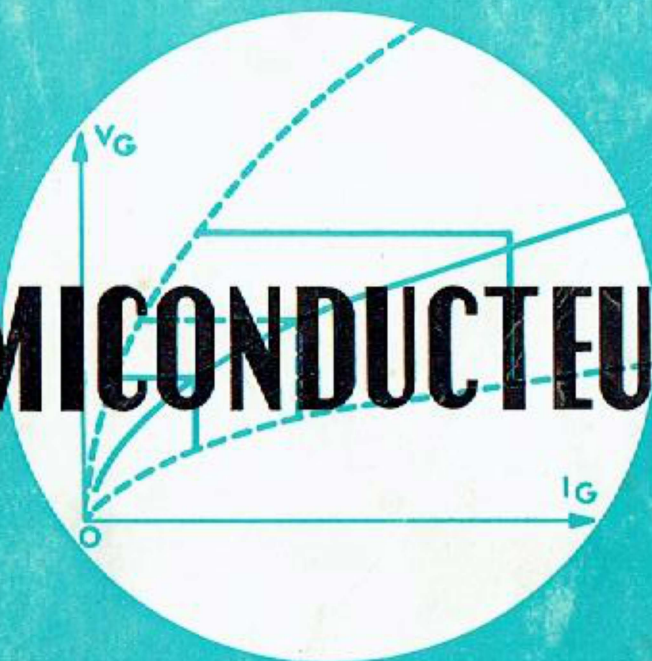


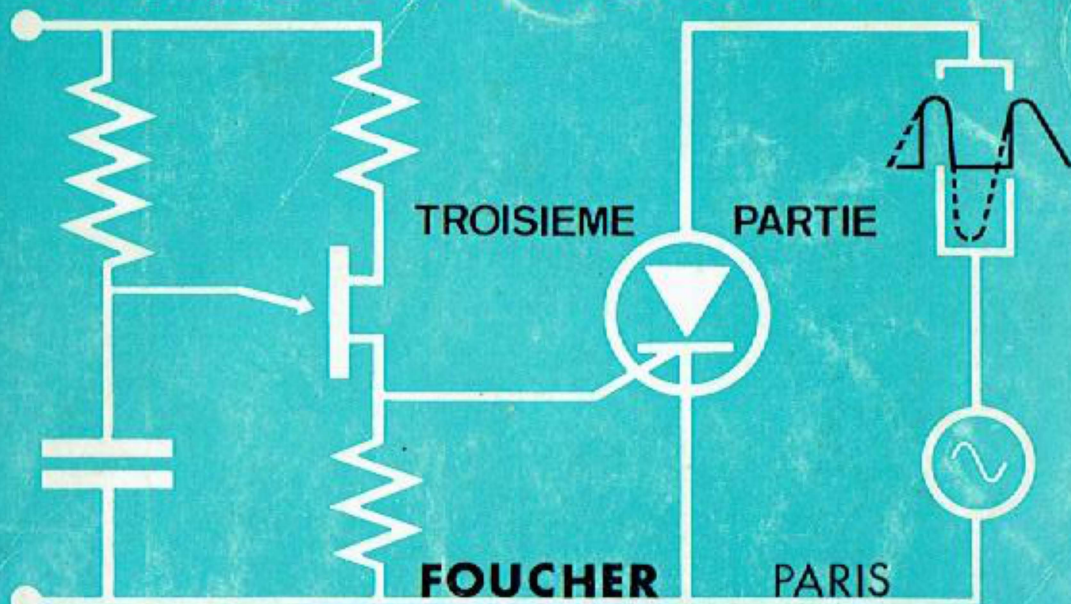
M.MOUNIC

SEMICONDUCTEURS



THYRISTORS:

FONCTIONNEMENT — CARACTERISTIQUES
PROCEDES DE COMMANDE . APPLICATIONS



Marcel MOUNIC

Agrégé de Physique,
Ancien Élève et Professeur de l'École
Normale Supérieure de l'Enseignement Technique,
Professeur au L. T. d'État de Puteaux.

SEMICONDUCTEURS

TROISIÈME PARTIE

THYRISTORS, TRIACS

à l'usage des Techniciens de l'Industrie
et des Élèves de l'Enseignement Technique

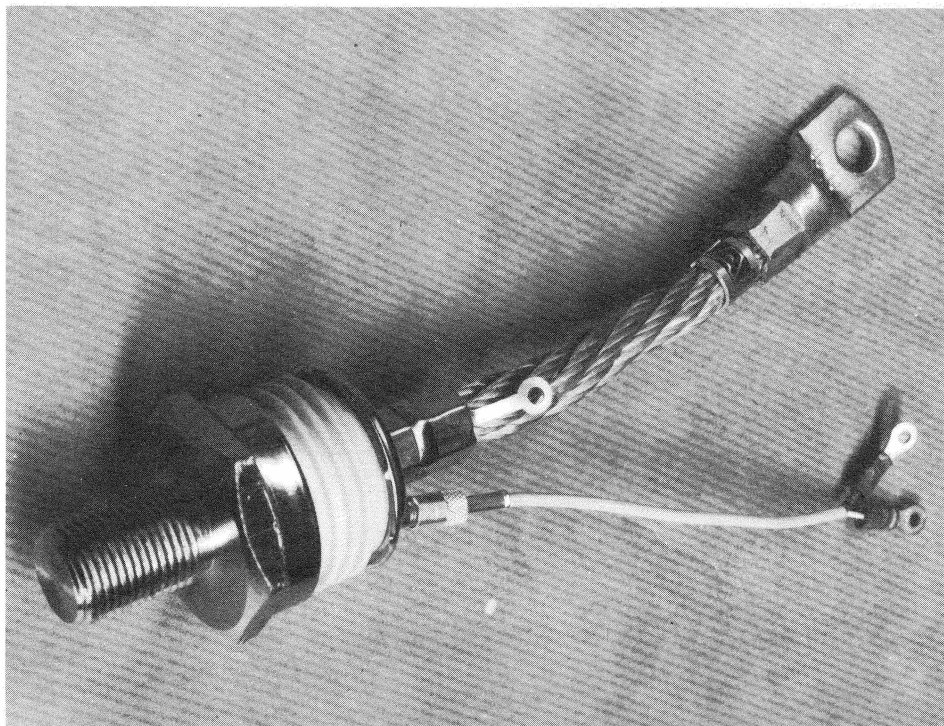
LES ÉDITIONS FOUCHER
128, rue de Rivoli — PARIS

Électronique

(Collection MOUNIC)

<i>Physique électronique (vide, gaz) - Émissions - Tubes</i>	par	M O U N I C
<i>Semiconducteurs. 1^{re} Partie</i>		—
<i>Semiconducteurs. 2^e Partie : Transistors</i>		—
<i>Transistors - Problèmes avec solutions (3 fascicules)</i>		—
<i>Amplification. 1^{re} Partie</i>		—
<i>Redressement (2 fascicules)</i>		—
<i>Travaux pratiques d'électronique (3 fascicules)</i>	par et	M O U N I C R I C A R D
<i>Travaux pratiques d'électronique, fascicule 4</i>	par et	M O U N I C R I C A R D M O N F O R T
<i>Impulsions - Techniques de base - Circuits à semiconducteurs</i>	par	P . R I V È R E
<i>Électronique de base</i>	par	T H U R E A U
<i>Le dessin et le schéma en construction électronique</i>	par et	T I N E L D E L U C A
<i>Télévision (2 fascicules)</i>	par	P A R D I È S
<i>Servomécanismes (Cours)</i>	par	P E U T E M A N
<i>Travaux pratiques de servomécanismes</i>	par et	M O N T E I L L E R P E U T E M A N
<i>Informatique de base (2 fascicules)</i>	par	J . - P . R I V È R E
<i>Électricité.</i>		
<i>Fascicule 1 : Courant continu. Électrodynamique</i>	par	T H O M A S S E T
<i>Mathématiques</i>	par et	F R A I S S É M O U N I C
<i>Fascicule 1 : Nombre. Fonction.</i>		
<i>Fascicule 2 : Série. Exponentielle. Polynôme.</i>		
<i>Solutions des problèmes de mathématiques, fascicule 1</i>	par et	F R A I S S É M O U N I C B R A E M E R

FOUCHER - Éditeur



Cliché Alsthom.

Thyristor au silicium de grande puissance, type 150 A moyens. Série à tension élevée de 600 à 1 600 volts crête.

I — THYRISTOR : CONSTITUTION, AMORÇAGE

Le thyristor est une soupape à électrode de commande, la gâchette, qui a remplacé avantageusement les soupapes à gaz en commutation, redressement avec réglage de tension et de puissance... En outre, il a ouvert un vaste champ d'applications nouvelles depuis son apparition, en 1957.

Son principe a été vu (Semiconducteurs, première partie); nous allons étudier de façon plus détaillée le fonctionnement (chap. I), les caractéristiques (chap. II), les procédés de commande (chap. III) et les applications (chap. IV).

A — Constitution

I. — RAPPEL DU PRINCIPE

a) Expériences (fig. A-1).

Comme la diode, le thyristor est un semiconducteur comportant une anode A , une cathode K , mais il possède en outre une électrode de commande, la gâchette G .

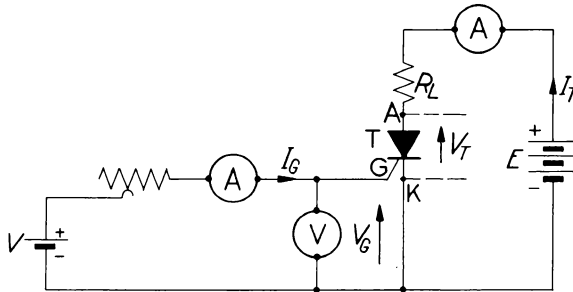


FIG. A-1. — Amorçage d'un thyristor (BTY 87).

Après amorçage, la chute de tension V_T entre anode et cathode varie peu : elle passe de 1,0 volt pour $I_a = 67$ mA à 1,2 volt pour $I_a = 200$ mA (V_G passe alors de 0,6 à 0,7 volt).

Réalisons le montage de la figure A-1 avec une tension d'alimentation $E = 100$ volts, par exemple, et un générateur $V = 6$ volts pour produire un courant continu de gâchette I_G .

Lorsque la tension d'anode V_a est négative, I_G n'amorce pas le thyristor ; par contre, pour V_a positive, le thyristor s'amorce lorsque I_G atteint 19 mA ; on avait alors, entre gâchette et cathode : $V_G = 0,95$ volt.

Au moment de l'amorçage, V_a s'effondre brusquement de 100 volts à $V_T = 1$ volt et le courant d'anode devient $I_T = 67$ mA.

Vérifions que le courant n'est plus limité pratiquement que par la résistance de charge, $R_L = 1,5$ k Ω :

$$I_T = \frac{E - V_T}{R_L} = \frac{100 - 1}{1,5} = 66 \text{ mA.}$$

Supprimons I_G : le thyristor reste conducteur sans diminution du courant principal I_T . La tension entre grille et cathode s'abaisse alors à 0,6 volt. Pour bloquer le thyristor, il faut ouvrir le circuit d'anode ou appliquer, entre A et K , une tension inverse.

Dans le cas d'une alimentation alternative, le thyristor se bloque à la fin de chaque alternance directe et le courant de gâchette doit renouveler l'amorçage à chaque période.

b) Définitions.

La *tension d'anode* est la différence de potentiel entre la borne d'anode et la borne de cathode ; elle est dite *positive* ou *directe* lorsque le potentiel de l'anode est supérieur à celui de la cathode, *négative* ou *inverse* dans le cas contraire.

L'expérience précédente montre que le thyristor peut prendre les états suivants :

- *état bloqué dans le sens inverse*, c'est-à-dire sous tension d'anode inverse (V_R) ;
- *état bloqué* : le thyristor est sous tension directe (V_D), mais ne laisse passer qu'un courant direct négligeable ;
- *état passant* : le thyristor est traversé par un courant direct important et la chute de tension entre anode et cathode est faible ($V_T \sim 1,5$ volt).

Ces termes et ces notations sont ceux de la Norme et nous pouvons comprendre maintenant la définition qu'elle donne du thyristor :

Thyristor : Dispositif à semiconducteurs bistable, comprenant trois jonctions ou plus, qui peut être commuté de l'état bloqué à l'état passant ou vice versa.

Pour abrégé nous appellerons :

- *amorçage* la commutation de l'état bloqué à l'état passant ; on dit aussi *déclenchement* du thyristor ;
- *blocage* (ou *désamorçage*) la commutation de l'état passant à l'état bloqué.

En pratique :

- l'amorçage est obtenu par un courant de gâchette ;
- le blocage se produit lorsque le courant d'anode s'annule de façon naturelle (alimentation alternative) ou forcée (alimentation continue).

2. — CONSTITUTION

Nous nous occupons, dans les premiers chapitres, du thyristor *classique*.

Le thyristor est un semiconducteur (silicium) à quatre couches alternativement *P* et *N* et qui comporte une électrode de commande. Les couches extrêmes constituent l'anode (*P*) et la cathode (*N*) (fig. A-2). Les couches internes sont appelées couche de commande (*P*) et couche de blocage (*N*). La jonction médiane est dite jonction de commande (J_C) ; J_A est la jonction d'anode. J_K la jonction de cathode.

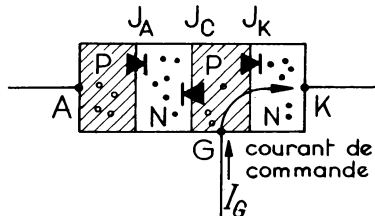


FIG. A-2. — Thyristor.
Schéma de principe.

En l'absence de courant de commande, la caractéristique courant-tension est celle de la figure A-3 :

V_{BO} est la tension de retournement, de l'ordre des centaines de volts. Après amorçage, la chute de tension entre anode et cathode est très faible : le courant n'est donc limité que par la charge. La conduction cesse lorsque le courant s'abaisse au-dessous d'une certaine valeur dite courant de maintien I_H (holding current).

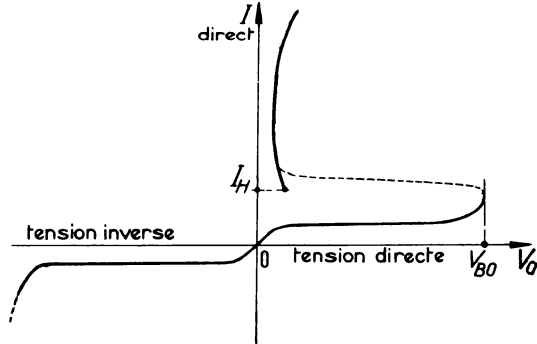


FIG. A-3. — Caractéristiques directe et inverse en l'absence de courant de commande.

Le courant de gâchette diminue la tension d'amorçage V_{BO} : en alternatif, la gâchette amorce le thyristor à un instant quelconque, voulu, de l'alternance positive de la tension d'alimentation.

Rappelons encore que lorsque le thyristor est sous tension :

- *directe*, les jonctions J_A et J_K sont sous tension directe ; mais la jonction J_O est sous tension inverse : c'est elle qui supporte, avant l'amorçage (état bloqué), toute la tension d'alimentation ;
- *inverse*, les jonctions J_A et J_K sont sous tension inverse, J_O sous tension directe.

3. — ÉPAISSEURS ET CONTAMINATIONS DES QUATRE COUCHES (Fig. A-4)

Pour expliquer le mécanisme des commutations, quelques précisions sur la structure interne du thyristor sont indispensables.

a) **Couche de cathode.** Elle est de type N, très mince, très dopée (donneurs). Sa densité en électrons libres est très grande ; en conséquence :

- si l'on établit un courant direct à travers la jonction de cathode J_K , la couche de cathode injecte de nombreux électrons dans la couche de commande ;
- la jonction de cathode possède un courant inverse élevé, mais ne supporte qu'une faible tension inverse.

- b) **Couche de commande.** Elle est de type *P*, mince et moyennement dopée. Il en résulte que, si des électrons y sont injectés par la jonction J_K , presque tous ces électrons atteignent la jonction de commande J_C .

La figure A-4 montre que cette couche permet à la gâchette de former, avec la région la plus voisine de la couche de cathode, une petite diode à jonction *PN* de faible étendue.

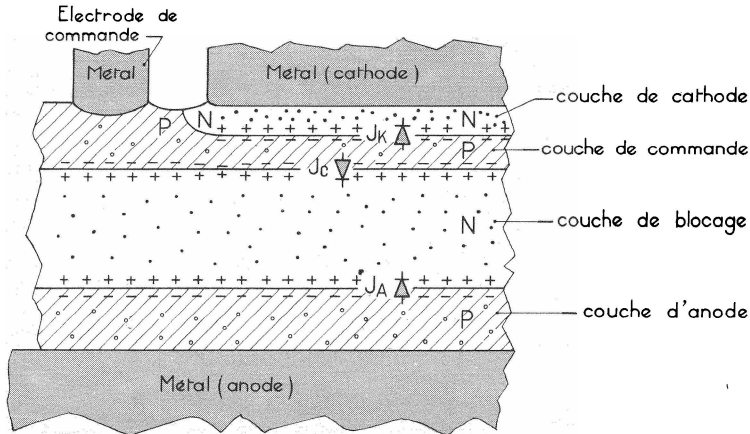


FIG. A-4. — Les quatre couches et les trois jonctions d'un thyristor.

C'est la couche de blocage, épaisse et peu dopée, qui permet aux jonctions J_A et J_C de supporter une tension inverse élevée avec un faible courant de fuite.

Les signes + et — représentent les charges d'espace des jonctions.

- c) **Couche de blocage.** Elle est de type *N*. C'est la plus épaisse et la moins dopée des quatre couches ; le thyristor lui doit donc son faible courant inverse et la tension inverse élevée qu'il supporte.
- d) **Couche d'anode.** Elle est de type *P*, moyennement épaisse et moyennement dopée. Elle est peu dopée au voisinage de la couche de blocage afin que la jonction d'anode J_A :
- présente un faible courant inverse, très inférieur à celui de J_K ;
 - supporte une tension inverse élevée.

Au voisinage du métal de l'anode, la couche d'anode est plus dopée afin de diminuer la résistance directe.

Les propriétés ci-dessus des jonctions J_A et J_K expliquent que la jonction d'anode impose son faible courant inverse comme courant inverse du thyristor et supporte la presque totalité de la tension inverse appliquée au thyristor.

B — Amorçage : théorie de l'avalanche locale

Cette théorie est seulement qualitative, mais elle fait appel à des phénomènes physiques qui rendent intuitif le fonctionnement du thyristor.

1. — AVANT L'AMORÇAGE, LE CHAMP ÉLECTRIQUE EST TRÈS GRAND DANS LA JONCTION DE COMMANDE

Le thyristor étant bloqué et sous tension directe, cette tension se retrouve à la jonction de commande puisque c'est la seule des trois jonctions sous tension inverse : il existe donc dans J_C un champ électrique E très grand.

Ce champ accélère les porteurs minoritaires qui diffusent jusqu'à cette jonction, en particulier les électrons libres de la couche de commande.

Notons que cette accélération devient suffisante, sous la tension V_{Bo} (§ A 3), pour déclencher l'amorçage sans courant de commande, malgré le très petit nombre de porteurs minoritaires initiaux.

2. — LE COURANT DE GACHETTE PROVOQUE DANS J_C UNE AVALANCHE LOCALE

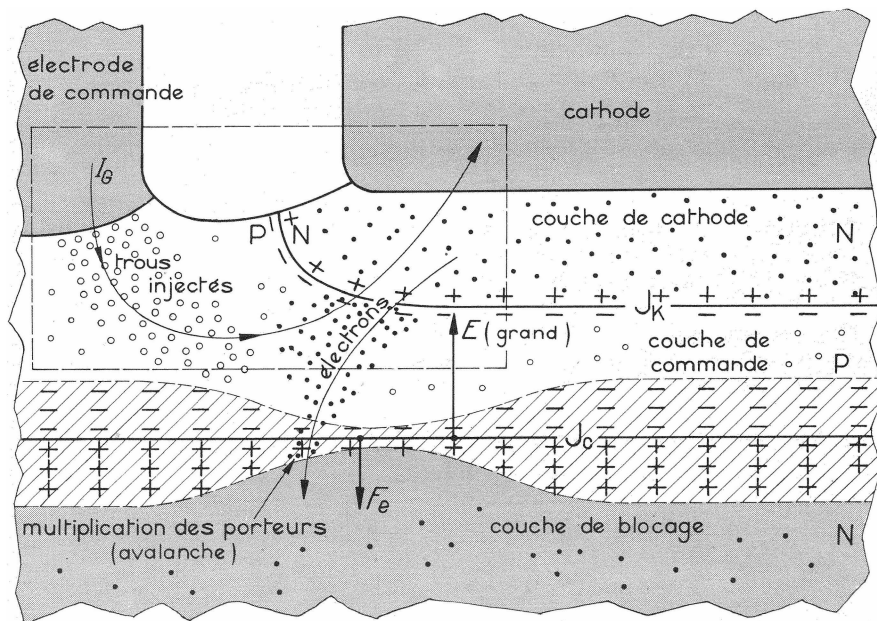


FIG. 11-1. — **Première phase de l'amorçage**: effondrement local de la barrière de potentiel de la jonction de commande. Les signes + et - représentent les charges d'espace des jonctions. Le rectangle pointillé entoure la diode de commande, petite partie de J_K .

Le courant de commande est un courant direct (de diffusion) de la jonction J_K : il se compose de trous se dirigeant vers la cathode et de nombreux électrons lancés par la couche de cathode, fortement dopée, dans la couche de commande (fig. B-1). En raison de la très faible distance entre J_K et J_C (§ A 3), presque tous les électrons atteignent la jonction J_C qui les projette violemment (E très grand) dans la couche de blocage. Pendant la traversée de J_C , ces électrons arrachent des porteurs aux atomes, porteurs qui en libèrent d'autres après accélération : on reconnaît le phénomène cumulatif de l'*avalanche*. La barrière de potentiel de J_C s'effondre localement (centième partie par exemple de l'aire de J_C).

3. — L'AVALANCHE S'ÉTEND D'ELLE-MÊME A TOUTE LA JONCTION DE COMMANDE

En effet, un courant direct de grande densité s'engouffre dans l'effondrement local de la barrière de potentiel ; si l'intensité de ce courant est supérieure à une certaine valeur I_L , dite *intensité d'accrochage*, même si le courant de gâchette cesse, les porteurs sont devenus si nombreux que l'avalanche s'étend de proche en proche à toute la jonction de commande. La vitesse d'expansion, de l'ordre de 1 cm par 100 μ s, est relativement petite.

L'effondrement de la barrière de potentiel de J_C entraîne l'*effondrement de la résistance directe* du thyristor d'une valeur très grande — de l'ordre de 100 k Ω — à une valeur très faible — de l'ordre de 0,01 Ω — et le courant direct atteint sa pleine valeur.

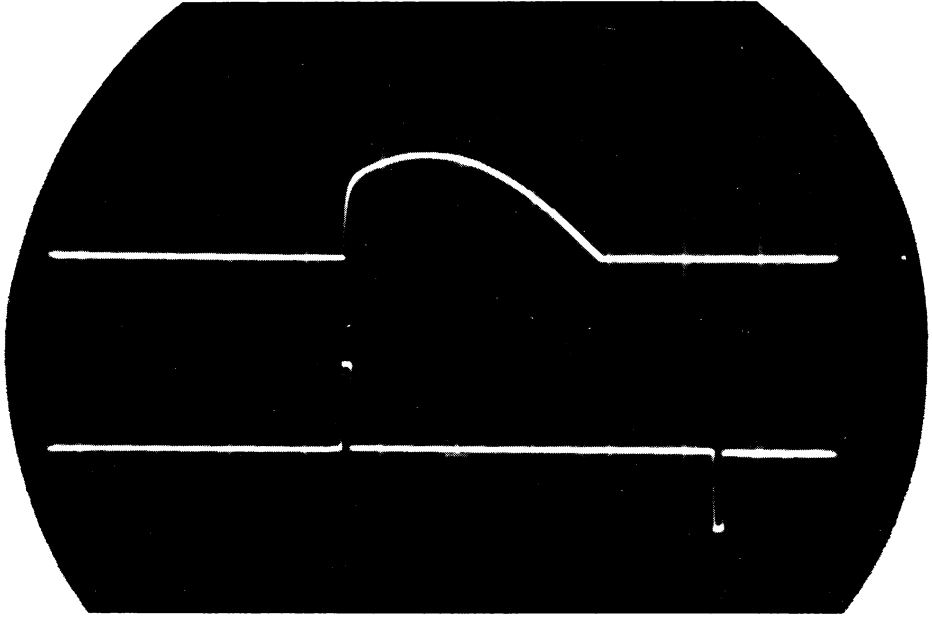
Ainsi le courant de commande n'intervient que dans une très petite région et pendant une courte durée pour amorcer l'effondrement d'une barrière de potentiel ; le courant direct du thyristor accomplit toute la suite ; c'est pourquoi :

- la puissance de commande est beaucoup plus petite que la puissance commandée ;
- la forme et la durée de l'impulsion de commande importent peu pourvu que cette impulsion soit suffisante. Toutefois, il est avantageux d'utiliser une montée rapide, inférieure en pratique à 1 μ s (fig. B-2).

4. — LA SECONDE PHASE DE L'AMORÇAGE EST COMPARABLE AU MÉCANISME DES VARIATIONS DU COURANT PRINCIPAL I_T :

- pour des courants de l'ordre du courant nominal, la répulsion des porteurs étend l'avalanche à la totalité de la jonction de commande J_C ;
- aux faibles courants, il paraît probable que le courant ne traverse qu'une partie de J_C ; partout où le courant ne passe pas, la barrière de potentiel de J_C s'est reformée ;
- dans cette théorie, le courant de maintien I_H correspond à l'aire minimale de J_C qui peut demeurer en état d'avalanche bien qu'entourée de tous côtés par la barrière de potentiel. Ainsi, l'aire de J_C où se produit l'avalanche s'étend lorsque I_T croît, diminue lorsque I_T décroît.

L'extension de l'avalanche, d'elle-même, pendant la seconde phase de l'amorçage, apparaît donc comme un cas particulier de l'« élasticité » de la barrière de potentiel de J_C , lorsque le courant direct du thyristor varie.



Cliché de l'auteur.

FIG. B-2. — **Commande d'un thyristor par impulsions de courte durée.**

Redressement monophasé (dit simple alternance); secteur 50 Hz; vitesse de balayage 5 mm/ms (ou échelle des temps : 2 ms/cm).

Les impulsions de commande (en bas) sont distantes de 5 cm = 10 ms, soit une demi-période ou 180°.

Le courant du thyristor (en haut) dure 35 mm; soit $180^\circ \times \frac{35}{50} = 126^\circ$.

L'impulsion de gâchette l'amorce donc avec un angle de retard

$$\theta = 180 - 126 = 54^\circ.$$

La tension redressée U_c s'obtient en multipliant la tension maximale U_{c0} obtenue pour $\theta = 0$ par

$$\frac{1 + \cos \theta}{2} = \frac{1 + \cos 54^\circ}{2} = 0,79.$$

En déphasant les impulsions, on règle θ entre 0 et 180°, donc U_c entre U_{c0} et 0.

L'impulsion de droite, négative vis-à-vis du thyristor utilisé n'a ici aucun effet; elle servirait à déclencher un second thyristor en parallèle inverse avec le premier (contacteur).

5. — BLOCAGE DU THYRISTOR

Lorsque la tension s'annule ou s'inverse aux bornes d'un thyristor conducteur, le courant direct cesse; les porteurs qui avaient envahi toutes les couches et les jonctions disparaissent soit par recombinaison, soit parce qu'ils sont mus par la tension V_a inverse. Les barrières de potentiel J_A et J_K se reforment assez rapidement et soutiennent la tension inverse. Au contraire, J_C ne peut bloquer une tension directe du thyristor que plus tard, l'évacuation des porteurs excédentaires y étant plus lente que dans J_A et J_K (voir *temps de blocage* : chap. II).

Le blocage est donc réversible tant qu'il n'est pas terminé ; au contraire, l'amorçage est irréversible en ce sens que, si l'on supprime le courant de commande après création de l'avalanche locale, cette avalanche persiste et s'étend, sous l'action du courant direct, à la totalité de la jonction de commande (§ B 3).

C — Amorçage : théorie des deux transistors imbriqués

Cette seconde théorie de l'amorçage du thyristor développe des calculs utiles aux fabricants.

I. — TRANSISTORS PNP ET NPN IMBRIQUÉS

Considérons le thyristor à l'état *bloqué*, c'est-à-dire sous tension directe et en l'absence de courant de gâchette ; le courant de fuite est un courant direct appelé *courant à l'état bloqué* et noté I_D (Norme).

Dans l'état bloqué, seule la jonction de commande J_C est sous tension inverse ; elle constitue donc la jonction de collecteur de deux transistors, l'un PNP (à droite dans les figures C-1 et C-2), l'autre NPN.

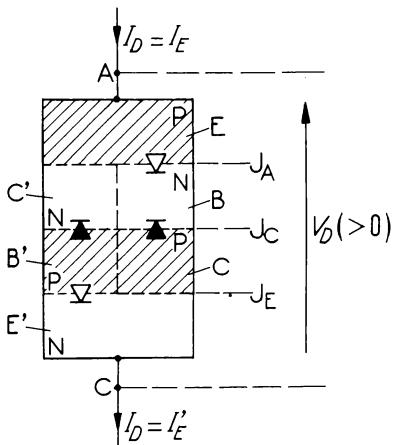


FIG. C-1.

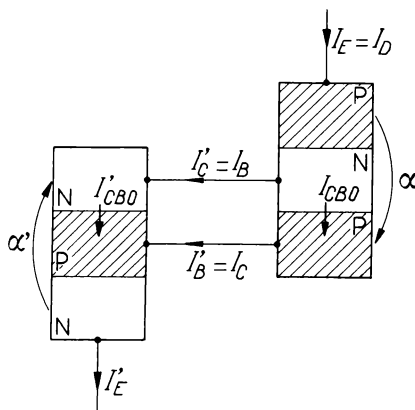


FIG. C-2.

La base de chacun de ces transistors est *reliée* au collecteur de l'autre. En séparant les deux transistors, on obtient alors les égalités, écrites avec les sens *réels* des courants :

$$\boxed{I_B = I'_C} \quad ; \quad I_C = I''_B.$$

En résumé :

Un thyristor à l'état bloqué est équivalent à deux transistors imbriqués de façon que le courant collecteur de chacun d'eux est le courant base de l'autre.

2. — ÉQUATIONS GÉNÉRALES DES DEUX TRANSISTORS

Considérant les sens réels des courants, on a (*Semiconducteurs*, 1^{re} partie) :

— pour le transistor PNP :

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \quad ; \quad I_C + I_B = I_E ;$$

d'où :

$$I_B = I_E - I_C = I_E - (\alpha I_E + I_{CBO}) \quad ; \quad \boxed{I_B = (1 - \alpha) I_E - I_{CBO}}$$

— pour le transistor NPN :

$$\boxed{I'_C = \alpha' I'_E + I'_{CBO}} \quad ; \quad I'_C + I'_B = I'_E,$$

où I_{CBO} et I'_{CBO} sont les courants résiduels de collecteur à émetteur ouvert ; leur somme est évidemment le courant inverse I_{RC} de la jonction de commande :

$$I_{RC} = I_{CBO} + I'_{CBO}.$$

Le courant $I_E = I'_E = I_D$ étant très petit, de l'ordre du courant inverse d'une jonction, il en est de même des amplifications α et α' qui sont très inférieures à 1.

3. — EXPRESSION DU COURANT A L'ÉTAT BLOQUÉ I_D EN FONCTION DE I_{RC} , α ET α'

Remplaçons I_E et I'_E par I_D dans les expressions encadrées et écrivons que $I_B = I'_C$ (§ 1) :

$$(1 - \alpha) I_D - I_{CBO} = \alpha' I_D + I'_{CBO}.$$

$$(1 - \alpha - \alpha') I_D = I_{CBO} + I'_{CBO}.$$

Le second membre est I_{RC} , donc :

$$\boxed{I_D = \frac{I_{RC}}{1 - (\alpha + \alpha')}} \quad (1)$$

On aboutit au même résultat à partir de $I_C = I'_B$, ou avec les équations en β (ou h_{21E}) au lieu de α ($-h_{21B}$) : exercice 1.

Bien que, pour d'aussi faibles courants, α et α' soient très inférieurs à 1, la relation (1) montre que $I_D > I_{RC}$: *le courant à l'état bloqué (I_D) est supérieur au courant inverse de la jonction bloquante* (jonction de commande).

4. — LES DEUX TRANSISTORS IMBRIQUÉS CONSTITUENT UN SYSTÈME A RÉACTION POSITIVE

Par exemple, si I_{CBO} augmente (accroissement de température, de tension), $I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CBO}$ augmente ; mais $I_C = I'_B$, donc :

$$I'_C = \beta' I'_B + (\beta + 1) I'_{CBO}$$

augmente, ce qui fait croître $I_B = I'_C$, donc I_C et la boucle est fermée.

Notons que α et α' (ainsi que $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ et $\beta' = \frac{\alpha'}{1-\alpha'}$) augmentent avec les courants.

Si l'accroissement initial est faible, $\alpha + \alpha'$ augmente mais reste inférieur à 1 et l'expression (1) montre que l'on obtient un nouvel état stable à courants faibles.

Si l'accroissement de courant est important, $\alpha + \alpha'$ atteint la valeur 1 et la relation (1) indique que *les deux transistors seaturent*; le courant n'est alors limité que par l'impédance de la charge : le thyristor s'est amorcé.

5. — LES DIFFÉRENTS PROCESSUS D'AMORÇAGE

L'accroissement du courant de fuite I_D et par suite celui de α et α' produisant l'amorçage peuvent être provoqués par : un courant de gâchette, la tension entre anode et cathode, la lumière, la température.

a) Amorçage par un courant de gâchette I_G .

Injecté dans la base B' , il accroît I_E' et I_C' donc I_B ...; α et α' augmentent et si I_G est suffisant, $(\alpha + \alpha')$ atteint 1 : l'effet cumulatif de la réaction positive amorce alors le thyristor.

On obtiendrait le même résultat à l'aide d'un courant de commande dans la base du transistor PNP (thyristor N).

b) Amorçage par la tension de retournement V_{BO} .

L'accroissement de la tension directe V_D accroît tous les courants, donc I_{RC} et $(\alpha + \alpha')$ de la relation 1 ; mais surtout, lorsque V_D atteint V_{BO} , un phénomène d'avalanche se produit dans la jonction de commande et le thyristor s'amorce.

c) Amorçage par accroissement rapide de la tension directe.

La jonction de commande J_C , sous tension inverse, présente une capacité C ; sous l'action d'un accroissement de la tension d'alimentation, de taux $\frac{dv}{dt}$ elle est le siège d'un courant :

$$i = C \frac{dv}{dt}.$$

Ce courant est de même sens que I_{RC} (relation 6) et, dans la couche de commande, de même sens que le courant direct de gâchette I_G . Lorsque $\frac{dv}{dt}$ dépasse une certaine valeur, i devient assez grand pour amorcer le thyristor, comme le ferait un courant de gâchette.

d) Amorçage par la lumière.

Dans les photothyristors (chap. IV), le boîtier est muni d'une fenêtre transparente et une lumière incidente crée des paires électron-trou dans le silicium. La jonction de commande, sous tension inverse, projette les porteurs mineurs de l'autre côté de cette jonction, ce qui accroît le courant inverse ainsi

que α et α' ; une énergie incidente suffisante dans le domaine visible ou le proche infrarouge permet donc d'amorcer le photothyristor (le rayonnement d'une lampe à filament de tungstène convient donc).

e) **Amorçage par élévation de température.**

Elle peut augmenter suffisamment le courant résiduel pour que $\alpha + \alpha'$ atteigne 1.

En pratique, les procédés d'amorçage des thyristors utilisent le courant de gâchette et la lumière; l'amorçage par tension est utilisé pour les *diodes* PNP; les déclenchements par température et surtout par $\frac{dv}{dt}$ ont été mentionnés parce qu'il faut les empêcher.

D — Effets transistor direct, inverse, dus au courant de gâchette

Certains procédés de commande laissent subsister un courant direct de gâchette pendant l'état bloqué ou pendant l'état bloqué dans le sens inverse; deux effets transistor augmentent alors le courant de fuite du thyristor et par suite les pertes.

I. — ÉTAT BLOQUÉ : EFFET TRANSISTOR DIRECT (Fig. D-1)

Il faut alors considérer les deux transistors imbriqués du paragraphe B. Si la gâchette injecte un courant (trous) insuffisant pour déclencher l'amorçage, il y a cependant afflux d'électrons, à travers J_K , dans la couche de commande; le nombre des porteurs minoritaires de cette couche augmente et il en est de même du courant résiduel de J_C .

Le processus est celui qui a été décrit pour l'amorçage, mais les électrons accélérés par le champ électrique élevé de J_C sont maintenant trop peu nombreux pour y provoquer l'avalanche; la couche de cathode se comporte comme l'émetteur d'un transistor NPN dont J_C , sous tension inverse, serait la jonction de collecteur.

Pour relier ce phénomène à l'équation 1 (§ C), constatons que I_G traverse J_K , c'est-à-dire la jonction d'émetteur du transistor NPN et il en résulte le courant de collecteur $\alpha' I_G$ qui s'ajoute à I_{RC} , donc

$$I_D = \frac{I_{RC} + \alpha' I_G}{1 - (\alpha + \alpha')} \quad (2)$$

2. — EFFET TRANSISTOR INVERSE (Fig. D-2.)

Lorsque le thyristor est sous tension inverse, le courant résiduel est celui de la jonction d'anode J_A , polarisée en inverse, alors que J_C est polarisée en direct.

Entre la gâchette et l'anode, la jonction J_C se comporte comme la jonction d'émetteur et J_A comme la jonction de collecteur d'un transistor PNP ; si la gâchette injecte un courant I_G , ce courant est formé de trous qui traversent la jonction J_C et certains diffusent jusqu'à J_A et sont happés par le champ électrique élevé de cette jonction : le courant inverse est ainsi augmenté.

J_A étant sous forte tension, les pertes peuvent augmenter sensiblement.

En résumé, le courant résiduel du thyristor est augmenté s'il existe un courant direct I_G de gâchette :

- soit à l'état bloqué (effet transistor direct) ;
- soit lorsque le thyristor est sous tension inverse (effet transistor inverse).

L'augmentation du courant résiduel (courant de fuite), à peu près proportionnelle au courant de gâchette, peut être très supérieure au courant résiduel obtenu en l'absence de courant de gâchette.

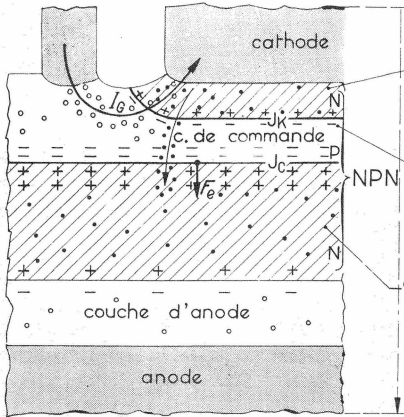


FIG. D-1. — Transistor NPN de l'effet transistor direct.

J_C agit comme une jonction de collecteur. La base (couche de commande) est mince : il s'y produit peu de recombinaisons et le courant de fuite dû à I_G est une importante fraction de I_G .
Conduction par électrons.

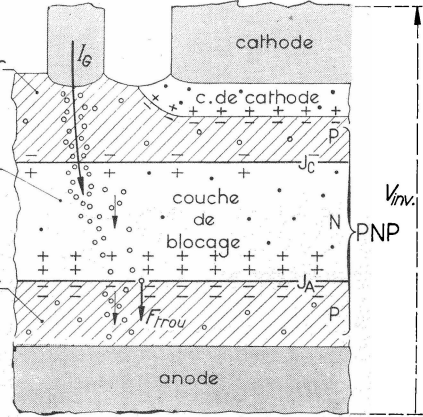


FIG. D-2. — Transistor PNP de l'effet transistor inverse.

J_C agit comme une jonction d'émetteur. La base (couche de blocage) est épaisse : il s'y produit des recombinaisons et le courant de fuite dû à I_G est une faible fraction de I_G .
Conduction par trous.

3. — LES CIRCUITS DE COMMANDE DOIVENT PERMETTRE D'ÉVITER LES DEUX EFFETS TRANSISTOR SI LE MONTAGE N'EXIGE PAS DE LARGES SIGNAUX DE COMMANDE

Notons que l'effet transistor direct est plus grand que l'effet transistor inverse.

