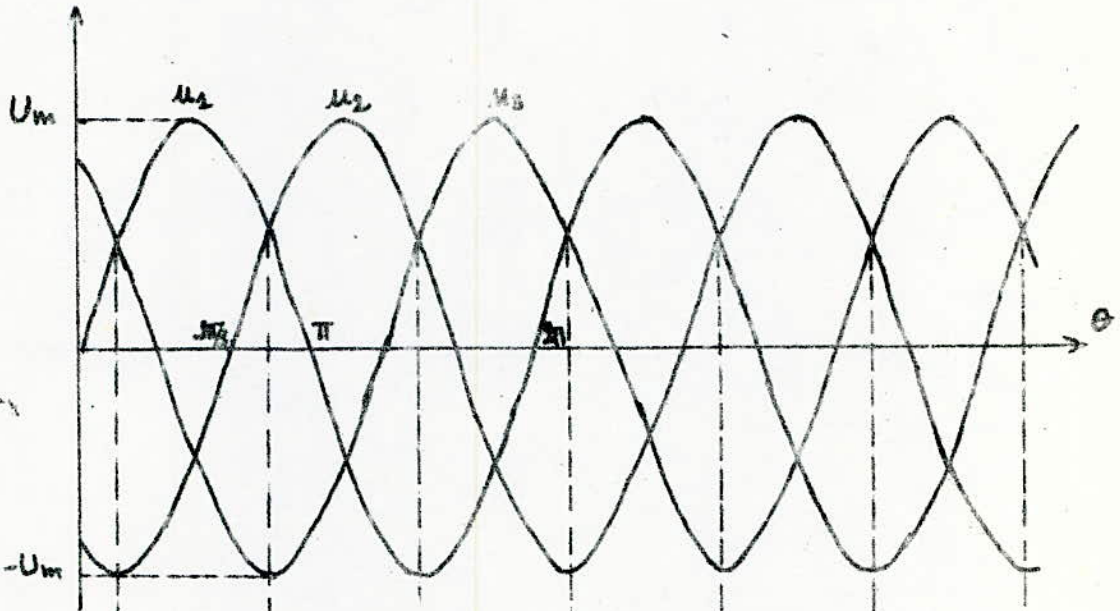


Fig 8-b

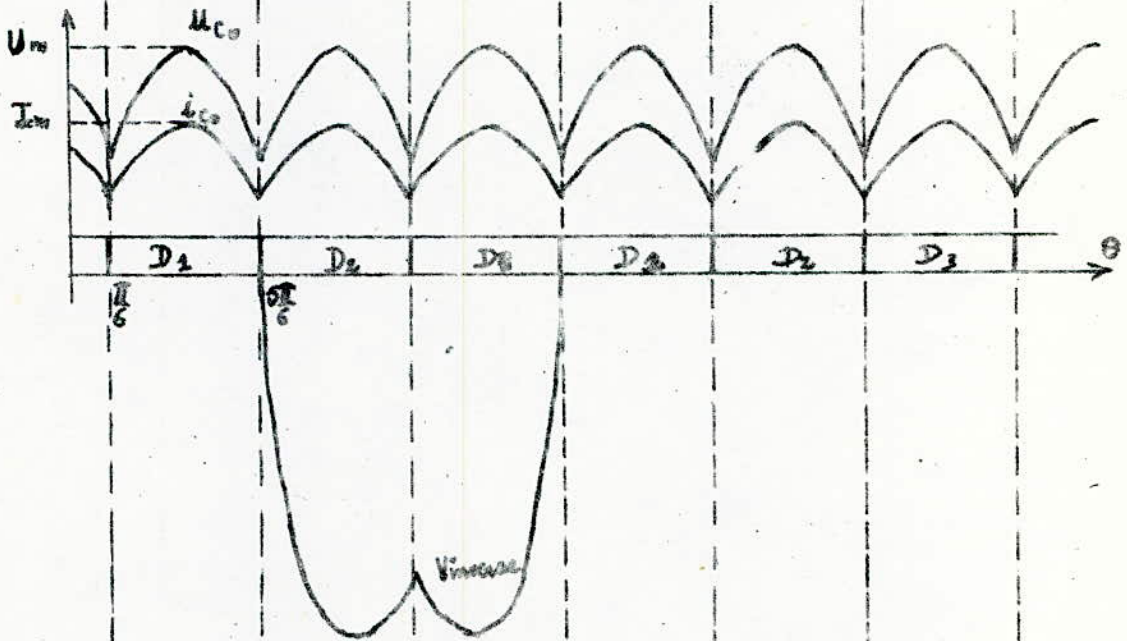


Fig 9-a

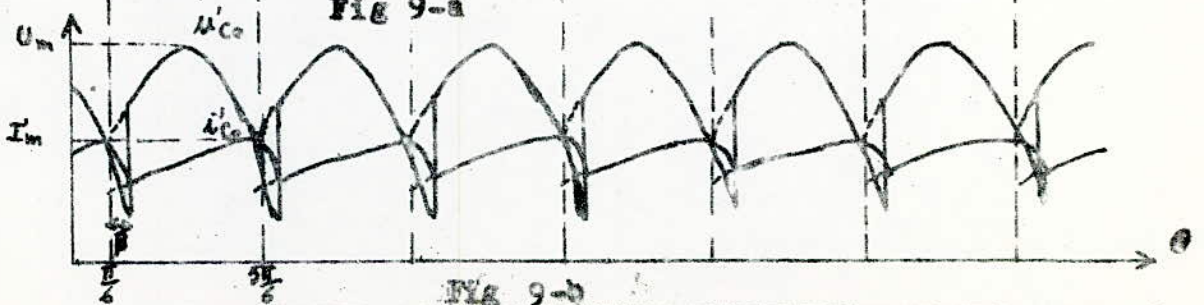


Fig 9-b

Dans le cas d'une charge inductive RL, les allures de la tension et du courant redressés, u_{co} et i_{co} , sont données par la Fig 9. b. L'inductance freine la croissance du courant et le prolonge au delà de l'intersection des tensions de l'alimentation. La tension moyenne redressée est:

$$U'_{co} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \beta}^{\frac{3\pi}{2} + \beta} u_c(\theta) d\theta = \frac{3U_m}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \beta}^{\frac{3\pi}{2} + \beta} \sin \theta d\theta$$

$$U'_{co} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m \cos \beta.$$

Le courant moyen redressé est:

$$I'_{co} = \frac{U'_{co}}{R} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \frac{U_m}{R} \cos \beta.$$

$$I'_{co} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} I_m \cos \beta.$$

4- Redressement triphasé double voie:

Le circuit nécessite 6 diodes montées en pont de GRAETZ (Fig 10. a). Dans le cas d'une charge résistive R, la tension et le courant redressés u_{co} et i_{co} sont donnés par la Fig 10b. La tension moyenne redressée est:

$$U_{co} = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} [u_1(\theta) - u_2(\theta)] d\theta$$

$$u_1(\theta) - u_2(\theta) = U_m [\sin \theta - \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})] = 2 U_m \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) \sin \frac{\pi}{3}$$

$$U_{co} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_m$$

Le courant moyen redressé est:

$$I_{co} = \frac{U_{co}}{R} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{U_m}{R}$$

$$I_{co} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} I_m$$

Les diodes sont passantes par paires. Chacune est constituée par une diode qui a son potentiel d'anode le plus élevé et par