En effet, au transistor NPN responsable de l'effet transistor direct correspond une base plus mince, un émetteur plus dopé (§ A 3) et une meilleure jonction de collecteur que ceux du transistor PNP responsable de l'effet inverse.

De toute façon, il convient d'éviter les deux effets transistor si la nature du montage le permet :

- pour éviter l'effet transistor *direct*, le meilleur procédé est la commande par impulsions. La durée minimale d'une impulsion est de 5 à 6 μs ; par précaution on utilise en pratique des impulsions de 20 μs ;
- pour éviter l'effet transistor *inverse*, on peut réunir la gâchette à la cathode pendant l'alternance inverse ou tout au moins éviter que son potentiel ne dépasse quelques dixièmes de volt (0,25 V).

Certains montages exigent de larges impulsions de commande (charge inductive, pont de Graetz triphasé) ; il faut alors accepter les pertes par effet transistor, d'ailleurs très petites par rapport aux pertes de « diode ».

E — Thyristor P, thyristor N

I. — LES THYRISTORS USUELS SONT DES THYRISTORS P

Thyristor P. — *Thyristor dans lequel la borne de gâchette est connectée à la région P la plus proche de la cathode et qui est normalement commuté à l'état passant en appliquant un signal positif entre les bornes de gâchette et de cathode (NORME).*

En d'autres termes, le courant de gâchette qui provoque l'amorçage est le courant direct de la jonction de cathode J_K : il entre par la gâchette et sort par la cathode.

2. — THYRISTOR N

Thyristor dans lequel la borne de gâchette est connectée à la région N la plus proche de l'anode et qui est normalement commuté à l'état passant en appliquant un signal négatif entre les bornes de gâchette et d'anode.

Le courant de gâchette qui provoque l'amorçage est donc le courant direct de la jonction d'anode J_A : il entre par l'anode et sort par la gâchette.

La figure E-1 indique les symboles des deux types et leur couplage antiparallèle pour contrôler les deux alternances d'un courant alternatif.

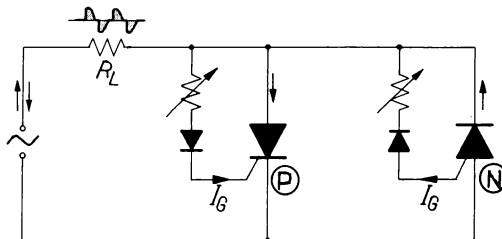


FIG. E-1. — Symboles et exemple de montage de thyristors P et N. Nous nous appuierons sur ces deux types pour expliquer le *triac* (chap. VI).

EXERCICES DU CHAPITRE I

1. On considère le thyristor à l'état bloqué comme constitué de deux transistors imbriqués, l'un PNP, l'autre NPN.

1° Calculer le courant d'anode I_D à partir des équations fondamentales en $h_{21E} = \beta$.

2° Quelle est la condition d'amorçage ? Montrer qu'elle est identique à $\alpha + \alpha' = 1$.

Réponses : 1° $I_D = \frac{(\beta + 1) (\beta' + 1) (I_{CBO} + I'_{CBO})}{1 - \beta\beta'}$.

2° $\beta\beta' = 1$; $\frac{\alpha\alpha'}{(1 - \alpha)(1 - \alpha')} = 1$, etc.

2. On considère un thyristor sous tension inverse V_R .

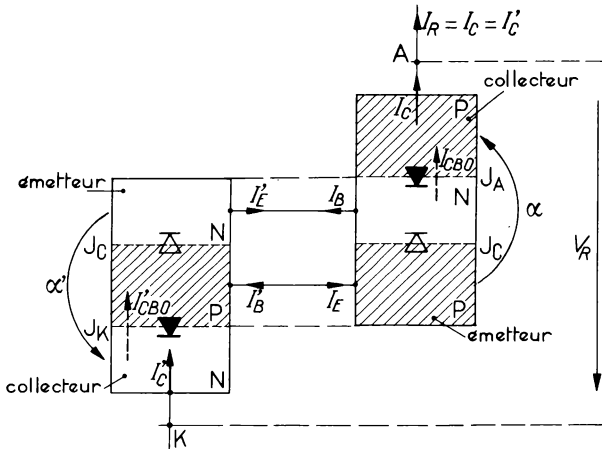
1° Montrer qu'il est équivalent à deux transistors imbriqués, l'un PNP ($I_C, I_E, I_B, \alpha, I_{CBO}$), l'autre NPN ($I'_C, I'_E, I'_B, \alpha', I'_{CBO}$). A quelles jonctions de ces transistors correspond la jonction de commande J_C du thyristor ?

2° Adoptant comme sens de tous les courants $I_C, I_C \dots$ les sens réels, exprimer le courant inverse I_R du thyristor en fonction de $I_{CBO}, I'_{CBO}, \alpha, \alpha'$.

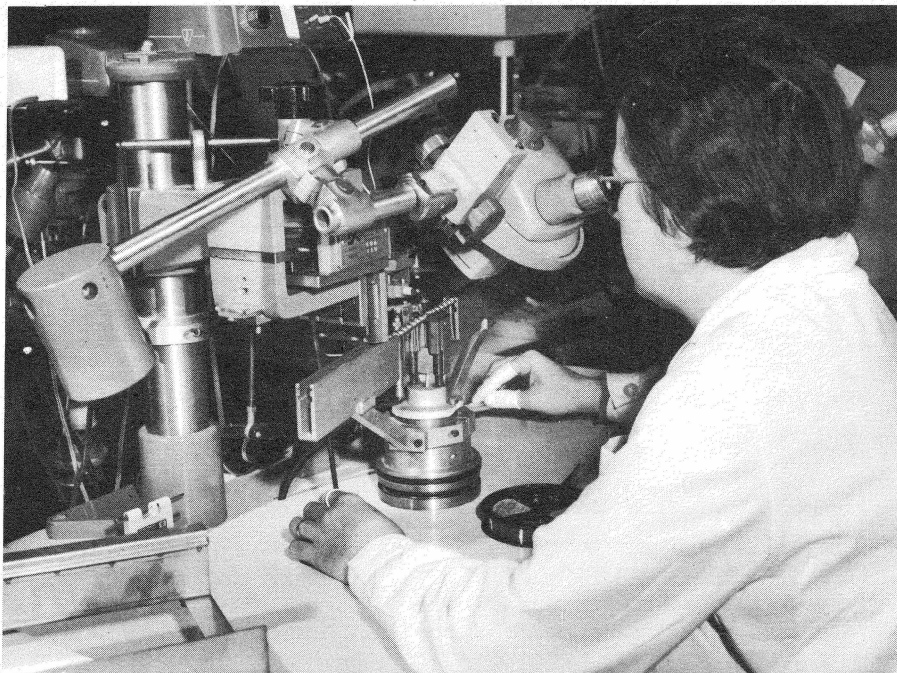
3° Montrer qu'à l'inverse du thyristor bloqué (sous tension directe), le thyristor sous tension inverse constitue un système stable lorsque α et α' augmentent.

Réponses : 1° **Jonctions d'émetteur.**

2° $I_R = \frac{\alpha' I_{CBO} + \alpha I'_{CBO}}{\alpha + \alpha' - \alpha\alpha'}$.



3° α et α' : réels positifs inférieurs à 1 ; montrer que $\alpha + \alpha' > \alpha\alpha'$.



Cliché A.B.C.-SILEC.

Poste de thermo-compression pour le montage des thyristors et triacs en boîtier TO 5.

II — CARACTÉRISTIQUES

Ce sont les caractéristiques statiques (§ A), dynamiques (§ B), thermiques (§ C), d'amorçage (§ D).

A — Caractéristiques statiques

I. — CARACTÉRISTIQUES D'ANODE

Caractéristique tension-courant d'anode-cathode (abréviation : caractéristique d'anode) : *Fonction, généralement représentée par un graphique, reliant la tension d'anode au courant principal et s'il y a lieu au courant de gâchette exprimé en paramètre (Norme).*

La figure A-1 en donne la forme générale, avec indication de termes définis dans la *NORME*; par exemple :

Point de retournement : point de la caractéristique d'anode pour lequel la résistance différentielle est nulle et où la tension atteint une valeur maximale dans des conditions spécifiées (points B de la figure A-1).

Tension de retournement V_{BO} : tension d'anode au point de retournement dans des conditions de gâchette spécifiées.

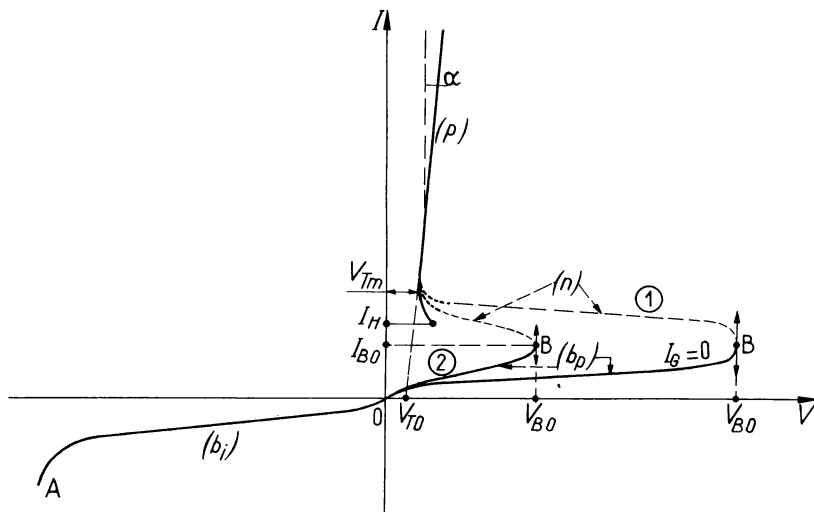


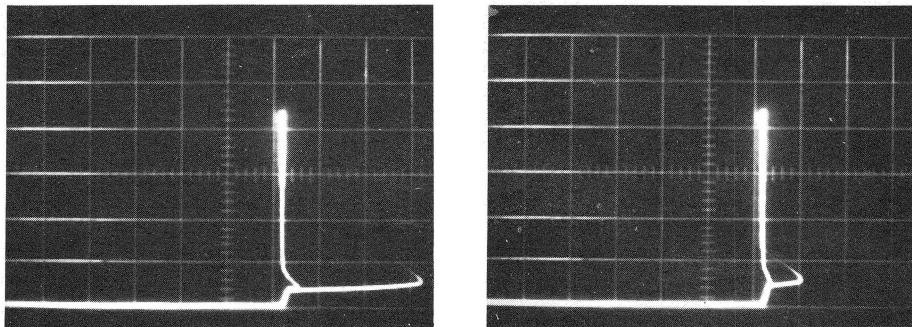
FIG. A-1. — Caractéristiques d'anode pour $I_G = 0$ (1) et $I_G \neq 0$ (2).

Au point A : claquage inverse ; région (b_i) : état bloqué dans le sens inverse ; régions (b_p) : état bloqué dans le sens passant ; points B : points de retournement ; régions (n) : régions de résistance négative ; région (p) : état passant dans le sens direct ; V_{BO} : tension de retournement ; I_{BO} : courant de retournement ; $\text{tg } \alpha = r_T$: résistance dynamique moyenne ; V_{T0} : tension de seuil ; V_{Tm} : tension d'anode minimale à l'état passant ; I_H : courant hypostatique ou de maintien.

Courant de retournement I_{BO} : courant principal au point de retournement.

Courant hypostatique ou de maintien I_H (holding current) : courant principal minimal nécessaire pour maintenir le thyristor à l'état passant. Les valeurs typiques du courant de maintien I_H varient de 1 mA (thyristor 1 A eff.) à 100 mA (thyristor de 200 à 300 A eff.), I_H étant mesuré à 25° C, gâchette déconnectée, à tension d'alimentation continue 24 volts.

La figure A-2 donne deux oscillogrammes de description de la caractéristique tension-courant.



Clichés de l'auteur.

FIG. A-2. — Caractéristiques tension-courant d'un thyristor.

Horizontalement : la tension (1 volt/carreau) ; verticalement : le courant (5 volts/carreau sur 50Ω). L'axe des courants est le trait central gradué.

Alimentation sinusoïdale : 16 volts. Courant de gâchette continu : 11,4 mA (à gauche) ; 11,6 mA (à droite).

Dans la région où une horizontale coupe deux courbes, celle de droite est décrite en montant, celle de gauche en descendant.

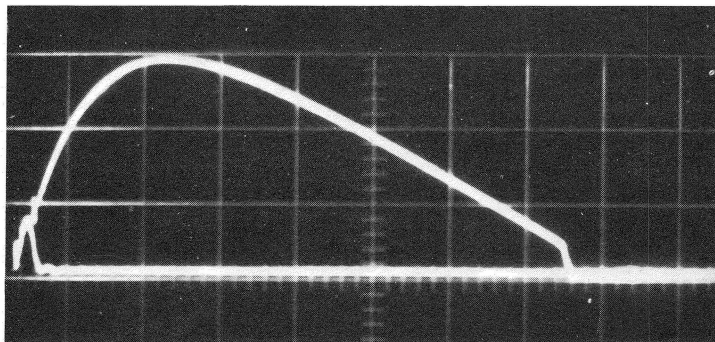


FIG. A-3. — Courant d'accrochage I_L .

Le thyristor, alimenté en alternatif, est commandé par des impulsions de gâchette de largeur réglable. On parvient à régler cette largeur de façon à obtenir un régime instable : tantôt le thyristor cesse de conduire à la fin de l'impulsion (courbe du bas), tantôt le courant continue d'augmenter après la fin de l'impulsion de commande (courbe du haut). Le courant d'accrochage I_L correspond donc au point de séparation des deux courbes (à gauche) ; à droite, le courant de maintien $I_H (< I_D)$.

Après plusieurs essais infructueux, le changement de régime s'est produit pendant la prise du cliché.

Rappelons, en outre, que le courant d'accrochage I_L (latching current) est le courant principal minimal nécessaire pour maintenir le thyristor à l'état passant immédiatement après l'amorçage, le signal de gâchette étant supprimé (fig. A-3).

Dans le cas d'un courant de gâchette I_G , la tension d'amorçage diminue lorsque I_G croît.

Pour I_G suffisant, l'état passant apparaît sans retard : le thyristor est alors l'équivalent d'une diode.

REMARQUE. — Il est intéressant de voir la correspondance entre les diverses régions des caractéristiques d'anode et les résultats obtenus dans une alimentation alternative (fig. A-4).

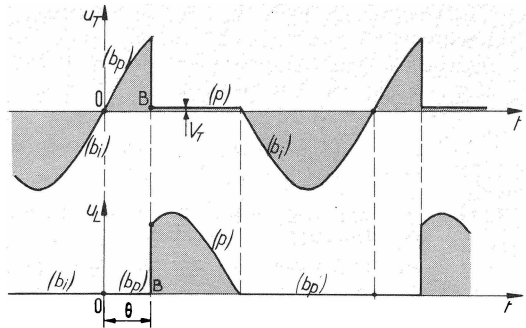


FIG. A-4. — Alimentation sinusoïdale, angle de retard θ .

Les régions (b_i) , (b_p) , (p) correspondent à celles de la figure A-1. En haut : tension aux bornes du thyristor ; en bas : tension aux bornes de la résistance de charge.

2. — CARACTÉRISTIQUE DE CONDUCTION (Fig. A-5).

Elle est analogue à celle d'une diode, dépend peu de la température et ne dépend pas du régime, statique ou dynamique.

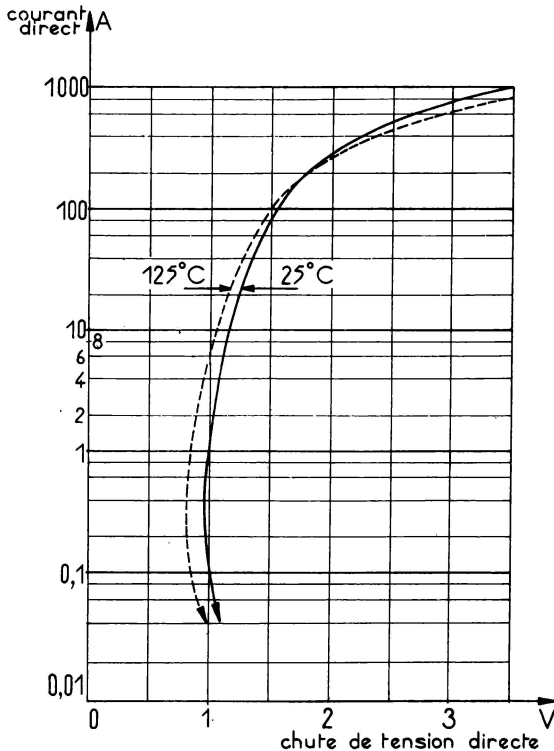


FIG. A-5. — Exemples de caractéristiques de conduction (région p de la figure A-1).

Notons que, malgré les trois jonctions en série, la chute directe V_T n'est que légèrement supérieure à celle d'une diode ordinaire de même puissance. La plupart des diodes présentent une chute de 1,2 volt en régime nominal ; les thyristors de 1,2 à 1,8 volt. Les pertes sont donc un peu supérieures, ce qui limite les possibilités de surcharge.

En outre, la dispersion est plus grande pour les thyristors, d'où la nécessité de dispositifs d'équilibrage pour des thyristors en parallèle (ch. V, § D).

3. — INFLUENCE DE LA TEMPÉRATURE SUR LES CARACTÉRISTIQUES STATIQUES

Lorsque la température du thyristor (température virtuelle de la jonction, voir § C) s'élève :

— La tension de retournement V_{BO} et le courant de maintien I_H diminuent sensiblement (exemple : fig. A-6).

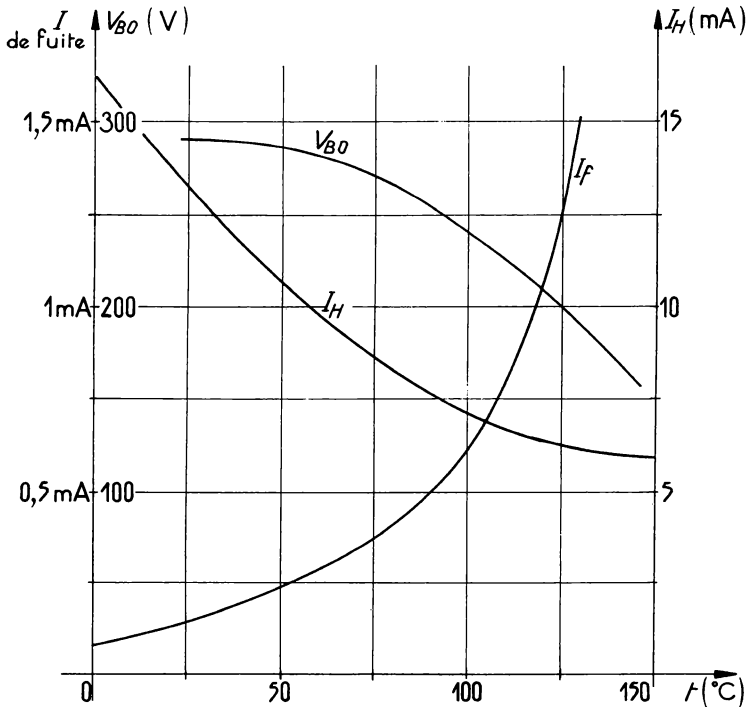


FIG. A-6.

— Le courant inverse et le courant de fuite à l'état bloqué augmentent considérablement.

— La tension à l'état passant V_T (chute de tension entre l'anode et la cathode) diminue (fig. A-5). Cette diminution est relativement faible, mais très suffisante pour permettre de repérer la température du thyristor pendant la mesure de certains paramètres : la température de jonction est restée la même si un même courant de référence correspond à la même chute de tension (voir § C 3 : mesure de R_{th}).

B — Caractéristiques dynamiques

Elles concernent les temps relatifs à l'amorçage et au blocage (parfois nommés *paramètres de commutation*), ainsi que les vitesses de croissance de la tension d'anode $\frac{dV}{dt}$ et du courant d'anode $\frac{di}{dt}$.

I. — TEMPS D'AMORÇAGE PAR LA GACHETTE t_{gt} (1)

a) Définitions.

C'est la durée pendant laquelle le thyristor est commuté de son état bloqué à son état passant, ceci résultant de l'application sur la gâchette d'une impulsion de commande (NORME).

Cette durée s'explique par le mécanisme de l'amorçage décrit au chapitre précédent et qui limite la vitesse de décroissance de la tension aux bornes du thyristor.

La figure B-1 représente les points généralement spécifiés pour définir le temps d'amorçage t_{gt} : 10 % de la valeur finale de l'impulsion de gâchette, 10 % de la valeur initiale de la tension d'anode.

Le temps d'amorçage est la somme de deux temps : le temps de retard t_d et le temps de croissance t_r (2) :

$$t_{gt} = t_d + t_r.$$

t_d est généralement défini entre le point 10 % de l'impulsion de gâchette et le point 90 % de la tension d'anode ; t_r est le temps pendant lequel la tension d'anode décroît de 90 % à 10 % de sa valeur initiale.

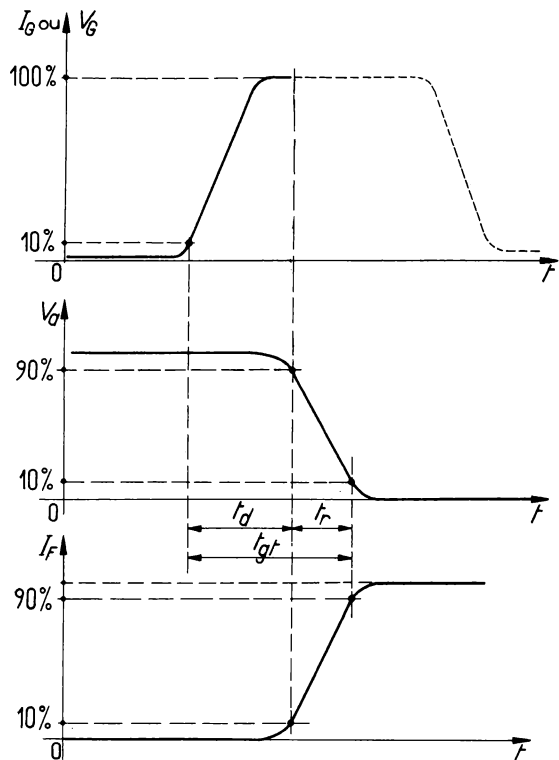


FIG. B-1. — Temps : d'amorçage t_{on} ; de retard t_d ; de croissance t_r .

L'origine du temps correspond à la valeur du courant de commande I_G capable d'assurer l'amorçage.

V_{ak} ou V_a : tension d'anode.

(1) En anglais : turn-on time (t_{on}).

(2) t_d : delay-time ; t_r : rise-time.

Que le temps de *croissance* soit défini par une *décroissance* provient du remplacement, dans sa définition, du courant d'anode (utilisé naguère), par la tension d'anode ; les définitions par la tension et par le courant conduisent à la même valeur de t_r pour une charge purement résistive (fig. B-1), mais non quand la charge est inductive.

La norme NF C 95-830 indique :

Retard à la croissance commandée par la gâchette t_d .

Intervalle de temps entre un point spécifié au début de l'impulsion de gâchette (généralement 10 % de la valeur de crête) et l'instant où la tension d'anode est tombée à une valeur spécifiée près de sa valeur initiale (généralement 90 % de la valeur initiale) pendant la commutation d'un thyristor de son état bloqué à son état passant, par cette impulsion de gâchette.

Note. — Lorsque aucune confusion n'est à craindre, ce terme peut être abrégé en « retard à la croissance ».

Temps de la croissance commandée par la gâchette t_r .

Temps écoulé entre les instants où la tension a décré d'une valeur spécifiée proche de sa valeur initiale à une valeur inférieure spécifiée, pendant la commutation du thyristor de l'état bloqué à l'état passant, due à une impulsion de gâchette.

Note. — Lorsqu'aucune confusion n'est à craindre, ce terme peut être abrégé en « temps de croissance ».

b) Ordres de grandeur.

Le temps de retard est voisin de 1 μ s ; il diminue lorsqu'on augmente l'intensité du courant de commande et peut s'abaisser entre 0,2 et 0,5 μ s ; il augmente aux basses tensions d'anode et dépend peu de la température.

Le temps de croissance varie de 1 à 6 μ s sur un circuit d'anode résistif ; il augmente faiblement avec le courant direct et présente une assez grande dispersion pour les unités d'un même type. Sur charge inductive, le temps de croissance du courant augmente avec la constante de temps de cette charge ; c'est pourquoi, pour atteindre le courant d'accrochage I_U , la durée des impulsions de commande doit être plus grande que sur charge résistive.

2. — TEMPS DE BLOCAGE (abréviation) (1)

a) Définition.

Temps de désamorçage par commutation du circuit t_q .

Temps écoulé entre l'instant où le courant principal est devenu nul, après commutation extérieure du circuit principal, et l'instant où le thyristor est susceptible de supporter une tension d'anode spécifiée sans se réamorcer (*NORME*).

t_q est donc le temps nécessaire pour que la jonction de commande J_C redevienne capable, après l'annulation du courant d'anode, de soutenir une tension inverse élevée (tension directe pour le thyristor, revoir § 5, p. 10).

(1) En anglais *turn-off time*, souvent noté t_{off} .

b) Mesure. Ordres de grandeur.

On mesure le temps de blocage dans les conditions suivantes (fig. B-2) :

- le thyristor est conducteur, mais le courant de commande est nul ;
- on inverse la tension d'alimentation de façon à inverser le courant avec un taux de décroissance $\frac{di}{dt}$ spécifié ; le courant s'annule à un instant que nous prendrons comme origine du temps ;
- on réapplique une tension directe à l'instant t_0 : le plus court des temps t_0 pour lesquels le thyristor ne se réamorçe pas est le temps de blocage t_q .

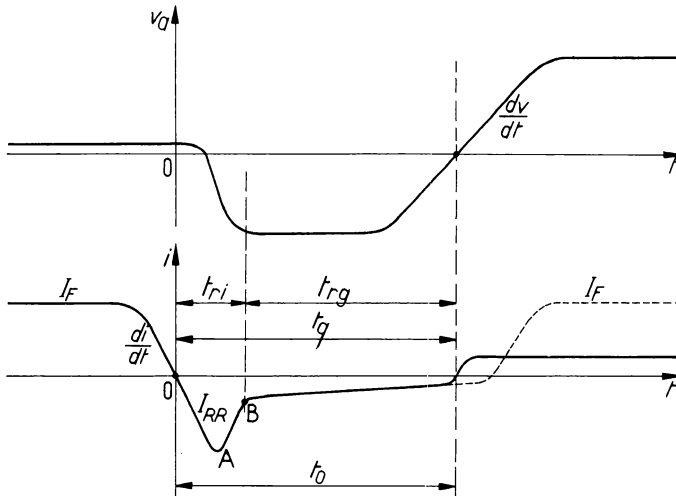


FIG. B-2. — Le temps de blocage t_q est la somme du temps de recouvrement inverse t_{ri} et du temps de recouvrement de la gâchette t_{rg} (voir § 3).

Si l'on rétablit la tension directe à un instant $t < t_q$, le thyristor se réamorçe sans courant de gâchette et le courant reprend la valeur I_F .

Courant inverse de recouvrement I_{RR} : composante transitoire du courant inverse d'un thyristor se produisant lors du passage de l'état passant en direct à l'état bloqué en inverse (Norme).

Le blocage est très long dans l'un des cas suivants :

- un courant direct I_F ($< I_H$) existe pendant le blocage ($t_{gt} \sim$ millisecondes) ;
- $I_F = 0$ avec $V_a = 0$ ($t_{gt} \sim 100 \mu s$) ;
- blocage par mise en court-circuit de l'anode et de la cathode (l'inductance du circuit prolonge I_F).

C'est pourquoi, en pratique, on inverse la tension d'anode pour provoquer un courant inverse ; le temps de blocage peut alors s'abaisser à quelques microsecondes.

Le temps de blocage est de 5 à 60 μs suivant le type : beaucoup plus grand que le temps d'amorçage, c'est lui qui fixe la fréquence maximale du thyristor.

Par exemple, dans le cas du redressement monophasé : $\frac{T_{\min}}{2} = t_q$; avec la valeur $t_q = 30 \mu\text{s}$, on trouve :

$$T_{\min} = 60 \mu\text{s} \quad \text{et} \quad f_{\max} = \frac{1}{T_{\min}} = \frac{1}{60 \cdot 10^{-6}} = 16\,700 \text{ Hz.}$$

REMARQUE. — Pour la commutation très rapide on fabrique des thyristors (planar) de temps d'amorçage $0,2 \mu\text{s}$, de temps de blocage $1 \mu\text{s}$.

c) Processus du blocage.

Les courbes en fonction du temps de la tension et du courant pendant le blocage s'expliquent par la disparition des porteurs formant le courant direct, la reconstitution des barrières de potentiel de J_K et J_A , enfin la disparition des porteurs minoritaires dans les deux couches formant la jonction de commande J_C :

Temps de recouvrement inverse.

- Lorsque le thyristor est soumis brusquement à la tension inverse, les électrons du courant direct qui se dirigeaient vers l'anode sont renvoyés en sens inverse ; de même les trous inversent leur mouvement. Ces porteurs sont nombreux, d'où un courant inverse important (région A).
- Les barrières de potentiel de J_A et J_K se reforment assez rapidement puisque le courant inverse raréfie les porteurs minoritaires dans la couche de blocage et dans la couche de commande. Notons que ces barrières, une fois reformées, aident au retour des trous dans la couche d'anode et des électrons dans la couche de cathode. Le courant inverse décroît, et les jonctions J_A et J_K se bloquent (point B, où se termine le temps de recouvrement inverse).

Le thyristor peut alors supporter une tension inverse spécifiée.

Temps de recouvrement de la gâchette.

La jonction de commande J_C contient encore des porteurs et leur déplacement est lent pour deux raisons :

- J_A et J_K , sous tension inverse, ne laissent plus passer qu'un faible courant résiduel ;
- J_C est sous tension directe, donc son champ électrique est très faible.

Les électrons-résidus du courant direct, qui encombrant J_C , traversent la couche de commande (type P) où ils sont minoritaires ; de même les trous dans la couche de blocage (type N).

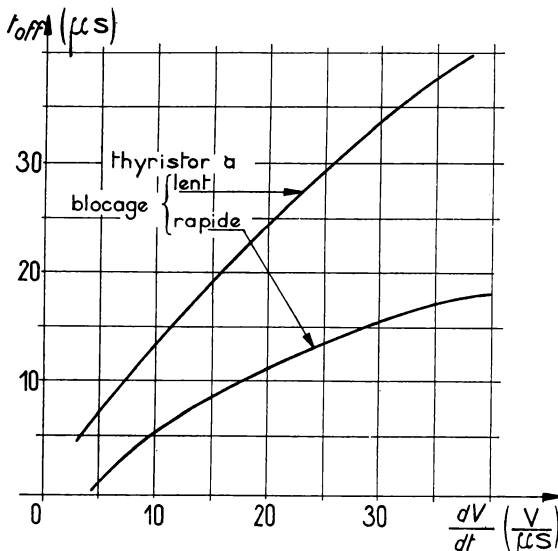


FIG. B-3. — Le temps de blocage (t_q ou t_{on}) croît avec $\frac{dV}{dt}$.

Pour que J_C puisse bloquer la tension directe, il faut attendre que ces porteurs minoritaires disparaissent, les uns par recombinaison, les autres à travers J_A (trous) ou J_K (électrons) : cette disparition correspond à la plus grande partie du temps de blocage, c'est-à-dire au temps de recouvrement de la gâchette.

Ce processus permet d'expliquer que le *temps de blocage* :

- croît avec la température, l'intensité du courant direct et le taux de décroissance de ce courant, la tension directe appliquée et son taux de croissance $\frac{dv}{dt}$ (fig. B-3) ;
- décroît avec l'inductance du circuit de charge et lorsqu'on augmente la tension inverse.

3. — LA TENSION D'AMORÇAGE DIMINUE LORSQU'ON AUGMENTE LA VITESSE DE CROISSANCE $\frac{dv}{dt}$ DE LA TENSION DIRECTE D'ALIMENTATION

Par exemple un thyristor pouvant supporter à l'état bloqué une tension de 400 V pourra cependant s'amorcer sous 150 volts si $\frac{dv}{dt} = 100 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Ce processus d'amorçage s'explique par la brusque modification de la barrière de potentiel dans la jonction de commande ; c'est elle, en effet, qui se trouve sous tension : un brusque accroissement de cette tension augmente la hauteur de la barrière et l'élargit, faisant entrer dans son champ, d'un seul coup, un grand nombre de porteurs libres. La barrière accélère ces porteurs, qui provoquent l'avalanche *sans courant de commande*.

Dans un autre langage, la capacité C de la jonction J_C laisse passer un courant $C \frac{dv}{dt}$ qui a le même rôle qu'un courant de commande.

Il est parfois nécessaire de réduire $\frac{dv}{dt}$ en disposant un condensateur entre l'anode et la cathode ; ce condensateur se déchargeant ensuite dans le thyristor, sa capacité doit être assez petite pour ne pas provoquer le dépassement du courant direct répétitif maximal.

L'influence de $\frac{dv}{dt}$ sur la tension d'amorçage explique aussi la nécessité de fixer une valeur $\left(\frac{dv}{dt} = 20 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \text{ par exemple} \right)$ pour la tension directe réappliquée, dans la mesure du temps de blocage.

On appelle *vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué* $\frac{dv}{dt}$, la valeur maximale de la vitesse de croissance de la tension qui n'entraîne pas l'amorçage dans des conditions spécifiées (*Norme*).

Les valeurs typiques de $\frac{dv}{dt}$ (critique) s'échelonnent, suivant le type, de 10 V/ μ s à 200 V/ μ s (à 25° C).

EXPÉRIENCE. — Un thyristor est alimenté par la tension continue $V = 300$ volts à travers une résistance de charge ; on augmente progressivement le courant de gâchette jusqu'à $I_g = 3,8$ mA : le thyristor ne s'amorce pas et ne s'amorce pas non plus si l'on ouvre et referme le circuit d'anode afin d'appliquer brusquement V .

Pour $I_g = 4$ mA, intensité atteinte à circuit d'anode fermé, le thyristor ne s'amorce pas ; mais il s'amorce, par $\frac{dv}{dt}$, si l'on ouvre et referme le circuit d'anode ; il s'amorce encore dans ces mêmes conditions si l'on introduit en série dans le circuit d'anode une inductance $L = 0,2$ henry, mais ne s'amorce plus pour $L = 0,3$ henry : la vitesse de croissance $\frac{dv}{dt}$ aux bornes du thyristor est devenue inférieure à la vitesse critique relative aux conditions de cette expérience.

REMARQUE. — On pourrait donc, pour certaines applications, amorcer un thyristor par un accroissement brusque de sa tension d'anode, introduit dans le circuit d'anode par couplage capacitif ou par transformateur.

Ce procédé ne semble pas utilisé actuellement.

4. — LE THYRISTOR EST DÉTÉRIORÉ PAR UNE VITESSE DE CROISSANCE EXCESSIVE DU COURANT PRINCIPAL

Nous avons vu (I, § B) que lors de l'amorçage, un courant de grande densité s'engouffre dans l'effondrement *local* de la barrière de potentiel de la jonction de commande.

L'échauffement local qui en résulte augmente avec la vitesse de croissance $\frac{di_a}{dt}$ du courant d'anode et il peut en résulter la destruction de la jonction. C'est pourquoi la norme impose une limite de sécurité qui doit être indiquée par les notices :

Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant $\frac{di}{dt}$.

Valeur maximale de la vitesse de croissance du courant à l'état passant qu'un thyristor peut supporter sans détérioration.

Les valeurs *typiques* sont de l'ordre de 100 A/ μ s, mais les valeurs *minimales* s'abaissent à 20 A/ μ s environ ; de sorte qu'en pratique, la vitesse de croissance du courant ne doit pas dépasser quelques ampères par microseconde pour les thyristors de puissance.

Ces valeurs concernent l'amorçage par la gâchette ; il faut les diviser au moins par 5 dans le cas d'amorçage par dv/dt .



Cliché Alsthom.

Thyristor au silicium de grande puissance, type pressé double face (400 A moyens, de 600 à 1 800 V crête).

C — Caractéristiques thermiques

1. — LES PERTES — PUISSANCE DISSIPÉE PAR LE THYRISTOR — ÉLÈVENT SA TEMPÉRATURE

Nous avons vu que les pertes du thyristor sont petites par rapport à la puissance commandée dans la charge ; mais la masse du cristal est faible, de sorte que ces pertes élèvent sensiblement la température du thyristor.

La chaleur apparait aux jonctions et autour de la gâchette ; elle doit être conduite jusqu'à l'air ambiant à travers le cristal et les métaux de l'anode et de la cathode. On définit des résistances thermiques comme pour les diodes et les transistors et on augmente la puissance à l'aide de radiateurs (ch. V).

2. — LES PERTES PRINCIPALES SONT LES PERTES DITES « DE DIODE »

a) **Pertes de diode.** On appelle ainsi les pertes dues au courant direct et au courant inverse, comme dans une diode, donc *en dehors des temps d'amorçage et de blocage*. Elles sont dues surtout au courant direct ; pour un même courant

moyen, elles augmentent lorsque l'angle de conduction diminue, puisque le courant efficace augmente ; en outre, la chute directe instantanée croît avec le courant instantané.

On ne peut guère calculer ces pertes à l'aide du courant moyen et du courant efficace comme pour une diode (voir : *Redressement*), car ni la f. c. é. m. du thyristor, ni sa résistance ne sont constantes : elles dépendent de la valeur instantanée du courant... On détermine ces pertes à l'aide de courbes données par le constructeur en fonction du courant moyen et de l'angle de conduction (fig. C-1). Le courant moyen maximal est donné par des réseaux analogues à celui de la figure C-2.

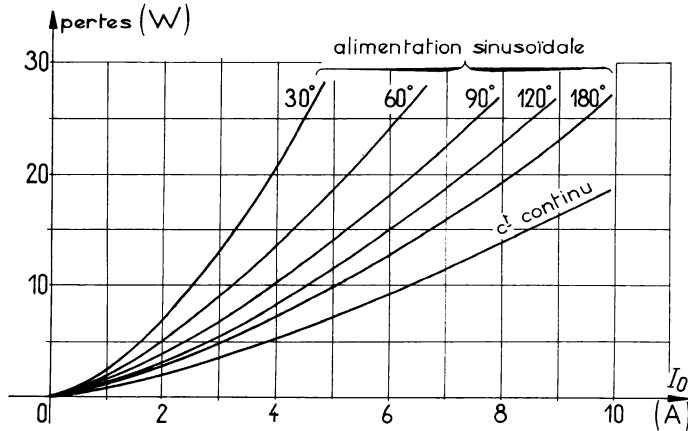


FIG. C-1. — Exemple de courbes pour la détermination des pertes de diode.

En alternatif, pour un même courant moyen I_0 , les pertes augmentent lorsque l'angle de conduction (durée angulaire du débit) décroît, puisque le facteur de forme $F = \frac{I_{eff}}{I_0}$ augmente.

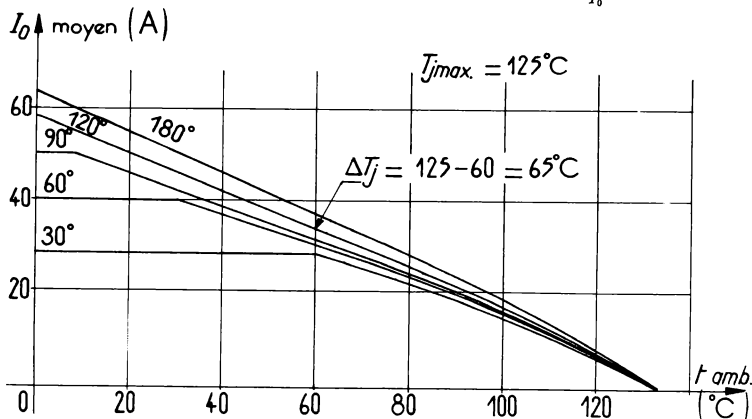


FIG. C-2. — Exemple de courbes pour la détermination du courant moyen maximal en fonction de la température ambiante et de l'angle de conduction.

b) **Pertes de commutation.** Pendant l'*amorçage*, le courant direct est plus grand que le courant de fuite, alors que la chute directe ne s'est pas encore abaissée à sa faible valeur du régime de conduction : il se produit donc des pertes comparables aux pertes de commutation dans un transistor.