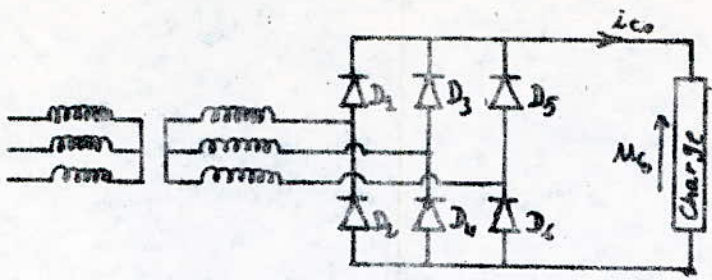


Fig 10-a

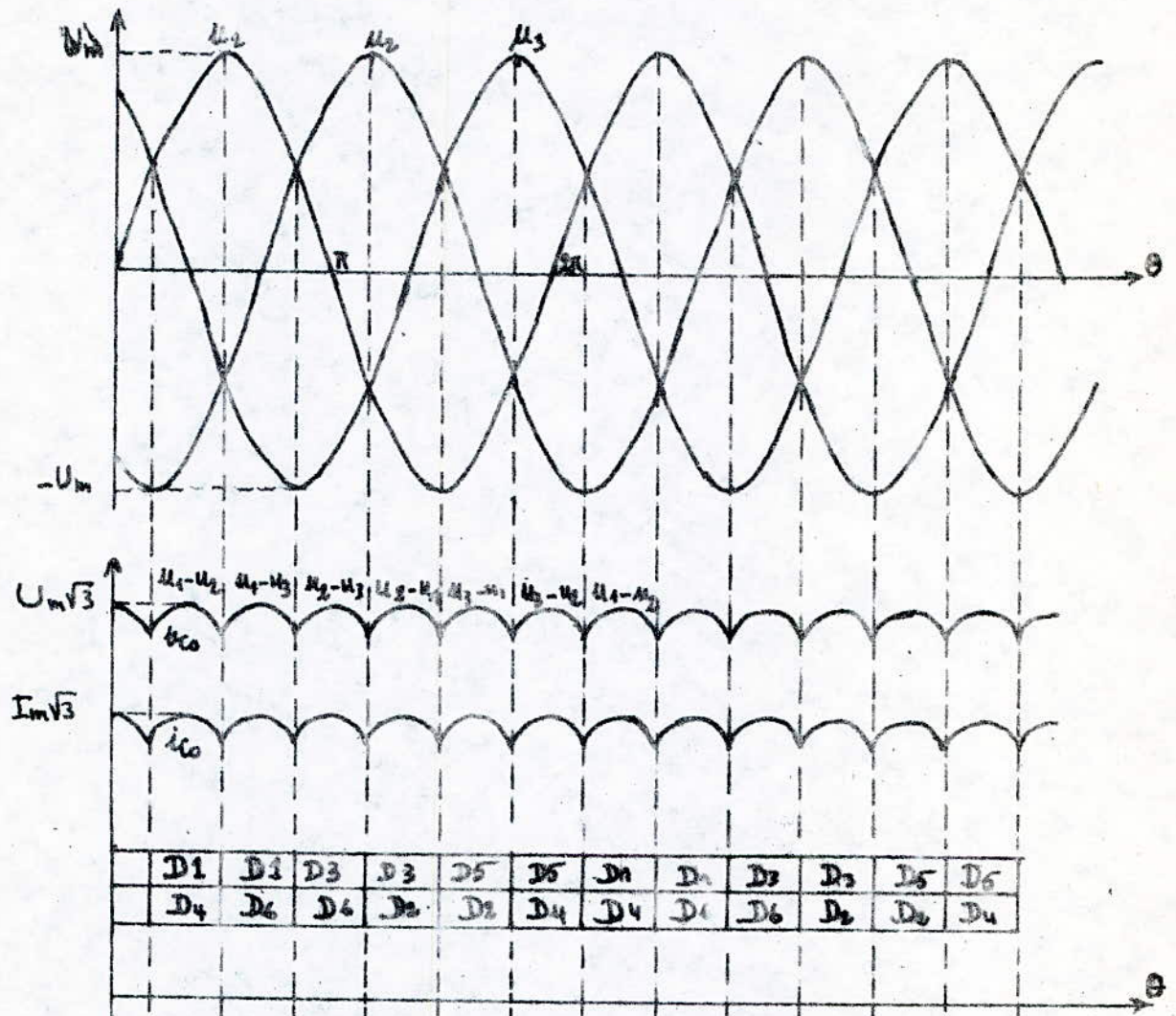


Fig 10-b

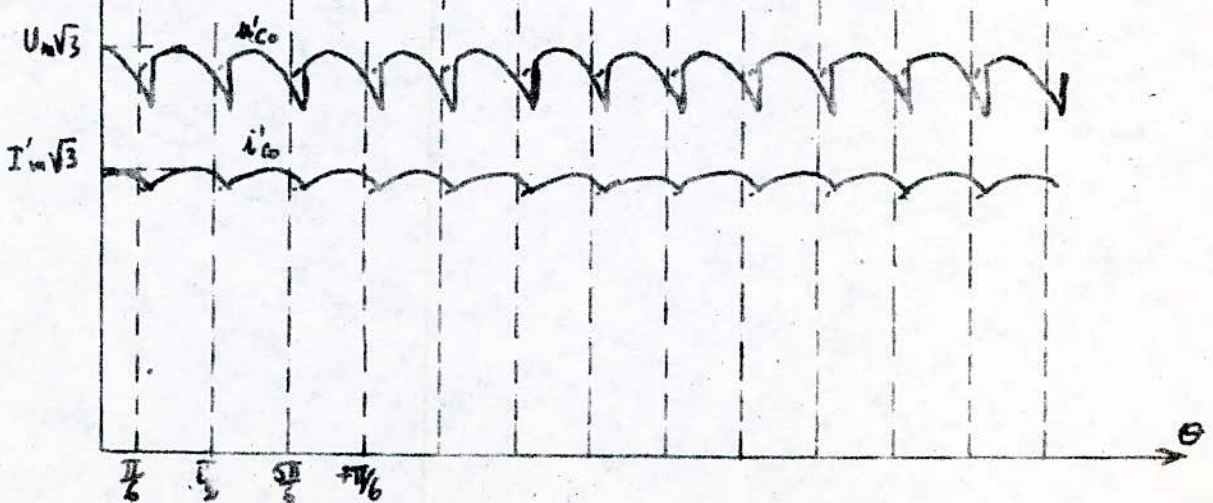


Fig 10-c

une autre diode qui a son potentiel de cathode le plus bas et la composition des paires change au cours du temps. La tension inverse maximale supportée par une diode pendant son état bloqué est $U_m \sqrt{3}$.

Dans le cas d'une charge inductive RL, les allures de la tension et du courant redressés sont représentées par la Fig 10c. Le courant est prolongé par l'inductance. La tension moyenne redressée est :

$$U'_{co} = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\beta}^{\frac{5\pi}{6}+\beta} [u_1(\theta) - u_2(\theta)] d\theta$$

$$U'_{co} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m \cos \beta.$$

Le courant moyen redressé est :

$$I'_{co} = \frac{U'_{co}}{R} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \frac{U_m}{R} \cos \beta$$

$$I'_{co} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} I_m \cos \beta.$$

Empiètement anodique :

La commutation est le transfert de courant d'une diode passante à la suivante. A cause de l'inductance du circuit d'anode (c-à-d du circuit se trouvant le redresseur), ce transfert est progressif, une diode ne cesse de débiter que pendant le débit de la suivante, il y a empiètement anodique. Ce phénomène entraîne une réduction de la tension redressée appelée chute de tension inductive.

5-1 Redressement triphasé simple voie (Fig 8a) : pendant la commutation, les 2 anodes intéressées sont en court-circuit, un courant de commutation circule dans les enroulements du transformateur d'alimentation. Par exemple, pour D_1 et D_2 , leurs anodes seront au même potentiel $\frac{u_1+u_2}{2}$, moyenne des tensions instantanées des

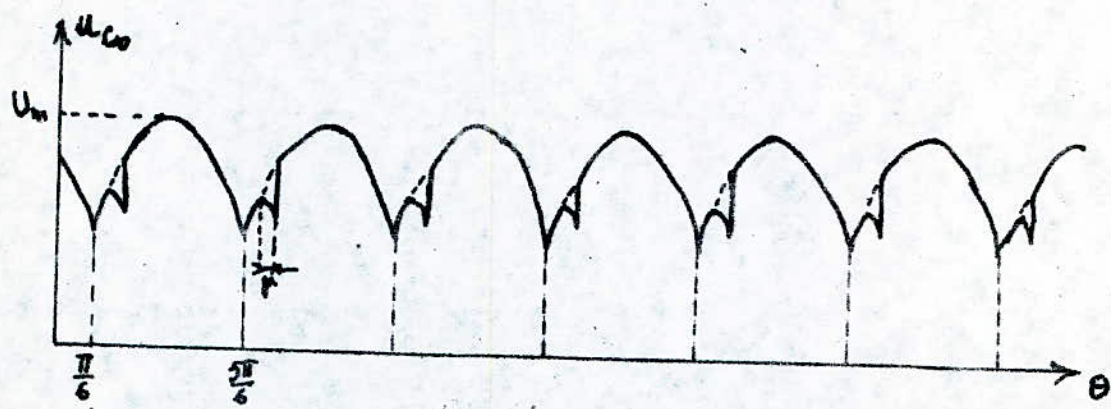


Fig 11-a

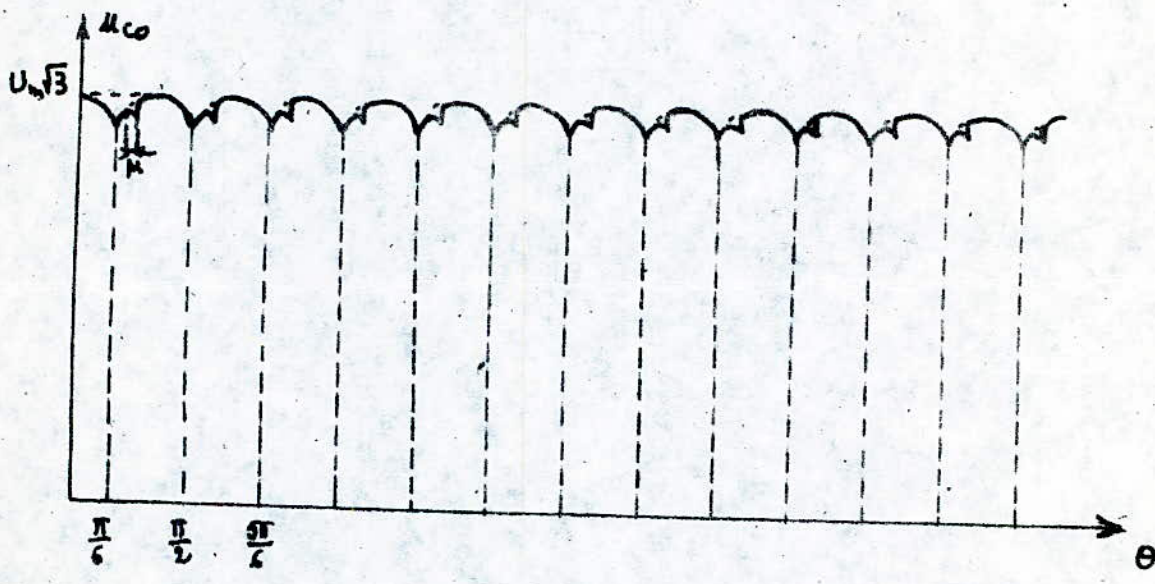


Fig 11-b

enroulements correspondants. La chute de tension inductive instantanée vaut donc:

$$u_2 - \frac{u_1 + u_2}{2} = \frac{u_2 - u_1}{2}$$

La chute de tension moyenne vaut (Fig 11 a):

$$\Delta U = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6} + \mu} \left(\frac{u_2 - u_1}{2} \right) d\theta$$

$$u_2(\theta) - u_1(\theta) = U_m \left[\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\theta \right] = -2U_m \cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \sin\frac{\pi}{3}$$

$$\Delta U = -\frac{3\sqrt{3}}{4\pi} U_m \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6} + \mu} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) d\theta$$

$$\Delta U = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} U_m (1 - \cos\mu)$$

5-2 Pont de GRAETZ tri phase (Fig 10 a): la chute de tension inductive se manifeste de la même façon que précédemment mais cette fois-ci, sa valeur moyenne est doublée et vaut: (Fig 11 b):

$$\Delta U = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m (1 - \cos\mu).$$

CH3 - REDRESSEURS A THYRISTORS OU REDRESSEURS COMMANDES

1. Redressement monophasé simple alternance: (Fig 1.a):

La tension d'alimentation est $u = U_m \sin \theta$ (Fig 1.b). Le thyristor n'est passant que lorsqu'il est polarisé en direct et qu'on fournit à sa gâchette une impulsion de courant suffisante pour l'amorcer et ceci avec un retard α . Pendant l'alternance négative, le thyristor ne s'amorce pas même si une impulsion arrive à sa gâchette.

Aux bornes d'une charge résistive R (Fig 2a), on obtient la tension redressée u_c (Fig 2b). La tension inverse maximale supportée par le thyristor pendant son état bloqué est U_m . La tension moyenne redressée est:

$$U_c = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin \theta d\theta$$

$$U_c = \frac{U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) = U_{c0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

U_{c0} = tension moyenne redressée avec diode.

On remarque que quand on fait varier α de 0 à π , U_c varie de U_{c0} à 0 , on peut donc ainsi régler la valeur de la tension moyenne redressée de zéro à sa valeur maximale U_{c0} .

Le courant redressé est: $i_c = \frac{U_c}{R}$, sa valeur moyenne vaut:

$$I_c = \frac{U_c}{R} = \frac{U_{c0}}{R} \frac{1 + \cos \alpha}{2} = I_{c0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

La remarque faite sur la régulation de U_c est valable pour I_c .

Dans le cas d'une charge inductive RL (Fig 3.a), le courant redressé est tel que:

$$u_c = R i_c + L \frac{di_c}{dt}$$

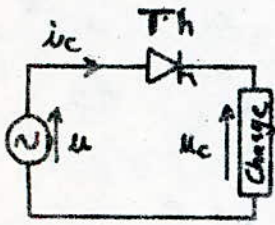


Fig 1-a

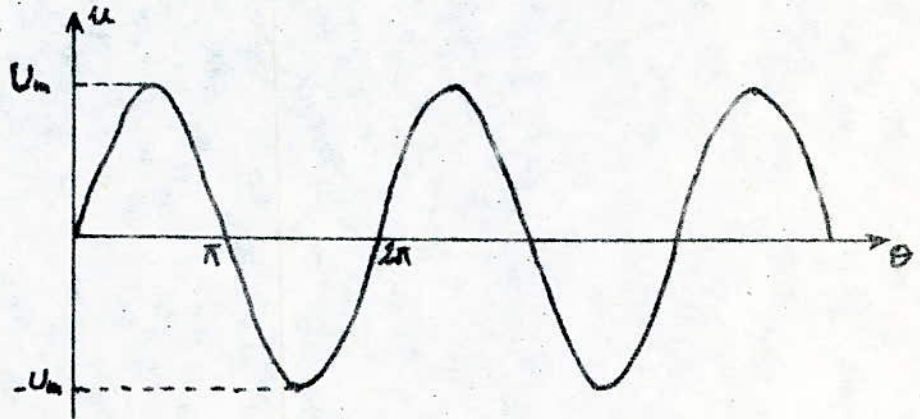


Fig 1-b

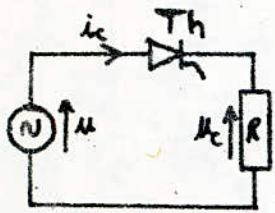


Fig 2-a

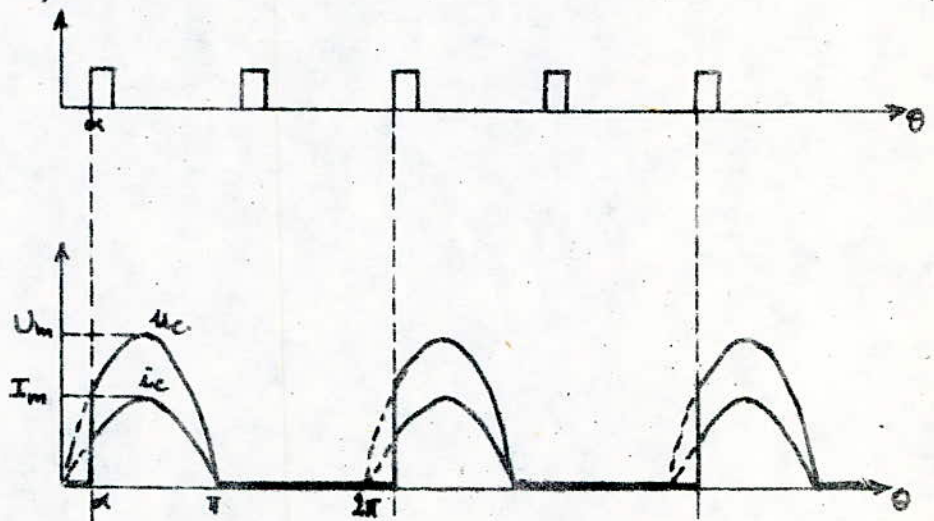


Fig 2-b

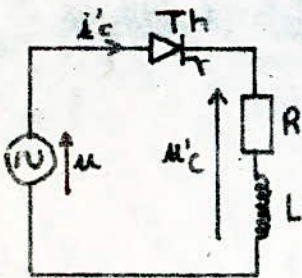


Fig 3-a

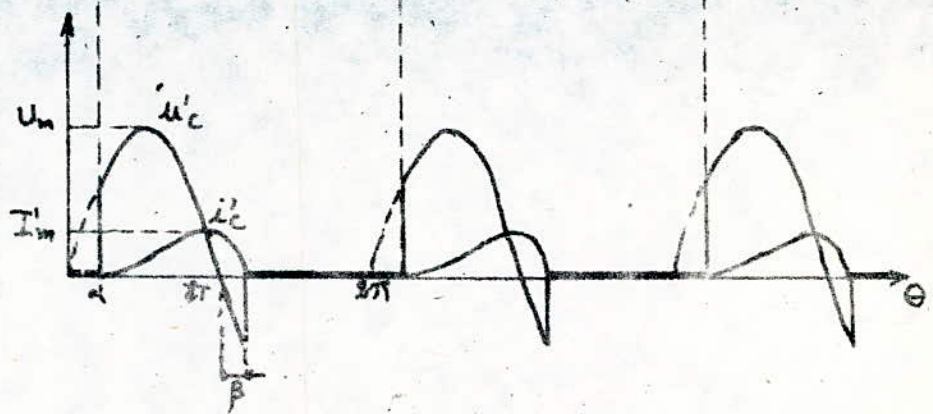


Fig 3-b

$$\text{d'où: } i_c = \frac{U_m}{Z} \left[\sin(\alpha - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) \exp\left(-\frac{\theta - \alpha}{\tau}\right) \right]$$

α = retard à l'amorçage

$$\varphi = \text{Arc tg } L\omega/R$$

$$Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$$

La tension moyenne redressée est:

$$U'_c = \frac{U_m}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\beta} \sin \theta d\theta.$$

$$U'_c = \frac{U_m}{2\pi} (\cos \alpha + \cos \beta).$$

Le courant moyen redressé est:

$$I'_c = \frac{U'_c}{R} = \frac{U_m}{2\pi R} (\cos \alpha + \cos \beta).$$

$$I'_c = \frac{I_m}{2\pi} (\cos \alpha + \cos \beta).$$

Les allures de i_c et de u_c sont données par la Fig 3. b.

De même que pour le redressement à diode, l'inductance prolonge le courant après l'annulation de la tension d'alimentation.

2. Redressement monophasé double alternance: (Fig 4 a et b)

C'est les mêmes circuits que les redresseurs à diodes (Ch 2, Fig 5 et 6) sauf qu'on utilise des thyristors à la place des diodes, l'ordre d'amorçage des thyristors est le même que celui des diodes.

Pour le premier circuit (Fig 4. a), les angles d'amorçage de T_1 et de T_2 sont déphasés de π . Pour le second circuit (Fig 4. b), les gâchettes de T_{1et} et de T_{2et} doivent recevoir les impulsions en même temps, il en est de même pour T_{1er} et T_{2er} les angles d'amorçage des 2 paires de thyristors sont déphasés de π .

Dans le cas d'une charge résistive R , les allures de la tension u_c et du courant i_c redressés sont données

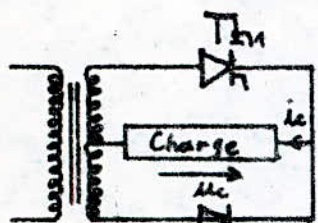


Fig 4-a

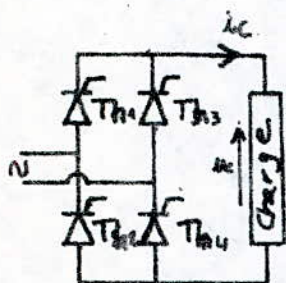
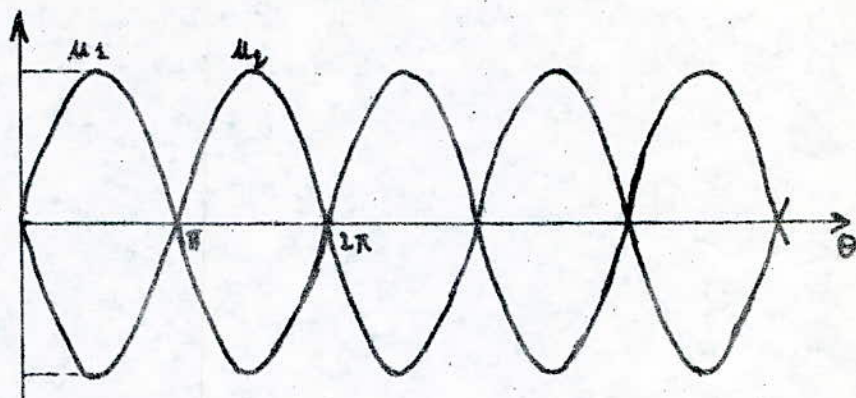
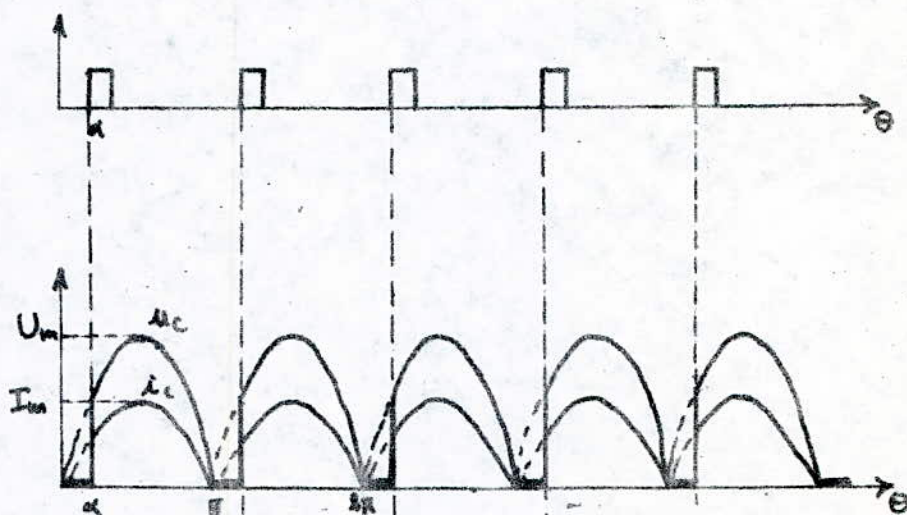


Fig 4-b



i_c montage	Th1	Th2	Th3	Th4	Th1
i_c montage	Th2	Th1	Th4	Th3	Th2

Fig 5-a

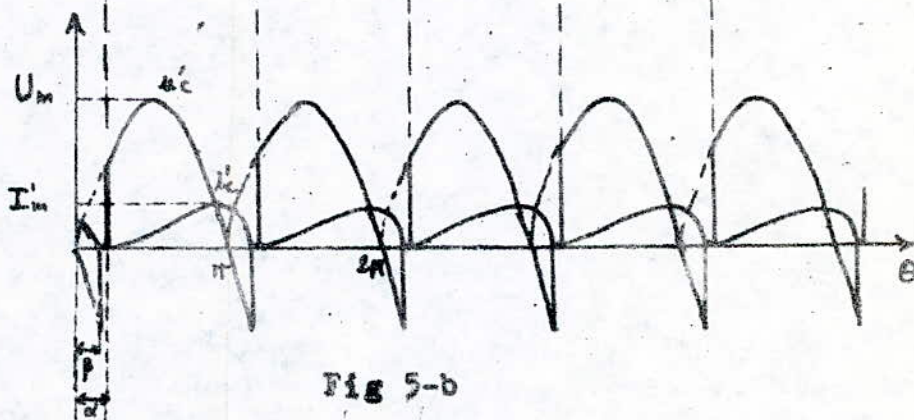


Fig 5-b

par la Fig 5a. La tension moyenne redressée est:

$$U_c = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u(\theta) d\theta = \frac{U_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \theta d\theta$$

$$U_c = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) = U_{c0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

U_{c0} = tension redressée avec des diodes.

Le courant moyen redressé est:

$$I_c = \frac{U_c}{R} = \frac{U_{c0}}{R} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

$$I_c = I_{c0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

Dans le cas d'une charge inductive RL, les allures de la tension u_c et du courant i_c redressés sont représentées par la Fig 5b. L'inductance prolonge le courant de la même façon que pour le montage à diodes.