Le *blocage* donne lieu à des pertes d'origine analogue.

c) **Pertes dans l'électrode de commande.** Elles sont faibles, mais le contact gâchette-semiconducteur est fragile, ce qui nécessite des précautions (§ D).

d) **Pertes par effets transistor** (revoir ch. I, § C).

En conclusion :

Les pertes principales sont les pertes de diode dues au courant direct ; les autres sont négligeables, sauf dans le cas de commutations répétées à une fréquence élevée, par exemple de 2 000 à 10 000 Hz.

Les pertes d'un thyristor sont supérieures à celles d'une diode de même puissance, puisque la chute directe du thyristor est plus grande et qu'il s'y produit d'autres types de pertes.

3. — DÉFAILLANCES THERMIQUES

Elles se produisent pour des températures excessives des jonctions et se traduisent par :

- des modifications de caractéristiques provoquant un mauvais fonctionnement des montages ;
- la disparition de la commande ;
- la lente détérioration des isolants qui recouvrent certaines surfaces du cristal ;
- la destruction immédiate dans les cas extrêmes.

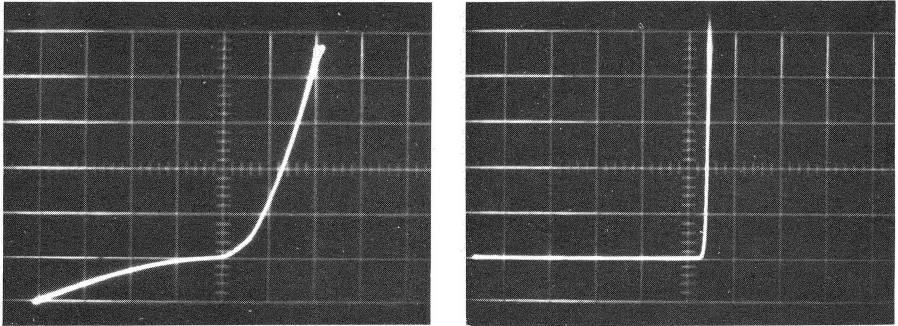
Pour savoir si un régime ne dépasse pas les possibilités, on peut apprécier la température des jonctions en mesurant la tension d'amorçage immédiatement avant et après le régime étudié. Cette mesure se fait à l'oscilloscope, avec un petit courant de façon à ne pas augmenter la température.

Mais il est plus simple de mesurer la température du boîtier t_{case} en un point spécifié du boîtier (avec un couple thermoélectrique).

D — Caractéristiques de gâchette

I. — CARACTÉRISTIQUES I_G (V_G)

Les caractéristiques du circuit de commande dépendent essentiellement de la diode PN formée par une région *peu étendue* des couches de commande et de cathode au voisinage immédiat de la gâchette (chap. I, § A).



Clichés de l'auteur.

FIG. D-1. — **Caractéristiques tension-courant d'une diode gâchette-cathode (thyristor BTY 87) à circuit d'anode ouvert (à gauche) et diode ordinaire au silicium (BY 100) (à droite).**

L'origine des deux courbes est le point d'ordonnée — 2 (carreaux) de l'axe vertical gradué.

Alimentation alternative 6,3 volts ; horizontalement : la tension (2 V/carreau) ; verticalement : le courant (1 V/carreau sur 47 ohms).

On a remplacé le thyristor par la diode sans modifier le reste du montage. La caractéristique de la diode sortait de l'écran à la partie supérieure.

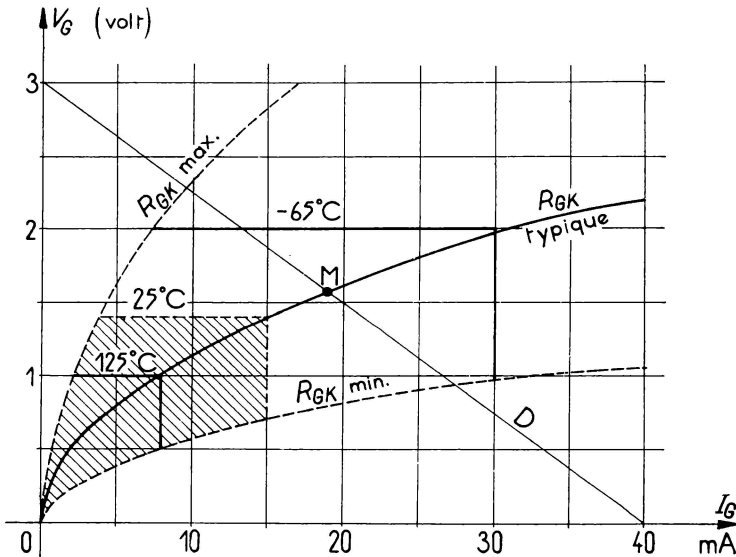


FIG. D-2. — **Exemple de caractéristique d'amorçage (courant anodique nul).**

R_{GK} : résistance directe de la diode gâchette-cathode. Sur chaque caractéristique, la résistance statique $R_{GK} = \frac{V_G}{I_G}$ diminue lorsque V_G et I_G augmentent.

En raison de sa géométrie et des conditions de sa fabrication, cette diode gâchette-cathode diffère (fig. D-1) d'une diode de redressement par :

- une chute directe plus élevée ;
- un courant inverse beaucoup plus grand ;
- une dispersion plus grande pour un même type de thyristor.

C'est pourquoi les constructeurs indiquent pour chaque type, outre la caractéristique $I_a (V_a)$ typique, les deux caractéristiques limites, c'est-à-dire entre lesquelles la caractéristique d'une unité est sûrement comprise (fig. D-2).

2. — TENSION MAXIMALE D'AMORÇAGE. COURANT MAXIMAL D'AMORÇAGE

L'impulsion de gâchette doit être suffisante, en tension et courant, pour provoquer à coup sûr l'amorçage. Aussi, compte tenu de la dispersion ci-dessus, indique-t-on pour un type donné de thyristor et à une température spécifiée :

- **La tension de gâchette d'amorçage** V_{GT} , tension de gâchette la plus faible nécessaire pour provoquer la commutation d'un thyristor de l'état bloqué à l'état passant dans des conditions spécifiées (*Norme*).
- **Le courant de gâchette d'amorçage** I_{GT} , courant de gâchette le plus faible nécessaire pour provoquer la commutation d'un thyristor de l'état bloqué à l'état passant dans des conditions spécifiées (*Norme*).

On relève, par exemple, dans un catalogue, pour un certain type (1) : pour une tension d'alimentation 12 volts et une résistance de charge $R_L = 33$ ohms, à 25°C :

$$V_{GT} \text{ (typique)} = 1 \text{ volt} ; V_{GT \text{ max}} = 3 \text{ volts.}$$

$$I_{GT} \text{ (typique)} = 20 \text{ mA} ; I_{GT \text{ max}} = 40 \text{ mA.}$$

Un circuit de gâchette prévu pour fournir simultanément $V_g > 3$ volts et $I_g > 40$ mA amorcera les thyristors de ce type, même les moins faciles à amorcer.

Dans le même catalogue, nous constatons qu'à 25°C :

- V_{GT} typique varie de 0,5 V à 1 V ;
- $V_{GT \text{ max}}$ est la même, 3 volts, quelle que soit la puissance (intensité efficace de 1 A à 235 A) ;
- $I_{GT \text{ max}}$ varie considérablement : de 0,3 mA (type « sensible » 1 A) à 500 mA (type 235 A).

Le rapport entre courant maximal d'anode (efficace) et $I_{GT \text{ max}}$ est donc compris entre quelques centaines et 3 000 environ.

Il est utile de connaître aussi la *tension de gâchette de non-amorçage* V_{GD} et le *courant de gâchette de non-amorçage* I_{GD} , valeurs au-dessous desquelles les unités les plus faciles à amorcer ne s'amorcent pas ; il faut que ces valeurs ne soient pas atteintes avant l'instant voulu pour l'amorçage.

La figure D-2 montre, pour trois températures, les régions limitées par la tension maximale d'amorçage, le courant maximal et les deux caractéristiques limites ; la région correspondant à la température de jonction 25°C est hachurée ; il lui

(1) Thyristor SILEC, type TP 10 A eff.

correspond 1,4 V pour la tension maximale d'amorçage et 15 mA pour le courant maximal d'amorçage. On constate aussi sur la figure que l'amorçage devient plus facile lorsque la température s'élève.

Par exemple, un générateur de f. é. m. 3 V, de courant de court-circuit 40 mA (droite de charge D : résistance interne + résistance de limitation = $\frac{3}{0,04} = 75 \Omega$) conduirait, pour la caractéristique typique, au point de fonctionnement M extérieur à la région hachurée et produirait l'amorçage de toutes les unités à 25° C ; mais à température plus basse, ce générateur n'amorcerait qu'une partie des unités du type considéré.

Dans les plus mauvaises conditions (— 65° C), pour le thyristor de la figure D-2, la tension maximale d'amorçage est 2 V et le courant maximal d'amorçage 30 mA.

3. — LIMITES DE LA TENSION V_a , DU COURANT I_a , DE LA PUISSANCE DE COMMANDE

Le contact ohmique entre la gâchette et la couche de commande est très petit et peut se détériorer sous l'action d'une élévation de température ; pour éviter toute détérioration, le constructeur spécifie pour la gâchette :

- la tension directe maximale, la tension inverse maximale (avalanche) ;
- le courant maximal ;
- la puissance moyenne maximale ;
- la puissance instantanée maximale.

Ainsi, pour un certain type, ces valeurs sont respectivement : 10 V ; — 5 V ; 2 A ; 0,5 W ; 5 W.

Par exemple, si le courant de commande persiste pendant toute la période T , la droite de charge D du circuit de commande doit être au-dessous et à gauche de l'hyperbole $V_a I_a = 0,5 \text{ W}$; mais si le signal de commande ne dure que $T/4$, D peut monter, l'hyperbole 0,5 W étant remplacée par l'hyperbole $V_a I_a = 0,5 \times 4 = 2 \text{ W}$.

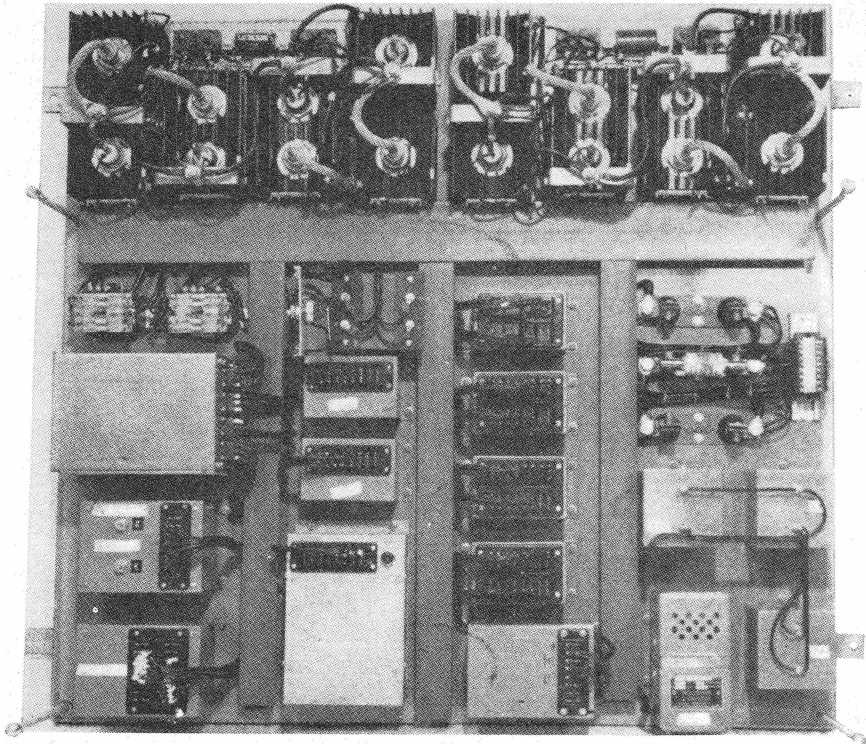
(Notons que pour presque tous les types actuels, la puissance moyenne maximale de gâchette est la même : 0,5 W.)

En résumé, on disposera la droite de charge dans le réseau $I_a - V_a$ de façon que le circuit de commande puisse fournir au moins la tension maximale et le courant maximal d'amorçage à la plus basse température imposée, sans toutefois dépasser les limites de tension, de courant, de puissance moyenne et de puissance instantanée de la gâchette.

Bien entendu, le thyristor ne s'amorce sous l'action de ce signal positif de gâchette que si, au même instant, la tension d'alimentation d'anode :

- est positive ($V_{ax} > 0$) ;
- est assez grande pour produire dans le circuit d'anode un courant supérieur au courant d'accrochage I_L (ch. I, § B3 ; ch. II, § A1).





Document Jeumont-Schneider.

Contacteur inverseur pour démarrage de moteur asynchrone.

Thyristors SW. Type TSW 70 (courant redressé moyen 70 A).

Au-dessous des thyristors, les circuits de commande et de régulation.

III — PROCÉDÉS DE DÉCLENCHEMENT

Les circuits de commande (1) sont adaptés aux diverses applications des thyristors et par suite très variés. L'amorçage par impulsions présente de nombreux avantages, ce qui explique l'importance du transistor unijonction et des dispositifs à circuit magnétique saturable.

Les thyristors alimentés en courant continu doivent être munis en outre d'un circuit de blocage.

(1) La littérature technique utilise indifféremment les termes synonymes : *commande, déclenchement, amorçage* d'un thyristor.

A — Classification

Il n'existe pas de circuit général, capable de donner satisfaction dans tous les cas. L'industrie utilise de nombreux circuits de commande adaptés aux diverses catégories d'applications des thyristors ; ces circuits accomplissent des fonctions très diverses : redressement, amplification, oscillations de relaxation, déphasage réglable, production de signaux rectangulaires, triangulaires (par intégration), d'impulsions (différentiation...).

On peut classer ces circuits d'après :

1. La nature des éléments mis en œuvre :

- résistances, résistances et capacité (§ B) ;
- circuits déphaseurs (§ C) ;
- semiconducteurs (§ D) : diodes, diodes Zéner, transistors à jonctions, transistors unijonction ;
- éléments à circuit magnétique (§ E) : inductances saturables, amplificateurs magnétiques, transformateurs d'impulsions.

Certaines commandes asservies sont très complexes et associent plusieurs des éléments ci-dessus.

2. La nature de la tension d'alimentation du thyristor :

- Tension alternative : le thyristor se bloque de lui-même à la fin de chaque alternance positive.
- Tension continue : le circuit d'amorçage doit être complété par un circuit de blocage (§ F).

3. La nature de la tension de commande :

- *Cette tension persiste pendant toute la période.* Le circuit de commande peut être complété par un dispositif qui supprime ou réduit le courant de commande avant et après l'amorçage afin d'éviter les pertes par effet transistor (chap. I, § C) et l'échauffement de la gâchette.
- *Impulsions de commande.* C'est la forme de signal la plus utilisée en raison de nombreux avantages :
 - faible puissance dissipée dans la gâchette, même avec des impulsions largement dimensionnées ;
 - pas d'amorçage intempestif, la gâchette pouvant être maintenue au potentiel de la cathode (ou même un peu au-dessous) entre deux impulsions de commande ;
 - possibilité de stocker l'énergie pendant l'intervalle entre deux impulsions, donc avec une puissance faible ;
 - séparation du circuit de commande et du circuit de puissance, les impulsions étant transmises à la gâchette à travers un condensateur ou un transformateur.

B — Déclenchement par résistance, par résistance et capacité

Ce sont les circuits de déclenchement les plus simples, mais ils se prêtent moins bien à l'automatisme que les circuits des paragraphes C, D, E.

I. — AMORÇAGE PAR TENSION D'ANODE ET CONTACTEUR (Fig. B-1)

La fermeture (a) ou l'ouverture (b) du contacteur J — par exemple un transistor — provoque l'amorçage ; R limite le courant de commande ; en alternatif, une diode D supprime le courant de gâchette pendant l'alternance négative. Avec la charge dans la cathode, le circuit de commande $R D J G$ est pratiquement court-circuité dès que le thyristor s'amorce : la gâchette n'est plus parcourue que par un très petit courant direct.

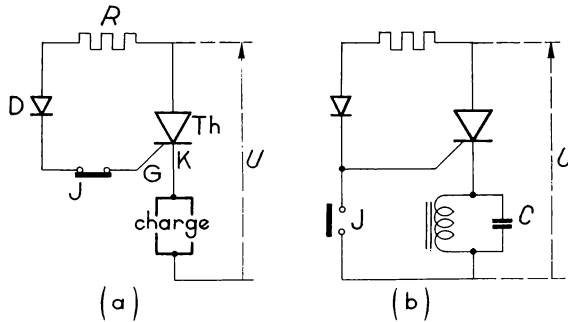


FIG. B-1. — Amorçage par un contacteur J en série (a) ou en parallèle (b) avec la grille.

REMARQUE. — Pour éviter de répéter la figure B-1 au paragraphe « Applications » (commutation), la figure B-1 *b* représente une charge inductive (bobine de relais...). Le condensateur C , en parallèle avec cette charge, sert :

- en continu, à éviter au thyristor la surtension de rupture ;
- en alternatif, c'est un condensateur de maintien : il permet au courant de la bobine de se prolonger pendant l'alternance négative, ce qui évite les vibrations du relais.

C peut être remplacé par une diode de récupération dont la cathode est réunie à celle du thyristor.

2. — DÉCLENCHEMENT PAR RÉSISTANCE ET CAPACITÉ (Fig. B-2)

Comme au § 1, c'est la tension d'alimentation v du thyristor qui provoque l'amorçage ; dans ce cas, v est alternative et l'angle de retard est réglé par la valeur de R :

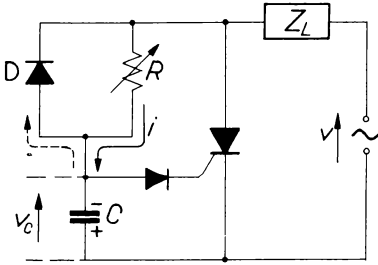


FIG. B-2.

- pendant l'alternance négative de v , on a $v_c = v$ puisqu'il n'y a pas de courant dans la charge et que la diode D court-circuite $R : C$ se charge avec les polarités de la figure ;
- pendant l'alternance positive de v , C reçoit le courant i et v_c atteint 0, puis la faible valeur positive nécessaire à l'impulsion de gâchette ;
- en augmentant R , on diminue i et par suite on augmente l'angle de retard, réglable de 0 à 180° (des oscillogrammes figurent dans Redressement, deuxième partie).

C — Circuit déphaseur

Le circuit déphaseur — l'une des commandes les plus simples — n'est presque jamais utilisé seul ; mais il est indispensable de le connaître parce qu'il alimente des commandes plus complexes produisant finalement des impulsions.

I. — CIRCUIT DÉPHASEUR A RÉSISTANCE ET CAPACITÉ (Fig. C-1)

a) Schéma.

Un transformateur, avec secondaire à point médian O , débite sur une résistance R et un condensateur C en série (point commun : D) ; nous allons montrer que la phase de la tension de sortie U_{OD} du déphaseur est fonction de R , mais que son amplitude est constante.

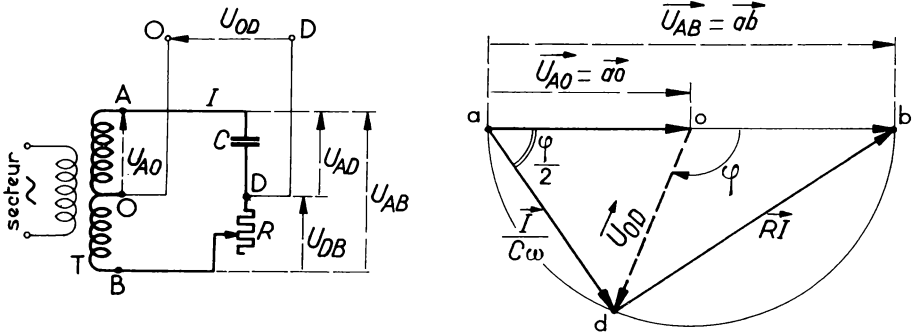


FIG. C-1. — Circuit déphaseur à résistance et capacité et son diagramme vectoriel.

La tension de sortie, U_{on} , d'amplitude constante $U_{on} = \frac{U_{AB}}{2}$, est déphasée en arrière de U_{AB} d'un angle φ tel que $tg \frac{\varphi}{2} = RC\omega$. Si l'on permute R et C on obtient $tg \frac{\varphi}{2} = \frac{1}{RC\omega}$. Pour éviter des inversions de lettres, le diagramme vectoriel représente $U_{Ao} = V_A - V_o$ par $\vec{a}o$, etc.

Soit U_{AB} la tension entre extrémités A et B du secondaire, U_{AD} et U_{DB} les tensions aux bornes de C et R :

$$\vec{U}_{AB} = \vec{U}_{AD} + \vec{U}_{DB}. \quad (1)$$

Lorsque le courant de sortie (entre O et D) est négligeable devant le courant débité par le secondaire, C et R sont parcourus par le même courant I et $U_{AD} = \frac{I}{C\omega}$; $U_{DB} = RI$.

b) Diagramme vectoriel.

On sait que l'égalité (1) est alors représentée par trois vecteurs formant un triangle rectangle ; pour faciliter la lecture du diagramme vectoriel (fig. C-1), les extrémités d'un vecteur tension sont désignées par les mêmes lettres que les indices de ce vecteur ; par exemple l'égalité (1) s'écrit aussi :

$$\vec{ab} = \vec{ad} + \vec{db}.$$

La tension $U_{AO} = \frac{U_{AB}}{2}$ est représentée par le vecteur \vec{ao} , et la tension $U_{OA} = -U_{AO}$ par le vecteur \vec{oa} .

Or :

$$\vec{U}_{OD} = \vec{U}_{OA} + \vec{U}_{AD} = \vec{oa} + \vec{ad}.$$

D'après la figure C-1, cette somme est \vec{od} , donc :

$$\vec{U}_{OD} = \vec{od}.$$

c) Propriétés de la tension de sortie du déphaseur.

Le triangle adb étant rectangle : lorsque R varie, d décrit le demi-cercle représenté, de diamètre ab . Mais od est un rayon de ce cercle, de sorte que l'amplitude de la tension de sortie U_{OD} est constante.

La tension U_{OD} est déphasée de l'angle φ en arrière de la tension U_{AB} (en phase ou en opposition de phase avec le secteur) ; on voit sur la figure C-1 que $\varphi = 0$ pour $R = 0$ et $\varphi = 180^\circ$ pour R infinie. D'ailleurs, dans le triangle rectangle adb :

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = \frac{db}{ad} = RI : \frac{I}{C\omega} = RC\omega.$$

C et ω sont constants ; $\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2}$ est proportionnelle à R .

Par exemple, pour un secteur 50 Hz et $C = 10 \mu\text{F}$, on obtient $\varphi = 90^\circ$ avec

$$R = \frac{1}{C\omega \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2}} = \frac{1}{10^{-5} \cdot 100 \pi} = 318 \Omega.$$

En réalité, R est limitée, de sorte que le déphasage ne dépasse guère 160° environ.

2. — CIRCUIT DÉPHASEUR RL

C peut être remplacée par une inductance L ; dans ce cas R est généralement constante et la valeur de L commandée par un courant continu circulant dans un enroulement auxiliaire, ce qui supprime le déplacement d'un curseur.

3. — COMMANDE HORIZONTALE. COMMANDE VERTICALE

On peut faire varier l'instant t_0 auquel la tension de sortie U_{OD} du déphaseur devient positive en faisant subir à la sinusoïde représentative une translation :

- *horizontale* par variation de R (ou de L) : figure C-2 a ;
- *verticale*, à l'aide d'une tension continue E , positive ou négative, en série : figure C-2 b.

Si le déphasage φ entre U_{OD} et U_{AB} est 90° pour $E = 0$, φ varie de 0 à 180° lorsque E varie de $+U_{OD \max}$ à $-U_{OD \max}$.

La tension de commande E peut être la tension de sortie d'un dispositif électronique.

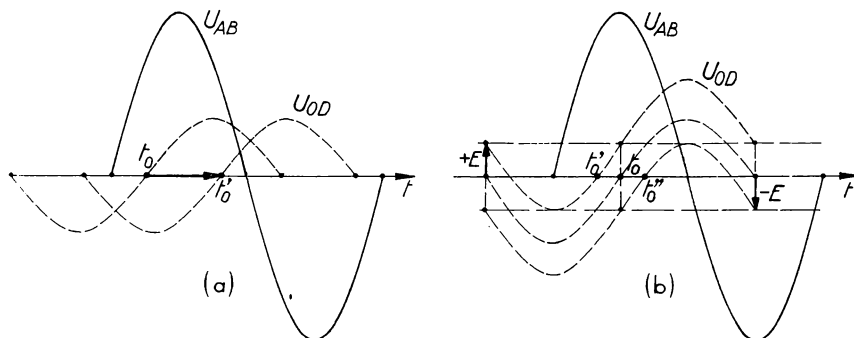


FIG. C-2. — Commande horizontale ou par déphasage (a); commande verticale (b).

Indiquons deux montages simples pouvant faire l'objet d'une manipulation :

Commande horizontale : figure C-3.

Le thyristor et le circuit déphaseur sont alimentés par le même secteur ; il faut donc réaliser les connexions de façon que U_{AB} soit en phase avec la tension d'anode V_a du thyristor. Relions O à la gâchette, D à la cathode ; la tension U_{OD} devient positive avec le retard angulaire φ sur V_a et l'amorçage se produit peu après ; le réglage de φ permet donc l'amorçage à l'instant désiré pendant l'alternance positive de V_a .

Commande verticale : *figure C-4.*

La tension entre D et K est $E + U_{D0}$; la phase de U_{D0} est fixe (R et C constants). La diode Zéner D_z écrête la tension de commande.

Les résistances autres que R sont des résistances de limitation de courant ou de tension ; R_g a un second rôle : elle permet le passage d'un faible courant inverse de gâchette, pendant le blocage sous tension directe, ce qui assure la stabilité de l'état bloqué.

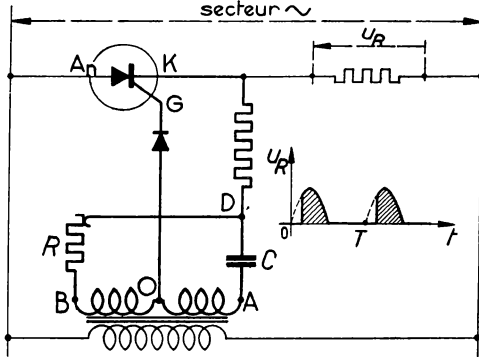


Fig. C-3. — Principe de la commande d'un thyristor par circuit déphaseur. La diode supprime l'alternance négative du courant dans la gâchette.

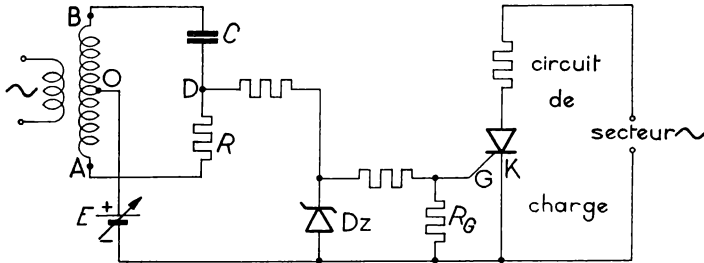


Fig. C-4. — Commande verticale.

REMARQUE. — Ce type de commande conduit à une variation de l'angle θ , affiché par l'intermédiaire de la tension E , lorsque les caractéristiques d'entrée varient sous l'action de la température...

Par contre, il est valable dans le cas d'une boucle de régulation qui insère, en série avec E , une tension image de la grandeur de sortie (courant de sortie, tension de sortie, vitesse d'un moteur alimenté par des thyristors...) : la chaîne de réaction corrige en effet toutes les perturbations de la chaîne directe. Notons que la sinusoïde est parfois remplacée par une rampe.

D — Déclenchement par semiconducteurs à seuil de tension

I. — MONTAGE DE BASE : RELAXATEUR (fig. D-1)

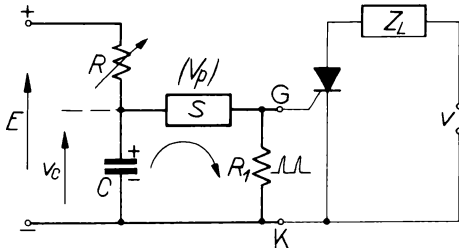


FIG. D-1. — Schéma de base des circuits de déclenchement par élément S à seuil de tension.

L'élément S à seuil de tension, ou tension de pic V_p , soumis à la 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_1 .

Après quoi le condensateur se recharge à travers R et la décharge se reproduit : le système constitue un *oscillateur de relaxation* dont la période T dépend de R , C , V_p , E (et pratiquement de R et C seuls pour le transistor unijonction) :

— charge de C , à partir de $v_c = 0$ pour $t = 0$:

$$v_c = E \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right);$$

— la période T s'achève lorsque $v_c = V_p$:

$$E \left(1 - e^{-\frac{T}{RC}} \right) = V_p; \quad e^{-\frac{T}{RC}} = \frac{E - V_p}{E}.$$

D'où, en notant \ln le logarithme népérien et \lg le logarithme décimal :

$$T = RC \ln \frac{1}{1 - \frac{V_p}{E}} = 2,30 RC \lg \frac{1}{1 - \frac{V_p}{E}}.$$

2. — ÉLÉMENTS SEMICONDUCTEURS A SEUIL

A l'exception de lampes au néon, parfois utilisées, les éléments à seuil sont des semiconducteurs.

a) Transistor unijonction (ou UJT : *unijonction transistor*) (fig. D-2).

Un transistor unijonction (*Semiconducteurs*, Première partie) comporte trois électrodes : base 1 (B_1), base 2 (B_2), émetteur (E). B_1 est en point commun, avec toutefois une résistance R_1 entre B_1 et la masse ; B_2 est polarisée positivement ; lorsque la tension V_{EB1} dépasse un seuil, il se produit un effet de résistance négative et R_1 est parcourue par une impulsion de courant.

Pour amorcer un thyristor, il suffit de relier sa grille et sa cathode aux extrémités de R_1 , qui permet d'ajuster V_G et I_G .

La tension de pic d'un transistor unijonction est pratiquement proportionnelle à la tension d'alimentation E :

$$V_p \approx \eta E.$$

η est compris entre 0,45 et 0,75 suivant les types ; la période des oscillations de relaxation est alors

$$T = 2,30 RC \lg \frac{1}{1 - \eta},$$

indépendante de E et V_p .

On règle T :

- en faisant varier R ;
- en remplaçant R par l'intervalle collecteur-émetteur d'un transistor dont on règle le courant de base ;
- en disposant, en parallèle avec C , un transistor qui dérive une partie du courant traversant R .

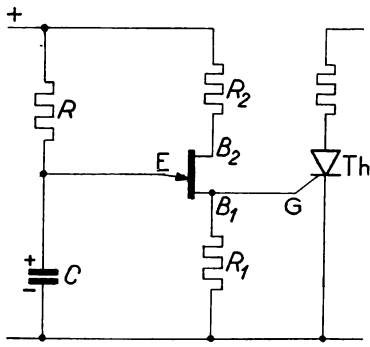


FIG. D-2.

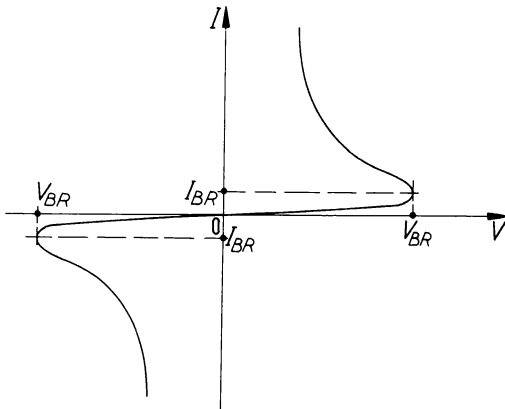


FIG. D-3. — Caractéristique courant-tension d'un diac.

b) Diac (diode alternating current).

La Société française S.I.L.E.C. le fabrique sous le nom de *diode de déclenchement* pour alternistors (c'est-à-dire *triacs*) ; nous donnons ses caractéristiques en fin de volume et un schéma de commande de triac par diac au chapitre VI.

Cette diode de déclenchement est bilatérale, avec une caractéristique tension-courant symétrique par rapport à l'origine et présentant donc deux tensions de pic et deux régions de résistance (dynamique) négative (fig. D-3).

Alimenté *en alternatif* dans le montage de la figure D-1, le diac fournit, par période, deux impulsions à 180° l'une de l'autre ; on peut ainsi commander un triac ou deux thyristors.

c) Autres éléments à seuil.

Les plus connus sont :

- Le S. U. S. (silicon unilatéral switch), très petit thyristor N complété par une minuscule diode à avalanche entre cathode et gâchette. La caractéristique est de même forme générale que celle du thyristor, mais avec une tension de retournement de quelques volts seulement.
- Le S. B. S. (silicon bilatéral switch), qui comporte deux S. U. S. en parallèle inverse ; sa caractéristique tension-courant présente deux pics de tension, comme celle du diac.
- La diode à 4 couches (P N P N) ou diode Shokley (voir *S. C.* Première partie), de caractéristique courant-tension analogue à celle du thyristor. On fabrique des diodes de déclenchement dont la tension de retournement (pic) est de quelques dizaines de volts.
- Le circuit de déclenchement à deux transistors à effet cumulatif (voir *Redressement*, Deuxième partie).

3. — PROCÉDÉS DE SYNCHRONISATION

Les relaxateurs de déclenchement sont en général synchronisés sur le secteur d'alimentation du thyristor, afin d'obtenir un angle de retard constant ; dans des cas spéciaux, ils peuvent être synchronisés sur un autre phénomène périodique.

a) Synchronisation par remise à zéro de la tension du condensateur.

On l'obtient de deux façons :

- Alimentation par la tension du secteur redressée, mais non filtrée : figures D-4, D-5 ; oscillogrammes D-6, D-7, D-8 ;
- Remise à zéro par transistor N P N aux bornes du condensateur (fig. D-9). Des impulsions positives déchargent périodiquement C : on synchronise donc le début de la charge.

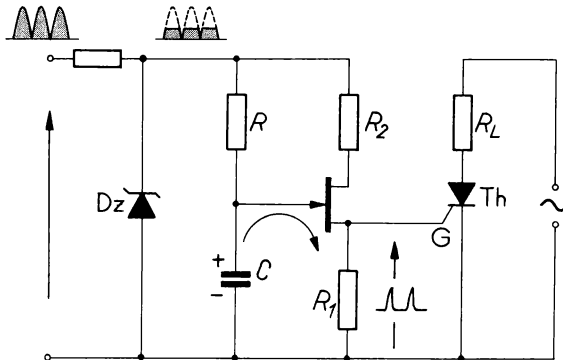


FIG. D-4. — Déclenchement par unijonction synchronisé par le secteur.

La tension de pic V_p passe par zéro en même temps que la tension d'alimentation, ce qui décharge C . Il y a donc synchronisation du début de la charge de C deux fois par période du secteur. (Pour des oscillogrammes, voir *Redressement*, 2^e Partie.)

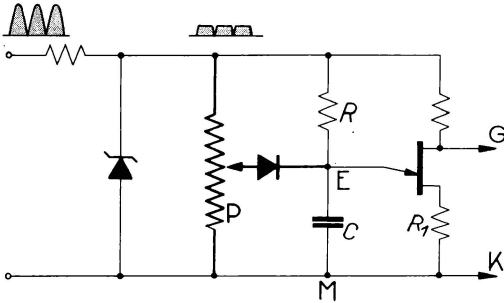
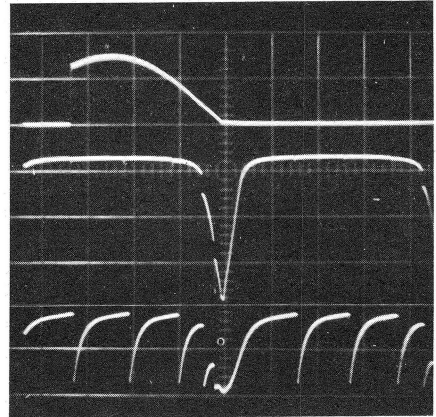


FIG. D-5. — Variante du montage de la figure D-4 : réglage de l'angle de retard par le potentiomètre P.

Après remise à zéro, C subit une charge rapide par une tension proportionnelle au temps, puis une charge exponentielle lente assimilable à une rampe. P règle essentiellement le niveau de départ de la rampe ; une faible variation de ce niveau provoque une importante variation de l'angle de retard (fig. D-7 et D-8).



Clichés de l'auteur.

FIG. D-6. — Oscillogrammes relatifs au montage de la figure D-5.

De bas en haut : remise à zéro de la tension du condensateur ; tension d'alimentation ; tension aux bornes de la résistance de charge du thyristor.

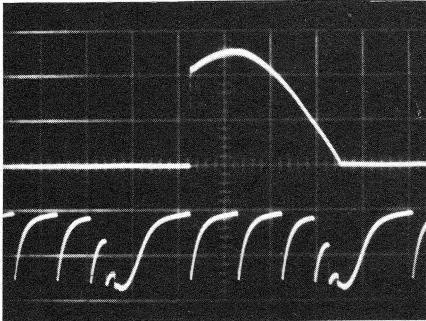


FIG. D-7. — Tension aux bornes de C (en bas) pour un angle de retard 60° (en haut).

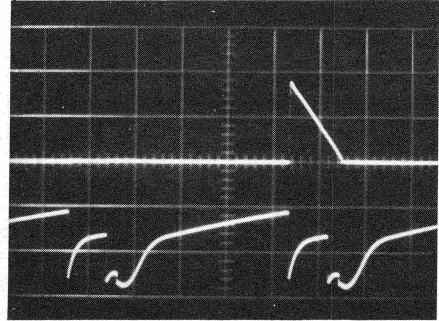


FIG. D-8. — Tension aux bornes de C (en bas) pour un angle de retard 140° (en haut).

Comparer le niveau de départ de la rampe avec celui de la figure D-7.

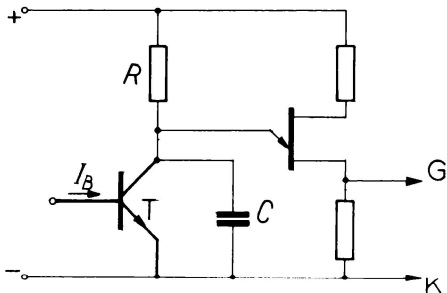
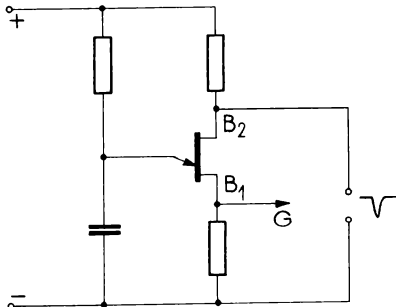


FIG. D-9. — Remise à zéro de la tension du condensateur C par des impulsions positives sur la base du transistor T.

b) **Synchronisation par diminution de la tension de pic d'un transistor unijonction.**



On envoie des impulsions négatives sur la base B_2 du transistor unijonction (fig. D-10).

La tension de pic $V_p \approx \eta V_{B_2B_1}$ s'abaisse avec la tension interbase $V_{B_2B_1}$, permettant la décharge synchrone de C .

FIG. D-10.

4. — COMMANDE DE DEUX THYRISTORS PAR LE MÊME CIRCUIT DE DÉCLENCHEMENT

La résistance R_1 (fig. D-1, D-4, D-5) est remplacée par le primaire d'un transformateur à 2 secondaires.

Ce montage peut être étendu aux redresseurs polyphasés.

E — Commande par éléments à circuit magnétique

I. — AMORÇAGE PAR INDUCTANCE SATURABLE

L'inductance saturable la plus simple comporte deux enroulements bobinés sur un même circuit magnétique :

- l'enroulement de travail, d'inductance L , parcouru par le courant alternatif I (fig. E-1) ;
- l'enroulement de commande, parcouru par un courant continu réglable i_c : l'inductance L est fonction de i_c .

Lorsque i_c est nul, L est maximale et I minimal (quasi nul) ; lorsqu'on augmente i_c , L diminue et I augmente.

Avec un matériau magnétique à saturation brusque, L est pratiquement nulle au-dessus d'une certaine valeur de i_c , de sorte que I , limité seulement par la résistance du circuit, prend l'allure d'une impulsion si cette résistance est assez faible. La figure E-1 représente le principe des montages ; le circuit de commande du thyristor est alimenté par la même tension que le thyristor, mais il est facile de passer au cas où un transformateur adapte la tension du circuit de commande.