La tension moyenne redressée est:

$$U'_c = \frac{2U_m}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\beta} \sin \theta d\theta$$

$$U'_c = \frac{U_m}{\pi} (\cos \alpha + \cos \beta)$$

Le courant moyen redressé est:

$$I'_c = \frac{U'_c}{R} = \frac{U_m}{R\pi} (\cos \alpha + \cos \beta)$$

$$I'_c = \frac{I_m}{\pi} (\cos \alpha + \cos \beta)$$

edressement triphasé simple voie (Fig 6-a):

Les 3 tensions d'alimentation sont déphasées l'une par rapport à l'autre de $2\pi/3$ (Fig 6-b).

$$u_1 = U_m \sin \theta$$

$$u_2 = U_m \sin(\theta - 2\pi/3)$$

$$u_3 = U_m \sin(\theta - 4\pi/3)$$

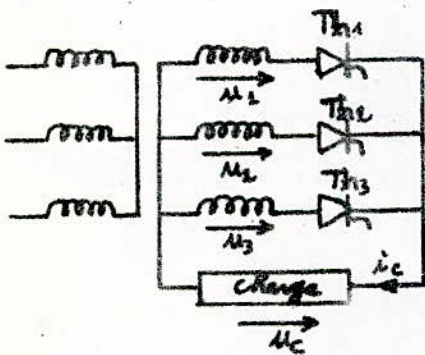


Fig 6-a

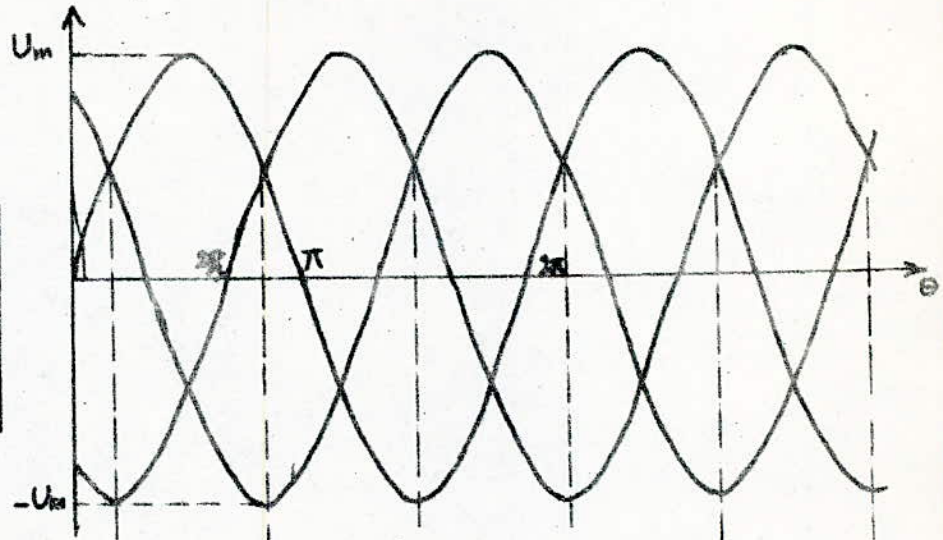


Fig 6-b

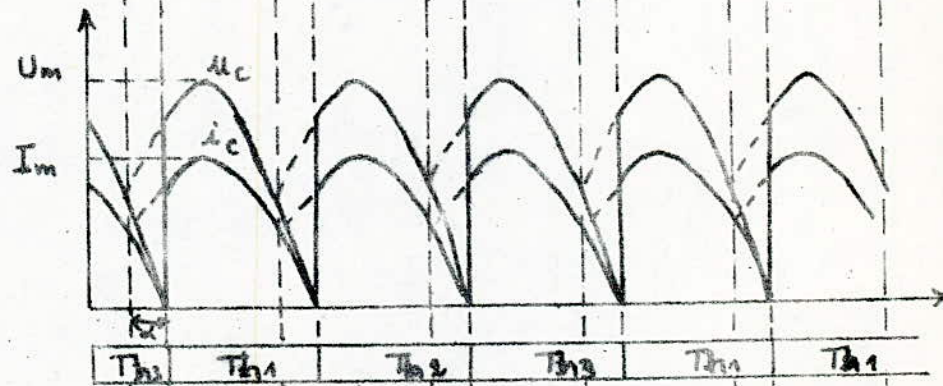
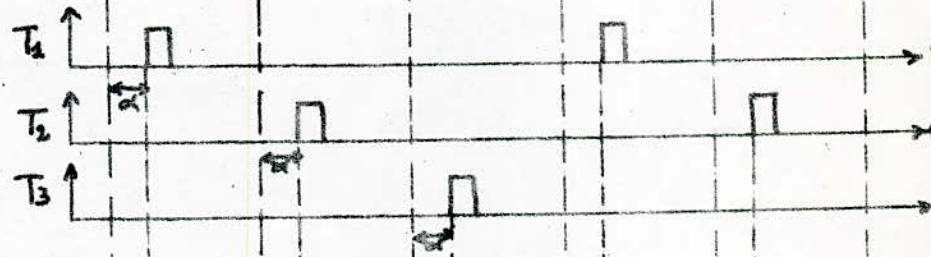


Fig 7-a

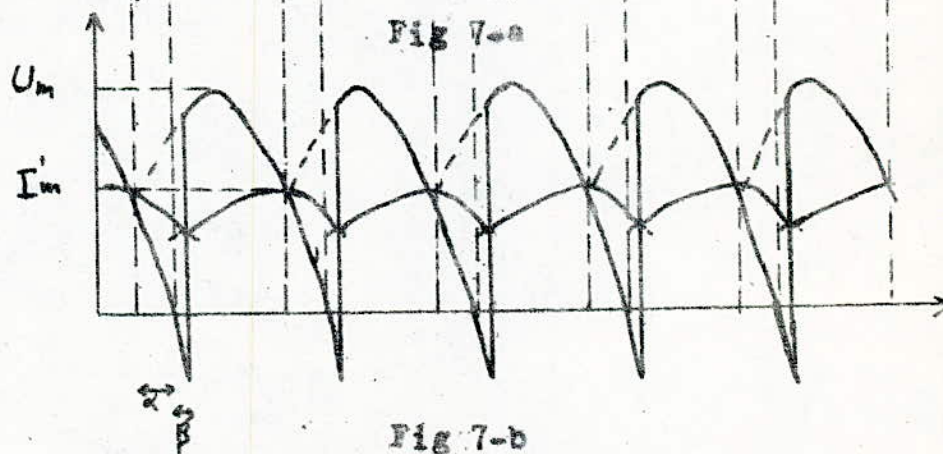


Fig 7-b

Dans le cas d'une charge résistive R , les allures de u_c et de i_c sont données par la Fig 7.a.

La tension moyenne redressée est:

$$U_c = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} u(\theta) d\theta$$

$$U_c = \frac{3U_m}{2\pi} \sqrt{3} \cos \alpha = U_c \cos \alpha$$

U_c = tension moyenne redressée avec des diodes.

Le courant moyen redressé est:

$$I_c = \frac{U_c}{R} = I_c \cos \alpha$$

Le thyristor qui conduit est celui dont le potentiel d'anode est le plus grand car connecté à la tension la plus positive pour autant qu'il ait reçu une impulsion de courant à sa gâchette. L'angle de retard à l'amorçage α est mesuré à partir de l'intersection de 2 tensions successives. La tension inverse maximale supportée par un thyristor pendant son état bloqué est $U_m \sqrt{3}$.

Dans le cas d'une charge inductive, les allures de u_c et de i_c sont données par la Fig 7.b.

La tension moyenne redressée est:

$$U'_c = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha + \beta}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha + \beta} U_m \sin \theta d\theta$$

$$U'_c = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m \cos(\alpha + \beta)$$

Le courant moyen redressé est:

$$I'_c = \frac{U'_c}{R}$$

$$I'_c = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} I_m \cos(\alpha + \beta)$$

4- Redressement triphasé double voie: (Fig 8-a)

C'est le pont de GRAETZ triphasé. Les 3 tensions d'alimentation sont les mêmes que précédemment.

Pour une charge résistive pure, les allures de u_c et de i_c sont données par la Fig 8.b.

La tension moyenne redressée est:

$$U_c = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} (u_1(\theta) - u_2(\theta)) d\theta.$$

$$u_1(\theta) - u_2(\theta) = 2U_m \sin \frac{\pi}{3} \cos(\theta - \frac{\pi}{3})$$

$$U_c = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_m \cos \alpha$$

$$U_c = U_{c0} \cos \alpha$$

U_{c0} = tension moyenne redressée obtenue à l'aide d'un pont de GRAETZ à diodes.

Le courant moyen redressé est:

$$I_c = \frac{U_c}{R} = \frac{3\sqrt{3}}{R\pi} U_m \cos \alpha = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} I_m \cos \alpha$$

$$I_c = I_{c0} \cos \alpha$$

Les thyristors sont conducteurs par deux, l'un a son potentiel d'anode le plus élevé et l'autre a son potentiel de cathode le plus bas à conduction que leurs gâchettes reçoivent des impulsions de courant.

La tension inverse maximale supportée par un thyristor pendant son état bloqué est $U_m \sqrt{3}$.

Dans le cas d'une charge inductive, les allures de u_c et de i_c sont données par la Fig 8.c.

La tension moyenne redressée est:

$$U'_c = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha + \beta}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha + \beta} (u_1(\theta) - u_2(\theta)) d\theta$$

$$U'_c = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_m \cos(\alpha + \beta)$$

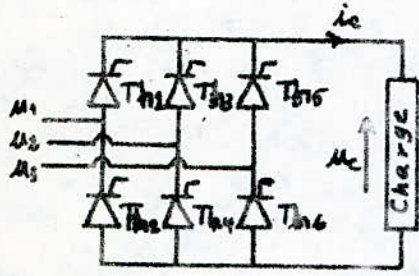


Fig 8-a

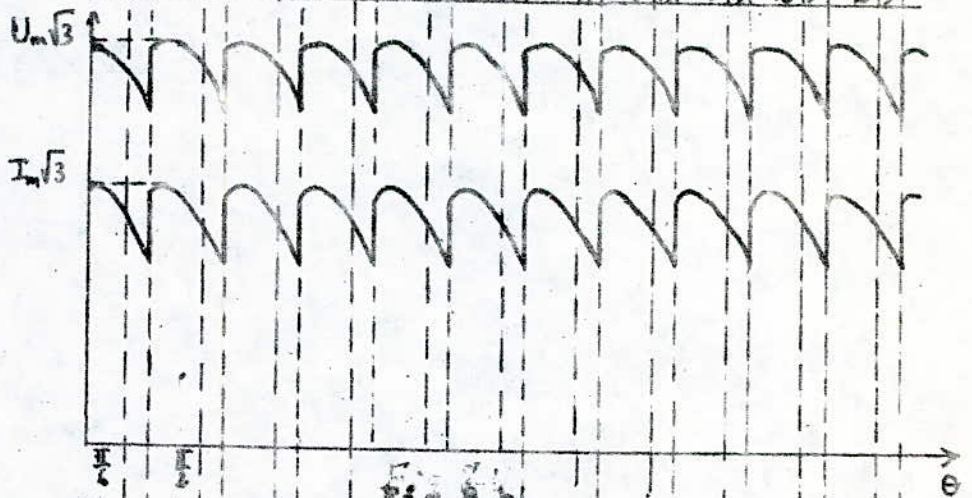
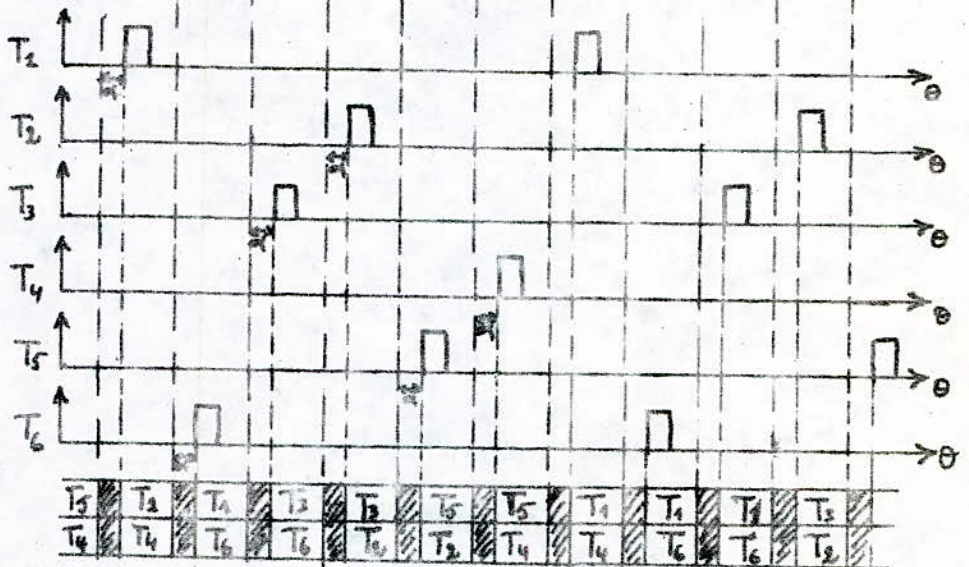
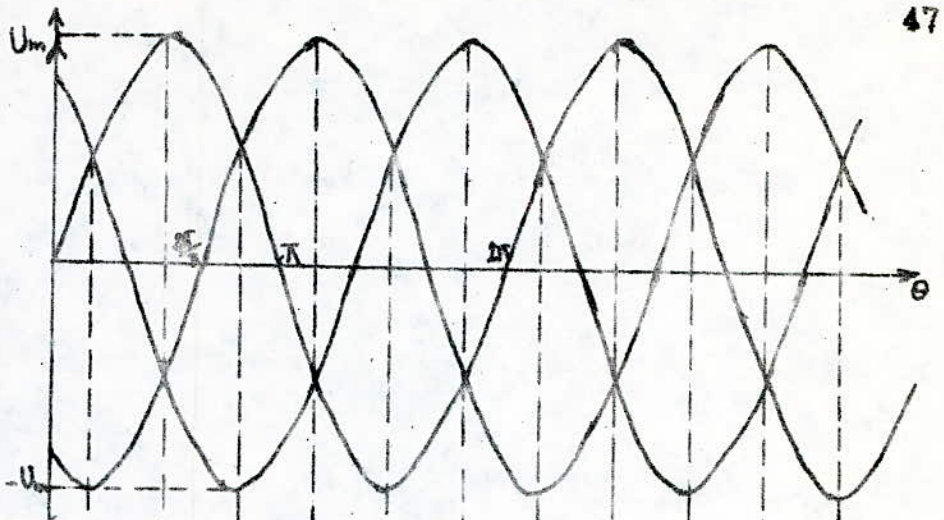


Fig 8-b

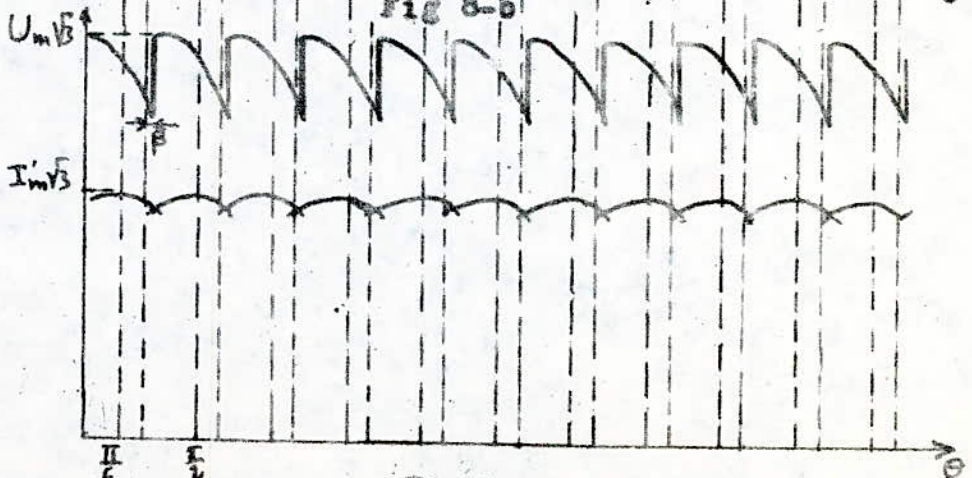


Fig 8-c

Le courant moyen redressé est:

$$I'_c = \frac{U'_c}{R} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{U_m}{R} \cos(\alpha + \beta)$$

$$I'_c = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} I_m \cos(\alpha + \beta)$$

5. Empiètement anodique:

De la même façon que pour les redresseurs à diodes, la commutation n'est pas instantanée, il y a empîètement anodique qui entraîne une chute de tension inductive.

5-1: Redressement triphasé simple voie: (Fig 6.a), pendant la commutation, les anodes des deux thyristors en question sont en court-circuit. Pour T_{12} et T_{23} , par exemple, leurs anodes sont au même potentiel $\frac{u_1 + u_2}{2}$. La chute de tension inductive instantanée est:

$$u_2 - \frac{u_1 + u_2}{2} = \frac{u_2 - u_1}{2}$$

sa valeur moyenne vaut (Fig 9.a):

$$\Delta U = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \mu} \left(\frac{u_2 - u_1}{2} \right) d\theta$$

$$\Delta U = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_m \sin \frac{\mu}{2} \left[\sin\left(\alpha + \frac{\mu}{2}\right) - \cos\left(\alpha + \frac{\mu}{2}\right) \right]$$

5-2 Pont de GRAETZ triphasé: (Fig 8.a): la chute de tension inductive se manifeste de la même façon que précédemment mais sa valeur moyenne est doublée (Fig 9.b), elle vaut donc:

$$\Delta U = \frac{6\sqrt{3}}{\pi} U_m \sin \frac{\mu}{2} \left[\sin\left(\alpha + \frac{\mu}{2}\right) - \cos\left(\alpha + \frac{\mu}{2}\right) \right]$$

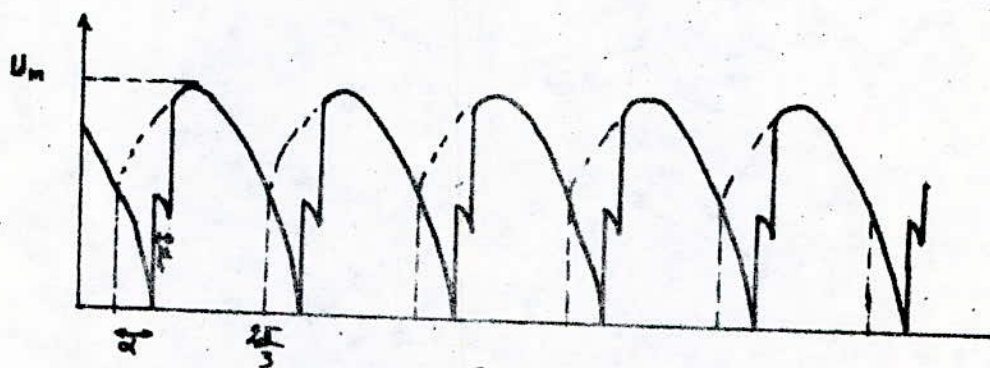


Fig 9-a

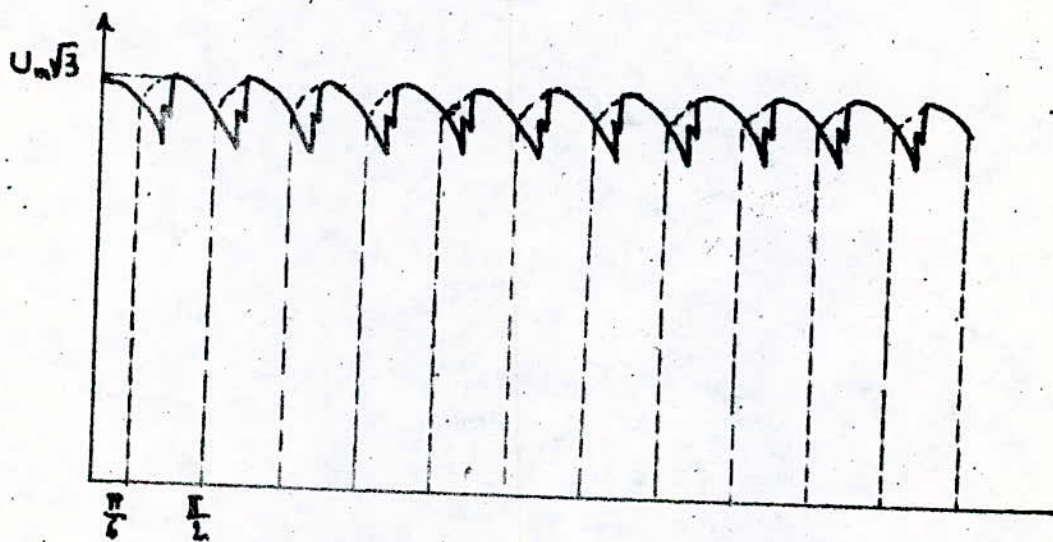


Fig 9-b

Ch 4. COMMANDE ELECTRONIQUE.

1. Introduction:

On utilise un générateur d'impulsions qui sont la forme de signal les plus utilisées en raison de nombreux avantages:

- faible puissance dissipée dans la gâchette, même avec des impulsions largement dimensionnées.
 - pas d'amorçage intempestive, la gâchette pouvant être maintenue au potentiel de la cathode (ou même un peu au-dessous) entre deux impulsions de commande.
 - réparation du circuit de commande et du circuit de puissance, les impulsions pouvant être transmises à la gâchette à travers un condensateur ou un transformateur.
- Il n'existe pas de circuit général, pour la commande, capable de donner satisfaction dans tous les cas. Les différents circuits remplissent des fonctions très diverses telles que redressement, amplification, déphasage réglable et production de signaux rectangulaires ou triangulaires, ces circuits sont classés d'après la nature des éléments mis en œuvre;
- Il existe 3 modes de déclenchement (d'amorçage): par R, par R et C, par semi-conducteur et par circuit déphasé.

. Déclenchement par R et par RC:

Ce sont les circuits de déclenchement les plus simples mais ils se prêtent mal à la commande, le courant de gâchette provient de la source d'alimentation du circuit d'anode (Fig 1).

La fermeture (a) ou l'ouverture (b) de l'interrupteur J (un transistor par exemple) provoque l'amorçage

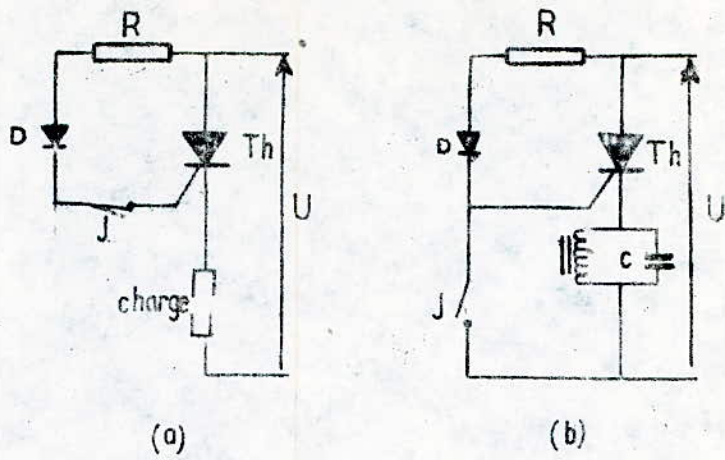


Fig 1

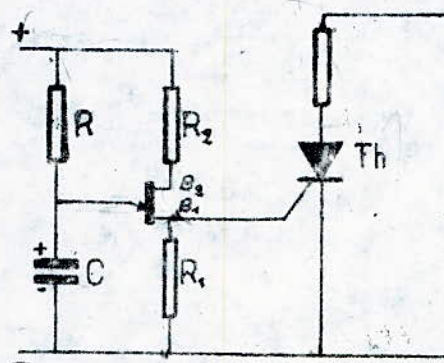


Fig 2

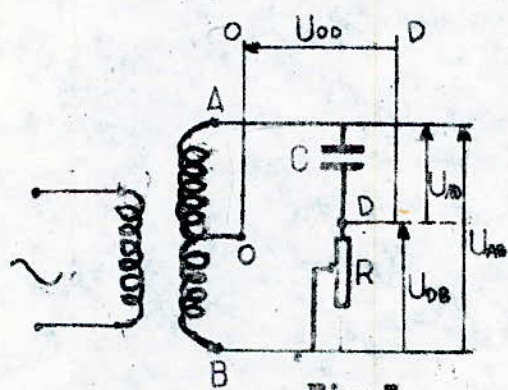


Fig 3

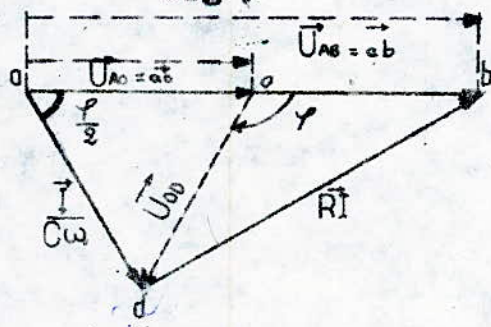


Fig 4

3- Déclenchement par semi-conducteurs à seuil de tension:

d'élément S à seuil de tension ou tension de pic V_p , soumis à une tension croissante V_c devient conducteur lorsque $V_c = V_p$. Sa résistance est alors très petite d'où la décharge brusque de C et une impulsion de tension aux bornes de R. La période des oscillations dépend de R, C, V_p et E.