On voit que dans ce cas l'inductance saturable remplit la fonction d'un contacteur.

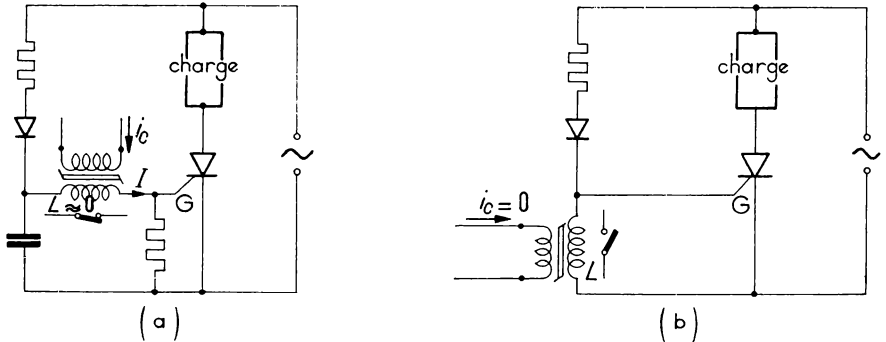


FIG. E-1. — Amorçage par inductance saturable.

a) L en série avec la gâchette; l'amorçage se produit lorsqu'on établit i_c : l'inductance est alors équivalente à l'interrupteur *fermé* figuré dessous.
 b) L en parallèle avec la gâchette; l'amorçage se produit lorsqu'on supprime i_c : l'inductance est alors équivalente à l'interrupteur *ouvert* figuré à sa droite.

2. — AMORÇAGE PAR TRANSFORMATEUR D'IMPULSIONS (Exemple : Fig. E-2)

La tension de sortie du circuit déphaseur RC sature alternativement les transistors T_r et T_r' , pendant une demi-période de déphasage réglable par rapport à la tension d'alimentation des thyristors (non représentés).

La source 24 V envoie donc alternativement les courants I_c et I_c' dans les demi-primaires P et P' ; au-dessus d'une certaine valeur de ces courants, le circuit magnétique se sature et chaque secondaire est parcouru par une impulsion de courant. Si l'on dispose une diode en série, un secondaire ne fournit plus qu'une impulsion par période, pendant l'alternance voulue.

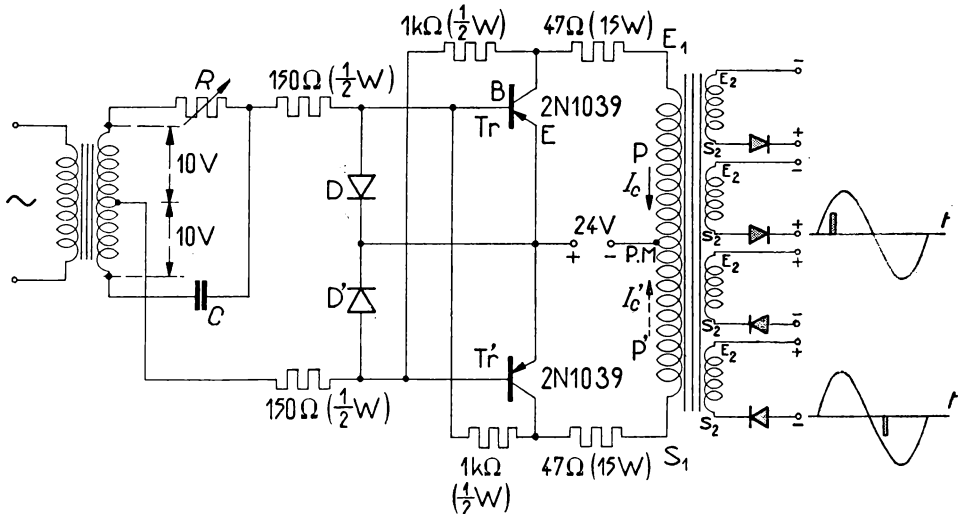
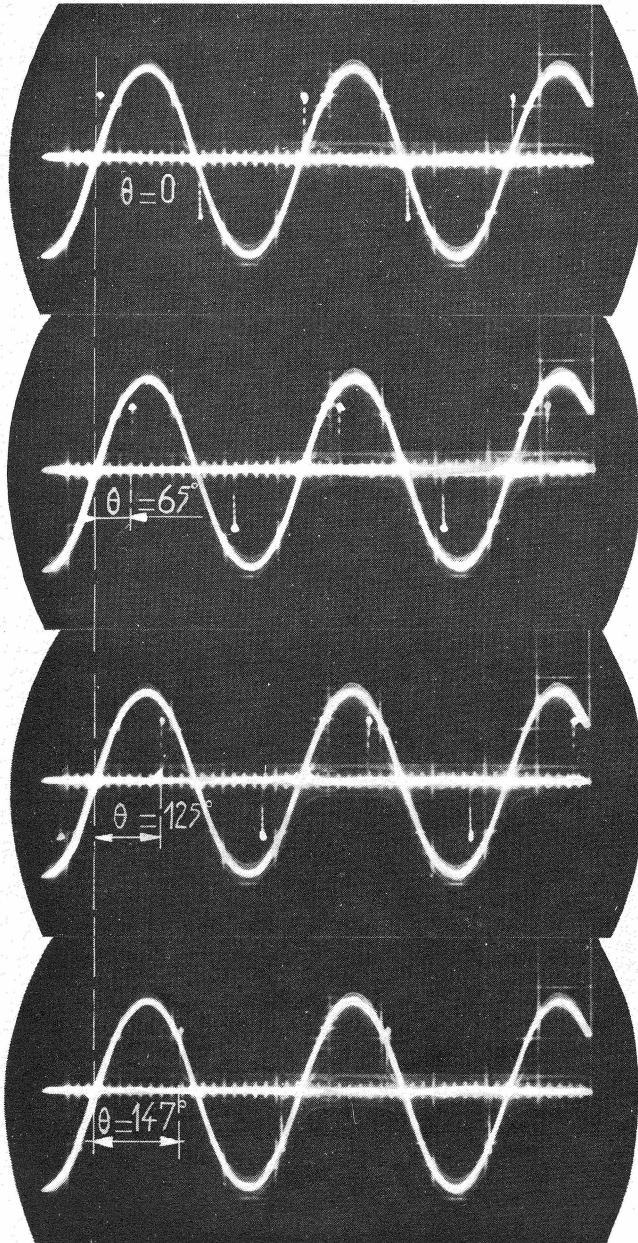
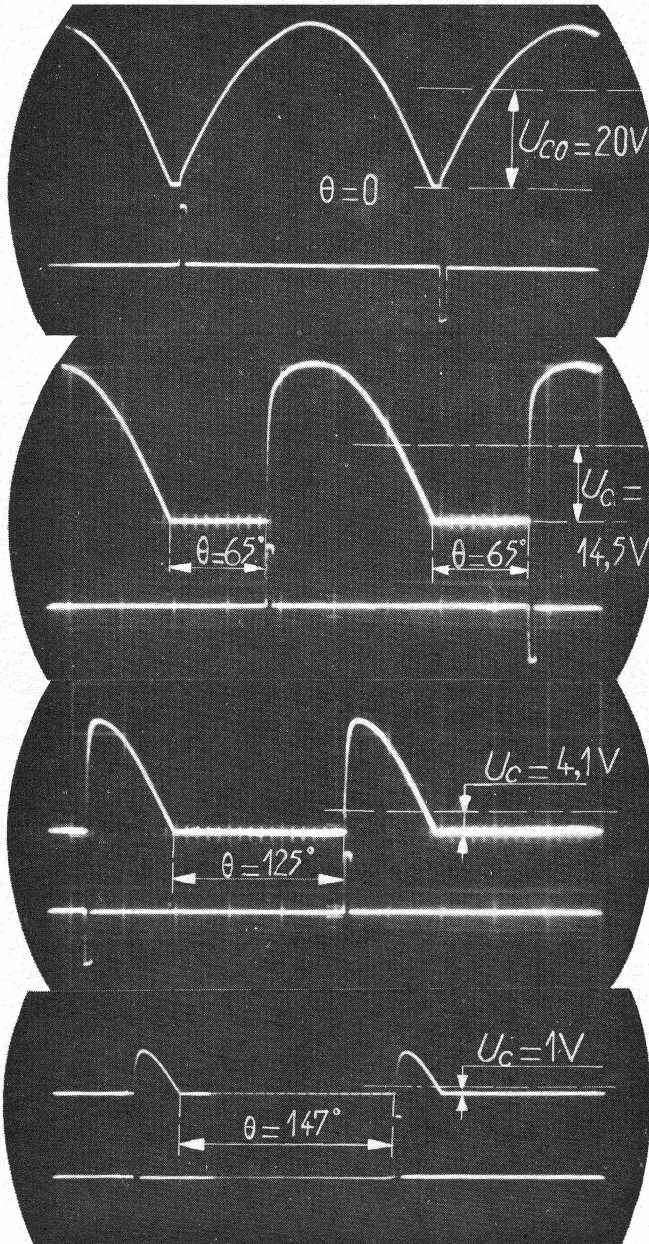


FIG. E-2. — Circuit d'amorçage comportant un circuit déphaseur, une bascule à transistors et un transformateur d'impulsions (à quatre sorties).



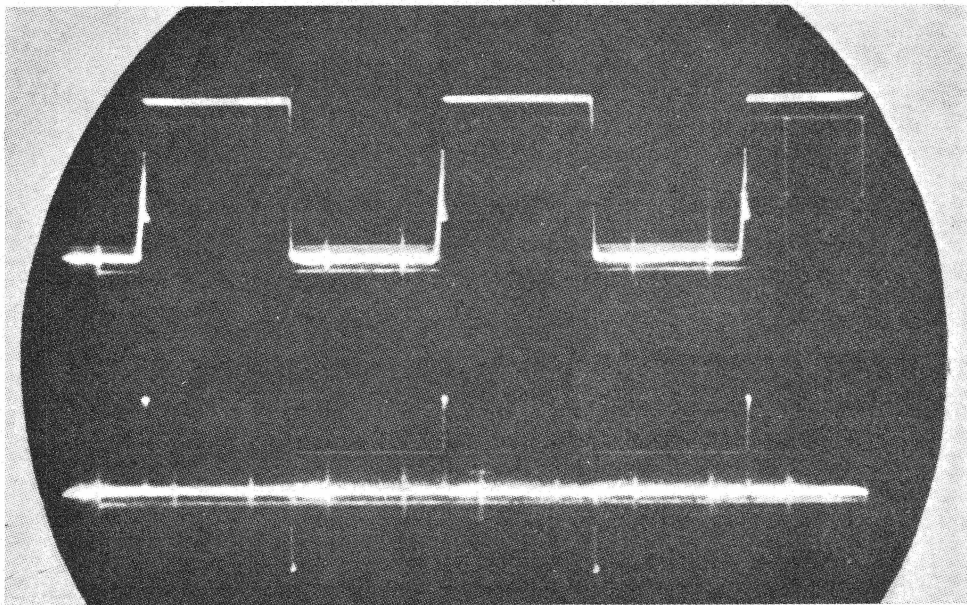
Clichés de l'auteur.

Le déphasage θ des impulsions sur la tension d'alimentation augmente avec la résistance R du déphaseur (montage : fig. E-2 p. 47).



Clichés de l'auteur.

Redressement biphasé (fig. B-1, ch. IV). Commande par les impulsions de la figure E-2. Tension moyenne redressée : $U_c = U_{co} \frac{1 + \cos \theta}{2}$.



En haut : Courant I_r de T_r (fig. E-2).

En bas : Les impulsions sont en phase avec l'inversion de l'induction dans le circuit magnétique du transformateur d'impulsions.

3. — AMORÇAGE PAR AMPLIFICATEUR MAGNÉTIQUE

Divers circuits de commande à amplificateur magnétique fournissent des impulsions de dimensions constantes, avec un déphasage précis et réglable par rapport à une tension sinusoïdale de synchronisation.

Cette tension de synchronisation est généralement une tension à déphasage fixe par rapport à la tension d'anode du thyristor commandé.

Le déphasage des impulsions est une fonction linéaire de la somme des courants continus dans les divers enroulements de commande de l'amplificateur magnétique (1).

(1) Pour le principe de l'amplificateur magnétique, voir MOUNIC, *Redressement*, 2^e Partie.

F — Alimentation en continu : circuits de blocage

Avec une alimentation alternative, l'inversion de la tension d'anode provoque le blocage ; par contre, dans le cas d'une alimentation continue, le blocage demande des circuits auxiliaires, dont les paragraphes suivants donnent quelques exemples et les exercices de fin de chapitre quelques autres.

I. — BLOCAGE PAR CONTACTEUR EN PARALLÈLE SUR LE THYRISTOR (Fig. F-1)

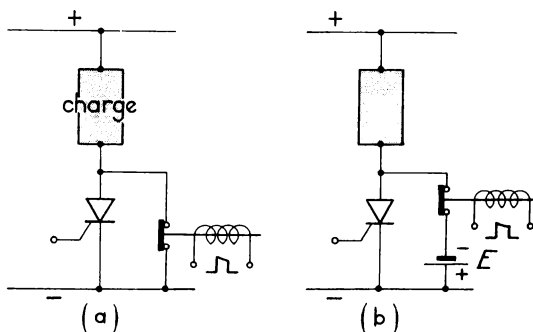


FIG. F-1. — Blocage par contacteur en parallèle.

Le blocage se produit lorsque le contacteur court-circuite le thyristor ; il est plus rapide avec une tension négative E entre anode et cathode (fig. F-1 *b*).

Le contacteur peut être électronique (transistor).

Le générateur E peut être remplacé par un condensateur qui sera chargé, avec les polarités voulues, par un circuit auxiliaire.

2. — BLOCAGE PAR CAPACITÉ EN PARALLÈLE

Figure F-2. — Lorsque le thyristor conduit, le transistor T_r est bloqué et C se charge sous la tension E à travers R et T_h . Le signal de blocage sature le transistor ; C , dont l'armature positive est alors à la masse, applique au thyristor une tension inverse et le bloque. Le transistor interrupteur peut être remplacé par un thyristor de faible puissance.

Des montages analogues font l'objet d'exercices.

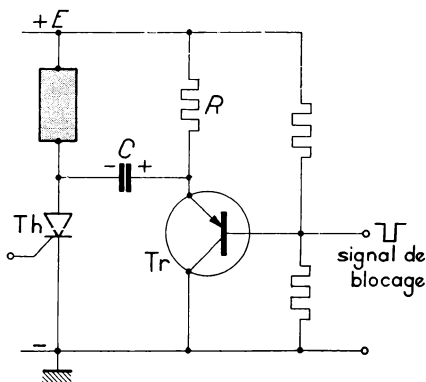


FIG. F-2. — Blocage par capacité chargée par la tension d'anode.

Figure F-3. — Lorsque le thyristor principal Th_1 s'amorce, le courant parcourt les spires N_p de l'autotransformateur ; la f. é. m. développée dans les spires N_s charge C à travers la diode D qui empêche ensuite la décharge. Lorsqu'on amorce Th_2 , C appliquée à Th_1 une tension inverse et le bloque.

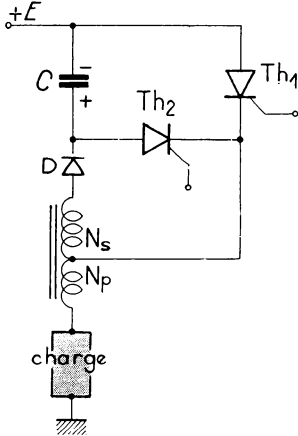


FIG. F-3. — Blocage par capacité chargée par un autotransformateur.

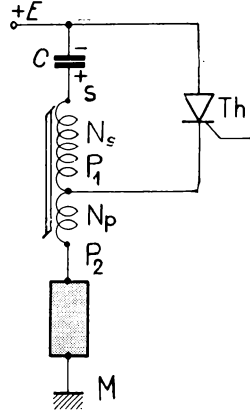


FIG. F-4. — Circuit de MORGAN.

Figure F-4. (Circuit de Morgan.)

Lorsque Th est bloqué, les points S , P_1 et P_2 sont au même potentiel, celui de la masse M : C est donc chargé sous la tension E (armature + en haut sur la figure). Lorsque Th s'amorce, C s'y décharge ; et comme $N_s > N_p$ c'est le sens de son courant, dirigé de P_1 vers S , qui impose le sens de magnétisation du circuit magnétique. Après décharge de C , c'est au contraire le courant dans les spires primaires, de P_1 vers P_2 , qui impose la magnétisation : la magnétisation s'inverse et produit une f. é. m. dirigée de P_1 vers S , chargeant C sous une tension V_c (armature + en bas).

Notons que $V_c > E$ car $N_s > N_p$, de sorte que Th se bloque ; la suppression du courant dans N_p charge C en sens inverse, armature + en haut, comme au début.

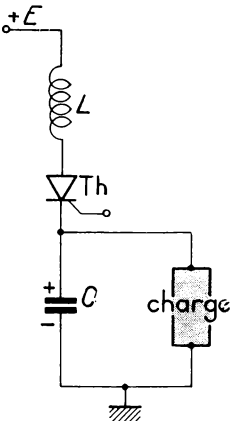


FIG. F-5. — Blocage par condensateur en série.

3. — BLOCAGE PAR CONDENSATEUR EN SÉRIE AVEC LE THYRISTOR (Fig. F-5)

L et C constituent un circuit oscillant de bonne qualité : lorsque Th s'amorce, C se charge sous une tension $V_c > E$ (Exercice 4) malgré l'amortissement par la charge ; Th se bloque lorsque V_c dépasse E .

EXERCICES DU CHAPITRE III

1. Dans le circuit déphaseur de la figure C-1, O est relié à la gâchette et D à la cathode d'un thyristor. On permute R et C :
 - 1° Tracer le nouveau diagramme vectoriel.
 - 2° Quel point faut-il maintenant réunir à la gâchette pour la soumettre à une tension déphasée en arrière sur U_{AB} ?
 - 3° Tracer un schéma permettant d'obtenir entre le point O et deux points D et D' deux tensions U_{D0} et $U_{D'0}$ en opposition de phase et de phases réglables simultanément.

2. On utilise le circuit déphaseur de la figure C-1, pour obtenir deux tensions en opposition de phase et de phase réglable. Faire le schéma et expliquer le fonctionnement les trois cas suivants où l'on relie les points O et D par :
 - 1° Le primaire d'un transformateur.
 - 2° Deux résistances égales.
 - 3° Deux diodes en opposition.

3. Décomposer le schéma de commande (fig. Exercice n° 3) d'un thyristor en quatre ensembles fonctionnels et indiquer leurs rôles, sachant que les sorties de ces ensembles se trouvent entre la masse et, respectivement, les points A, B, C, E. Indiquer l'allure des courbes représentant les tensions entre ces quatre points et la masse. Quel est le rôle de la tension continue de réglage U ?

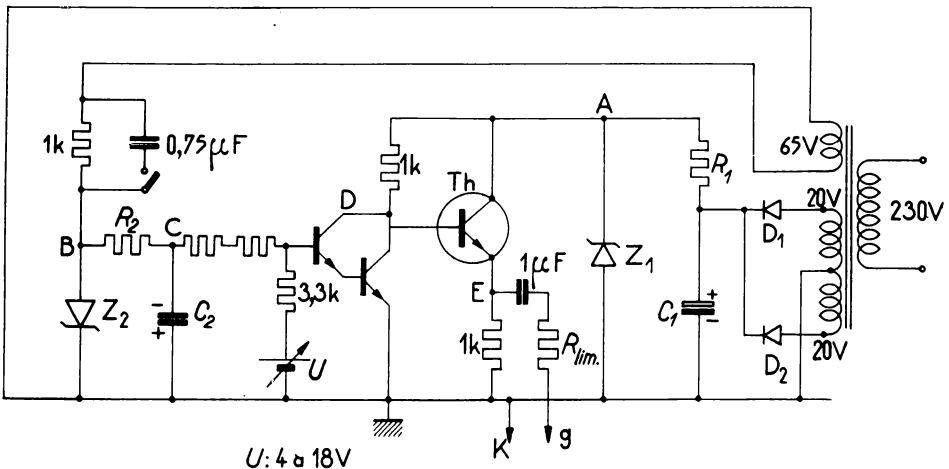


FIG. Exercice n° 3.

4. 1° On applique à l'instant 0 la tension continue U au circuit de la figure Exercice n° 4, 1, C étant déchargé. On néglige la chute directe de la diode D , ainsi que la chute résistive dans l'inductance et dans les fils de connexion.

- a) Soient i , v et q les valeurs à l'instant t du courant, de la tension aux bornes du condensateur et de sa charge : quelle relation entre q , U , L , i , v déduit-on, à l'instant t , du principe de la conservation de l'énergie ?
- b) Évaluer, lorsque i est redevenu nul, l'énergie finale du condensateur. En déduire pour la valeur finale V de v :

$$V = 2 U.$$

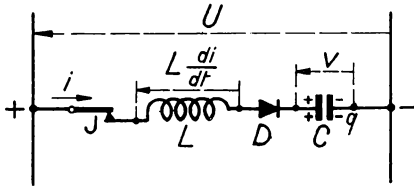


FIG. Exercice n° 4, 1.

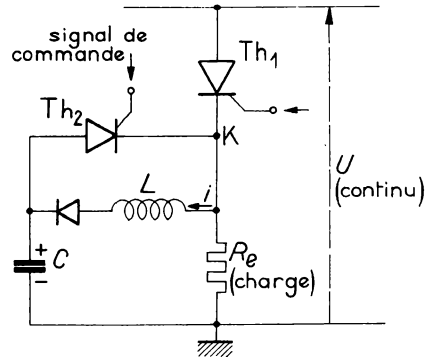


FIG. Exercice n° 4, 2.

2° Th_1 et Th_2 sont deux thyristors (fig. Exercice n° 4, 2) ; sous l'action d'un signal de commande, leur résistance directe s'effondre d'une valeur très grande ($\sim 100 \text{ k}\Omega$) à une valeur presque nulle (quelques millièmes d'ohm) : on dit qu'ils s'amorcent.

- a) Th_1 et Th_2 étant bloqués, on amorce Th_1 : quel est le potentiel du point K ?
- b) On amorce ensuite Th_2 , lorsque i est redevenu nul : montrer que Th_1 se bloque.

Nota. — La question 2 se traite directement si l'on admet le résultat du 1°.

Réponses : 1° $qU = \frac{1}{2} Li^2 + \frac{1}{2} qv$.

2° a) U ; b) Th_1 est soumis à la tension inverse $V - U = U$.

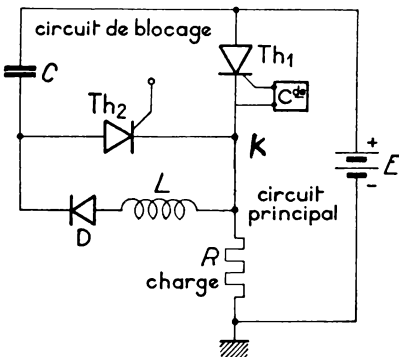


FIG. Exercice n° 5.

5. Dans le montage de la figure Exercice n° 5, Th_1 est le thyristor de puissance ; les éléments L, D, C, Th_2 constituent le circuit de blocage de Th_1 .

1° On amorce Th_2 : C se charge ; indiquer les polarités de ses armatures et leur différence de potentiel lorsque la charge est terminée.

2° On bloque Th_2 , puis on amorce Th_1 :

- a) Comment se modifie la charge de C (on néglige les pertes joule dans L et D) ?
- b) Montrer que l'amorçage de Th_2 entraîne alors l'extinction de Th_1 .
- c) Quelle est la charge finale de C ?

Réponses : 1° $+ E$; 2° a) $- E$; c) $+ E$.

6. Montrer que, dans les montages de la figure Exercice n° 6, l'amorçage de Th_2 entraîne le blocage de Th_1 , et que le circuit a fonctionné en bascule bistable.

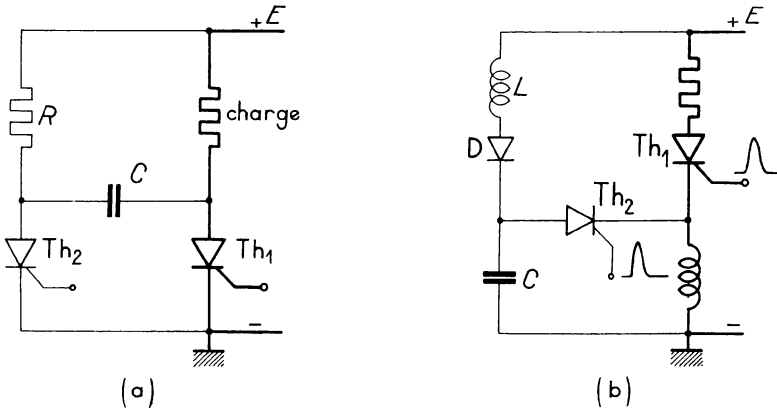
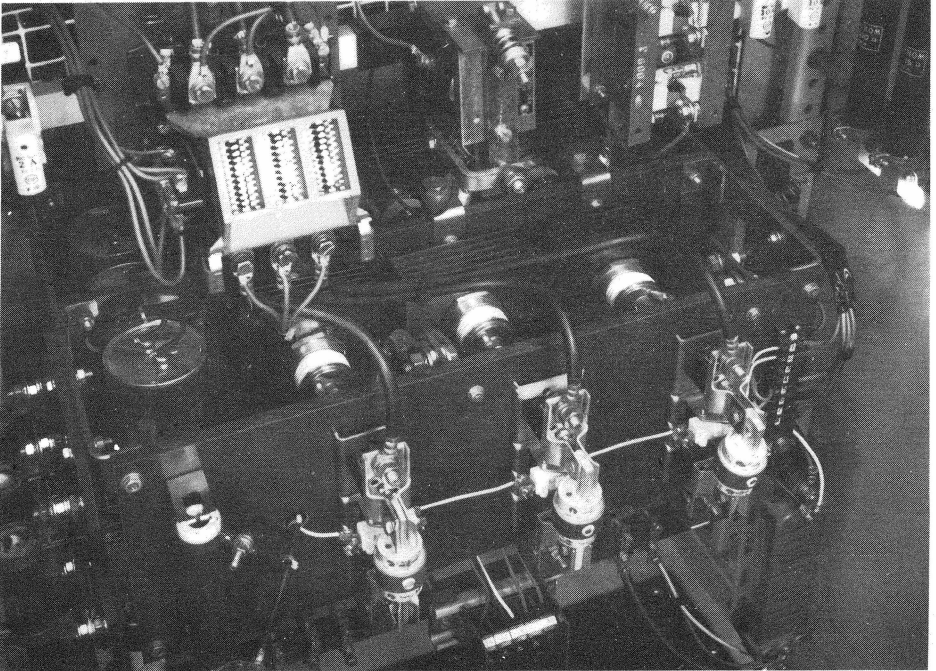


FIG. Exercice n° 6.

Conseils. — Comment se charge C lorsque Th_1 est conducteur ? En déduire la tension inverse supportée par Th_1 lorsqu'on amorce Th_2 .





Cliché Alsthom.

Variateur de vitesse. Alimentation triphasée 220 V — 50 Hz. Puissance : 15 ch. Variation de vitesse : 1 à 10. Pont de diodes et thyristors. Vue de dessus.

IV — THYRISTOR : APPLICATIONS

Les thyristors sont essentiellement des contacteurs statiques et des éléments de réglage de phase ; ils ont éliminé les thyatronns à gaz et remplacent dans de nombreux cas les ignitrons, les amplificateurs magnétiques, les transistors de puissance ; en outre, ils apportent une solution à des problèmes difficiles ou même impossibles naguère.

L'emploi des thyristors se généralise en électronique industrielle ; nous ne pouvons signaler que les applications les plus typiques (1).

(1) Elles sont traitées de façon plus détaillée dans un autre ouvrage de la même collection : M. MOUNIC, *Redressement*, 2^e Partie.

A — Contacteurs à thyristors

Le thyristor y est utilisé comme commutateur. En fermant ou ouvrant le circuit de gâchette, avec une faible puissance, on établit ou supprime une puissance importante dans la charge ; à ce titre, les thyristors interviennent dans : relais, relais temporisés, contacteurs statiques, circuits de protection... en continu et en alternatif. Remarquons que la commande d'un relais classique par un thyristor augmente considérablement la sensibilité.

Des schémas de contacteurs alimentés en continu ont été mentionnés dans le précédent chapitre. Examinons le principe de quelques contacteurs alimentés en alternatif.

1. — CONTACTEUR A THYRISTORS MONTÉS EN PARALLÈLE INVERSE (Fig. A-1)

Il alimente la charge en alternatif pendant une durée réglable, quelques périodes par exemple. Son principe est analogue à celui du contacteur à ignitrons des machines à souder par résistance.

Lorsque l'interrupteur J — qui peut être un transistor ou un thyristor de petite puissance — est ouvert, les deux thyristors sont bloqués. Lorsque J se ferme pendant l'alternance positive de Th_1 , la diode D_1 fournit le courant de commande et Th_1 s'amorce ; D_2 amorce Th_2 au début de l'alternance suivante, lorsque Th_1 se bloque, etc.

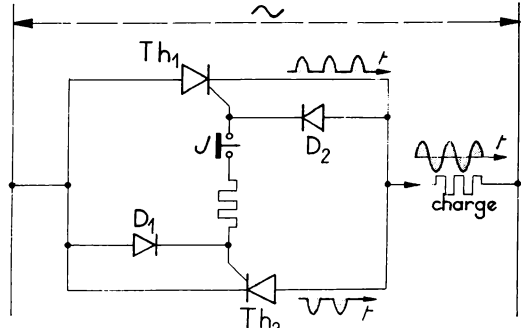


FIG. A-1. — Exemple de contacteur.

Chaque thyristor conduit une alternance du courant alternatif lorsque J est fermé : le courant dans la charge n'est pas redressé.

2. — CONTACTEUR A PONT DE DIODES ET THYRISTOR (Fig. A-2)

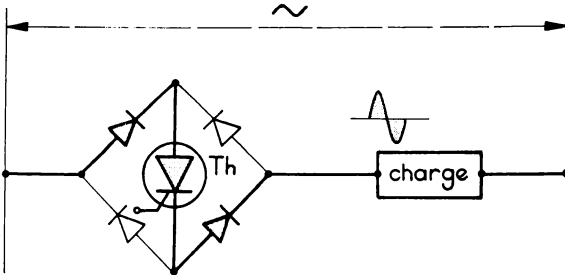


FIG. A-2. — Contacteur à pont de diodes et thyristor.

En trait fort et grisé, le circuit parcouru par l'une des deux alternances du courant.

On dispose en série avec la charge un pont de diodes débitant sur le thyristor de commande :

- si le thyristor est bloqué, la charge ne reçoit pas de courant ;
- si le thyristor conduit, le pont est pratiquement un court-circuit : la charge est parcourue par le courant maximal.

Dans le cas le plus simple, le circuit de gâchette est alimenté par une tension continue et commandé par un interrupteur de faible puissance, qui établit ou supprime une puissance des centaines de fois plus grande dans la charge.

Dans ce cas, en l'absence de réglage de phase (§ C), le thyristor a pour seul rôle de multiplier la puissance d'un petit contacteur.

Une variante de ce procédé fait l'objet de l'exercice 1.

B — Réglage de phase : redresseurs à tension continue réglable

I. — EXPÉRIENCE. DÉFINITIONS

Retardons de plus en plus l'amorçage d'un thyristor alimentant l'induit d'un petit moteur à courant continu : le moteur tourne de plus en plus lentement et l'indication d'un voltmètre aux bornes du moteur décroît.

On appelle RÉGLAGE DE PHASE un procédé pour faire varier l'instant de la période à partir duquel on permet la conduction d'un redresseur à électrode de commande.

Le réglage de phase bloque le redresseur, au début de l'alternance positive, pendant un certain angle appelé ANGLE DE RETARD.

La tension continue fournie par le redresseur diminue lorsqu'on augmente l'angle de retard, ce qu'a montré l'expérience ci-dessus.

Les redresseurs à électrode de commande (gâchette, grille) sont : les thyristors, les triacs, les ignitrons, les mutateurs polyanodiques à cathode de mercure (et naguère les thyatronns à gaz).

2. — REDRESSEUR A TENSION CONTINUE RÉGLABLE

Pour les circuits de puissance, les schémas des redresseurs à thyristors peuvent être les mêmes que ceux des redresseurs à diodes (exemples : fig. B-1 et B-2).

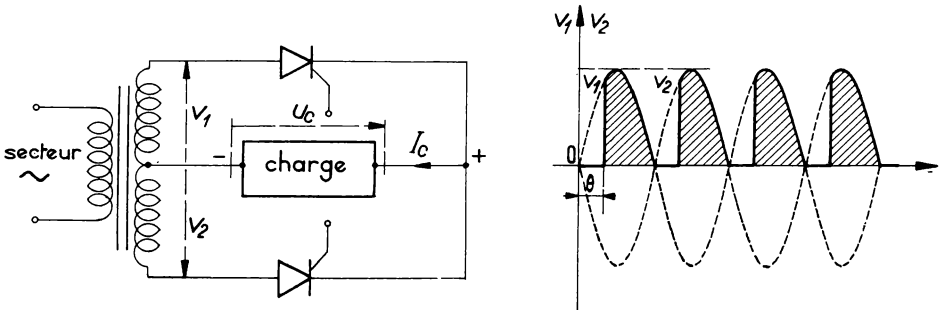


FIG. B-1. — Redresseur biphasé (à point milieu au secondaire).

A droite : tension aux bornes d'une charge purement résistive pour un angle de retard $\theta = 60^\circ$. Si l'amplitude de v_1 et v_2 est V_m , la tension redressée moyenne est :

$$U_{co} \approx \frac{2}{\pi} V_m \text{ pour } \theta = 0; \quad U_{c\theta} = U_{co} \frac{1 + \cos \theta}{2} \text{ pour l'angle de retard } \theta.$$

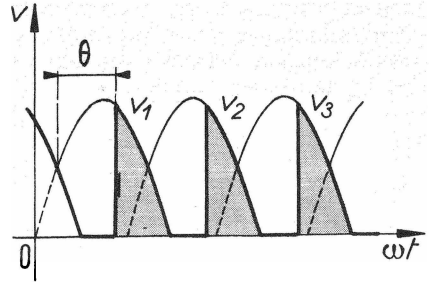
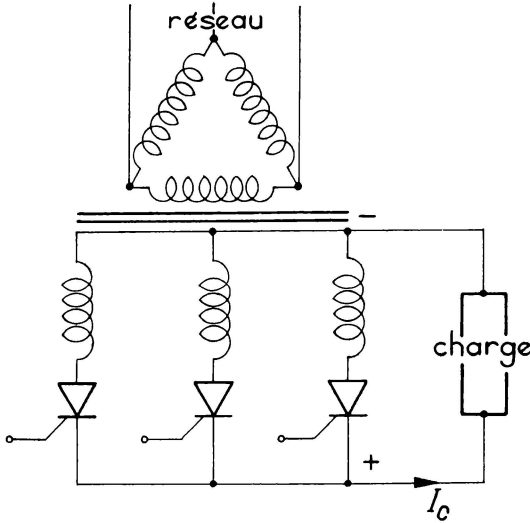


FIG. B-2. — Redresseur triphasé à thyristors (simple voie) (1).

A droite : tension aux bornes d'une charge purement résistive pour un angle de retard $\theta = 80^\circ$. L'angle de retard est compté à partir du point de commutation libre (dite aussi commutation naturelle).

Dans les montages à pont, il est possible d'utiliser autant de diodes que de thyristors, ce qui simplifie les circuits de commande (fig. B-3 et B-4). Notons que cette économie n'est pas possible pour les redresseurs-onduleurs assurant la récupération d'énergie, par exemple lors du freinage électrique de grosses machines.

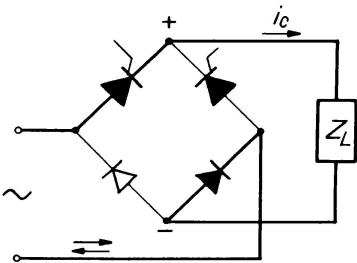


FIG. B-3. — Redresseur biphasé à pont.

Même forme de tension de sortie qu'avec le montage de la figure B-1.

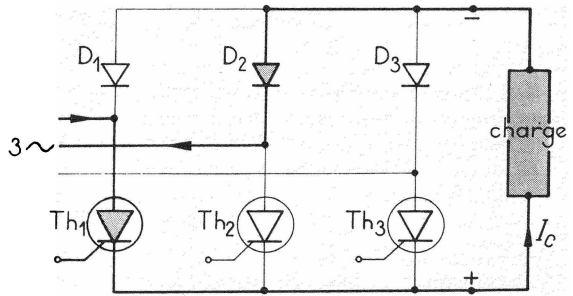


FIG. B-4. — Redresseur en pont de Graetz.

Pour un angle de retard nul, Th_1 débite pendant un tiers de période ($\frac{T}{3}$), en série avec D_2 ($\frac{T}{6}$), puis avec D_3 ($\frac{T}{6}$), et la tension de sortie a la même forme que celle d'un redresseur hexaphasé.

(1) Chacun des conducteurs de phase d'alimentation (donc, chaque enroulement d'un secondaire en étoile) est parcouru par un courant :
 --- unidirectionnel dans un redresseur à simple voie (fig. B-1 et B-2) ;
 --- alternatif dans un redresseur à double voie (fig. B-3 et B-4).
 On disait naguère simple alternance et double alternance, mais ces termes prêtaient à confusion entre monophasé et biphasé.

On obtient un courant ininterrompu, malgré le réglage de phase, en disposant une inductance de valeur suffisante, en série avec la charge ; dans ce cas, si U_{c0} est la tension redressée moyenne en l'absence de réglage de phase (onde pleine) et $U_{c\theta}$ la tension correspondant à l'angle de retard θ , on a (fig. B-5) :

$$U_{c\theta} = U_{c0} \cos \theta$$

si tous les redresseurs sont des thyristors.

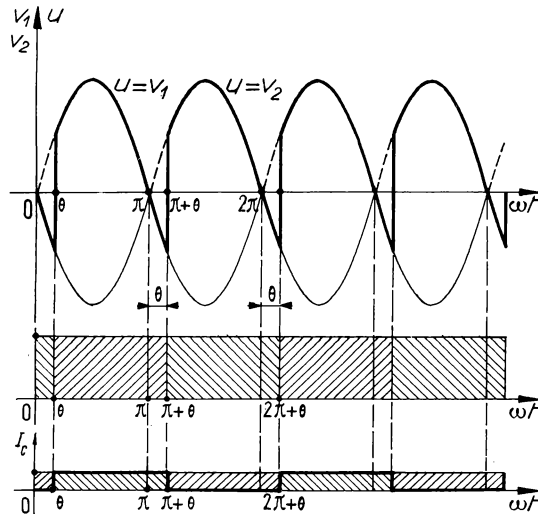


FIG. B-5. — Redresseur biphasé : filtrage par une grande inductance en série.

Cette inductance supprime l'ondulation de tension et de courant dans la charge.

En haut : tension u aux bornes de l'ensemble charge et inductance ; $u = v_1$ de θ à $\pi + \theta$, etc.

Au milieu : tension constante aux bornes de la charge.

En bas : courant constant dans la charge ; en trait fort, le courant dans un thyristor.

Parmi les applications de ces redresseurs à tension réglable : secteurs de courant continu pour usines, alimentation d'inducteurs et d'induits de moteurs, commande du sens de rotation et de la vitesse de moteurs, chargeurs de batteries d'accumulateurs avec régulation de la tension ou du courant de charge, alimentations diverses, servomécanismes...

Les oscillogrammes B-6 et B-7 sont relatifs à un variateur de vitesse pour moteur à courant continu (4 kW ; 1 500 tr/mn ; 180 volts), utilisant le pont de la figure B-3.

REMARQUE. — Les moteurs série à courant continu utilisés en traction peuvent être commandés par des thyristors, que le réseau d'alimentation soit alternatif ou continu. Pour la grande traction, les thyristors ont remplacé les ignitrons à bord des locomotives.

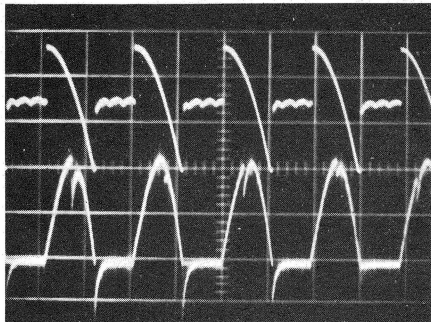


FIG. B-6.