$$V_c = E \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \right]$$

$$\text{à } t = T, \text{ on a } V_c = V_p = E \left[1 - \exp\left(-\frac{T}{RC}\right) \right].$$

$$\text{d'où } T = RC \operatorname{Log} \frac{1}{1 - \frac{V_p}{E}}$$

Comme élément semi-conducteur à seuil, on peut prendre un transistor unijonction (U.J.T) dont la période des oscillations ne dépend que de R et de C. (Fig 2)
la tension de pic pour un U.J.T est pratiquement proportionnelle à la tension d'alimentation:

$$V_p \approx \eta E \quad \text{avec } \eta = 0,65 \div 0,75$$

$$\text{et } T = RC \operatorname{Log} \frac{1}{1 - \eta}$$

- Circuit déphaseur:

C'est un circuit qui, alimenté par une tension sinusoïdale fournit entre deux de ses points une tension sinusoïdale de même fréquence que la première mais et de déphasage réglable sans discontinuité entre certaines limites, de plus pour les déphaseurs universels, l'amplitude de la tension de sortie est constante.

Il existe 2 types de déphaseurs: avec résistance et self ou résistance et capacitive, le principe est le même, on voit de ce voir le second type de circuit.

Sur l'un des bornes du secondaire d'un transformateur à point milieu, on relie en série une résistance R et une capacité C (Fig 3).

Soit: \vec{U}_{AB} la tension entre les extrémités A et B du secondaire, \vec{U}_{AO} et \vec{U}_{OB} les tensions aux bornes de C et de R.

$$\vec{U}_{AB} = \vec{U}_{AO} + \vec{U}_{OB}$$

Comme le courant de sortie est négligeable devant le courant secondaire I du transformateur, alors:

$$U_{AO} = \frac{I}{C\omega} \quad \text{et} \quad U_{OB} = RI.$$

Le triangle ABD étant rectangle (Fig 4), lorsque R varie, D décrit le demi-cercle de diamètre AB. Mais OD est un rayon de ce cercle et il représente la tension de sortie \vec{U}_{OD} , cette dernière a donc une amplitude constante.

\vec{U}_{OD} est déphasé de l'angle φ en arrière par rapport à \vec{U}_{AB} .
Pour $R=0$, $\varphi=0^\circ$ et pour $R=\infty$, $\varphi=180^\circ$

D'après le diagramme Fig 4,

$$\tan \frac{\varphi}{2} = \frac{BD}{AD} = \frac{R}{\frac{1}{C\omega}} = RC\omega.$$

Pour C constant, $\tan \frac{\varphi}{2}$ est proportionnelle à R.

Pour commander deux thyristors ou quatre thyristors (respectivement monophasé double voie), deux impulsions de gâchette décalées de 180° sont nécessaires. Il nous faut donc deux tensions en opposition de phase par générer ces impulsions, on alimente donc par la même secondaire deux systèmes R-C inversés l'un par rapport à l'autre (Fig 5).

Pour la commande d'un pont de GRATE triphasé, il nous faut 6 impulsions décalées de 60° entre elles et où la nécessité de 3 déphasages "doubles".

L'instant où la tension de sortie \vec{U}_{OD} du déphaseur devient positive est réglable à l'aide d'une translation horizontale ou verticale si on fait passer à la sinusoïde en question.

La commande horizontale se fait par la variation de R .
La commande verticale se fait à l'aide d'une tension continue E positive ou négative, en série avec elle et de valeur variable.

Dans le cas de notre réalisation, une commande horizontale nécessite un dispositif qui permet de faire varier les six résistances en même temps et de la même manière, ce qui est difficile à réaliser, on a donc opté pour la commande verticale qui est plus simple.

Pour la commande en monophasé, pour faire varier l'angle d'amorçage α , pour générer l'impulsion, on utilise une tension déphasée de 90° en arrière, par rapport à la tension qui alimente le thyristor intéressé, et on lui ajoute une tension continue, variable de 0 à la valeur de l'amplitude de la tension sinusoïdale, positive pour faire varier α de 0 à 90° et négative pour le faire varier de 90° à 180° .

Pour la commande en triphasé et de la même façon, la tension utilisée pour générer l'impulsion est déphasée de 120° .

4-1 Calcul des paramètres du déphaseur: la capacité du condensateur étant fixée à $1 \mu\text{F}$ et pour la commande en monophasé, on a:

$$\text{tg } \varphi_{1/2} = R_1 C \omega = \text{tg } 45^\circ = 1 \Rightarrow R_1 = \frac{1}{C \omega} = \frac{1}{314 \cdot 10^6}$$

$$R_1 = 3184,7 \Omega$$

et pour la commande en triphasé on a:

$$\text{tg } \varphi_{1/2} = R_2 C \omega = \text{tg } 60^\circ = \Rightarrow R_2 \frac{\sqrt{3}}{C \omega} = \frac{1,732}{314 \cdot 10^6}$$

$$R_2 = 5516 \Omega$$

Le transformateur utilisé, alimenté pour 220V , donne $\pm 9\text{V}$ au secondaire avec une tension totale de 18V .

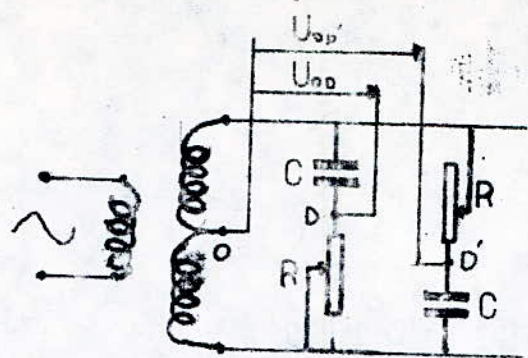


FIG 5

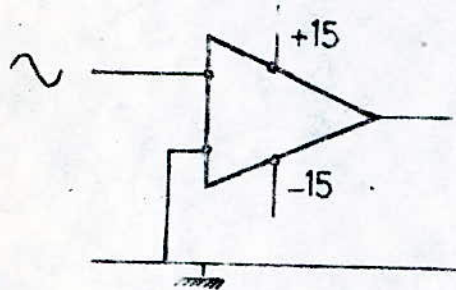


Fig 6

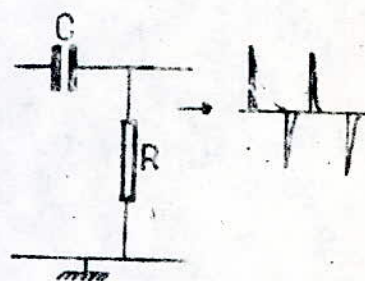


Fig 7

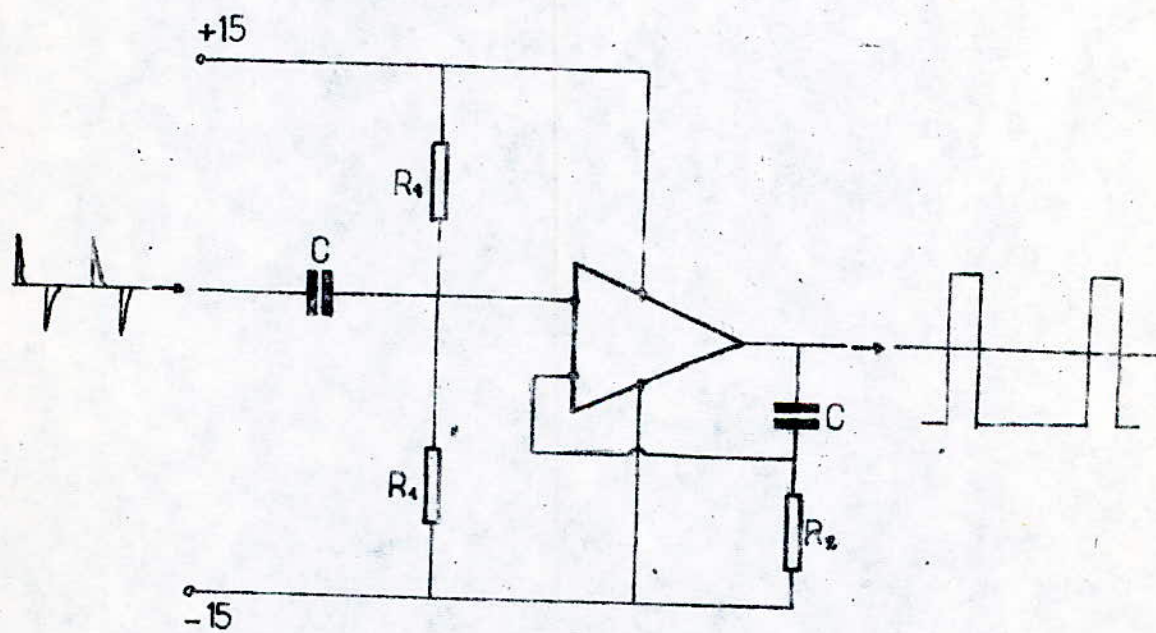


Fig 8

5. Générateur de créneaux:

La tension sinusoïdale de sortie du déphaseur entre par la borne inverseuse d'un amplificateur opérationnel (µA741) et sort sous forme de créneaux avec une polarité inversée (Fig 6). L'amplificateur opérationnel marche en tout ou rien, son gain est considéré comme infini mais la tension de sortie ne dépasse pas la tension d'alimentation. La largeur de ces impulsions n'est pas constante mais elle dépend de la valeur de la tension continue ajoutée à la tension de sortie du déphaseur.