En haut : tension aux bornes du moteur, chargé, pour un angle de retard $\theta \approx 90^\circ$; 100 V/carreau. La force contre-électromotrice du moteur (≈ 140 volts) est visible entre deux impulsions d'alimentation. L'inductance de l'induit prolonge le débit jusqu'à une tension d'alimentation nulle.

En bas : courant dans l'induit; calibre 0,1 V/cm sur shunt 20 A — 0,1 V. La crête de courant est donc de 40 A environ.

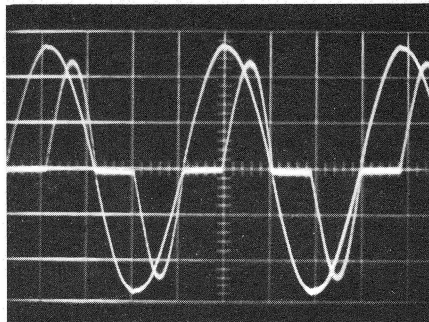


FIG. B-7.

Mêmes calibres que pour la figure B-6.

Tension sinusoïdale d'alimentation du pont et courant dans un fil d'alimentation; ce courant est alternatif comme dans tout montage à double voie.

C — Commande de puissance en alternatif par réglage de phase

Les contacteurs du § A fournissent, chaque fois qu'ils conduisent, une énergie déterminée à la charge; la puissance fournie à cette charge dépend du rapport de la durée de la fermeture à la durée d'ouverture.

Pour la commande de puissance, le réglage de phase est plus précis et plus souple (fig. C-1).

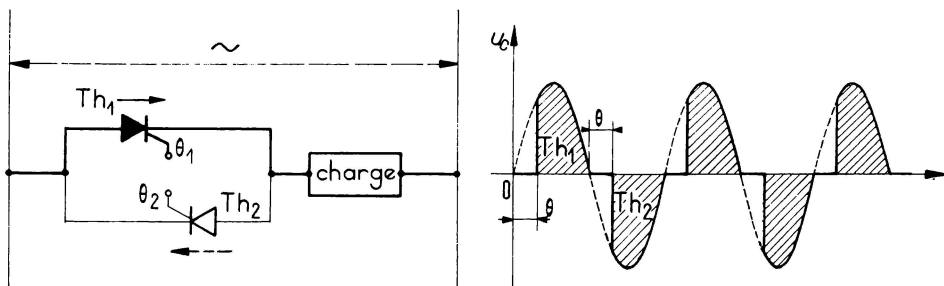


FIG. C-1. — Contacteur à réglage de phase.

Chaque thyristor contrôle une alternance. À droite : tension aux bornes d'une charge purement résistive pour $\theta_1 = \theta_2 = 60^\circ$.

Si l'on commande l'angle de retard θ , on communique à la charge une puissance réglable entre un maximum (pleine onde : $\theta = 0$) et zéro ($\theta = 180^\circ$) :

$$(U_{\text{eff}})_\theta = (U_{\text{eff}})_0 \sqrt{1 - \frac{\theta}{\pi} + \frac{\sin 2\theta}{2\pi}}$$

Pour une tension d'alimentation d'amplitude V_m , on a :

$$(U_{\text{eff}})_0 = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \text{ pour un contacteur à deux thyristors ;}$$

$$(U_{\text{eff}})_0 = \frac{V_m}{2} \text{ si l'on utilise un seul thyristor (cas des petites puissances).}$$

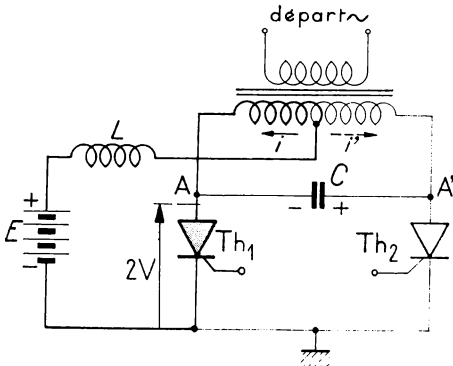
Les applications sont nombreuses : régulation de tension, de courant ; variation de l'éclairage des salles de spectacle ; réglage et régulation de la température de fours ; réglage du courant des machines à souder par résistance ; remplacement des amplificateurs magnétiques de grande puissance.

Notons qu'avec des angles de retard θ_1 et θ_2 différents pour les deux thyristors, on obtient dans la charge une composante continue facile à inverser : on peut ainsi commander le sens de la rotation et la vitesse d'un moteur à courant continu. L'ondulation peut être réduite et même pratiquement supprimée par une inductance de filtrage en série, ce qui réduit l'intensité efficace et par suite les pertes.

D — Onduleurs et convertisseurs

Les convertisseurs à thyristors modifient la forme de l'énergie, la tension ou la fréquence. Ce sont les convertisseurs :

- continu-alternatif, appelés *onduleurs* ;
- continu-continu ;
- alternatif-alternatif, appelés *convertisseurs de fréquence*.



I. — ONDULEURS (1)

Les onduleurs accomplissent la fonction inverse du redressement : à partir d'une source de courant continu, ils alimentent une charge en courant alternatif.

a) Montage (fig. D-1).

FIG. D-1. — Principe d'un onduleur.

En trait fort, le circuit parcouru par le courant (i) lorsque le thyristor Th_1 est conducteur et Th_2 bloqué.

(1) Pour plus de détails, voir M. MOUNIC : *Redressement*, 2^e Partie (Réglage de phase).

Deux thyristors reliés par leurs cathodes sont alimentés par la tension continue E , à travers les demi-primaires d'un transformateur.

Ils sont amorcés l'un après l'autre, à des intervalles de temps égaux et, grâce au condensateur de commutation C , l'amorçage de l'un bloque l'autre. Le courant i dans un demi-primaire apparaît lorsque l'autre (i') disparaît ; la f. é. m. obtenue au secondaire est la même que si un courant alternatif ($i + i'$) parcourait un seul demi-primaire : c'est une tension alternative.

Il est possible de mettre au point le montage pour que cette tension alternative soit pratiquement sinusoïdale.

Grâce à l'inductance L , la tension aux bornes d'un demi-primaire peut varier alors que E est constante.

b) Rôle du condensateur de commutation.

Il empêche les deux thyristors de débiter simultanément : lorsque Th_2 s'amorce, il bloque Th_1 et inversement. Par exemple, à l'instant correspondant à la figure D-1, C est chargé par la tension $V_c = 2 E$ (effet d'autotransformateur) ; lorsque Th_2 s'amorce, V_A s'abaisse à $2 V$ environ et

$$V_A = V_{A'} - V_c \sim 2 - 2 E \sim - 2 E.$$

Puis C se décharge et V_A remonte, mais l'anode A est restée négative assez longtemps pour que Th_1 se bloque. Avant que Th_1 s'amorce de nouveau, la charge de C se sera inversée et l'amorçage de Th_1 pourra bloquer Th_2 .

c) Applications.

L'association d'une batterie d'accumulateurs et d'un onduleur constitue un générateur de courant alternatif de réserve, capable de se substituer au réseau défaillant en moins de 0,1 s ; de tels onduleurs s'utilisent dans les cas où une panne de secteur peut avoir des conséquences graves : télécommandes, signalisation ferroviaire, guidage des avions, éclairage de salles d'opérations chirurgicales, de salles de jeux...

Il existe des onduleurs à fonctionnement permanent pour alimenter des circuits de protection, de distribution horaire...

Enfin, les redresseurs polyphasés à réglage de phase qui alimentent de gros moteurs peuvent fonctionner en inverse pour le freinage avec récupération d'énergie.

Notons qu'il existe des onduleurs modernes à thyristors fonctionnant sur d'autres principes (1).

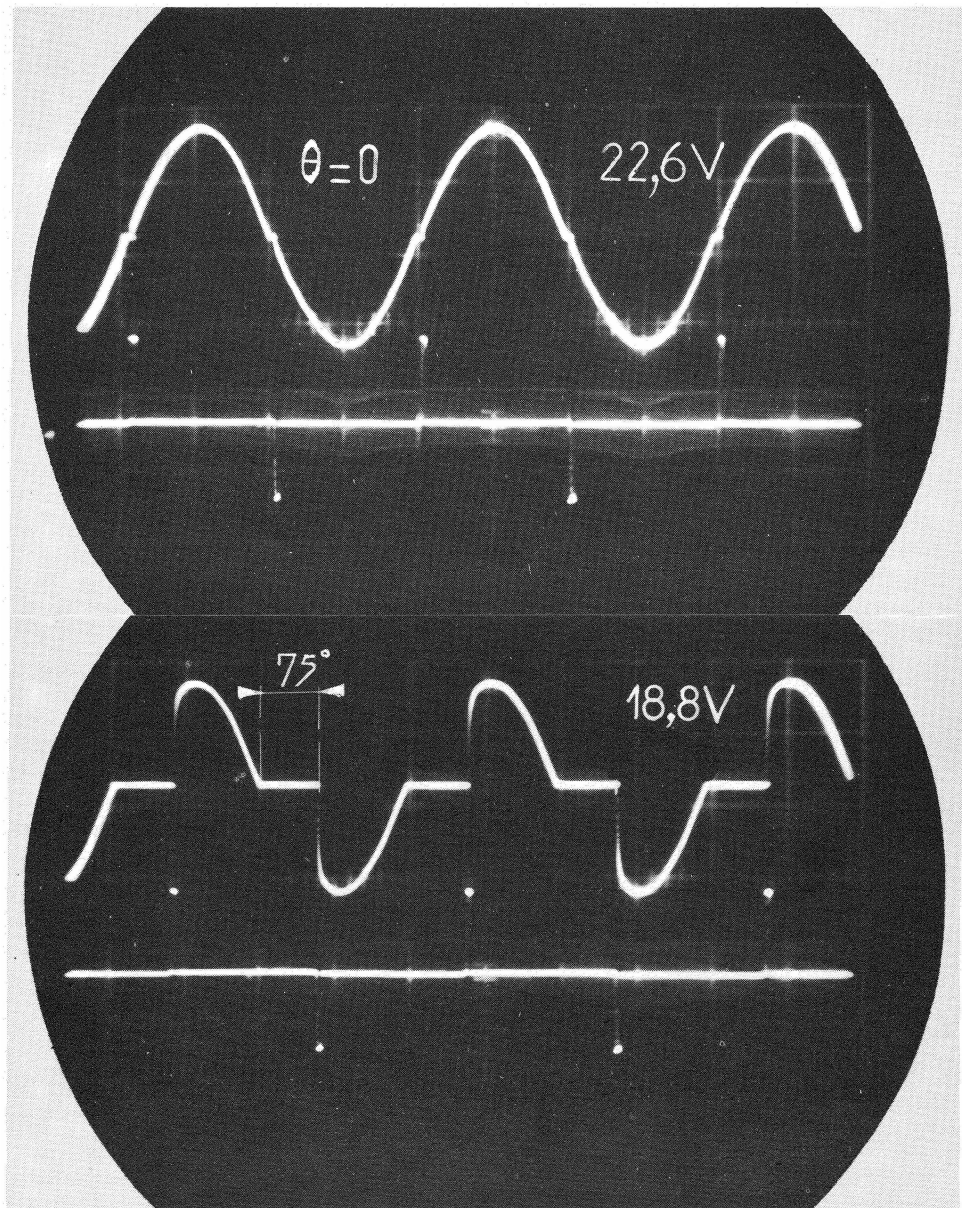
2. — CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU

Ils convertissent le courant continu en courant continu d'une autre tension (Vocabulaire).

En pratique, ils élèvent la tension.

Pour obtenir un convertisseur continu-continu, il suffit d'ajouter un transformateur et un redresseur (pont de diodes et filtre) à la sortie de l'onduleur du § 1.

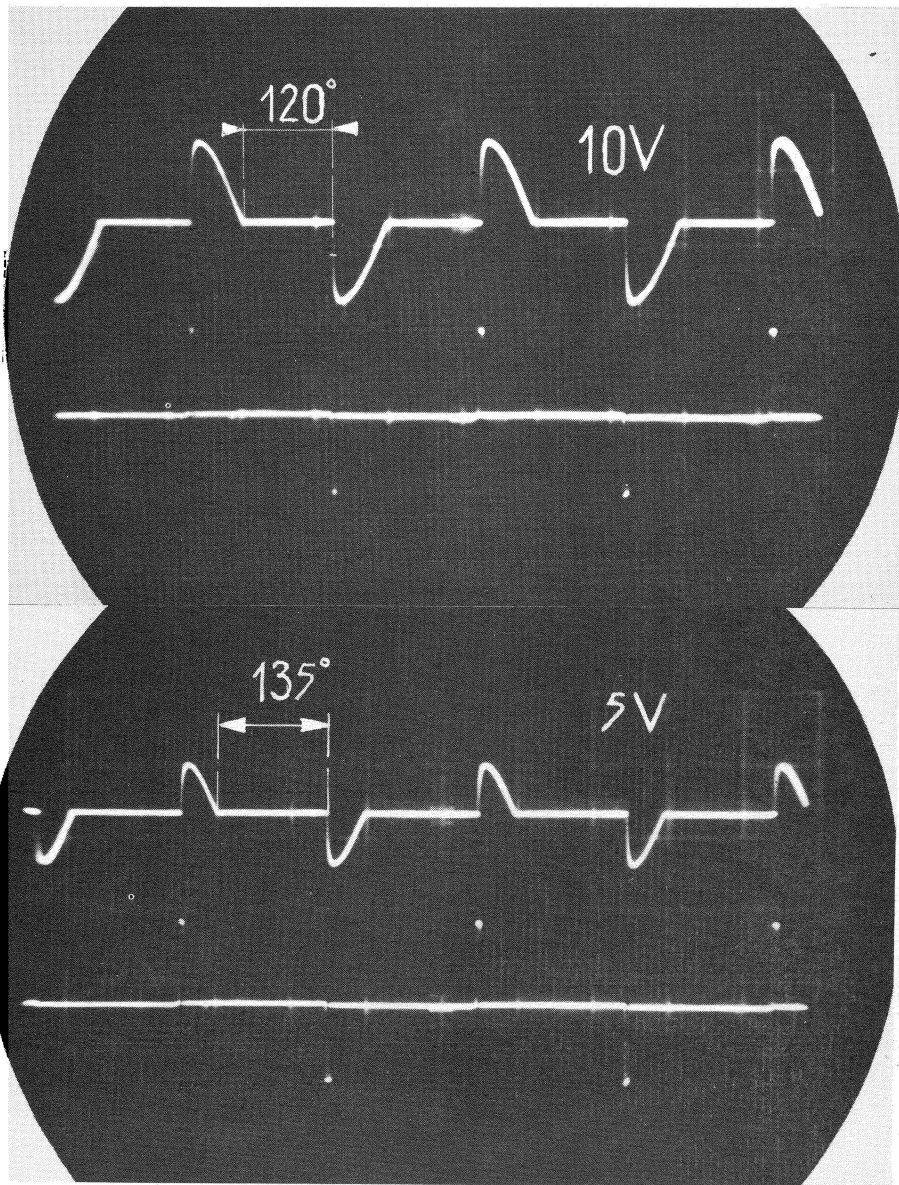
(1) MOUNIC : *Redressement*, 2^e Partie.



Clichés de l'auteur.

Contacteur à réglage de phase (revoir la figure C-1).

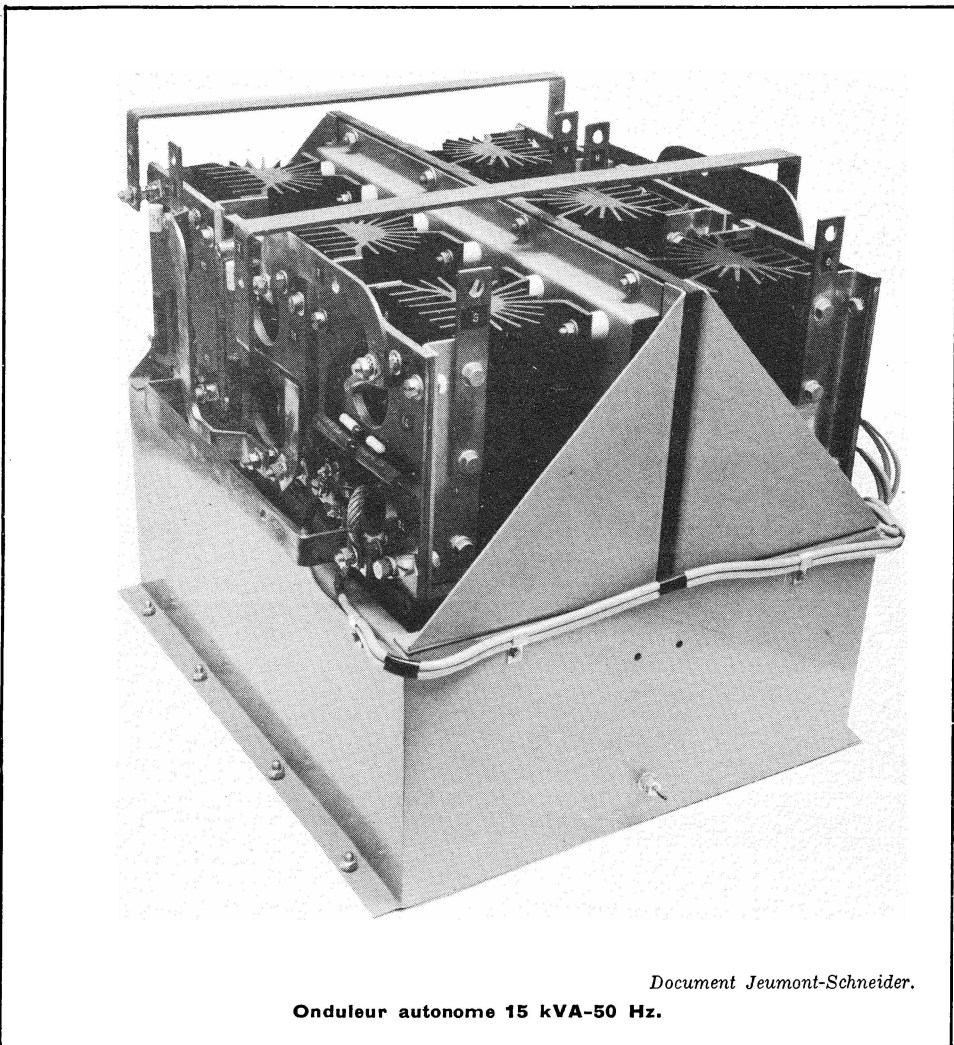
La tension efficace appliquée à la charge décroît de 22,6 V à 5 V lorsque l'angle de retard croît de 0 à 135° .



3. — CONVERTISSEURS DE FRÉQUENCE

Ils comportent un redresseur alimenté par le réseau et chargé par un onduleur. Ces convertisseurs sont employés, non pour modifier la tension (un transformateur suffirait) mais pour obtenir :

- *des fréquences fixes* différentes de celle du réseau ;
- *des fréquences variables* (réglables) pour commande de moteurs à courant alternatif à vitesse variable.



Document Jeumont-Schneider.

Onduleur autonome 15 kVA-50 Hz.

E — Comparaison du thyristor avec les autres dispositifs à semiconducteurs et avec les soupapes à gaz

1. — LE THYRISTOR, COMME TOUS LES DISPOSITIFS A SEMICONDUCTEURS (DIODES DE REDRESSEMENT, DIODES ZÉNER, TRANSISTORS...) :

- est un corps solide, de construction robuste ;
- est petit, compact, de rapport puissance/poids élevé ;
- fonctionne dans toutes les positions et ne craint pas les accélérations ;
- fonctionne dans un très grand intervalle de température au-dessous et au-dessus de 0° C ;
- n'a pas besoin d'un chauffage auxiliaire, donc démarre immédiatement ;
- reste identique à lui-même dans le temps, a une durée de vie élevée et une grande fiabilité ;
- la puissance utile augmente avec l'efficacité du refroidissement (radiateur, ventilation forcée...) ;
- demande les mêmes protections contre les surcharges, pointes de tension inverse...

2. — MAIS LE THYRISTOR PRÉSENTE AVEC LA DIODE A JONCTION ET LE TRANSISTOR LES DIFFÉRENCES SUIVANTES :

<p>Diode à jonction.</p> <ul style="list-style-type: none"> — le débit reprend pour $V_A > V_K$; — ne peut effectuer par elle-même le réglage de la tension de sortie (continue) ; — la chute directe augmente avec le débit ; — pas de discontinuité de tension aux bornes lorsque la tension d'alimentation croît à partir de zéro. 	<p>Thyristor.</p> <ul style="list-style-type: none"> — le débit peut être retardé jusqu'à ce que la tension V_{AK} atteigne une valeur déterminée ; — règle la tension continue de sortie (réglage de phase, c'est-à-dire de l'angle de retard) ; — la chute de tension est indépendante du débit (mais un peu supérieure à celle d'une diode) ; — discontinuité de tension dans le cas d'amorçage retardé.
<p>Transistor.</p> <ul style="list-style-type: none"> — commande continue (mais fonctionne aussi en commutation) ; — commande réversible ; — dissipe une puissance du même ordre de grandeur que la puissance utile en amplification ; beaucoup moins en commutation. 	<p>Thyristor.</p> <ul style="list-style-type: none"> — fonctionne par tout ou rien (2 états stables) ; — l'électrode de commande ne peut servir au blocage (sauf dans les thyristors à blocage, jusqu'à 10 A) ; — les pertes sont très inférieures à la puissance commandée, qui peut être beaucoup plus grande qu'avec un transistor.

3. — COMPARAISON DU THYRISTOR ET DU THYRATRON (A GAZ)

Ressemblances :

- dispositifs à trois électrodes : anode, cathode, grille (électrode de commande) ;
- fonctionnent tous deux par tout ou rien avec deux états stables : état conducteur, état bloqué ;
- sont tous deux amorcés par un signal positif sur la grille ;
- un signal négatif sur la grille ne peut les bloquer ; il faut annuler la tension d'anode ; ce sont donc : des triodes dans l'état bloqué, des diodes après amorçage ;
- fournissent les mêmes formes d'onde, les mêmes possibilités de réglage de la tension redressée (réglage de phase).

Différences :

Thyratron à gaz.	Thyristor.
<ul style="list-style-type: none"> — dispositif pour tension élevée, mais faible courant ; — chute directe 10 à 20 V, mais courant inverse négligeable ; — signal de commande d'assez forte tension, mais très faible courant ; — doit être chauffé : ne démarre pas immédiatement ; — les caractéristiques se détériorent dans le temps (épuisement de la cathode ; raréfaction du gaz) : durée de vie limitée ; — sensible aux variations de la température ambiante ; — possibilité de surcharge ; — fréquence maximale $\sim 5\,000$ Hz limitée par le temps de désionisation ($\sim 100\ \mu\text{s}$) ; — supporte une tension inverse assez élevée ($\sim 1\,500$ V). 	<ul style="list-style-type: none"> — courant fort, tension jusque vers 1 000 V ; — chute directe faible ($\sim 1,5$ V), mais courant inverse non négligeable (pertes) ; — signal de commande de faible tension, mais fort courant ; — pas de chauffage : démarre immédiatement ; — reste identique à lui-même : durée de vie illimitée ; — fonctionne sans modification sensible des paramètres dans un grand intervalle de température ; — faible possibilité de surcharge ; — fréquence maximale $\sim 15\,000$ Hz limitée par le temps de blocage ($\leq 30\ \mu\text{s}$) ; — tension inverse : dépasse 2 000 volts pour certains types.

Le thyristor a complètement remplacé le thyratron à gaz dans les nouvelles installations.

4. — THYRISTOR ET SOUPAPES A CATHODE DE MERCURE

Dans les soupapes à cathode liquide, il y a émission à froid, par effet de champ ; à cette différence près, une anode, sa grille de commande et la cathode fonctionnent comme un thyratron à gaz. Presque toute la comparaison du paragraphe 3 reste donc valable.

Le thyristor ne possède pas la possibilité de surcharge de l'ignitron et du mutateur, mais présente sur eux les avantages suivants :

- chute directe beaucoup plus faible ;
- gain en puissance plus grand ;
- durée de vie pratiquement illimitée ;
- pas de ratés d'allumage ;
- démarre immédiatement aux basses températures ;
- temps de blocage plus court que le temps de désionisation ;
- pas de circuit d'eau pour le refroidissement.

NOTE

Diversité des applications des thyristors

Pour montrer la diversité des applications des thyristors, nous extrayons d'un bulletin technique (1) cet « avis aux techniciens » :

Thyristor faible puissance à structure diffusée pour usages généraux

Ce thyristor fabriqué en grande série aura d'importants débouchés notamment dans le secteur automobile et cyclomoteur, où il apporte une solution brillante aux problèmes d'allumage.

Dans le domaine industriel, utilisé soit comme relais, amplificateur ou redresseur, il a sa place dans une multitude d'applications allant du réglage statique de tension à la clôture électrique, sans oublier les programmeurs d'ascenseur et les systèmes d'alarme. Ces thyristors peuvent être utilisés seuls ou avec un dispositif spécial photosensible ou autre. L'importance de la production permet d'envisager son utilisation dans les petits équipements électro-ménagers ou d'éclairagisme qui peuvent recevoir une commande ou un réglage à thyristor.

Utilisé en relais, ce thyristor présente une quantité d'avantages : rapidité de réponse, fonctionnement silencieux, étanchéité, robustesse, insensibilité aux vibrations et aux chocs. Il peut être utilisé sans inconvénient en milieu corrosif ou explosif. Il présente par rapport aux relais classiques une fiabilité accrue.

Les caractéristiques de ce dispositif font ressortir une valeur de courant modeste, cependant il est possible d'obtenir pendant des temps très brefs des intensités crête récurrentes très importantes.

Monté en boîtier T05 il est facilement utilisable en miniaturisation ; sa base métallique (kovar doré) lui confère une résistance thermique très basse : il est susceptible de ce fait de supporter des courants plus importants par l'adjonction d'une ailette en contact avec cette base.

Voici à titre indicatif et non limitatif quelques applications pouvant utiliser ce thyristor :

- inverseurs et clignotants de puissance fonctionnant à haute température ;
- petits générateurs d'ultrasons ;
- régulateurs de température ;
- relais de proximité ;

(1) *Bulletin SESCO*, n° 30.

- circuits de protection rapide ;
- détecteurs d'incendie ;
- interrupteurs commandés à distance ;
- détecteurs d'échauffement de palier ;
- servomécanismes divers, etc.

EXERCICES DU CHAPITRE IV

1. Une charge R est alimentée par le secteur alternatif, en série avec le primaire d'un transformateur dont l'inductance L à secondaire ouvert est telle que $L\omega \gg R$. Le secondaire alimente un pont de diodes qui débite sur un thyristor.
- 1° Tracer le schéma (on représentera la commande du thyristor par un rectangle).
 - 2° Montrer que l'amorçage du thyristor établit le courant I dans R ; inversement, le blocage du thyristor interrompt I .
 - 3° Comment utiliserait-on ce montage pour régler l'intensité efficace du courant I ?

2. Un redresseur biphasé à simple voie est muni de thyristors amorcés à l'angle θ (angle de retard); $\theta = 0$ lorsque l'amorçage se produit dès que l'anode devient positive par rapport à la cathode. La charge est une résistance pure R ; on néglige la chute directe de tension dans les thyristors et la chute dans le transformateur.

Sachant que la valeur moyenne, pendant une alternance, de la tension sinusoïdale $v = V_m \sin \omega t$ est $\frac{2}{\pi} V_m$ et la valeur efficace $V = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$, calculer la tension redressée

moyenne U_c , la tension redressée efficace $U_{c\text{eff}}$ et le facteur de forme $F = \frac{U_{c\text{eff}}}{U_c}$,

1° Pour $\theta = 0$.

2° Pour $\theta = 90^\circ$.

Réponses : 1° Comme en sinusoïdal ; $F = 1,11$;

2° $\frac{V_m}{\pi}$; $\frac{V_m}{2}$; $1,57$.

3. Un pont de diodes muni d'un thyristor dans la diagonale de sortie constitue un rhéostat permettant le réglage de la puissance alternative dans la charge R (fig. Exercice n° 3).

Un interrupteur J en parallèle avec Th étant fermé, le milliampèremètre électrodynamique indique $I = 200$ mA. Pour toute la suite, J est ouvert.

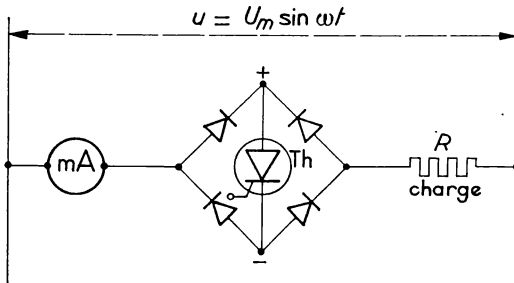


FIG. Exercice n° 3.

1° Quelles sont les intensités I_1 et I_2 indiquées par le milliampèremètre lorsqu'on amorce le thyristor :

a) Deux fois par période, aux époques $\frac{T}{4}$ et $\frac{3T}{4}$?

b) Une seule fois par période, à l'époque $\frac{T}{4}$?

2° On remplace le milliampèremètre électrodynamique par un milliampèremètre magnétoélectrique (non muni de redresseurs) : quelles sont les intensités indiquées dans les trois cas précédents ?

Réponses : 1° a) $I_1 = 141$ mA ; b) $I_2 = 100$ mA ; 2° 0 ; 0 ; 45 mA.

4. Régulateur à thyristor de la température d'un four (fig. Exercice n° 4). Tous les éléments ont une valeur constante à l'exception de R_t , fonction de la température. On suppose que la température du four s'abaisse au-dessous de la température de réglage :

- 1° Comment varie l'angle de retard θ du thyristor ?
- 2° Le condensateur doit-il se charger plus vite ou moins vite ?
- 3° La résistance R_t a-t-elle un coefficient de température positif ou négatif ?
- 4° Quel est l'élément dont on modifie la valeur, en pratique, pour obtenir une température différente du four ? Dans quel sens doit varier cette valeur pour que cette température s'élève ?

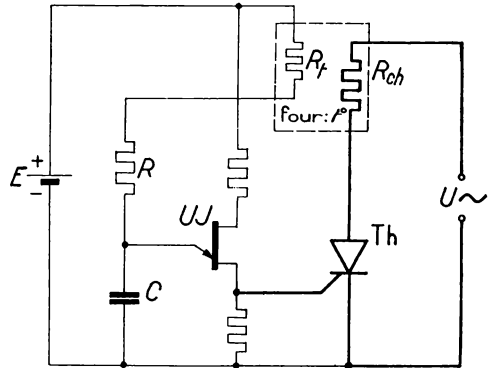


FIG. Exercice n° 4.

5. Un redresseur biphasé avec secondaire à point médian est muni de deux thyristors et débite sur une résistance R .

- 1° Schéma du montage. Forme de la tension redressée $u_c(t)$ aux bornes de R , pour un même angle de retard θ de Th_1 et Th_2 .
- 2° La tension redressée moyenne est U_c pour $\theta = 0$ et U'_c pour l'angle de retard θ , montrer que :

$$U'_c = U_c \frac{1 + \cos \theta}{2}.$$

3° On ajoute à R une inductance L suffisante pour que la charge RL soit parcourue par un courant pendant toute la période :

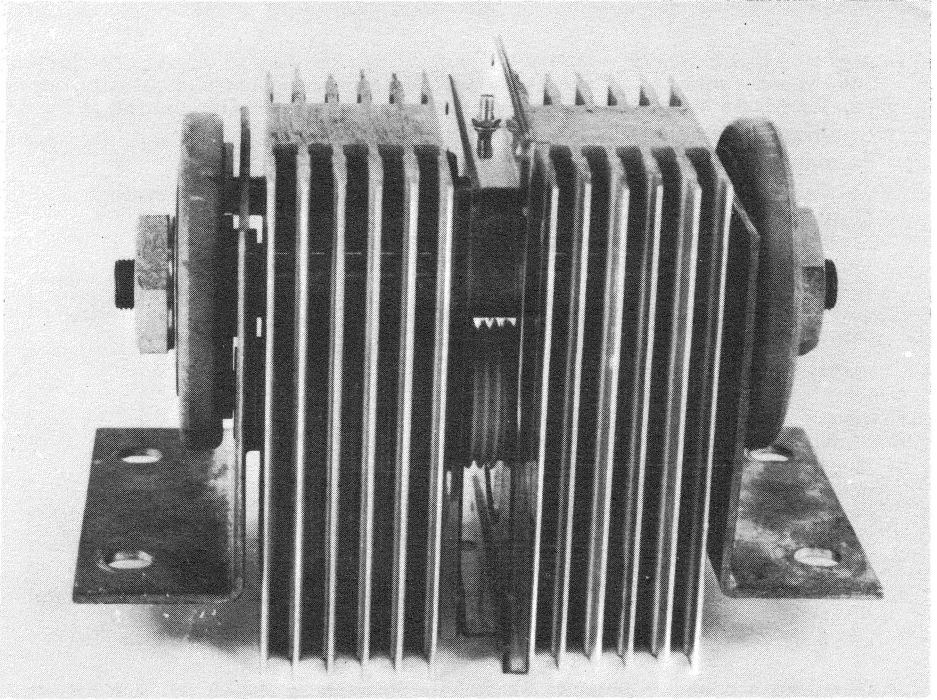
- a) Forme de la tension aux bornes de la charge.
- b) Montrer que $U'_c = U_c \cos \theta$ (notation du 2°).

6. Un redresseur biphasé à thyristors débite sur une charge purement résistive R ; on règle la tension d'alimentation de façon qu'un ampèremètre magnéto-électrique en série avec R indique la même valeur quel que soit l'angle de retard θ . On désigne par : I_{mo} l'amplitude du courant dans R pour $\theta = 0$; I_m l'amplitude pour l'angle de retard θ ; I_p le courant de crête pour l'angle de retard $\theta \geq 90^\circ$.

- 1° Calculer $\frac{I_m}{I_{mo}}$ pour $\theta = 90^\circ$.
- 2° Établir l'expression générale du rapport $\frac{I_m}{I_{mo}}$; du rapport $\frac{I_p}{I_{mo}}$.
- 3° Calculer numériquement $\frac{I_p}{I_{mo}}$ pour $\theta = 120^\circ$; 135° ; 150° ; 160° ; 170° ; 175° et tracer la courbe représentant la variation de ce rapport entre $\theta = 90^\circ$ et $\theta = 175^\circ$.
Échelle arithmétique pour θ , logarithmique pour $\frac{I_p}{I_{mo}}$.

Réponses — 1° : 2 ; 2° : $\frac{I_m}{I_{mo}} = \frac{2}{1 + \cos \theta}$; $\frac{I_p}{I_{mo}} = \frac{2 \sin \theta}{1 + \cos \theta}$.





Cliché Alsthom.

Thyristor type pressé double face, monté sur son radiateur (voir photo en tête du chapitre I).

V — MISE EN ŒUVRE DES THYRISTORS

L'emploi industriel des thyristors a posé des problèmes technologiques de refroidissement, de protection contre les surtensions et les surintensités, de commande pour leur association en série ou en parallèle.

Les procédés de refroidissement et de protection sont analogues à ceux des diodes ; l'équilibrage et les déclenchements simultanés de thyristors en série ou en parallèle exigent des dispositifs appropriés.

A — Résistance thermique

Procédés de refroidissement

Les différentes sortes de pertes et les défaillances thermiques qui peuvent résulter d'un échauffement excessif ont été indiquées au chapitre II (§ C : *Caractéristiques thermiques*). Ajoutons quelques précisions sur la résistance thermique qui intervient dans la détermination des radiateurs et des débits de fluides de refroidissement.

I. — DÉFINITIONS

La **résistance thermique** est le quotient de la différence de température entre deux points ou deux régions spécifiées, par le flux de chaleur entre ces deux points ou régions, dans des conditions d'équilibre thermique.

Note. — Dans la plupart des cas, le flux de chaleur peut être assimilé à la puissance dissipée (Norme).

Les deux régions utilisées en pratique sont la région des jonctions et le boîtier (*case* en anglais). Mais un thyristor possède trois jonctions, de sorte qu'il est nécessaire de préciser :

Température virtuelle (ou théorique) de jonction t_{vj} : température théorique que l'on utilise comme température de référence et qui peut servir de base pour le calcul de la dissipation de puissance admissible (Norme).

De même, la **température de boîtier t_{case}** est la température en un point spécifié sur le boîtier d'un thyristor (Norme).

Pour les thyristors dans lesquels un trou (de profondeur maximale 1 mm) a été percé dans le boîtier, par le fabricant, t_{case} sera mesurée à l'aide d'un thermocouple introduit dans ce trou. Pour les autres thyristors, l'élément sensible à la température, de capacité thermique négligeable, sera scellé, soudé, agrafé ou maintenu rigidement au point du dispositif spécifié, de façon à présenter une résistance thermique négligeable.

2. — RELATIONS FONDAMENTALES DANS LE CAS D'UN RÉGIME PERMANENT

La puissance dissipée P dans le thyristor élève la température de la jonction et par suite celle du boîtier (t_j et t_c pour abrégé) ; l'équilibre de température étant obtenu, on a par définition de R_{th} :

$$R_{th} = \frac{t_j - t_c}{P} \quad (0 \text{ } ^\circ\text{C/W, } ^\circ\text{C, W}).$$

ou

$$P = \frac{t_j - t_c}{R_{th}}.$$

Pour une température de boîtier maintenue constante par refroidissement, la puissance maximale P_{\max} qui peut être dissipée sans détérioration du dispositif correspond à la température $t_{j\max}$ des notices :

$$P_{\max} = \frac{t_{j\max} - t_c}{R_{th}}$$

Les fabricants donnent parfois la résistance thermique jonction-boîtier (*case*) et la résistance thermique jonction-ambiance. On a, dans une notation évidente :

$$R_{jc} + R_{ca} = R_{ja},$$

puisque des résistances thermiques en série s'additionnent.

Par exemple, pour un thyristor 1 A efficace : $R_{ja} = 130$ °C/W ; $R_{jc} = 30$ °C/W ; on en déduit $R_{ca} = R_{ja} - R_{jb} = 130 - 30 = 100$ °C/W.

Connaissant la puissance maximale dissipable à $t_a = 25$ °C, $P_{\max} = 500$ mW, calculons $t_{j\max}$:

$$\begin{aligned} t_{j\max} - t_a &= R_{ja} P_{\max} \\ t_{j\max} &= 25 + 130 \cdot 0,5 = 90 \text{ °C.} \end{aligned}$$

3. — MESURE DE LA RÉSISTANCE THERMIQUE JONCTION-BOÎTIER R_{jc}

On mesure la puissance P_1 dissipée dans un premier état d'équilibre thermique t_j, t_{c1} .

On recommence avec une seconde puissance $P_2 > P_1$, pour la même température t_j , et la température du boîtier devient $t_{c2} > t_{c1}$.

On reconnaît la constance de t_j à celle de la chute anode-cathode V_T pour un courant direct donné.

On a, par définition de R_{jc} :

$$R_{jc} P_1 = t_j - t_{c1} \quad ; \quad R_{jc} P_2 = t_j - t_{c2}.$$

D'où :

$$R_{jc} = \frac{t_{c2} - t_{c1}}{P_1 - P_2}.$$

V_T est mesurée pendant des interruptions de fourniture de P_1 et P_2 , de durées négligeables devant les durées de fourniture ; on évite ainsi les fluctuations de t_j (voir *Norme* pour le schéma de montage).

4. — PROCÉDÉS DE REFROIDISSEMENT

Les thyristors doivent être refroidis avec plus de soin que les diodes car les pertes y sont plus grandes (chute directe plus élevée, pertes de commutation...); en outre, il peut s'y produire des élévations de température localisées à une petite surface de la jonction de commande, en commutation ou lorsqu'il existe un courant important de gâchette.

Classons les procédés de refroidissement dans l'ordre des puissances croissantes :

- **Refroidissement par le boîtier.** Il convient pour les plus faibles puissances. La chaleur due aux pertes est dissipée dans l'air ambiant par convection et par rayonnement du boîtier ; on augmente le rayonnement en peignant le boîtier en noir.
- **Refroidissement par radiateur fixé sur chaque thyristor.** Ces radiateurs sont en général en aluminium et à ailettes multiples. Le refroidissement s'obtient : par *convection naturelle* lorsque le volume d'air n'est pas limité ; par *ventilation forcée* lorsque les thyristors sont dans une enceinte de volume restreint ou si l'on veut réaliser un montage compact. La ventilation forcée accélère considérablement les transferts de chaleur par convection.
- **Refroidissement par des liquides (eau, huiles...).** Il est réservé aux cas de fortes puissances. Le liquide dissipe la chaleur dans des radiateurs fixés sur les thyristors ou dans un radiateur situé à quelque distance. Certaines installations s'inspirent de la technique des transformateurs : les thyristors et leurs radiateurs sont immergés dans une cuve à huile.