6. Différentiateur:

Il transforme les créneaux de l'étage précédent en tops (ou impulsions). Pour que les tops soient suffisamment "pointus", le condensateur C doit se décharger complètement, on doit choisir $\tau < T_{100}$ pour un signal carré. (Fig 7).

$$V_s = RC \frac{dV_e}{dt}$$

$$R = 56 \text{ k}\Omega$$

$$C = 4,7 \text{ nF} \quad \Rightarrow \quad V_s = 263,9 \cdot \frac{dV_e}{dt} \cdot 10^{-6}$$

7. Conformateur:

Les impulsions de commande indispensables au bon fonctionnement des systèmes utilisant des circuits de commutation sont très rapidement déformées par les différents éléments qu'elles doivent traverser, d'où la nécessité de remettre en état ces impulsions juste avant l'amplificateur de courant, le circuit de mise en forme ou ce formateur qu'on a utilisé est un multivibrateur monostable (Fig 8)

Son fonctionnement est le suivant: en absence de signal d'entrée, la tension de référence maintient la sortie de l'amplificateur opérationnel en état de saturation, d'après

le montage utilisé, la tension de référence est égale à $-E$, le potentiel de l'entrée inverseuse étant à la masse. Lorsqu'on applique une impulsion positive, elle ne fait que renforcer cet état et l'O.A ne bascule pas mais quand on applique une impulsion négative, l'O.A bascule, sa tension de sortie passe de $V_s = -E$ à $V_s = +E$. Cette variation brusque de la tension de sortie est répercutée rapidement sur l'entrée e_+ par l'intermédiaire de la capacité C . Le basculement se trouve renforcé et le phénomène cumulatif conduit très rapidement la sortie dans le second état de saturation. Pendant ce temps très court, la capacité n'a pu modifier sa charge, elle a transmis la variation du potentiel de sortie qui est passé de $-E$ à $+E$, sans que la différence de potentiel à ses bornes $[E - (-E)]$ ait le temps de changer. Cette situation ne peut pas durer car la capacité tend à se charger à travers la résistance R et quand le potentiel de l'entrée inverseuse aura atteint celui de l'entrée non-inverseuse, le système bascule dans l'état initial. Ceci se produit au bout d'un temps t_2 défini par:

$$e_+ = A \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) + B$$

$$\text{à } t=0, e_+ = A+B = E$$

$$\text{à } t=\infty, e_+ = B = -E \quad | \Rightarrow e_+ = 2E \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) - E$$

$$e_+ = 0 \Rightarrow 2E \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) - E = 0 \Rightarrow t_2 = RC \log 2.$$

Dans notre cas, $R = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,1 \mu\text{F}$
donc $t_2 = 2 \text{ ms}$.

$$R_1 = 1 \text{ M}\Omega$$

8- Amplificateur de courant: (Fig 9):

L'impulsion qui sort du comparateur a une amplitude en tension suffisante mais sa puissance est faible car le $\mu A 741$ ne peut délivrer un grand courant suffisant pour amorcer le thyristor d'où la nécessité d'un amplificateur de courant. Les éléments de base de ce dernier sont 2 transistors qui, en l'absence d'impulsion, sont le premier saturé et le second bloqué.

En effet, en absence d'impulsion, la jonction base-émetteur de T_1 est polarisée en direct faisant passer un courant de base qui sature T_1 .

Quand l'impulsion arrive sur T_1 , elle polarise sa jonction base-émetteur en inverse et le bloque, la tension collecteur-émetteur passe de 0 à 20V. Cette dernière va polariser la jonction base-émetteur de T_2 entraînant sa saturation et on aura une impulsion de courant qui passe à la gâchette à transformateur d'impulsion. Les transistors T_1 et T_2 reviennent à leurs états initiaux quand il n'y a aucun signal à l'entrée.

Les différents courants sont les suivants:

$$T_1 \text{ saturé: } I_{C1} = \frac{20}{3,9} = 5,13 \text{ mA.}$$

$$\beta = 100 \Rightarrow I_{B1} = \frac{5,13}{100} \approx 50 \mu\text{A.}$$

$$I_{P1} = \frac{20}{100+45} = 0,17 \text{ mA en négligeant } I_{C2}.$$

T_2 ne bloqué, on aura:

$$I_{B2} = \frac{20}{22+3,9} = 0,77 \text{ mA}$$

$$T_2 \text{ saturé, } \beta = 100 \Rightarrow I_{C2} = 100 \times 0,77 = 77 \text{ mA}$$

~~Il est suffisant pour amorcer le thyristor.~~

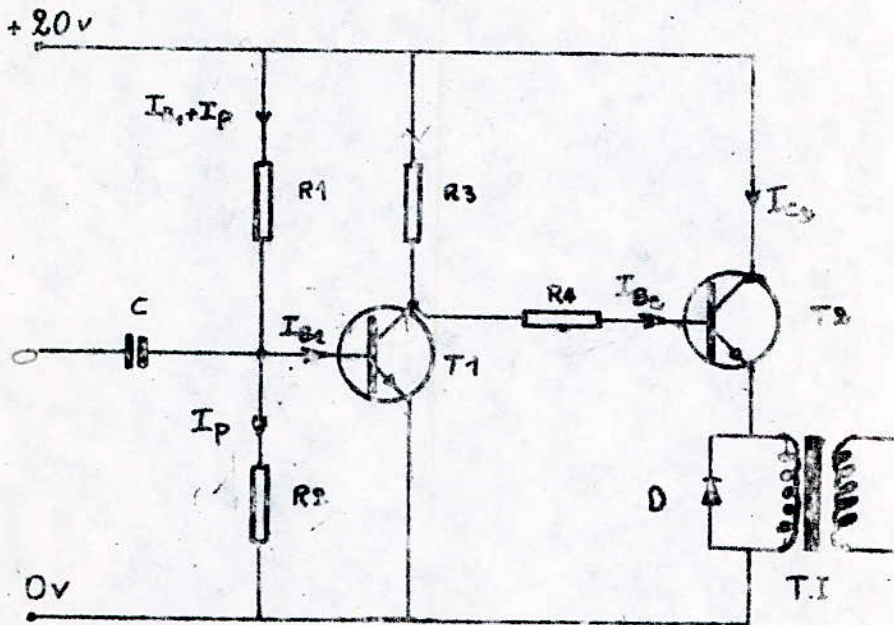


Fig 9 : Amplificateur de Courant.

Nomenclature :

R_1 : $100\text{ k}\Omega$

R_2 : $15\text{ k}\Omega$

R_3 : $39\text{ k}\Omega$

R_4 : $22\text{ k}\Omega$

C : $0,1\text{ }\mu\text{F}$

$T_1 = T_2$: 2N2219

T.I : Transformateur d'Impulsions.

D : Diode.

CONCLUSION

Ce présent travail nous a permis de combler nos lacunes en électronique de puissance et d'approfondir nos connaissances dans un domaine de plus en plus important dans l'industrie.

Au cours de notre réalisation, nous avons constaté la différence qu'il y'a entre la théorie et la pratique ainsi que les problèmes liés à cette dernière.

Telle qu'elle est conçue, la maquette peut être utilisée pour toutes les manipulations de redressement commandé mono. et triphasé, simple et double voie.

L'asservissement en tension et en courant de la maquette peut être le sujet d'un projet de fin d'études.

ANNEXE

Les thyristors utilisés sont des SKT 100, leurs caractéristiques sont :

tension crête inverse	$V_{RRM} = 1,2 \text{ kV}$
courant nominal continu	$I_s = 100 \text{ A à } 85^\circ\text{C}$
courant de maintien	$I_H = 170 \text{ mA à } 25^\circ\text{C}$
variation de tension	$\frac{dV}{dt} = 1,5 \text{ kV}/\mu\text{s à } 25^\circ\text{C}$
surintensité à 25°C	$I_m = 2,5 \text{ kA}$
température maximale de la jonction	$\theta = 130^\circ\text{C}$
chute de tension	$V_f = 1,6 \text{ V, à } I_s = 70 \text{ A}$
temps d'extinction	$t_{off} = 150 \mu\text{s}$
circuit de gâchette	$P_{max} = 1 \text{ W}$
	$V_g = 3 \text{ à } 5 \text{ V}$
	$I_g = 170 \text{ mA}$

Les transistors utilisés dans l'amplificateur de courant sont des 2N2219 (NPN) ayant pour caractéristiques :

tension maximale base - collecteur	$V_{BCM} = 60 \text{ V}$
tension maximale collecteur - émetteur	$V_{CEM} = 30 \text{ V}$
tension maximale base - émetteur	$V_{BEM} = 5 \text{ V}$
courant maximal du collecteur	$I_{CM} = 800 \text{ mA}$
gain minimal	$\beta_{min} = 100$

La Fig 1 représente le circuit imprimé du déphaseur et l'alimentation des amplificateurs opérationnels.

La Fig 2 représente le circuit imprimé des générateurs de crénaux, les différentiateurs et les conformateurs.

La Fig 3 représente le circuit imprimé de l'amplificateur de courant.