Le calcul d'un système de refroidissement est un problème délicat ; bien qu'on le simplifie en utilisant des formules pratiques et des abaques, ce calcul reste, dans la plupart des cas, un travail de spécialiste (1).

B — Protection des thyristors contre les surtensions et les surintensités

Cette protection s'apparente à celle des diodes et a posé au début des problèmes délicats.

I. — TENSIONS MAXIMALES ADMISSIBLES

La norme « thyristors » distingue :

- les tensions *répétitives* qui sont habituellement des fonctions du circuit et accroissent la puissance dissipée du dispositif ;
- les tensions *transitoires non répétitives* dues habituellement à une cause extérieure et dont l'effet a complètement disparu avant l'arrivée de la tension transitoire suivante.

Ces causes extérieures (foudre, rupture de synchronisme du réseau...) produisent des surtensions de grande énergie, tandis que les circuits provoquent des surtensions parfois importantes mais de faible énergie (ouverture brusque du primaire du transformateur d'alimentation ou d'une charge inductive...).

(1) Voir : *Redresseurs et thyristors*, par M. GAUDRY (Dunod édit.).

La Norme définit un certain nombre de tensions pour lesquelles les fabricants indiquent les valeurs à ne pas dépasser :

Pour l'état bloqué :

Tension de crête à l'état bloqué V_{DWM} : valeur instantanée la plus élevée de la tension à l'état bloqué qui apparaît aux bornes du thyristor, excluant toutes les tensions transitoires répétitives et non répétitives.

Tension de pointe répétitive à l'état bloqué V_{DRM} : valeur instantanée la plus élevée de la tension à l'état bloqué qui apparaît aux bornes du thyristor, incluant toutes les tensions transitoires répétitives, mais excluant toutes les tensions transitoires non répétitives.

Tension de pointe non répétitive à l'état bloqué V_{DSM} : valeur instantanée la plus élevée d'une quelconque tension transitoire non répétitive qui apparaît à l'état bloqué du thyristor.

Pour l'état inverse : Définitions analogues, en remplaçant *tension à l'état bloqué* par *tension inverse* (et D par R dans l'indice) pour :

- tension inverse de crête V_{RWM} ;
- tension inverse de pointe répétitive V_{RRM} ;
- tension inverse de pointe non répétitive V_{RSM} .

On a $V_{RWM} < V_{RRM} < V_{RSM}$.

2. — PROTECTION CONTRE LES SURTENSIONS

Elle comporte un *surdimensionnement* en tension des thyristors, des *dispositifs écrêteurs*, des *diodes* en parallèle inverse sur les charges inductives.

a) Surdimensionnement.

On appelle *coefficient de surdimensionnement* le rapport entre la tension inverse de pointe non répétitive admissible et la tension inverse de crête réellement appliquée au thyristor dans le dispositif.

Les constructeurs adoptent généralement une valeur voisine de 2.

b) Dispositifs écrêteurs.

On a utilisé des résistances non linéaires, des diodes Zéner..., mais il semble qu'actuellement l'emploi d'un condensateur en série avec une résistance s'est généralisé (fig. B-1) ; ce circuit est branché entre anode et cathode et absorbe l'énergie lors d'une surtension. Notons qu'il diminue non seulement la tension appliquée au thyristor, mais aussi le taux de croissance $\frac{dv}{dt}$, ce qui évite des amorçages intempestifs.

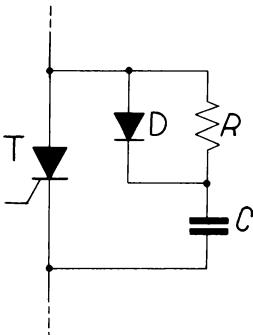
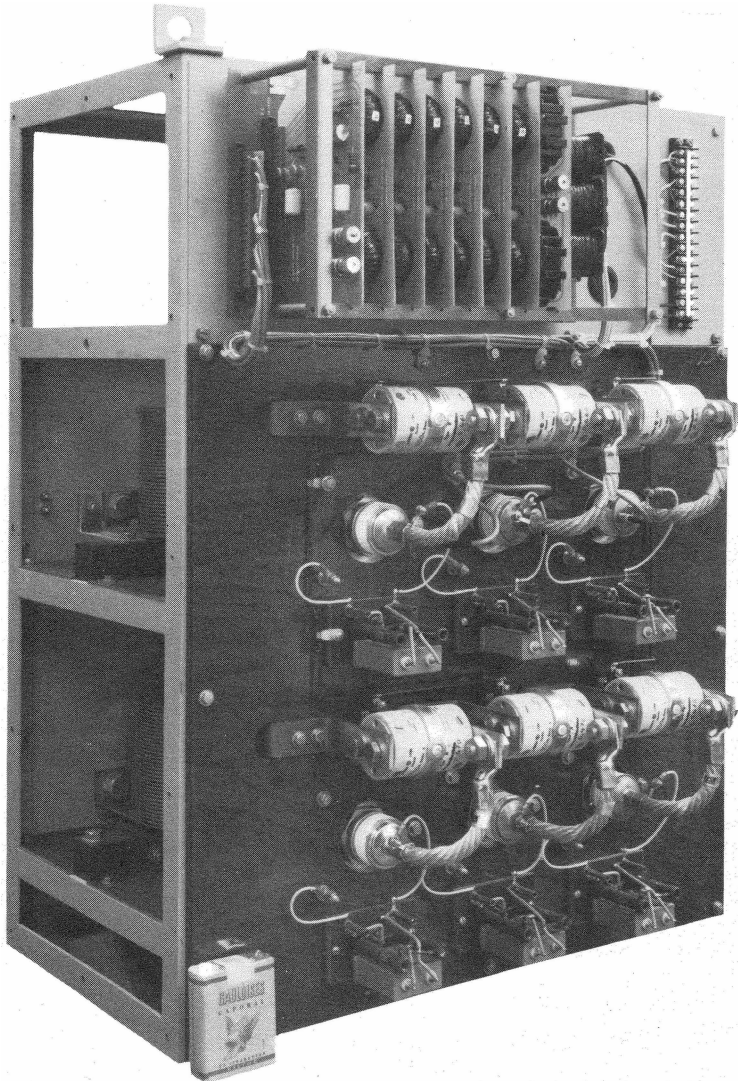


FIG. B-1. — Réseau RC de protection. La diode D court-circuite R dans le cas d'une tension d'anode positive, ce qui permet une meilleure protection par le condensateur.

La résistance R limite le courant de décharge de C lors de l'amorçage du thyristor ; elle doit être de quelques dizaines d'ohms et la constante de temps RC de quelques dizaines de microsecondes. Par exemple, si l'on adopte $R = 50$ ohms et $RC = 50 \mu s$, C devra être de l'ordre de $1 \mu F$. Pour les thyristors de puissance, les valeurs courantes sont de 10 à 30 ohms pour R , de 0,47 à $1 \mu F$ pour C .



Cliché Alsthom.

Redresseur à thyristors 250 A — 350 V pour alimentation d'un moteur de 100 ch. Vue de face montrant le pont redresseur et le dispositif de commande.

c) **Diode en parallèle inverse avec une charge inductive.**

Elle permet l'écoulement de l'énergie emmagasinée par l'inductance lors du blocage des thyristors et leur évite ainsi une surtension.

3. — INTENSITÉS MAXIMALES ADMISSIBLES

La Norme définit :

- le courant continu permanent à l'état passant I_{TPM} ;
- le courant moyen à l'état passant I_{FAV} ou I_O , valeur moyenne calculée sur la période complète ;
- le courant efficace à l'état passant I_{FEFF} ou I_F , valeur efficace du courant à l'état passant pour la période complète ;
- le courant de pointe répétitif à l'état passant I_{TRM} : valeur de pointe du courant à l'état passant incluant tous les courants transitoires répétitifs ;
- le courant non répétitif de surcharge à l'état passant I_{TSM} : courant à l'état passant qui peut entraîner une température virtuelle de jonction supérieure à la normale mais qui est présumé se présenter accidentellement un nombre limité de fois pendant la durée de vie en service et être la conséquence de conditions inhabituelles de circuits (par exemple « court-circuit »).

On a :

$$I_{FAV} < I_{FEFF} < I_{TRM} < I_{TSM}.$$

Les constructeurs indiquent les valeurs à ne pas dépasser, à une température de jonction donnée ; par exemple, pour un certain type : I_{FEFF} : 7 A ; I_{TRM} : 40 A ; I_{TSM} (10 millisecondes) : 80 A, à 25 °C.

4. — PROTECTIONS CONTRE LES SURINTENSITÉS

En l'absence de protection, une ou plusieurs des valeurs ci-dessus pourraient être dépassées dans le cas d'un court-circuit ou même à la mise en service lorsque la charge est un moteur ou lorsqu'elle est capacitive.

Les fusibles habituels ne suffisent généralement pas ; ils doivent être rapides, voire ultra-rapides. On peut les disposer sur les phases d'alimentation, mais il est plus sûr de les placer en série avec les thyristors. Pour éviter des fusions trop fréquentes, par exemple dans le cas de surcharges lentes, on surdimensionne les fusibles (réservés alors pour le court-circuit) et on complète la protection par un disjoncteur magnéto-thermique.

D'autres types de protection sont parfois utilisés :

- *court-circuiteurs* disposés en amont du bloc redresseur ;
- *limiteurs* électroniques d'intensité ;
- *blocage des impulsions de commande* lorsque le courant dépasse une valeur fixée ;

- *interruption automatique du courant* lors d'un défaut de fonctionnement du dispositif de refroidissement (ventilateur, pompe);
- *inductances de fuite* laissées par construction au transformateur afin de limiter le courant de court-circuit.

La protection des diodes et des thyristors a fait d'énormes progrès ; elle est actuellement au point pour tous les cas usuels d'utilisation de ces semiconducteurs.

C — Thyristors en série

On dispose des thyristors en série lorsque la tension instantanée d'alimentation est supérieure à la tension inverse de crête V_{RWM} que peut supporter un thyristor.

I. — ÉQUILIBRAGE STATIQUE DES TENSIONS DANS LES ÉTATS NON CONDUCTEURS

a) Tension inverse.

La tension inverse applicable à n thyristors en série est théoriquement égale à nV_{RWM} . En réalité, la dispersion des caractéristiques d'un même type rend inégales les tensions supportées par deux thyristors en série (fig. C-1) puisqu'ils sont parcourus par le même courant inverse I_R ; il en est de même dans l'état bloqué (fig. C-1 : même courant I_b).

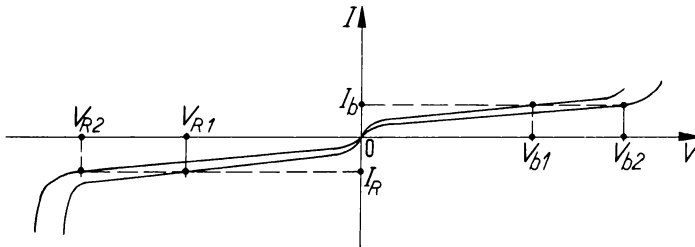


FIG. C-1.

On égalise (approximativement) les tensions supportées en shuntant chaque thyristor par une résistance R_s de plus faible valeur que la résistance R_T d'un thyristor à l'état non conducteur :

— Pour 2 ou 3 thyristors en série, on peut adopter $R_s \approx \frac{R_T}{4}$.

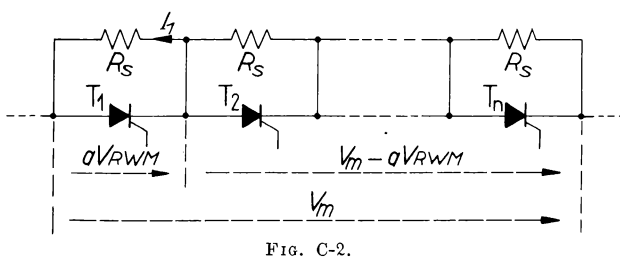
— Pour un plus grand nombre $n (> 3)$, on calcule une valeur maximale de R_s assurant une bonne répartition des tensions. Donnons une idée de ce calcul, en le simplifiant le plus possible.

b) **Calcul du maximum de R_s** (fig. C-2).

Pour simplifier, nous admettrons que :

- Toutes les résistances d'équilibrage R_s sont parfaitement identiques (la tolérance de fabrication est nulle).
- Le thyristor T_1 a un courant inverse nul alors que celui de T_2, \dots, T_n est maximal : I_{RM} .

T_1 supporte donc la plus grande tension inverse possible pour une tension inverse de crête totale V_m donnée ; lorsque R_s est maximale, T_1 supporte non pas V_{RWM} (§ B), mais aV_{RWM} où a est un coefficient de sécurité inférieur à 1, par exemple $a = 0,9$. On a donc :



$$I_1 = \frac{aV_{RWM}}{R_{s\max}}$$

Or : $I_1 = I_{RM} + I_2$,

en désignant par I_2 le courant dans la résistance $(n-1) R_s$ soumise à la tension $(V_m - aV_{RWM})$:

$$I_2 = \frac{V_m - aV_{RWM}}{(n-1) R_{s\max}}$$

D'où :

$$I_{RM} = I_1 - I_2 = \frac{aV_{RWM}}{R_{s\max}} - \frac{V_m - aV_{RWM}}{(n-1) R_{s\max}}$$

Réduisons au même dénominateur et simplifions :

$$I_{RM} = \frac{naV_{RWM} - V_m}{(n-1) R_{s\max}} ; \quad \boxed{R_{s\max} = \frac{naV_{RWM} - V_m}{(n-1) I_{RM}}}$$

Il faut, bien entendu, que $n > \frac{V_m}{aV_{RWM}}$.

On adoptera donc $R_s < R_{s\max}$, mais pas trop petite cependant, afin d'éviter des pertes excessives.

REMARQUE. — Lorsqu'on tient compte d'une tolérance $\pm \frac{\Delta R_s}{R_s}$, l'expression de $R_{s\max}$ est moins simple (Exercice n° 2).

b) **Équilibrage statique des tensions directes à l'état bloqué.**

Le calcul de R_s est identique au précédent ; il suffit de remplacer V_{RWM} par V_{DWM} (tension de crête à l'état bloqué) et I_{RM} par I_{DM} (courant de crête à l'état bloqué) :

$$R_{s\max} = \frac{naV_{DWM} - V_m}{(n-1) I_{DM}}$$

La plupart des catalogues indiquent $V_{RWM} = V_{DWM}$ et $I_{RM} = I_{DM}$, de sorte que les deux expressions de R_{smax} donnent la même valeur numérique.

2. — ÉQUILIBRAGE DYNAMIQUE DES TENSIONS DANS LES ÉTATS NON CONDUCTEURS

Lorsqu'on applique une tension à des thyristors en série, le partage de cette tension s'effectue immédiatement suivant les capacités anode-cathode des thyristors, même s'ils sont munis de résistances R_s d'équilibrage statique. Comme ces capacités sont inégales (dispersion), il peut en résulter des surtensions transitoires et des taux de variation $\frac{dV}{dt}$ provoquant des amorçages intempestifs.

On égalise ces tensions transitoires en disposant, aux bornes de chaque thyristor, une capacité de quelques dizaines de nanofarads, très supérieure à la capacité propre des thyristors ; pour éviter la décharge trop rapide de la capacité lors de l'amorçage du thyristor, on lui ajoute une résistance en série (revoir fig. B-1).

Ce circuit RC intervient aussi pendant le blocage pour assurer le passage du courant inverse des thyristors les plus lents à se bloquer ; il protège aussi les thyristors les plus lents à s'amorcer. Il est possible de calculer simplement l'ordre de grandeur de C (ex. n° 3).

REMARQUE. — Lorsqu'il est nécessaire d'éviter les pertes dans les résistances d'équilibrage, on remplace les résistances et les capacités par des diodes à avalanche contrôlée ; la tension d'avalanche doit être inférieure à la tension de claquage du thyristor, mais supérieure à la tension de crête récurrente, de façon que ces diodes n'interviennent que dans le cas de surtension.

3. — PROCÉDÉS DE DÉCLENCHEMENTS SIMULTANÉS DE THYRISTORS EN SÉRIE

La simultanéité des amorçages est indispensable, sinon les thyristors les plus lents risquent des dépassements de tension.

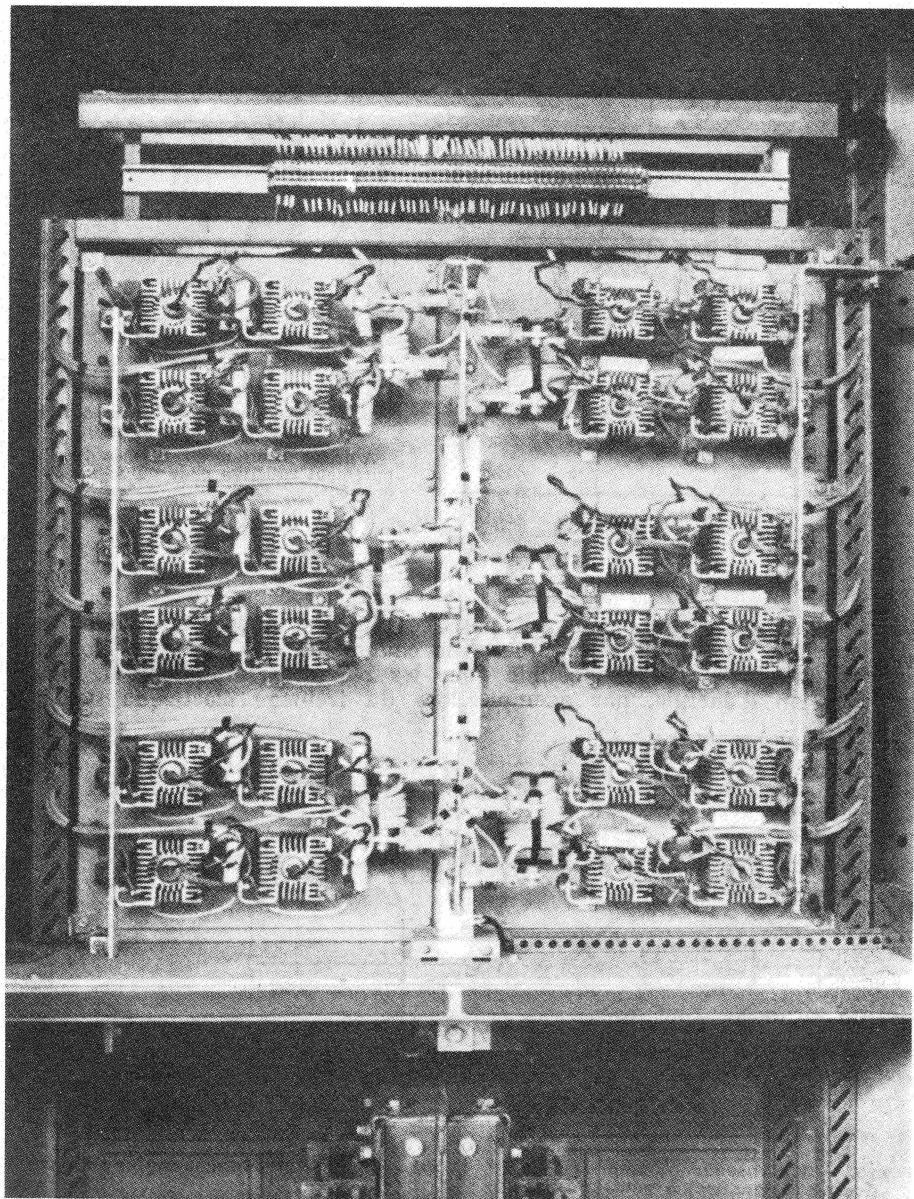
Il faut donc que tous les signaux de gâchette proviennent d'une source unique, ce qui est généralement réalisé avec un *transformateur d'impulsions* à autant de secondaires que de thyristors en série.

Il faut en outre, pour rendre l'amorçage absolument certain, des impulsions de gâchette :

- de temps de montée très petit ($< 1 \mu s$) ;
- de grande amplitude : 2 à 3 fois le courant maximal donné dans les feuilles de caractéristiques (1).

Dans certains cas particuliers, par exemple pour un nombre élevé de thyristors à déclencher simultanément, on utilise une impulsion lumineuse (voir VI, § C : *photothyristor*).

(1) SILEC : *Caractéristiques*, t. III.



Le Matériel Électrique S. W.

Pont de Graëtz triphasé 200 kW.

6 bras de pont ; 4 thyristors par bras (2 en série, 2 séries en parallèle).

D — Thyristors en parallèle

L'association de thyristors en parallèle, en vue d'augmenter la puissance fournie à une charge, est devenue moins fréquente depuis la fabrication de thyristors très puissants, atteignant $I_{er} = 250$ A par unité.

On ne monte donc en parallèle que des thyristors très puissants et on alimente trois groupes en triphasé pour éviter de déséquilibrer les phases du réseau industriel.

I. — ÉQUILIBRAGE STATIQUE ET DYNAMIQUE DES COURANTS DANS LES THYRISTORS

Examinons les différentes causes d'inégale répartition du courant total, puis comment on y remédie.

a) Déséquilibres dus à la dispersion des caractéristiques directes.

Deux thyristors débitant en parallèle ont la même tension aux bornes ; si leurs caractéristiques courant-tension ne sont pas identiques, les courants sont inégaux : $I_2 > I_1$ (fig. D-1). Le thyristor T_2 , de plus faible chute à courant égal, est celui qui débite le plus et s'échauffe le plus, ce qui peut augmenter le déséquilibre.

Remèdes :

— On réduit la plage de dispersion des chutes directes par un tri des thyristors.

Par exemple, un fabricant (1) indique pour ses thyristors 235 A (eff), la chute V_{TM} pour un courant donné :

Si $V_{TM} < 1$ volt, ou $V_{TM} > 1,5$ volt, les thyristors ne conviennent pas à la mise en parallèle.

Si $1 \text{ volt} < V_{TM} < 1,25$ volt (thyristors repérés par un point rouge) et si $1,26 \text{ volt} < V_{TM} < 1,5$ volt (repérage : point vert), les thyristors conviennent à la mise en parallèle. La plage de dispersion de la chute directe a été réduite à 0,25 volt.

— Mise en série avec chaque thyristor d'une petite résistance r (fig. D-2). Les caractéristiques de chute directe des dérivationes deviennent T'_1 et T'_2 (fig. D-1) ; on constate que

$$I'_2 - I_1 < I_2 - I_1,$$

le déséquilibre a diminué au prix d'une chute accrue.

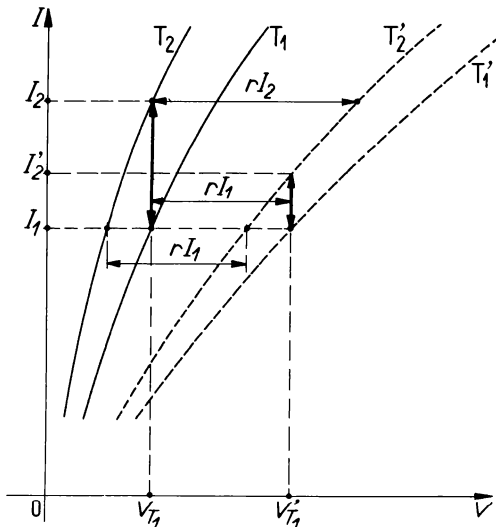


FIG. D-1. — Caractéristiques T_1 , T_2 des thyristors, puis T'_1 , T'_2 avec résistances d'équilibrage r . Construction : $V'_{T1} = V_{T1} + r I_1$.

— Montage des thyristors en parallèle sur un radiateur commun.

Le thyristor qui débite le plus est celui qui s'échauffe le plus ; le déséquilibre peut être augmenté et la température maximale de jonction dépassée. On y remédie en montant les thyristors sur un même échangeur de chaleur qui égalise leurs températures.

b) Déséquilibres dus au montage mécanique et aux connexions.

Les résistances correspondantes peuvent ne pas être négligeables ; on les égalise par une disposition symétrique (fig. D-2 : le courant total I arrive d'un côté mais repart de l'autre...).

En outre, cette symétrie uniformise les inductances L des branches, ainsi que leurs inductances mutuelles M qui interviennent pendant l'amorçage et le désamorçage.

c) Résultats obtenus.

Avec les précautions indiquées, le déséquilibre est inférieur à $\pm 10 \%$. Par exemple, pour $I = 600$ ampères et $n = 3$ thyristors en parallèle (fig.D-2),

on aurait $I_1 = I_2 = I_3 = \frac{I}{3} = 200$ ampères pour un équilibrage parfait ;

en pratique, I_1, I_2, I_3 seront compris dans l'intervalle $200 \pm 200 \cdot 0,10$, donc entre 180 et 220 ampères.

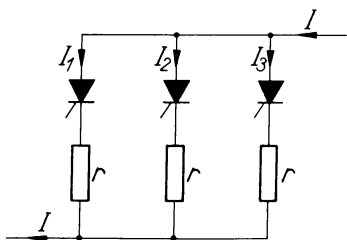


FIG. D-2. — Résistances d'équilibrage et disposition symétrique du montage.

2. — DÉCLENCHEMENTS SIMULTANÉS DE THYRISTORS EN PARALLÈLE

Si, par suite d'impulsions d'amplitude insuffisante ou à temps de montée trop grand, l'un des thyristors s'amorce avant les autres, il réduit leurs tensions anode-cathode à sa propre chute directe, rendant leur amorçage plus difficile, voire impossible.

Les thyristors les plus lents pourraient rester bloqués, tandis que les plus rapides seraient surchargés.

Les exigences de commande de thyristors en parallèle sont les mêmes que pour des thyristors en série (§ C) ; les impulsions de commande doivent être :

- de même origine (transformateur d'impulsions à n secondaires) ;
- d'amplitude la plus grande possible que supporte la gâchette ;
- à front raide (temps de montée $< 1 \mu s$).

EXERCICES DU CHAPITRE V

1. Un thyristor est protégé par un circuit RC série, avec une diode D en parallèle sur R pour court-circuiter cette résistance lorsque la tension entre anode et cathode est positive (fig. B-1). La charge étant une résistance pure R_L , on applique à l'instant $t = 0$ une tension d'alimentation constante E , positive.
- 1° Sachant que la capacité propre du thyristor est négligeable devant C , établir l'équation différentielle de la tension $v(t)$ aux bornes du thyristor.
- 2° Exprimer, en fonction de E , R_L et C , le taux maximal $\left(\frac{dv}{dt}\right)_M$ de variation de v .
Application numérique: $E = 480$ volts ; $R_L = 50$ ohms ; $C = 0,32 \mu F$: calculer $\left(\frac{dv}{dt}\right)_M$.
- 3° Le condensateur C étant complètement chargé, une impulsion de commande commute le thyristor de l'état bloqué à l'état passant : calculer une limite supérieure de l'intensité instantanée du courant de décharge de C à travers le thyristor, sachant que $R = 22$ ohms.

Réponses : 1° $R_L C \frac{dv}{dt} + v = E$.

$$2^\circ \left(\frac{dv}{dt}\right)_M = \left(\frac{dv}{dt}\right)_0 = \frac{E}{R_L C} = 40 \text{ V}/\mu\text{s}.$$

$$3^\circ 21,8 \text{ A}.$$

2. n thyristors de même type sont en série, chacun d'eux étant muni d'une résistance d'équilibrage statique R_s en parallèle. On se propose de calculer une valeur $R_{s \max}$ de R_s , connaissant : la tension inverse de crête V_{RWM} (tension instantanée maximale applicable aux bornes de chaque thyristor) ; le courant inverse de crête I_{RM} (maximal) ; la tension inverse maximale V_m appliquée par le montage à l'ensemble des thyristors ; la tolérance $\alpha = \left| \frac{\Delta R_s}{R_s} \right|$ sur les résistances employées.

- 1° Tracer le schéma dans le cas le plus défavorable pour calculer $R_{s \max}$ aux bornes du thyristor T_1 .
- 2° Établir l'expression de $R_{s \max}$.
- 3° Que devient cette expression lorsqu'on impose à la tension inverse de ne pas dépasser aV_{RWM} , a étant un facteur inférieur à 1 ?
 Utiliser cette dernière expression pour l'application numérique : $n = 5$; $a = 0,90$; $\alpha = 5\%$; $V_{RWM} = 600$ volts ; $V_m = 2400$ volts. Calculer $R_{s \max}$.
 Que trouverait-on pour $\alpha = 0$ et quel serait l'avantage ?

Réponses : 1° $(1 + \alpha) R_{s \max}$ aux bornes de T_1 , $(1 - \alpha) R_{s \max}$ pour T_2, \dots, T_n . $I_R = 0$ pour T_1 ; I_{RM} dans tous les autres.

$$2^\circ R_{s \max} = \frac{1}{I_{RM}} \left[\frac{V_{RWM}}{1 + \alpha} - \frac{V_m - V_{RWM}}{(n-1)(1-\alpha)} \right].$$

3° Remplacer V_{RWM} par aV_{RWM} .

$$4^\circ R_{s \max} = 8,3 \text{ k}\Omega ; R_{s \max} = 25 \text{ k}\Omega \text{ (dissipation moindre).}$$

3. n thyristors sont disposés en série, chacun en parallèle avec un circuit RC série de protection ; R est shuntée par une diode lorsque la tension entre anode et cathode est positive (fig. B-1).

Ces thyristors sont en série avec une résistance de charge R_L et un générateur de tension constante E . On applique des impulsions de commande simultanées aux n gâchettes à l'instant $t = 0$.

Pour déterminer l'ordre de grandeur de C , on se place dans les conditions les plus défavorables pour le thyristor le plus lent T_1 , qui n'a pas encore commuté alors que tous les autres sont devenus conducteurs en un temps supposé nul. On désigne par t_0 le temps d'amorçage de T_1 et on se donne V_{\max} , tension maximale admissible pour les thyristors de ce type, dans l'état bloqué.

- 1° Quel est, pour le générateur, le schéma équivalent au montage, entre les instants 0 et t_0 lorsqu'on suppose le courant à l'état bloqué nul dans T_1 ? Quelle est la tension aux bornes de C à l'instant 0 ?
- 2° Établir l'équation différentielle de la tension $v(t)$ aux bornes du condensateur et trouver sa solution.
- 3° En déduire une valeur minimale de C (qui permettra d'adopter une valeur raisonnable, compte tenu du fait qu'une capacité trop grande endommagerait le thyristor en s'y déchargeant lorsqu'il s'amorce).
- 4° *Application numérique* : $n = 5$; $V_{\max} = 1\ 000$ volts ; $R_L = 50\ \Omega$; $E = 2\ 400$ volts ; $t_0 = 5\ \mu\text{s}$; calculer C_{\min} .

Réponses : 1° R_L et C en série ; $\frac{E}{n}$.

$$2^\circ v = E \left(1 - \frac{n-1}{n} e^{-\frac{t}{R_L C}} \right).$$

$$3^\circ C_{\min} = \frac{t_0}{R_L \ln \left(\frac{n-1}{n} \frac{E}{E - V_{\max}} \right)}.$$

4° **0,32 μF .**

4. Mêmes questions qu'au problème précédent, mais en remplaçant la tension v par la surtension u ($u = v - \frac{E}{n}$), et V_{\max} par $U_{\max} = 520$ volts.

Réponses : 2° $R_L \frac{du}{dt} + u = \frac{n-1}{n} E$; $u = \frac{n-1}{n} E \left(1 - e^{-\frac{t}{R_L C}} \right)$.

$$3^\circ C = \frac{t_0}{R_L \ln \frac{(n-1) E}{(n-1) E - n U_{\max}}}.$$

4° **0,32 μF .**

5. Un montage redresseur triphasé comporte par phase 2 thyristors T_1 et T_2 en parallèle, du type $I_{e\pi} = 235$ A. Ces thyristors débitent, pendant un tiers de chaque période (réglage de phase sur charge R, L), des courants rectangulaires.

1° Quel est le courant moyen maximal I_{moy} d'un thyristor ? (Ce résultat sera donné avec 3 chiffres significatifs.) Quelle serait l'intensité continue maximale I_{Cmax} dans la charge si T_1 et T_2 étaient identiques et utilisés au maximum de leurs possibilités ?

2° En réalité, T_1 présente une chute moindre que T_2 : quels sont les courants I_1 de T_1 , I_2 de T_2 , pendant leurs débits, sachant que T_1 est utilisé au maximum de ses possibilités et que le courant continu dans la charge est $I_C = 780$ A ?

Les courants I_C, I_1, I_2 conservent leurs valeurs dans les questions suivantes.

3° Calculer la valeur commune r des deux résistances à placer en série, l'une avec T_1 , l'autre avec T_2 pour obtenir le partage ci-dessus, sachant que les chutes directes sont alors $V_{T_1} = 1,04$ volt pour T_1 et $V_{T_2} = 1,24$ volt pour T_2 .

4° Calculer : la puissance dissipée dans T_1 et T_2 ; la puissance dissipée dans les résistances r .

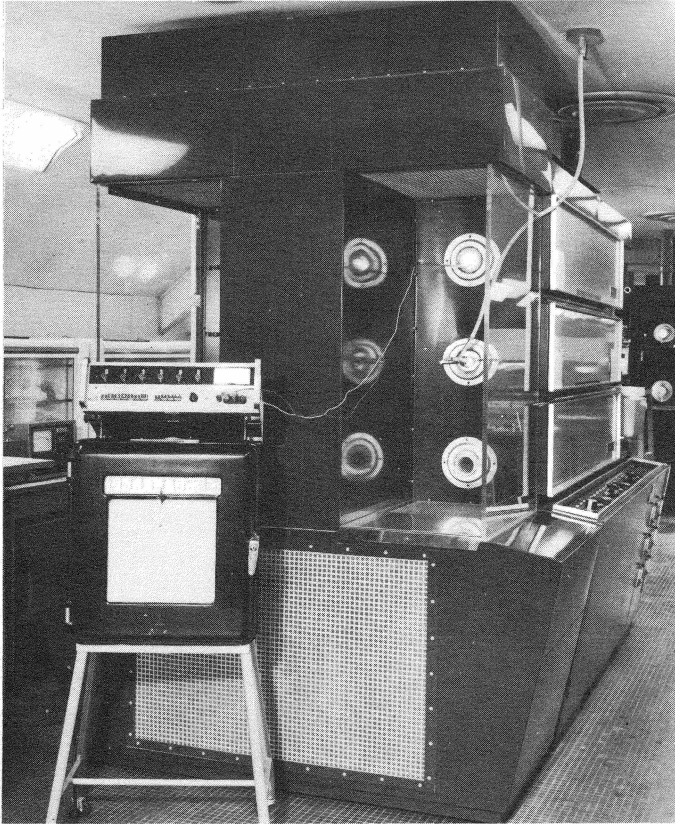
Réponses : 1° $I_{moy} = \frac{I_{e\pi}}{\sqrt{3}} = 136$ A ; $I_{Cmax} = 816$ A.

2° $I_1 = 408$ A ; $I_2 = 372$ A.

3° $r = \frac{V_{T_2} - V_{T_1}}{I_1 - I_2} = 5,56$ m $\Omega \approx 5,6$ m Ω .

4° 295 W ; 565 W.





Four de diffusion à trois étages (Usine de Villejuif).

Cliché A.B.C.-SILEC.

VI — AUTRES TYPES DE SOUPAPES CONTROLÉES

Des semiconducteurs à plusieurs couches P et N alternées, de structures plus complexes que le thyristor classique, le remplacent avantageusement dans certains rôles ou étendent son domaine d'application :

- Le **TRIAC** (**tri**ode **alt**ernating **c**urrent) est un contacteur statique bidirectionnel à une seule gâchette ; équivalent à deux thyristors en parallèle inverse,

il a pour avantages : simplification des circuits de commande, économie sur le nombre des composants dans les circuits, accroissement de la fiabilité.

- Le **thyristor à blocage par la gâchette** (1) s'amorce, comme le thyristor classique, par une impulsion positive de gâchette et, en outre, se bloque par une impulsion *négative* ; c'est donc un contacteur statique complet à commande par gâchette.
- Le **photothyristor** s'amorce sous l'action de la lumière.
- Des semiconducteurs plus récents et plus complexes sont bidirectionnels ou blocables ; des recherches sont poursuivies pour mettre au point des semiconducteurs à la fois bidirectionnels et blocables par la gâchette.

A — Triac

I. — CONSTITUTION (Fig. A-1)

Pour simplifier, nous considérerons le triac comme une structure $P_1N_1P_2N_2$ de thyristor classique dans lequel la borne B_1 serait la cathode (reliée à la couche N_2), la borne B_2 l'anode (reliée à P_1), G la gâchette (reliée à N_3), mais avec les modifications suivantes :

- B_1 est aussi reliée à la couche P_2 ;
- B_2 est aussi reliée à une couche supplémentaire N_4 ;
- G est aussi reliée à une couche supplémentaire N_3 .

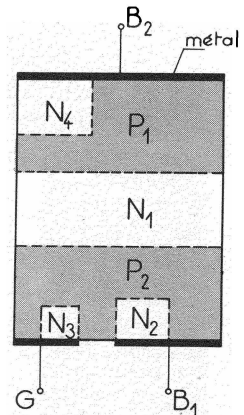


Fig. A-1. — **Structure du triac.** La borne 1 (B_1) est celle qui est située à la même extrémité que la gâchette G.

La structure $P_2N_1P_1N_4$ constitue donc un second thyristor disposé en parallèle inverse avec le thyristor $P_1N_1P_2N_2$.

(1) En France, thyristor à GCO (gain de courant à l'ouverture) est un nom déposé par la Société SILEC ; il est connu aux États-Unis sous le nom de *gate turn-off switch* (GTO) (commutateur à blocage par la gâchette) ou *gate controlled switch* (GCS).

La caractéristique tension-courant est symétrique (fig. A-2). Pour abrégier, nous appellerons :

- T le thyristor $P_1N_1P_2N_2$ d'anode B_2 , de cathode B_1 ;
- T' le thyristor $P_2N_1P_1N_4$ d'anode B_1 , de cathode B_2 .

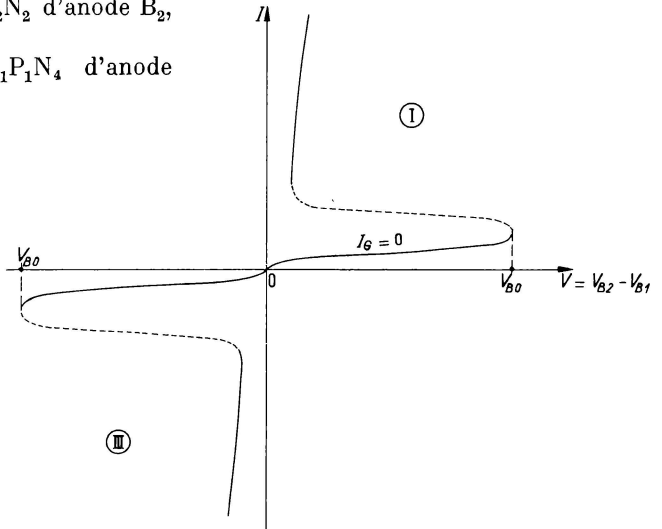
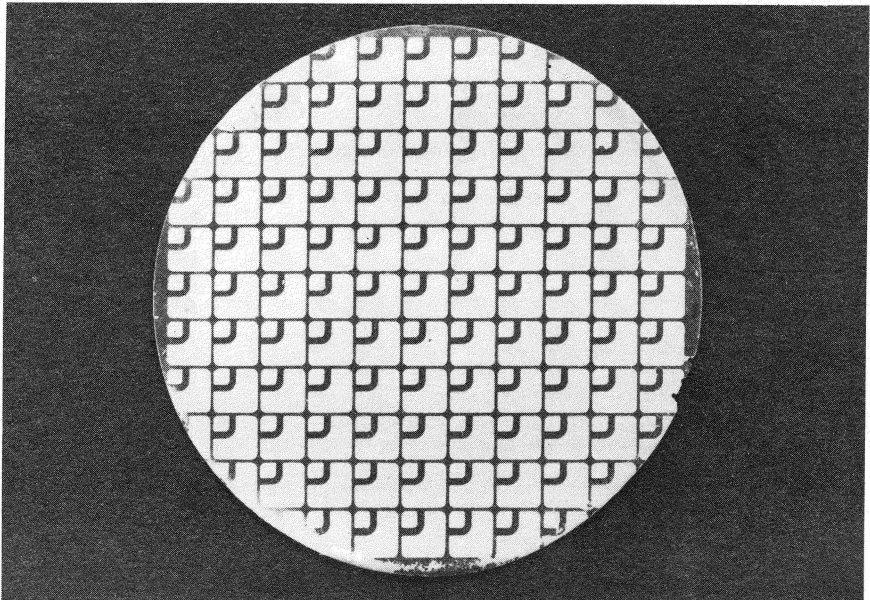


FIG. A-2.



Tranche d'alternistors (triacs).

Cliché A.B.C.-SILEC.

2. — AMORÇAGE DE T PAR UNE IMPULSION POSITIVE DE GACHETTE, DE T' PAR UNE IMPULSION NÉGATIVE

Le circuit de commande est connecté entre G et B₁.

a) $V_{B2} > V_{B1}$: amorçage du thyristor T par une impulsion positive de gâchette (fig. A-3).

Le thyristor T est sous tension directe ; faisons passer un courant de gâchette positif (entrant par G) : T s'amorce comme le fait un thyristor classique (type P, processus décrit au chapitre I).

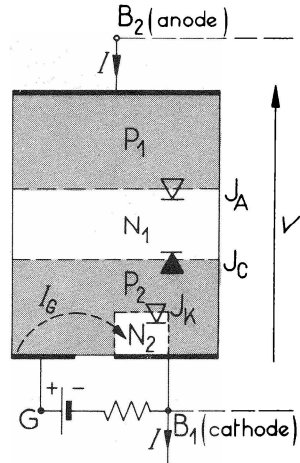


FIG. A-3.

b) $V_{B1} > V_{B2}$: amorçage du thyristor T' par une impulsion négative de gâchette (fig. A-4).

Lorsque $V_{B1} > V_{B2}$, le thyristor T est sous tension inverse et T' sous tension directe. Envoyons à la gâchette une impulsion négative : T', donc le triac, s'amorce.

Le processus de l'amorçage n'est plus celui d'un thyristor classique, puisque la gâchette n'est pas reliée à l'une des couches formant la jonction de commande J'c. Le courant de gâchette I_g entre par B₁, traverse la diode P₂N₃ dans le sens direct et provoque l'effondrement de la barrière de potentiel de J'c.

En effet, la diode P₂N₃ est traversée :

- par des trous, de P₂ vers N₃ ;
- par des électrons, de N₃ vers P₂.

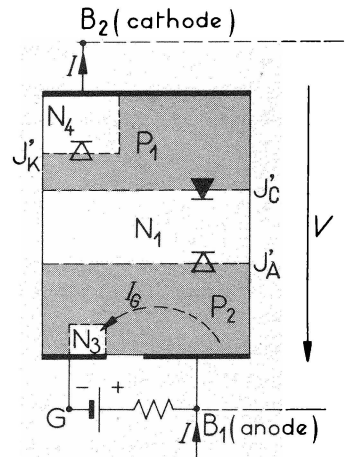
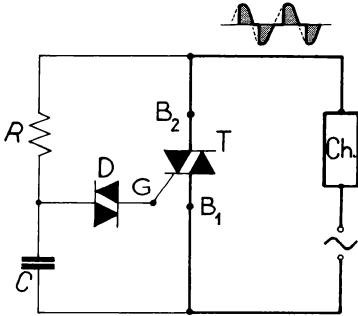


FIG. A-4.

Ces électrons diffusent à travers P₂ jusqu'à la jonction J'a qui les lance dans N₁ (action connue d'une jonction sur les porteurs minoritaires qui l'abordent) : il en résulte une diminution de la barrière de potentiel de J'a et par suite l'augmentation du courant de trous de P₂ vers N₁. Or, ce dernier courant est analogue à celui qu'injecterait une gâchette reliée à N₁ : ces trous sont captés par la jonction J'c, augmentent son courant de fuite et amorcent le thyristor T'.

c) **Le triac est un contacteur bidirectionnel** (fig. A-5).

On sait (chap. III) qu'un DIAC donne deux impulsions de sens inverses et déphasées de 180° , par période de la tension d'alimentation.



Dans le montage de la figure A-5 :

— l'impulsion *positive* de gâchette se produit lorsque $V_{B_2} > V_{B_1}$ et amorce la structure que nous avons nommée thyristor T ;

— l'impulsion *negative* se produit lorsque $V_{B_1} > V_{B_2}$ et amorce le thyristor T'.

Chaque thyristor se bloque à la fin de son alternance directe, de sorte qu'on obtient dans la charge le même courant qu'avec deux thyristors en parallèle inverse.

FIG. A-5. — Commande d'un triac par un diac.

Ces deux modes d'amorçage du triac sont notés :

- I (+), ce qui signifie *quadrant I* des caractéristiques tension-courant (fig. A-2) et impulsion *positive* de gâchette ; on peut aussi utiliser la notation $B_2 (+)$, $G (+)$.
- III (—), c'est-à-dire amorçage dans le *quadrant III* par une impulsion *negative* de commande ; ou encore $B_2 (-)$, $G (-)$.

3. — LES QUATRE MODES D'AMORÇAGE DU TRIAC

Les deux modes d'amorçage précédents sont ceux dont les processus ont été décrits aux paragraphes 2 a et 2 b ; ce sont les plus utilisés, mais il en existe deux autres :

- pour $V_{B_2} > V_{B_1}$, par une impulsion *negative* de gâchette (mode $B_2 +$, $G -$ ou I —) ;
- pour $V_{B_1} > V_{B_2}$, par une impulsion *positive* de gâchette (mode $B_2 -$, $G +$ ou III +).

Ces amorçages s'expliquent par une injection de porteurs — provoquée par I_g — au voisinage de la jonction sous tension inverse et un effondrement de sa barrière de potentiel (1).

Les oscillogrammes des figures A-6 à A-9 illustrent ces quatre modes d'amorçage.

Dans chaque cliché :

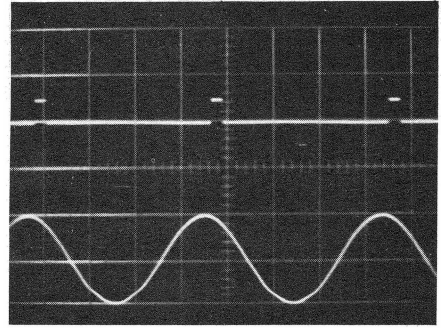
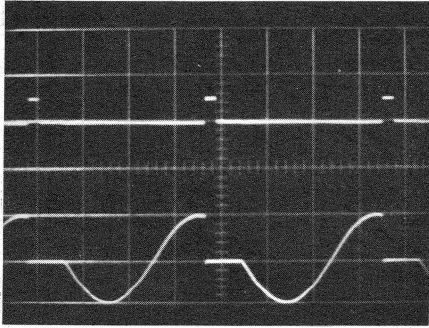
- en haut : l'impulsion de gâchette (5 volts par carreau) ;
- en bas : la tension d'alimentation (de valeur efficace : 117 volts).

Les impulsions utilisées sont d'amplitude minimale : en les diminuant, même de très peu, le triac ne s'amorçait plus.

On constate que le mode d'amorçage I (+) correspond à la plus faible impulsion de gâchette.

Le triac était du type 40 430 RCA.

(1) Nous ne donnons pas le détail des processus, ces deux modes étant moins utilisés que les précédents.



Clichés de l'auteur.

FIG. A-6. — **Mode d'amorçage I (+)** (ou $B_2 +$, $G +$).

A gauche : impulsion minimale d'amorçage.

A droite : impulsion d'amplitude légèrement plus petite (pas d'amorçage).

La courbe du bas est celle de la tension aux bornes du thyristor.

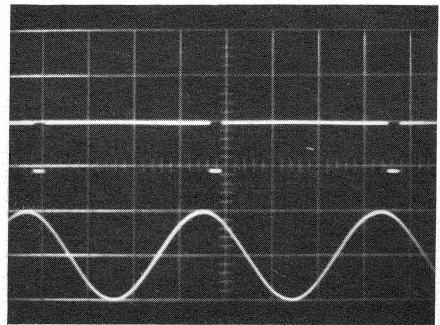
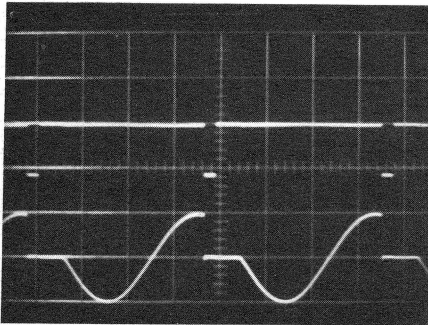


FIG. A-7. — **Mode d'amorçage I (-)** (ou $B_2 +$, $G -$).

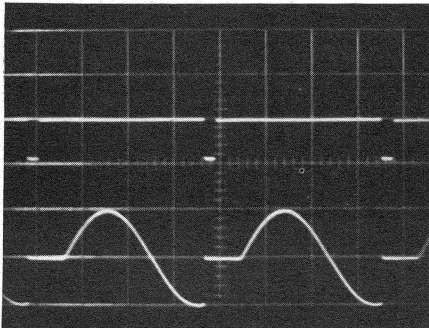


FIG. A-8.

Mode d'amorçage III (-) (ou $B_2 -$, $G -$).

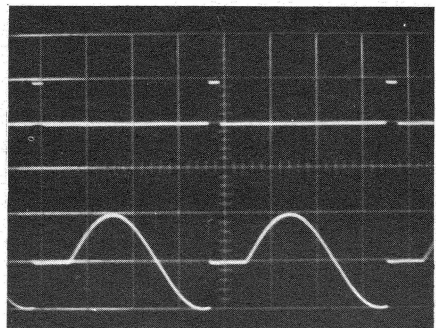


FIG. A-9.

Mode d'amorçage III (+) (ou $B_2 -$, $G +$).

4. — PROCÉDÉS DE COMMANDE DES TRIACS

Ils sont analogues à ceux des thyristors et nous en verrons quelques exemples au paragraphe suivant ; le diac et les autres diodes bilatérales à déclenchement sont particulièrement adaptées à la commande des triacs.

Notons trois différences importantes entre un triac et un contacteur à deux thyristors :

- Chaque thyristor dispose d'une demi-période pour se bloquer ; au contraire, le temps de blocage d'un triac doit être négligeable devant la demi-période, puisqu'il s'amorce deux fois par période. La fréquence de fonctionnement du triac est limitée à quelques centaines de hertz.
- *Charge inductive.* On sait que le courant se prolonge après l'inversion de la tension et qu'une tension inverse apparaît brutalement aux bornes du redresseur. Un thyristor ne peut s'amorcer par $\frac{dv}{dt}$ puisqu'il est sous tension inverse, mais un triac peut s'amorcer par $\frac{dv}{dt}$ sans attendre l'impulsion de gâchette ; pour éviter cet amorçage prématuré, on dispose un circuit RC en parallèle avec le triac : la charge de C diminue $\frac{dv}{dt}$; R évite la résonance avec L et le rebondissement (fig. A-10).

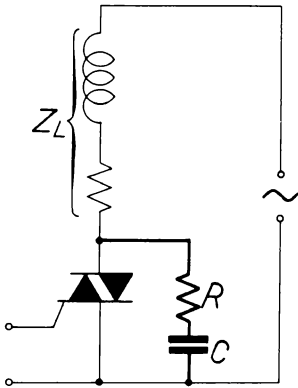


FIG. A-10. — **Charge Z_L inductive :** le circuit RC empêche l'amorçage par $\frac{dv}{dt}$.

- Le triac est autoprotégé contre les surtensions transitoires puisqu'il s'amorce dans les deux sens.

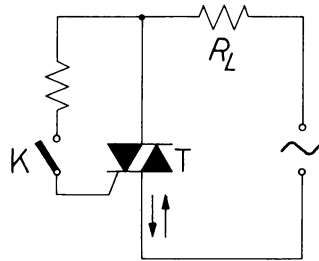


FIG. A-11. — **Exemple de contacteur statique.** L'interrupteur K , de faible puissance, peut être un interrupteur à contacts dans le vide, un interrupteur à bilame, un transistor.

5. — EXEMPLES D'APPLICATIONS

Elles sont très variées ; nous nous bornerons à quelques exemples.

a) Contacteurs statiques.

Ils permettent d'établir et d'interrompre un important courant alternatif à l'aide d'une commande à courant très faible dans le circuit de gâchette (fig. A-11).

On obtient le verrouillage du contacteur, par exemple avec le montage de la figure A-12 :

— En l'absence d'impulsion de commande, le triac ne s'amorce pas lorsqu'on applique la tension d'alimentation v : en effet, la charge R_L n'est pas traversée par un courant, donc G et B_1 sont au même potentiel, celui de M; pour la même raison, il n'existe aucun courant dans le circuit RC .

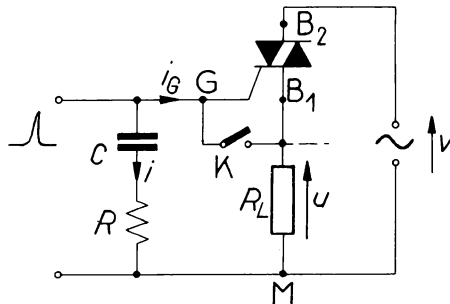


FIG. A-12. — Contacteur à verrouillage.

— Amorçons le triac par une impulsion unique d'origine extérieure : il continue de s'amorcer dans un sens puis dans l'autre grâce au circuit RC ; en effet, ce circuit est tel que $\frac{1}{C\omega} \gg R$, de sorte que le courant y est pratiquement en quadrature avec la tension u aux bornes de R_L . Ce courant, qui traverse la gâchette, est donc maximal lorsque u s'inverse (en passant par zéro) et il réamorç le triac.

— La fermeture de K supprime l'impulsion de gâchette et interrompt le courant alternatif dans la charge ; une impulsion extérieure redevient nécessaire.

Notons que, le courant de gâchette étant en quadrature avance sur u , l'impulsion positive de gâchette amorce le triac lorsque u est négative (mode $B_2 -$, $G +$ ou III $+$) et l'impulsion négative lorsque u est positive (mode $B_2 +$, $G -$ ou I $-$).

b) Redressement d'une alternance ou de l'alternance opposée.

Une charge en série avec un triac est traversée par des alternances de courant d'un certain sens lorsque la gâchette est positive, de sens opposé lorsque la gâchette est négative (fig. A-13); ce système a des applications dans les circuits logiques.

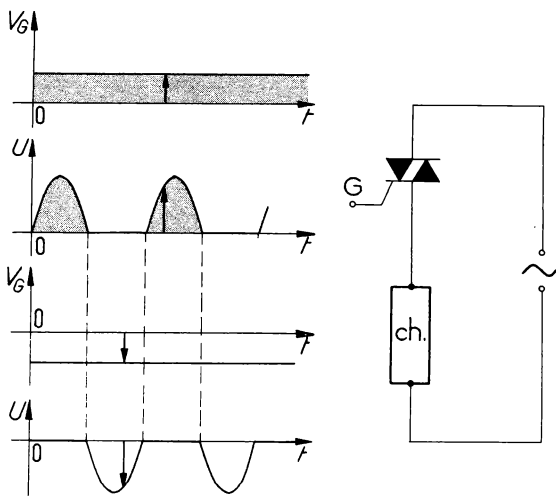


FIG. A-13.
Inversion du sens du courant dans une charge.

Chaque phase d'un redresseur biphasé à triacs fonctionne de la même façon, ce qui est utilisé pour commander le sens de rotation d'un moteur à courant continu en inversant le sens du courant d'induit (fig. A-14).

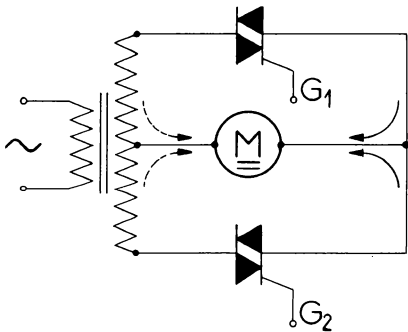


FIG. A-14. — Inversion du sens de rotation.

Pour V_{G1} et $V_{G2} > 0$, les courants circulent dans le sens des flèches pleines; pour V_{G1} et $V_{G2} < 0$, dans le sens des flèches en pointillés.

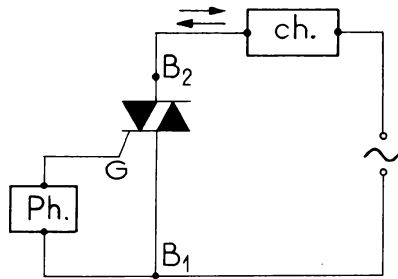


FIG. A-15.

Triac : réglage de puissance en alternatif.

Ph : circuit de commande de la phase de l'amorçage, c'est-à-dire de l'angle de retard.

c) Réglage de phase.

Comme pour un contacteur à thyristors, le réglage de phase procure au triac un angle de retard θ sur les deux alternances, et les montages à triac sont plus économiques.

Le schéma de principe de la commande est celui de la figure A-15. La figure A-5 a montré une commande par diac; au diac on peut substituer les autres éléments bidirectionnels de déclenchement (ch. III).

Ce circuit peut être amélioré pour obtenir un réglage plus stable, plus étendu et pour le cas des charges inductives.

Applications: gradateurs de lumière, gradateurs de puissance, variateurs de vitesse de moteurs...

d) Autres applications.

Les triacs servent à alimenter, à partir du secteur alternatif, les moteurs universels et les moteurs d'induction; ils peuvent remplacer dans de nombreuses applications deux thyristors en parallèle inverse avec l'économie d'un élément, d'un radiateur, d'un circuit de déclenchement (clignoteurs, commande de la température de fours, machines à souder...).

6. — EXEMPLE DE NOTICE

Il existe une grande variété de triacs dont les courants efficaces s'échelonnent d'une fraction d'ampère à 200 ampères et plus, pour des tensions inverses dépassant 1 000 volts.

Les notices de la page 121 sont celles d'un type « moyen ».

B — Thyristor à blocage par la gâchette

I. — DÉPLACEMENT DU POINT DE FONCTIONNEMENT DANS LE DIAGRAMME TENSION-COURANT A L'AMORÇAGE ET AU BLOQUAGE (fig. B-1)

Soit Δ la droite de charge, d'équation

$$V = V_0 - R_L I \quad (1)$$

où V_0 est la tension d'alimentation, V la tension entre anode et cathode du thyristor, R_L la résistance de charge parcourue par le courant I .

En l'absence de courant de gâchette I_G , le thyristor fonctionne au point D (état bloqué).

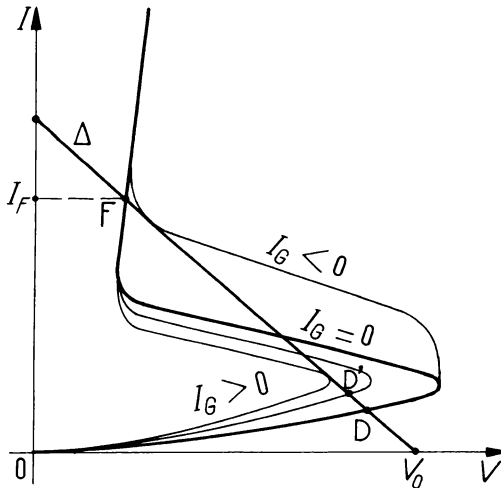


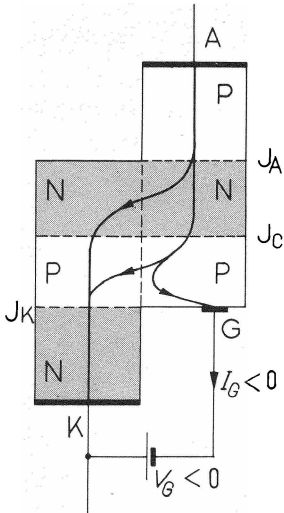
FIG. B-1.

a) Amorçage.

Un courant de gâchette *positif* déplace la caractéristique tension-courant vers la gauche et fait passer le point de fonctionnement en D'. Pour un courant I_G un peu plus grand, la caractéristique tension-courant devient tangente à Δ et le point de fonctionnement saute en F, seul point d'intersection de Δ et de la caractéristique : le thyristor a basculé de l'état bloqué à l'état conducteur (amorçage).

b) Blocage.

Un courant de gâchette *négatif* déplace au contraire la caractéristique vers la droite ; si I_G est suffisant, cette caractéristique est tangente à Δ et I_F est alors pratiquement le courant de maintien : pour un courant I_G supérieur au précédent, Δ ne coupe plus la caractéristique qu'au point D : le point de fonctionnement saute de F en D ; le thyristor a été bloqué.



En d'autres termes, le blocage consiste à dériver dans la gâchette une partie du courant d'une branche de la boucle de réaction des deux transistors imbriqués (ch. I) et qui sont saturés (fig. B-2); le blocage est réalisé lorsque le gain de boucle devient inférieur à 1.

Dans un thyristor classique, produire dans la gâchette un courant négatif suffisant pour le blocage dépasse les possibilités de cette électrode : un thyristor à blocage par la gâchette exige une construction particulière.

FIG. B-2. — Le courant de blocage I_G diminue le courant reçu par la jonction J_K .

2. — LE BLOCAGE PAR LA GACHETTE DÉPEND DES GAINS, VARIABLES AVEC L'INTENSITÉ, DES DEUX TRANSISTORS IMBRIQUÉS

Nous avons noté α le gain du transistor PNP, α' celui du transistor NPN (ch. I); lorsque ces transistors ne sont pas saturés, on a la relation (n° 2, ch. I) :

$$I_D = \frac{I_{RC} + \alpha' I_G}{1 - (\alpha + \alpha')} \quad (2)$$

où I_D est le courant du thyristor et I_{RC} le courant inverse de la jonction de commande (jonction médiane) J_C .

Or, l'intensité $I_G < 0$ qui assure le blocage est celle qui ramène les transistors juste à la limite de saturation; pour cette limite, J_C , jonction de collecteur des deux transistors, est sous tension nulle; son courant inverse I_{RC} est donc nul et la relation (2) se simplifie :

$$I_D = \frac{\alpha' I_G}{1 - (\alpha + \alpha')} = \frac{-\alpha' |I_G|}{1 - (\alpha + \alpha')} = \frac{\alpha' |I_G|}{(\alpha + \alpha') - 1}$$

Bien entendu, la notation I_D , réservée au courant à l'état bloqué, se confond dans ce cas avec I_F , courant après amorçage qu'il faut interrompre.

On appelle *gain en courant à l'ouverture* (G_{co}) le rapport $\frac{I_D}{|I_G|}$:

$$G_{co} = \frac{\alpha'}{(\alpha + \alpha') - 1} \quad (3)$$

Un thyristor est d'autant plus facile à bloquer par la gâchette que son G_{co} est plus grand; or, ce gain croît :

— Avec α' ; mais on est limité dans cette voie par des difficultés technologiques. D'ailleurs α' ne peut augmenter beaucoup.

— Lorsque $(\alpha + \alpha')$ décroît ; dans les thyristors à blocage par la gâchette, cette somme croît moins vite, en fonction du courant, que dans les thyristors classiques, de sorte qu'aux intensités à interrompre, $\alpha + \alpha'$ est peu supérieur à 1. G_{co} atteint de 10 à 25.

On a toujours $\alpha' > \alpha$; pour chercher un ordre de grandeur, admettons $\alpha' = 2 \alpha$ et $G_{co} = 15$; on trouve :

$$G_{co} = \frac{2 \alpha}{3 \alpha - 1} = 15 ; \alpha \approx 0,35 ; \alpha' \approx 0,70 ; \alpha + \alpha' \approx 1,05.$$

L'allure des courbes α et α' en fonction du courant direct est donnée par la figure B-3 ; l'échelle des courants correspond à une unité arbitraire qui augmente avec la puissance du thyristor.

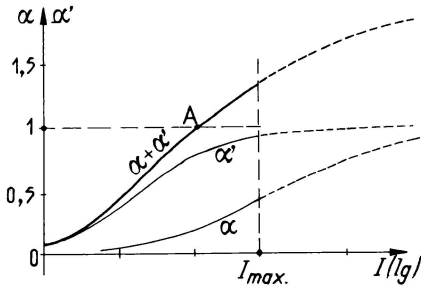


FIG. B-3. — Thyristor à blocage par la gâchette : α et α' croissent plus lentement avec I que pour un thyristor classique. A : point d'amorçage où $\alpha + \alpha' = 1$.

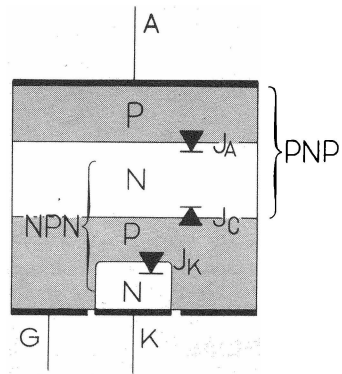


FIG. B-4.

3. — FABRICATION

On part d'une plaquette de silicium monocristallin type N et on y forme les deux couches P simultanément, par diffusion de bore, d'aluminium ou de gallium.

Une seconde diffusion (phosphore) forme la couche N de cathode dans l'une des couches P, après masquage et découpage d'une fenêtre (fig. B-4).

La fabrication en série exige des opérations très précises ; par exemple : la régulation de la température des fours est assurée à 1°C , pour des températures de l'ordre de $1\ 200^\circ \text{C}$; on règle les gains à la valeur désirée, après la seconde diffusion, à l'aide de trempes thermiques ou par diffusion de certaines impuretés (or, platine)...

La figure B-4 montre que :

- la couche de cathode est étroite. En effet (fig. B-2), la gâchette doit drainer les charges sur toute la surface de la jonction J_K , ce qui devient impossible au-dessus d'une certaine largeur de la couche de cathode ;
- la base du transistor NPN est moins épaisse que celle du transistor PNP, ce qui explique $\alpha' > \alpha$.

4. — APPLICATIONS

Alimentation par une source continue. C'est dans ce cas que le thyristor à blocage par la gâchette trouve ses applications les plus importantes ; il évite en effet le circuit de blocage du thyristor classique. C'est un *commutateur* utilisé dans des relais, des multivibrateurs, des convertisseurs statiques continu-alternatif ou continu-continu, destinés au réglage de vitesse des moteurs, à divers contrôles de courant (excitation...), à des générateurs de haute tension...

Alimentation en alternatif. On peut obtenir une fraction quelconque d'alternance de sinusoïde, alors que le thyristor classique ne se bloque qu'à la fin de l'alternance ; toutefois cette propriété ne semble pas appliquée pour le moment.

5. — EXEMPLE DE NOTICE (voir p. 125.)

C — Photothyristor

La photoconduction et l'effet photovoltaïque sont étudiés dans *Semiconducteurs*, Première partie, ainsi que les photorésistances et les photodiodes ; le photothyristor peut remplacer avantageusement ces deux dispositifs dans les montages de *détection* (alarme, sécurité...), de *commande* (relais, déclenchements simultanés de thyristors en série...), et dans les *circuits logiques opto-électroniques*.

I. — PRINCIPE

Le photothyristor (1) est construit comme un thyristor classique et en possède les caractéristiques et les propriétés ; en particulier, il est amorçable par sa gâchette. En outre, le boîtier est muni d'une fenêtre transparente à la lumière et au proche infrarouge : les photons incidents créent dans le silicium des paires électron-trou. Si le photothyristor est sous tension directe, la jonction de commande J_c est sous tension inverse et happe les porteurs *minoritaires* qui l'abordent pour les projeter de l'autre côté de cette jonction : le courant inverse de J_c est donc augmenté, les gains α et α' des transistors imbriqués augmentent ; pour une énergie incidente suffisante, le photothyristor s'amorce (revoir ch. I, § B 2).

REMARQUE. — De même, au thyristor à deux gâchettes (*silicon controlled switch*, SCS), correspond le LASCS (*light activated silicon controlled switch*). Les symboles graphiques des deux dispositifs sont ceux de la figure C-1.

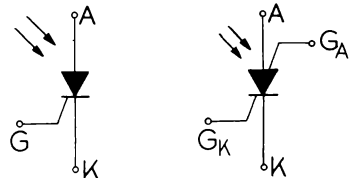


Fig. C-1. — **Photothyristor (LASCR) et photothyristor à deux gâchettes (LASCS).** G_K : gâchette de cathode ; G_A : gâchette d'anode.

(1) En anglais : light activated silicon controlled rectifier (LASCR).

2. — SENSIBILITÉ AU RAYONNEMENT

La sensibilité d'un photothyristor augmente avec la longueur d'onde jusque vers $1 \mu\text{m}$ et décroît ensuite ; il est donc plus sensible au proche infrarouge qu'à la lumière visible et au proche ultraviolet.

Le spectre d'émission d'une lampe à filament de tungstène, sous tension normale, présente un maximum pour une longueur d'onde de l'ordre de 1 à $1,2 \mu\text{m}$ et convient donc bien pour la commande d'un photothyristor.

L'éclairement minimal provoquant l'amorçage est de l'ordre de quelques milliwatts par centimètre carré.

L'éclairement de la fenêtre d'un photothyristor dépend de l'intensité lumineuse de la lampe et de la distance lampe-thyristor ; on dispose donc de ces deux paramètres pour régler l'éclairement à la valeur convenable. Lorsqu'il est nécessaire d'utiliser une source lumineuse de faible puissance, on peut faire converger la lumière sur la fenêtre à l'aide d'une lentille.

3. — EXEMPLES D'APPLICATIONS

Lorsqu'on utilise l'amorçage par la lumière, la gâchette est réunie à la cathode par une résistance.

a) Relais à photothyristor (fig. C-2).

Il y a séparation électrique entre le circuit d'entrée et le circuit de charge.

Si la tension d'alimentation V_0 est *continue*, le relais est verrouillé : après une impulsion lumineuse L , la charge est alimentée jusqu'à la suppression de V_0 .

Si V_0 est une tension *alternative*, l'amorçage doit être renouvelé à chaque période (impulsions de commande ou faisceau lumineux constant) ; la charge est parcourue pendant une seule alternance par période.

L'alimentation d'une charge « continue » à partir d'une tension alternative exige un pont de diodes (fig. C-3). Le même montage peut alimenter une charge « alternative » en série avec l'alimentation du pont.

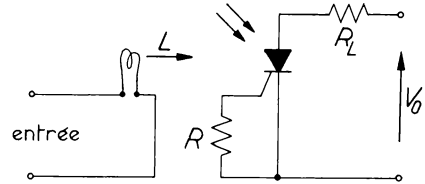


FIG. C-2. — Relais à photothyristor. V_0 : tension d'alimentation.

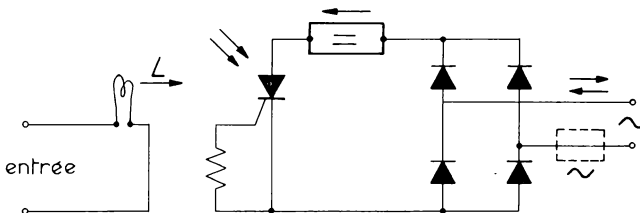


FIG. C-3. — Relais à deux alternances.

A droite, en pointillé, position d'une charge traversée par un courant alternatif.

De tels relais peuvent assurer des mises en marche ou des arrêts automatiques (sécurité), compter des objets...

b) Déclenchement, par photothyristor, d'un thyristor puissant.

Dans un système d'alarme par interruption d'un faisceau lumineux, on peut utiliser le montage de la figure C-4. Tant que le photothyristor PT est éclairé, la gâchette G et la cathode K du thyristor T présentent une différence de potentiel insuffisante pour amorcer T ; lorsque PT est bloqué, G est alimentée à travers R et T s'amorce.

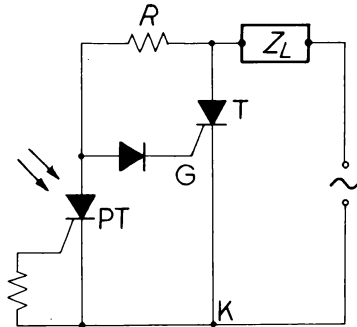


FIG. C-4. — Relais bloqué par la lumière.

Notons qu'en disposant PT entre R et G, le relais serait au contraire bloqué en l'absence de lumière.

c) Déclenchement, par photothyristors, de thyristors en série.

On dispose des thyristors en série lorsque la tension d'alimentation est supérieure à la tension inverse maximale d'un thyristor. Les déclenchements des thyristors en série doivent être simultanés, sinon des dépassements de tension se produisent sur les plus lents à s'amorcer.

Pour déclencher simultanément des thyristors en série, on peut munir chacun d'eux d'un photothyristor d'amorçage, tous les photothyristors étant déclenchés simultanément par un même faisceau lumineux. (L'amorçage par la lumière est utilisé dans les redresseurs-onduleurs pour le transport de l'énergie en courant continu ; les hautes tensions employées nécessitent la mise en série de plusieurs dizaines de thyristors.)

d) Autres applications.

Les photothyristors interviennent dans des relais répondant à des exigences diverses (à simple coup, à largeur d'impulsion de sortie réglable...) en association avec d'autres semiconducteurs comme le transistor unijonction.

D — Soupapes contrôlées plus récentes

Des dispositifs à 5 ou 6 couches P ou N sont analogues au triac ou au thyristor blocable par la gâchette ; des recherches sont en cours pour créer de nouveaux dispositifs à la fois bidirectionnels et blocables par la gâchette.

EXEMPLE DE DISPOSITIF ANALOGUE AU TRIAC : LE BISWITCH (1)

La figure D-1 montre les différentes couches. La gâchette est du côté de l'anode 1.

Amorçage à anode 2 positive (par rapport à A_1). Il suffit d'appliquer une tension positive à la gâchette : la jonction J_1 est alors polarisée en direct et le thyristor $P_2N_2P_1N_1$ s'amorce, bien que la couche P_1 shunte N_1 .

Amorçage à anode 2 négative. Dans ce cas, la jonction J_3 est polarisée en inverse. Si l'on rend la gâchette négative, un courant parcourt la couche P_1 de A_1 vers G et une partie de ce courant diffuse à travers J_2 , puis est happé par la jonction J_3 ; les couches $P_1N_2P_2$ se comportent donc comme un transistor dont le courant de collecteur renforce le courant qui traverse la jonction J_4 et le thyristor $P_1N_2P_2N_3$ bascule à l'état passant.

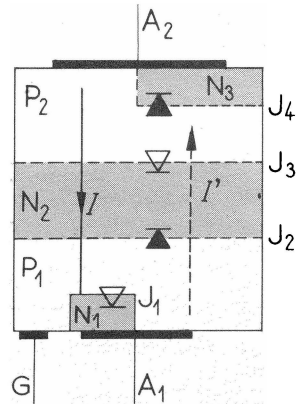


FIG. D-1. — Coupe d'un biswitch.

I : courant du thyristor $P_2N_2P_1N_1$; I' : courant du thyristor $P_1N_2P_2N_3$.

Le déclenchement est obtenu à l'aide d'une diode bilatérale, d'un tube au néon..., comme pour un triac.

EXERCICES DU CHAPITRE VI

1. Un triac, alimenté par une tension alternative $v = V_m \cos x$ (où $x = \omega t$) est amorcé avec le même angle de retard θ pour les deux alternances de v : exprimer, en fonction de θ et V_m , la tension efficace U_{eff} appliquée à la charge.

On néglige la chute de tension dans le triac.

Application numérique : $V_m = 220 \sqrt{2}$ volts : calculer U_{eff} pour $\theta = 60^\circ$ et $\theta = 90^\circ$.

Réponses : $U_{eff} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\theta}{\pi} + \frac{\sin 2\theta}{2\pi}}$; 197 volts, 155 volts.

(1) Société Transitron ; 1966.

2. Un triac étant commandé par un diac (fig. A-5), on dispose une diode entre une extrémité de R et un point intermédiaire de façon à obtenir l'angle de retard θ_1 sur une alternance de la tension d'alimentation $v = V_m \sin x$ et l'angle de retard θ_2 sur l'autre alternance. La charge est une résistance pure. Calculer en fonction de V_m , θ_1 et θ_2 :

1° La tension moyenne U_{moy} aux bornes de la charge.

2° La tension efficace U_{eff} aux bornes de la charge.

3° *Application* : $V_m = 220 \sqrt{2}$; $\theta_1 = 90^\circ$; $\theta_2 = 60^\circ$: calculer U_{moy} et U_{eff} .

Réponses : 1° $U_{\text{moy}} = \frac{V_m}{2\pi} (\cos \theta_1 - \cos \theta_2)$.

$$2^\circ U_{\text{eff}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\theta_1 + \theta_2}{2\pi} + \frac{\sin 2\theta_1 + \sin 2\theta_2}{4\pi}}$$

3° **23,6 volts ; \approx 188 volts.**

3. Un thyristor à blocage par la gâchette est en série avec une source continue d'alimentation E et une charge inductive R , L ; lorsqu'il conduit, il s'établit dans le circuit un courant constant I . Une diode Zéner D_z , de tension de Zéner $V_z > E$, est mise en parallèle avec ce thyristor pour le protéger des surtensions dues à l'inductance L , lorsqu'un courant de gâchette bloque le thyristor. Dans toutes les questions, pour trouver plus aisément des ordres de grandeur, on néglige R .

1° Tracer le schéma du montage.

2° Une impulsion de gâchette bloque le thyristor ; calculer :

a) Le taux de variation $\frac{di}{dt}$ du courant.

b) La durée t_0 de disparition du courant (temps de récupération).

c) Le courant moyen I_{moy} entre 0 et t_0 et l'énergie W_z dissipée dans D_z .

d) Vérifier que W_z est la somme de l'énergie W_L emmagasinée dans la bobine et de l'énergie W_E fournie par la source.

e) *Application numérique* : $E = 30$ volts ; $V_z = 100$ volts ; $L = 2,5$ mH ;

$I = 1,0$ ampère : calculer $\frac{di}{dt}$, t_0 , W_z .

Réponses : 2° $\frac{di}{dt} = -\frac{V_z - E}{L} = -2,8 \cdot 10^4$ A/s ; $t_0 = \frac{I}{\left|\frac{di}{dt}\right|} = 35,7$ μ s ;

$$I_{\text{moy}} = \frac{I}{2} ; W_z = V_z \frac{I}{2} t_0 = 1,785 \text{ mJ} \approx 1,8 \text{ mJ} ;$$

$$W_L + W_E = \frac{I}{2} (LI + Et_0) = \frac{I}{2} V_z t_0.$$

4. Un thyristor à blocage par la gâchette T_B est alimenté par un générateur de f. é. m. continue E . La charge R, L est inductive ; pour calculer les ordres de grandeur demandés, on néglige R . Après déblocage, T_B débite le courant constant I . Pour protéger T_B , on dispose en parallèle entre anode et cathode : un condensateur C , une diode de récupération D (en parallèle avec C).

1° Tracer le schéma du montage.

2° A l'ouverture de T_B (instant 0), L se décharge dans C : calculer la surtension U_C aux bornes de T_B et l'époque t_1 à laquelle elle est atteinte.

3° C se décharge ensuite dans L et on admet, pour simplifier, que L reprend l'énergie $W_L = \frac{1}{2} LI^2$; quel est ensuite le rôle de D ? A quelle époque t_0 l'énergie a-t-elle été dissipée ?

4° *Application numérique* : $E = 30$ volts ; $L = 2,5$ mH ; $C = 47$ nF ; $I = 1,0$ A : calculer U_C, t_1, t_0 .

Réponses : 2° $U_C \sim I \sqrt{\frac{L}{C}} = 230$ volts ; $T = 2 \pi \sqrt{LC} = 67,3 \mu\text{s}$

$$t_1 = \frac{T}{4} \approx 17 \mu\text{s}.$$

$$3^\circ t_0 = \frac{T}{2} + \frac{LI}{E} = 117 \mu\text{s}.$$

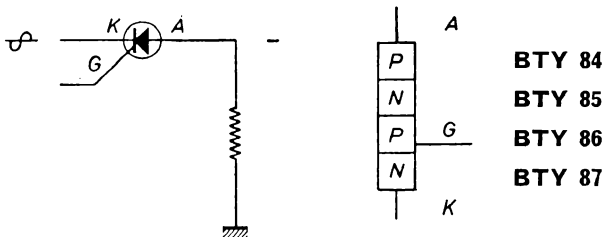


***FEUILLES
DE NOTICES***

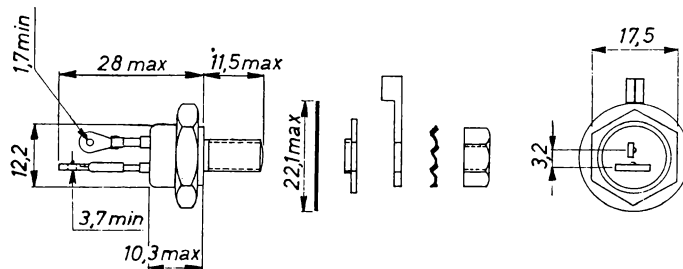
THYRISTORS
AU SILICIUM
N-P-N-P
 (Applications de puissance)

Série IO A
100 à 400 V

**DISPOSITION DES ÉLECTRODES
 ET ENCOMBREMENT**



Polarité : Anode au boîtier



Cotes en mm

Diamètre du trou dans le radiateur : 8,5 mm max.