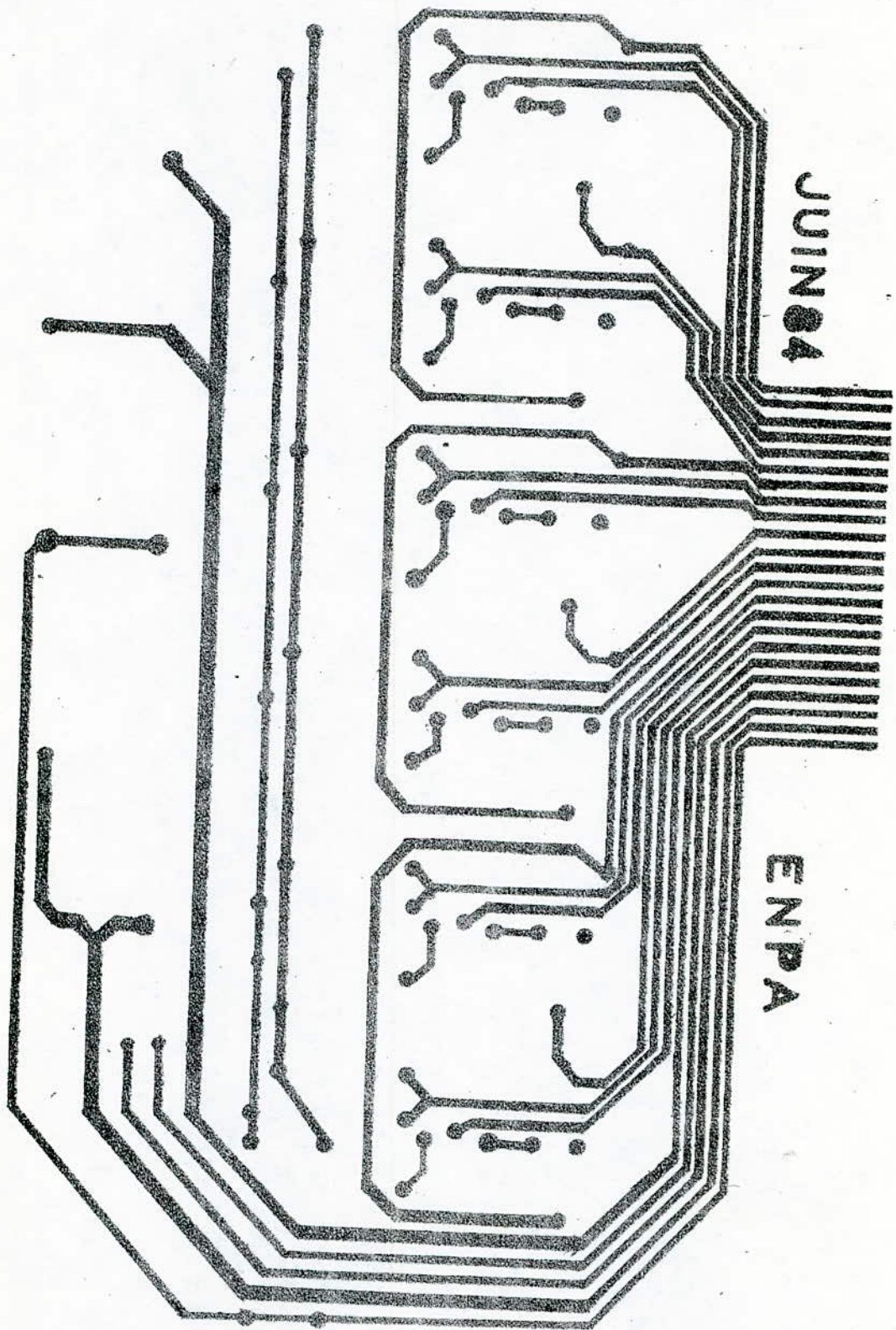


Fig 1 - Déphaseur et alimentation des
circuits intégrés
Côté cuivre

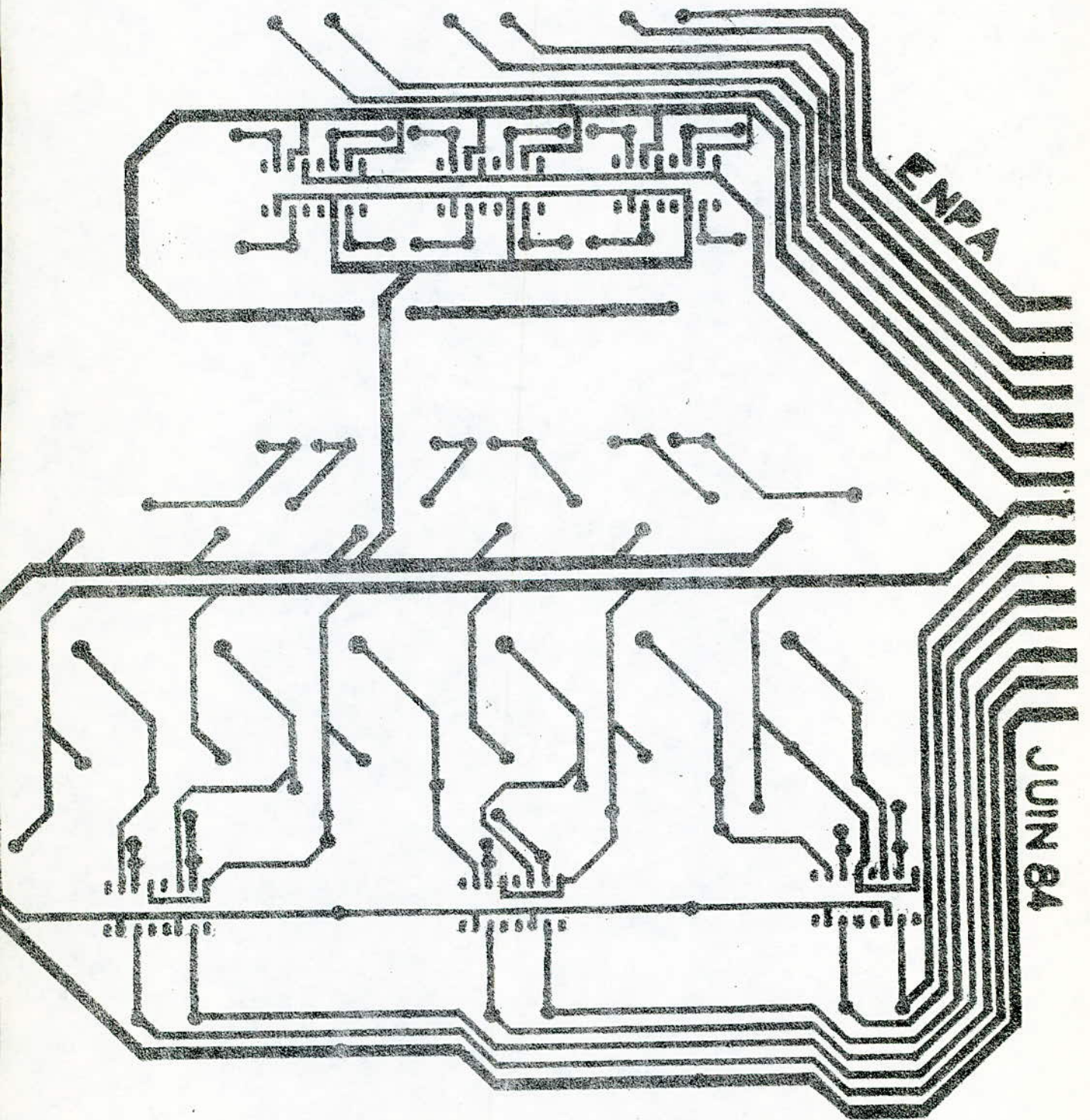


Fig 2 - Conformateur
Côté cuivre

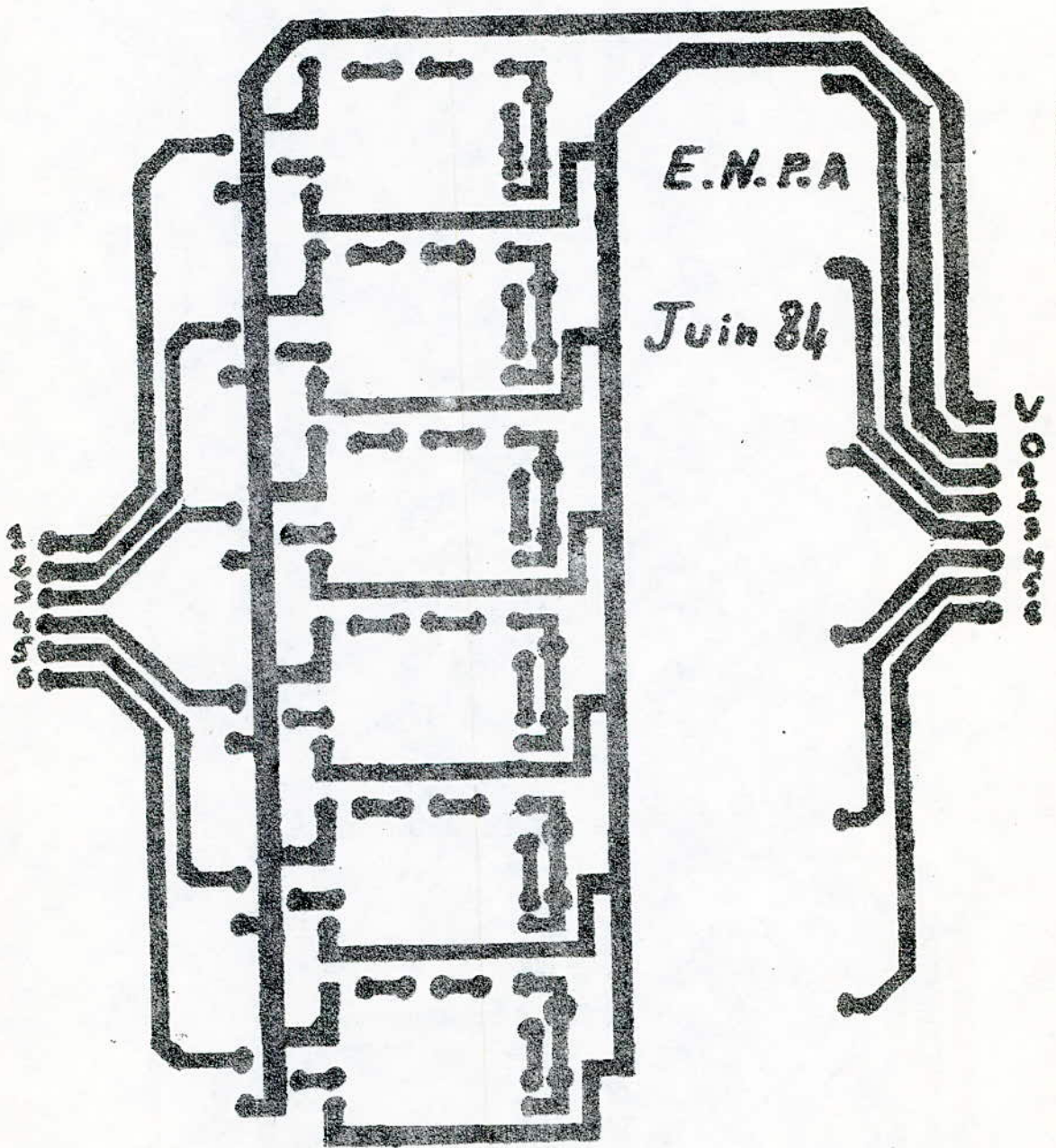


Fig 3 - Amplificateur de Puissance.
Côté cuivre

La Fig 4 représente le schéma synoptique de la maquette.
La planche 1 représente les tensions d'une alimentation triphasée équilibrée.

La planche 2 représente le plan détaillé de la maquette.
Son mode d'utilisation est le suivant:

- Pour le redressement monophasé simple voie, les interrupteurs K_4 et K_5 sont fermés (déphasage 90°) et le commutateur K_1 est dans la position 1 ou 2. Pour faire varier α , on ouvre K_3 et on ferme K_2 (position redresseur), on augmente R_9 (butée) puis R_{10} pour aller de 0 à 90° , on a une butée de:

$$\alpha_0 = 90^\circ \frac{1}{5,7} = 15^\circ 47'.$$

- Pour le redressement monophasé double voie, même chose que précédemment sauf qu'on met, cette fois, le commutateur K_1 dans la position 1.

- Pour le redressement triphasé (simple et double voie), la position du commutateur étant dans la position 2, les interrupteurs K_4 et K_5 sont ouverts (déphasage 120°).

Quand on ajoute une tension continue (pour faire varier α) on dépasse la tension d'alimentation des $\mu A 741$, on risque de les griller, pour éviter cela on utilise des diodes polarisées en inverse (D_2) qui court-circuitent le "surplus" de tension, ce dernier constitue un débit pour le déphasage qui va dériver, pour éviter cette dernière, on "dérive" ce débit vers la masse en utilisant des diodes qui bloquent ce courant (D_4) et des condensateurs de petite capacité (C_3).

SCHEMA SYNOPTIQUE

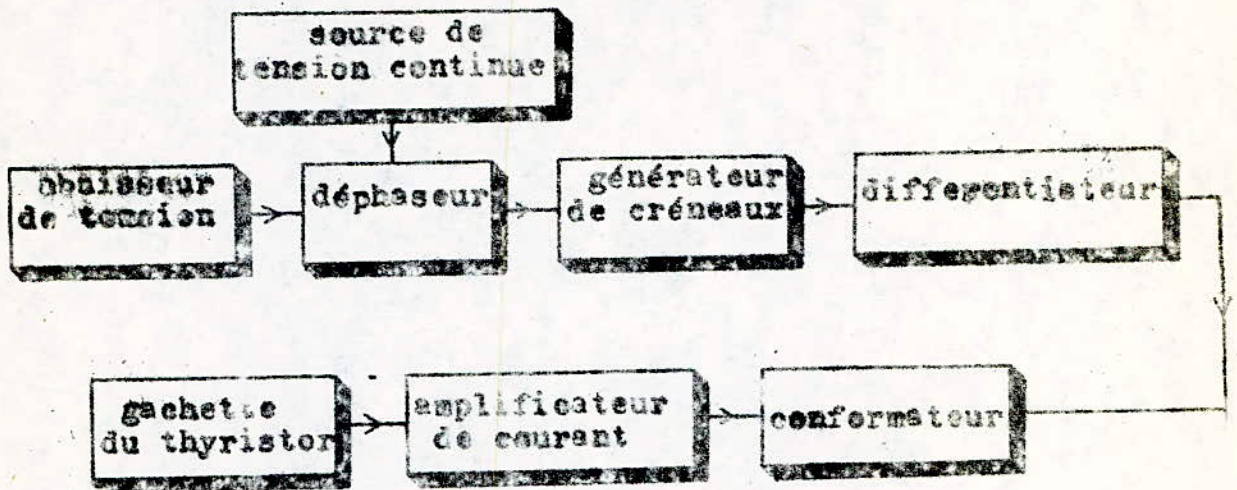


Fig: 4

BIBLIOGRAPHIE

R. CHAUPRADE : "Électronique de puissance T1, commande des moteurs à courant continu" Ed. Eyrolles 1980

M. MOUNIC : "Semi-conducteurs 1^{ère} partie, Transistors" Ed. Fouche 1965

M. MOUNIC : "Semi-conducteurs 3^{ème} partie, Thyristors, Triacs" Ed. Fouche 1973.

G. SEQUIER : "L'électronique de puissance" Ed. Dunod. 1979

"Encyclopédie des sciences industrielles".

Électricité - Électronique - Généralités Ed. QUILLLET
1983.