Couple de serrage : max 34 cm/kg

min 17 cm/kg

pour assurer une bonne conduction thermique.

Série IO A

100 à 400 V

THYRISTORS
AU SILICIUM
N-P-N-P
 (Applications de puissance)

VALEURS A NE PAS DÉPASSER

(Limites absolues)

	BTY 84	BTY 85	BTY 86	BTY 87	
V_{RW}	max 100	200	300	400	V (1)
V_{RS} (durée max 5 ms).....	max 150	300	400	500	V (1)
V_{FDM}	max 100	200	300	400	V
V_{off} sinusoïdale ...	max 70	140	210	280	V
V_{FDS}	max 500	500	500	500	V
I_{FAV} (Voir pages 6146 et 6147).....	max 10	10	10	10	A
I_{FS} (Voir page 6151) ..	max 120	120	120	120	A
I_{RR}	max 20	20	20	20	A (2)
P_{GFS}	max 5	5	5	5	W
P_{GAV}	max 0,5	0,5	0,5	0,5	W
V_{GFS}	max 10	10	10	10	V
V_{GRS}	max 5	5	5	5	V
I_{GFS}	max 2	2	2	2	A

Résistance thermique entre la jonction et le boîtier K_{J-tb} : 2,5 °C/W

Température de fonctionnement - 40 à + 100 °C (1)

Température d'emmagasinage - 40 à + 125 °C

Fréquence d'utilisation jusqu'à 400 Hz

(1) Pour une tension de gâchette négative ou nulle seulement, et pour une résistance thermique totale < 11 °C/W.

(2) Pendant la durée de reprise de contrôle de la gâchette (t_{off}).

CARACTÉRISTIQUES

à $T_J = 100$ °C

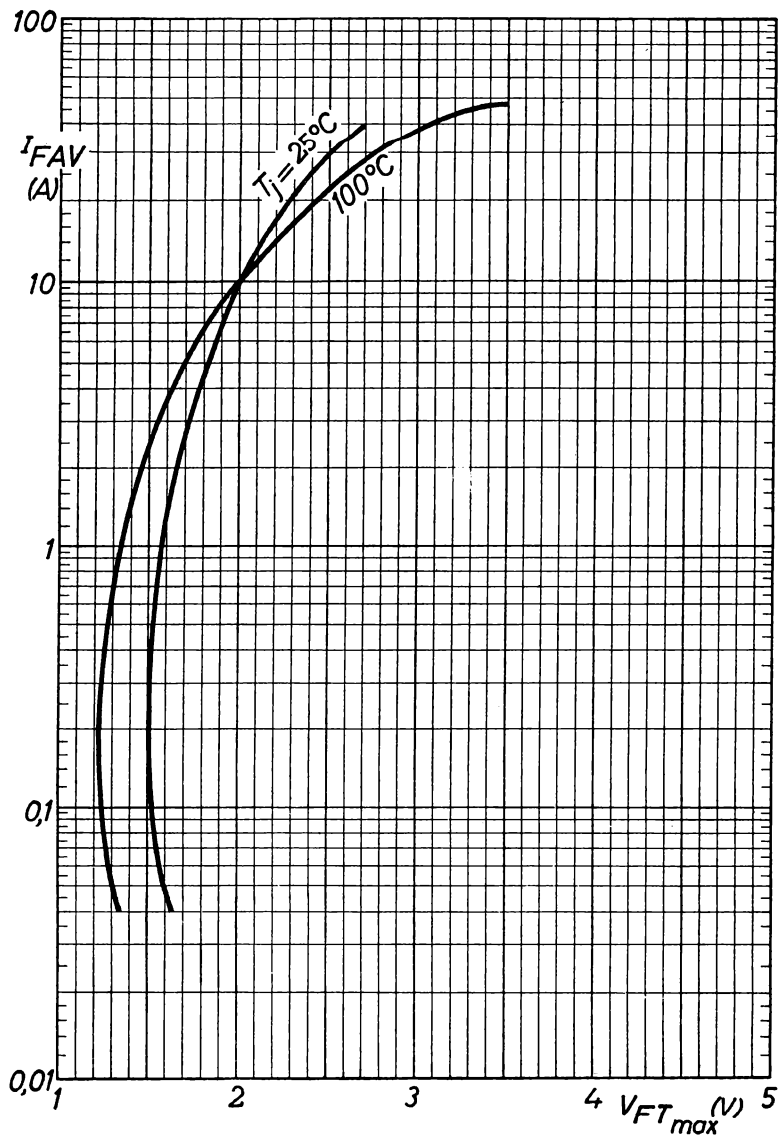
	BTY 84	BTY 85	BTY 86	BTY 87	
I_R (à V_{RW}).....	max 12,5	6	5	4	mA (1)
I_{FD} (à V_{FD}).....	max 12,5	6	5	4	mA (1)
V_{FT} (à I_{FAV} 10 A et α 180°).....	max 1,25	1,25	1,25	1,25	V (2)
I_H	20	20	20	20	mA
V_{GT} } Voir pages V_{GNT} } 6148 et 6149	min 3,5	3,5	3,5	3,5	V
I_{GT} } I_{GF} (à $V_G = 1,5$ V).	max 0,3	0,3	0,3	0,3	mA
	min 50	50	50	50	mA
	10	10	10	10	mA
t_{on} ($t_d + t_r$) } t_d } t_r } t_{off} }		1 à 4,5	0,5 à 1,5	0,5 à 3	μ s
			10 à 20		μ s

(1) Courant de fuite, direct ou inverse, pendant un cycle $\alpha = 180^\circ$. Voir page 6151 pour les valeurs maximales instantanées.

(2) Valeur moyenne pour $\alpha = 180^\circ$.

**THYRISTORS
AU SILICIUM
N-P-N-P**
(Applications de puissance)

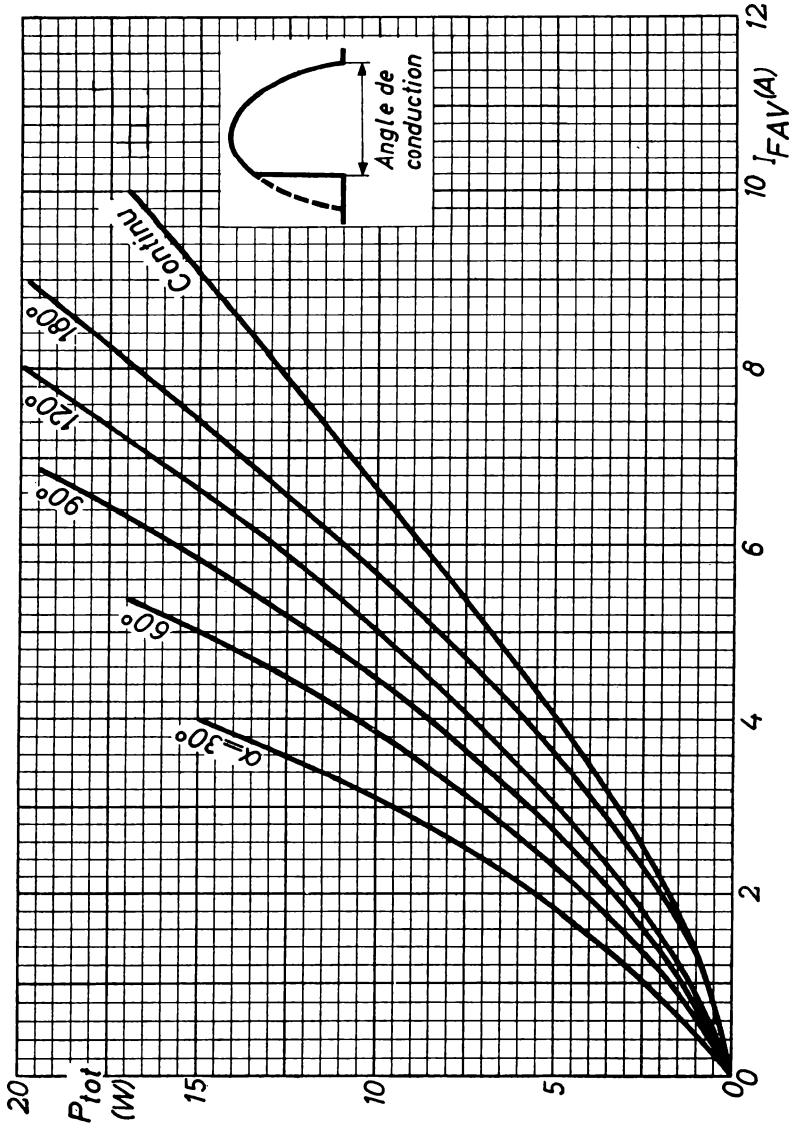
Série IO A
100 à 400 V



Caractéristiques directes à $T_j = 25^\circ\text{C}$ et 100°C

**THYRISTORS
AU SILICIUM
N-P-N-P
(Applications de puissance)**

**Série IO A
100 à 400 V**

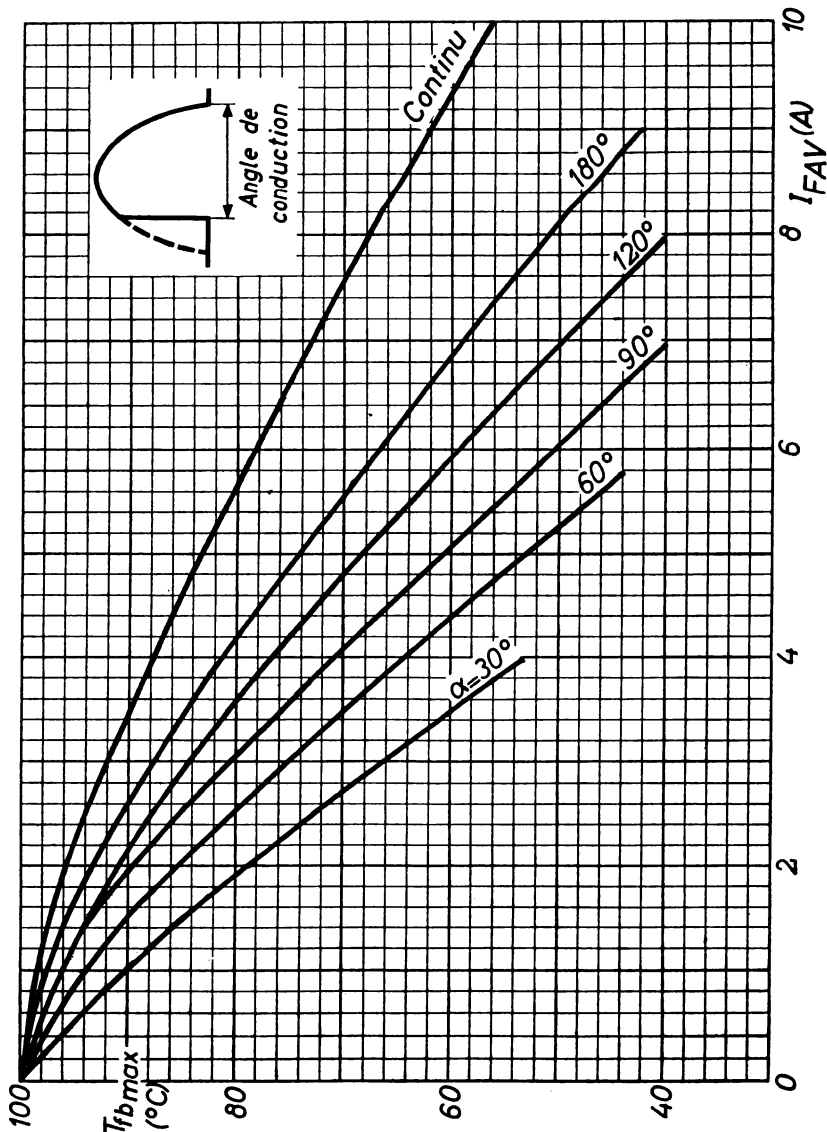


Puissance dissipée maximale en fonction du courant moyen direct et de l'angle de conduction α , en régime sinusoïdal

Série IO A

100 à 400 V

THYRISTORS
AU SILICIUM
N-P-N-P
 (Applications de puissance)

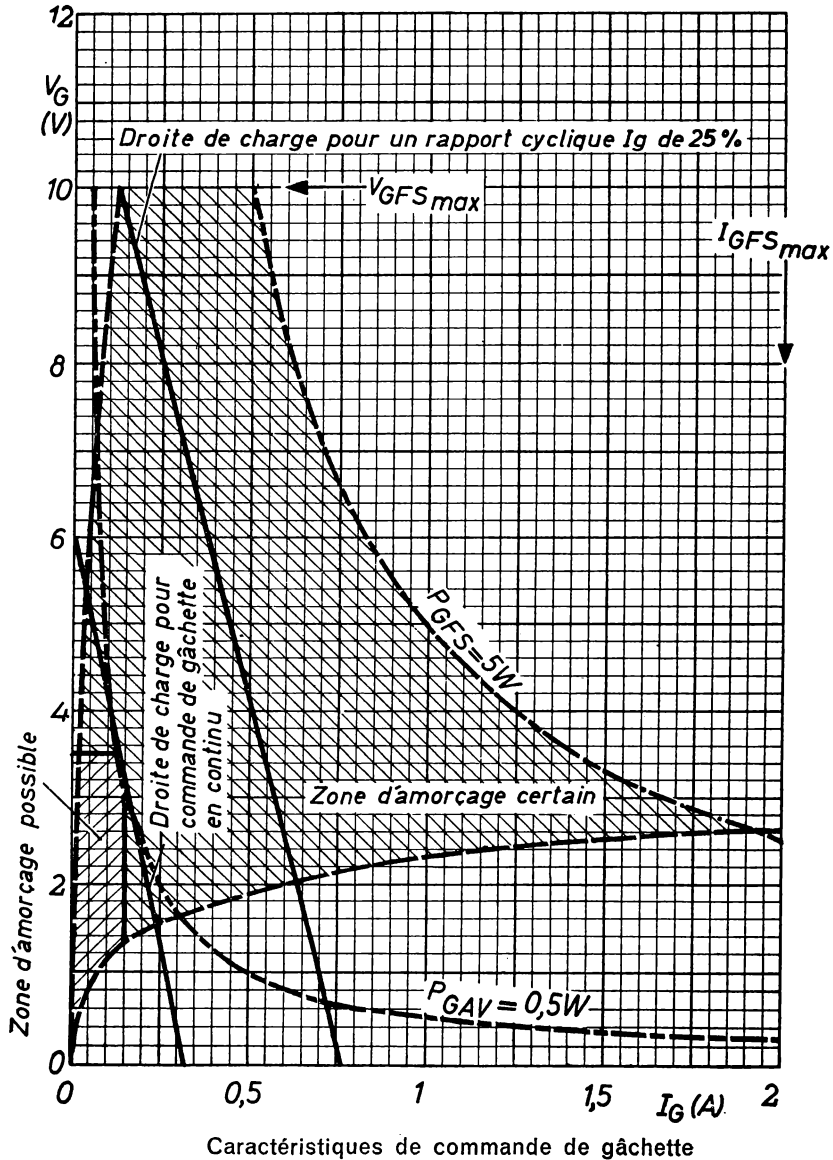


Températures maximales admissibles du fond du boîtier pour circuits continus ou 1,3 ou 6 phases 50 à 400 Hz et pour des charges résistives ou inductives

Série IO A

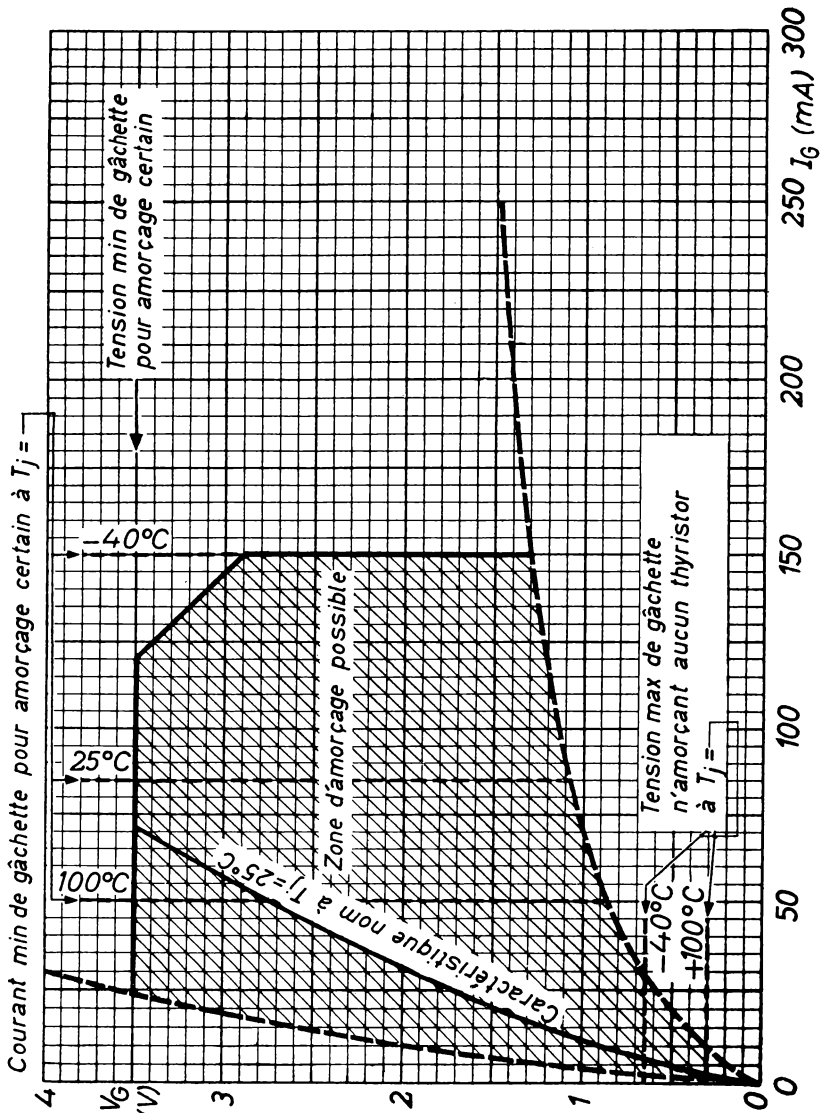
100 à 400 V

THYRISTORS
AU SILICIUM
N-P-N-P
(Applications de puissance)



**THYRISTORS
AU SILICIUM
N-P-N-P
(Applications de puissance)**

**Série IO A
100 à 400 V**

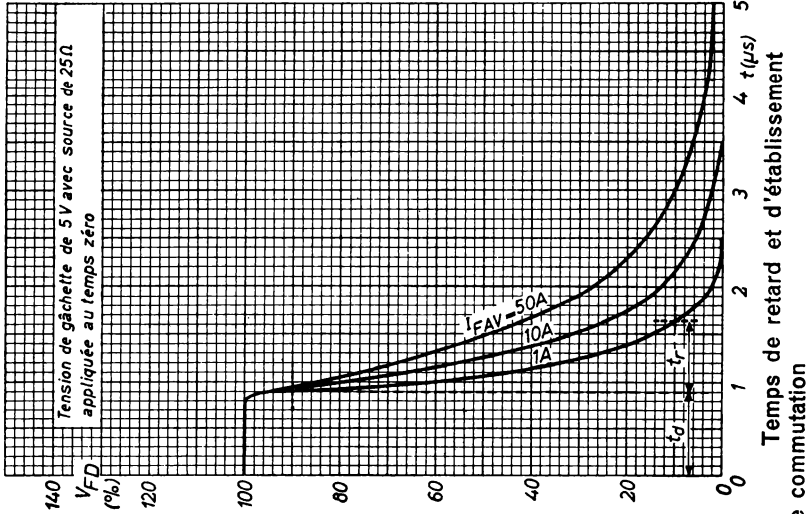


Caractéristiques de commande de gâchette

Série IO A

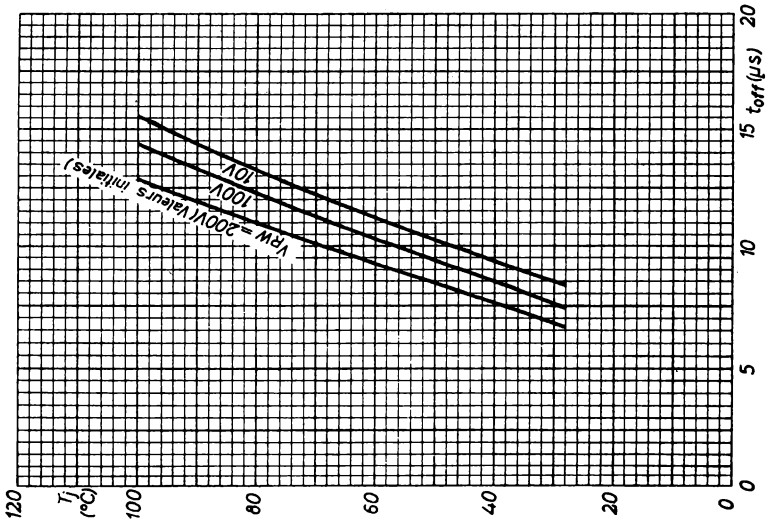
100 à 400 V

THYRISTORS
AU SILICIUM
N-P-N-P
 (Applications de puissance)



Temps de retard et d'établissement

Caractéristiques de commutation

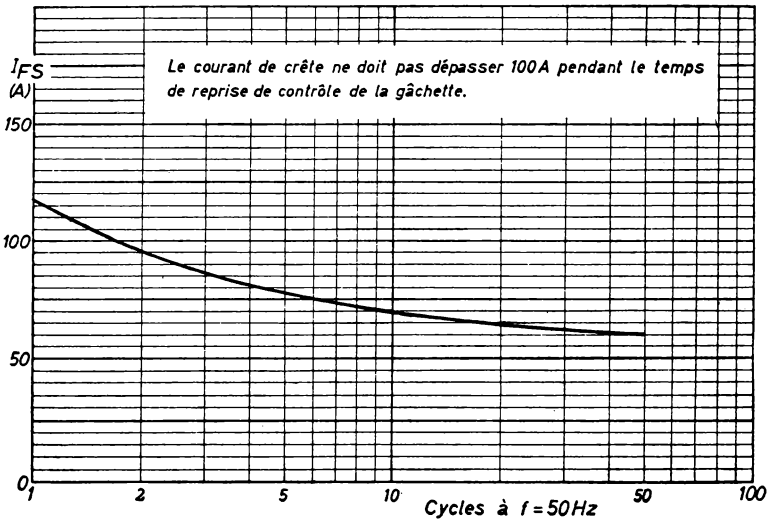
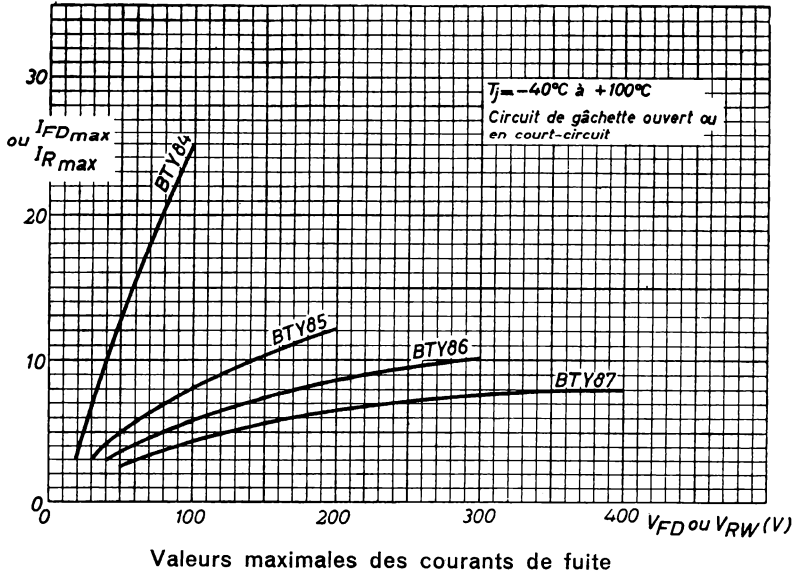


Temps de reprise de contrôle de gâchette

Caractéristiques de commutation

**THYRISTORS
AU SILICIUM
N-P-N-P
(Applications de puissance)**

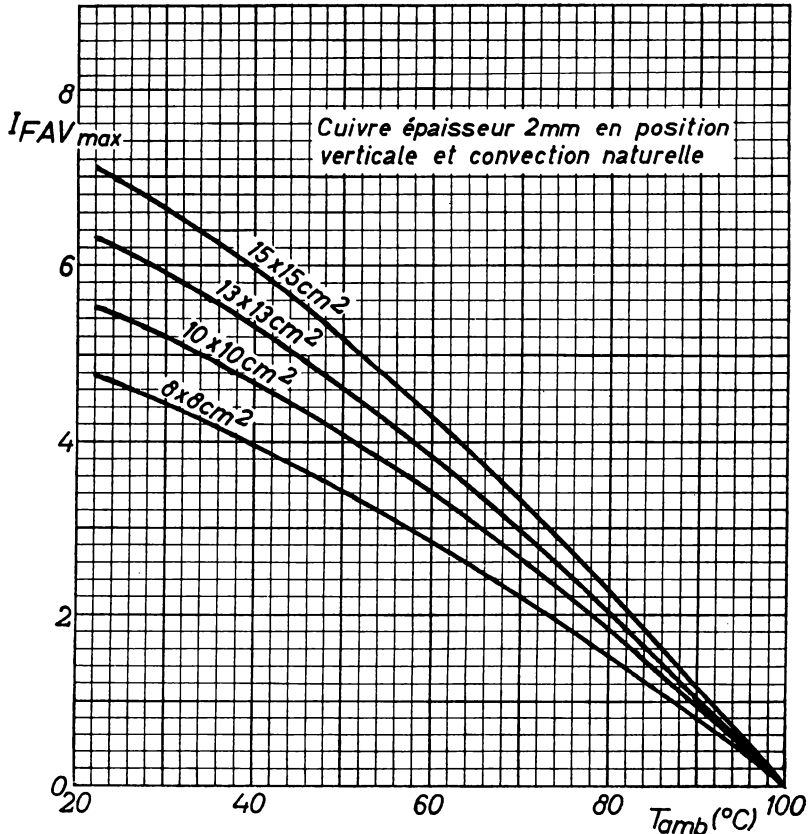
**Série IO A
100 à 400 V**



Série IO A

100 à 400 V

THYRISTORS
AU SILICIUM
N-P-N-P
 (Applications de puissance)



Courant direct maximal pour différentes surfaces de refroidisseurs en fonction de la température ambiante

Les valeurs de I_{FAVmax} sont données pour des charges résistives ou inductives, pour des fréquences de 50 à 400 c/s et pour un angle de conduction $\alpha = 180^\circ$.

Pour d'autres valeurs de α , multiplier I_{FAVmax} par :

DC	: 1,4
120°	: 0,91
90°	: 0,82
60°	: 0,72
30°	: 0,58

SILEC

SEMI-CONDUCTEURS

THYRISTORS Série TT

235 A eff

TYPES

TT 205 - TT 210 - TT 220 - TT 230 - TT 240 - TT 250

TT 260 - TT 270 - TT 280 - TT 290

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Technologie : Silicium entièrement diffusé

Refroidissement : par conduction (voir courbes)

Couple de serrage : 2,5 m A N

CARACTÉRISTIQUES THERMIQUES

Température ambiante de stockage :

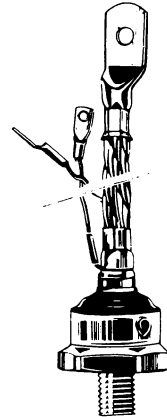
— 40°C à + 150°C

Température du boîtier de fonctionnement :

— 40°C à + 125°C

Résistance thermique jonction-boîtier :

0,2°C/W (valeur typique)



Échelle : 1/3

Boîtier : S 204

Masse : 320 g

Marquage : n° du type sur le corps du thyristor

VALEURS LIMITES D'UTILISATION à t_j : 25°C

Courant efficace à l'état passant (pour tous les angles de conduction), I_{Teff} : 235 A

Courant de pointe répétitif à l'état passant, I_{TRM} : 1 100 A

Courant non répétitif de surcharge accidentelle à l'état passant, I_{TSM} (10 ms) : 3 200 A

TYPES		TT 205	TT 210	TT 220	TT 230	TT 240	TT 250	TT 260	TT 270	TT 280	TT 290	
Tension de crête à l'état bloqué	V_{DWM}	50	100	200	300	400	500	600	700	800	900	V
Tension inverse de crête	V_{RWM}											
Tension inverse de pointe non répétitive	V_{RSM}	100	150	300	400	500	600	700	800	900	1000	V

TT_235 A eff

CARACTÉRISTIQUES DE GACHETTE (Valeurs maximales)

- | | | |
|--|--|-----------------------------------|
| — Puissance P_G : 6 W | | — Tension directe V_{FG} : 10 V |
| — Courant direct de pointe I_{FGM} : 5 A | | — Tension inverse V_{RG} : 5 V |

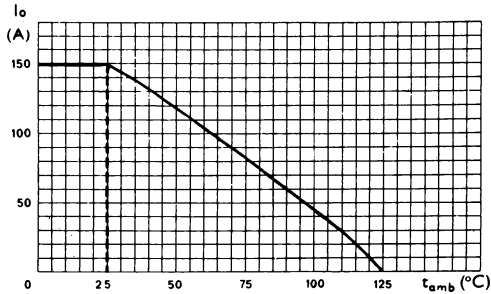
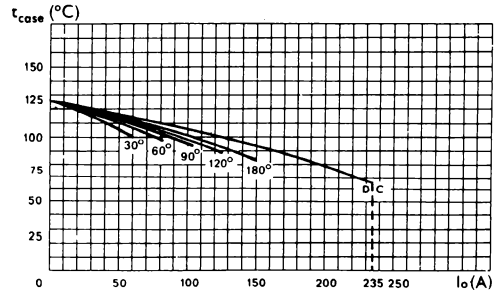
CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES à t_j : 25°C sauf spécification contraire

Désignation	Conditions de mesures	Symboles	Valeur			Unité
			min	typ	max	
Courant de gachette d'amorçage	$V_{ali} = 50 \text{ V}$ $R_L = 50 \Omega$ Dur. de l'impul. $\geq 20 \mu\text{s}$	I_{GT}		100	500	mA
Tension d'amorçage par la gachette	$V_{ali} = 50 \text{ V}$ $R_L = 50 \Omega$ $t_j = 25^\circ \text{C}$ $t_j = 125^\circ \text{C}$	V_{GT}	0,2	1	3	V
Courant de maintien	$V_{ali} = 24 \text{ V}$ gachette déconnectée	I_H		100		mA
Tension de crête à l'état passant	$I_{TM} (10 \text{ ms}) = 450 \text{ A}$	V_{TM}		1,4	1,7	V
Courant de crête à l'état bloqué = courant inverse de crête	$V_{DWM} = V_{RWM}$ $t_j = 125^\circ \text{C}$	I_{DM} I_{RM}		15	25	mA
Temps d'amorçage par la gachette	$I_T = 50 \text{ A}$ $I_G = 1 \text{ A}$	t_{gt}		5		μs
Temps de désamorçage par commutation du circuit	$I_T = 100 \text{ A}$ $V_{ali} = 24 \text{ V}$ $t_j = 125^\circ \text{C}$	t_q		50		μs
Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué	Mesure à 60 % de V_{DWM} $t_j = 125^\circ \text{C}$	$\frac{dv}{dt}$	50	100		V/ μs
Vitesse critique du courant à l'état passant		$\frac{di}{dt}$	20	100		A/ μs

TT_ 235 A eff

Courbe 1

Température maximale de boîtier en fonction du courant moyen à l'état passant en monoalternance pour différents angles de conduction.

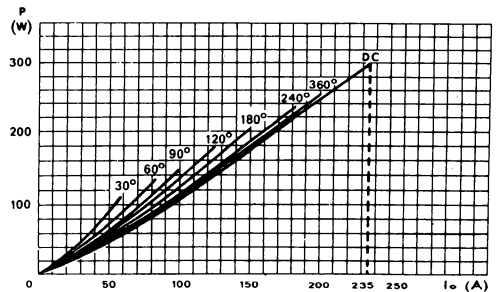


Courbe 2

Courant moyen à l'état passant en monoalternance avec un angle de conduction de 180° en fonction de la température ambiante. (thyristor monté sur convecteur TVF 100 (ventilé 6 m/s) de $R_{th} = 0.16$ °C/W)

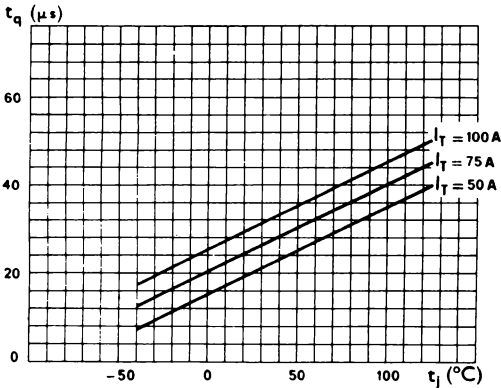
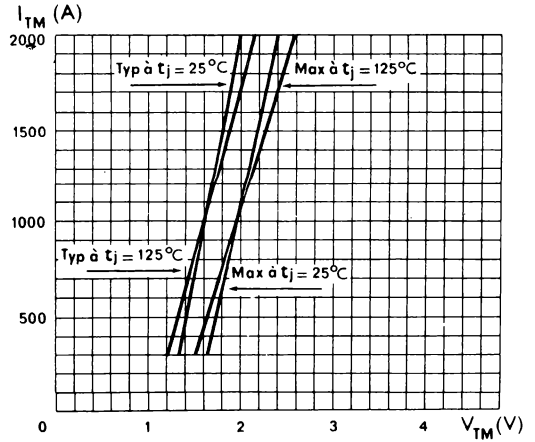
Courbe 3

Puissance dissipée en fonction du courant moyen à l'état passant en monoalternance pour différents angles de conduction (valeurs typiques)



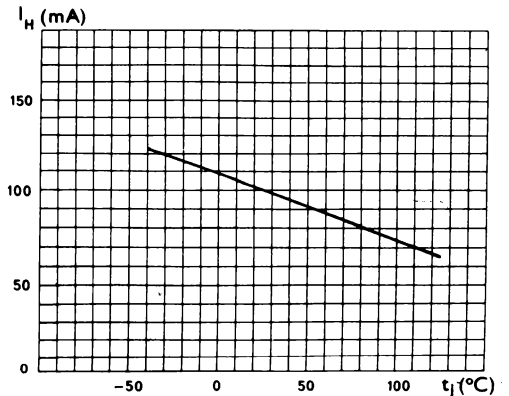
TT_235 A eff

Courbe 4
 Courant de crête en fonction de la tension de crête à l'état passant.



Courbe 5
 Temps de désamorçage par commutation du circuit en fonction de la température de jonction et du courant à l'état passant (valeurs typiques).

Courbe 6
 Courant de maintien en fonction de la température de jonction (valeurs typiques).





ALTERNISTOR TRAL

10 A eff

TYPES

TRAL 120 - TRAL 220

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Technologie : Silicium entièrement diffusé

Refroidissement : par conduction

CARACTÉRISTIQUES THERMIQUES

Température ambiante de stockage :

- 40° C à + 125° C

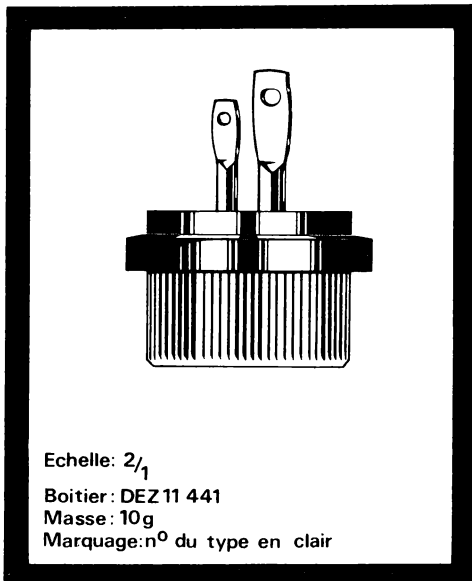
Température du boîtier de fonctionnement :

- 40° C à + 100° C

Résistance thermique jonction-boîtier :

3° C/W (valeur maximale)

2,5° C/W (valeur typique)

VALEURS LIMITES D'UTILISATION à t_j : 25° CCourant efficace à l'état passant (pour tous les angles de conduction), $I_{T\text{eff}}$: 10 A

Courant de pointe répétitif à l'état passant,

 I_{TRM} : 20 A

Courant non répétitif de surcharge accidentelle à l'état passant,

 I_{TSM} (10 ms) : 60 A

TYPES		TRAL 120	TRAL 220	
Tension de crête à l'état bloqué	V_{DWM}			
	=			
Tension inverse de crête	V_{RWM}	300	500	V

TRAL-10 A eff**CARACTÉRISTIQUES DE GACHETTE** (Valeurs maximales)Puissance $P_G \pm 1 \text{ W}$ Tension directe $V_{FG} \pm 10 \text{ V}$ Courant direct de pointe $I_{FGM} \pm 2 \text{ A}$ Tension inverse $V_{RG} \pm 5 \text{ V}$ **CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES à $t_j : 25^\circ \text{ C}$ sauf spécification contraire**

DESIGNATION	CONDITIONS DE MESURES		SYMBOLES	Valeur			UNITE
				min	typ	max	
Courant de gâchette d'amorçage	$V_{ali} = 12 \text{ V}$ $R_L = 33 \Omega$ Dur. de l'impul. $\geq \mu\text{s } 30$		I_{GT}		± 50	± 100	mA
Tension d'amorçage par la gâchette	$V_{ali} = 12 \text{ V}$ $R_L = 33 \Omega$	$t_j = 25^\circ \text{ C}$ $t_j = 100^\circ \text{ C}$	V_{GT}	$\pm 0,3$	$\pm 1,5$	± 3	V
Tension de crête à l'état passant	$I_{TM} (10 \text{ ms}) = 18 \text{ A}$		V_{TM}		± 2	$\pm 2,5$	V
Courant de crête à l'état bloqué = courant inverse de crête	$V_{DWM} = V_{RWM}$ $t_j = 100^\circ \text{ C}$		I_{DM} I_{RM}		1	3	mA
Temps d'amorçage par la gâchette	$I_T = 6 \text{ A}$ $I_G = 200 \text{ mA}$		t_{gt}		2		μs

SILEC
SEMI-CONDUCTEURS

**CARACTÉRISTIQUES
ÉLECTRIQUES DE LA DIODE
DE DÉCLENCHEMENT
POUR ALTERNISTOR**

DA 4

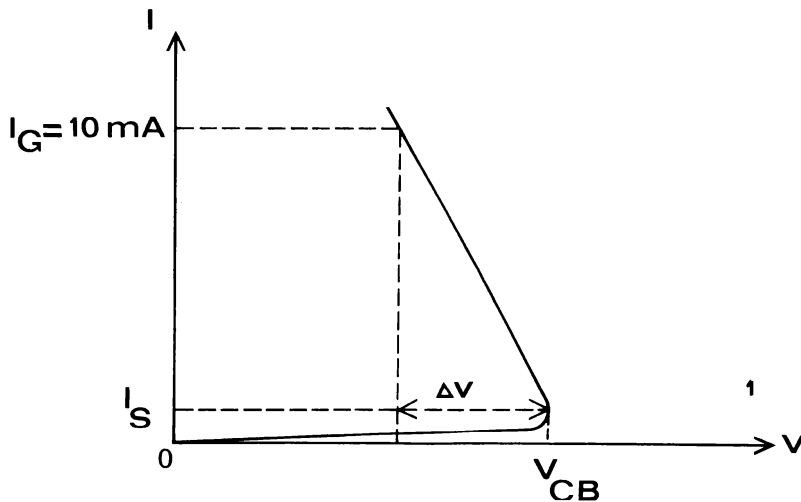
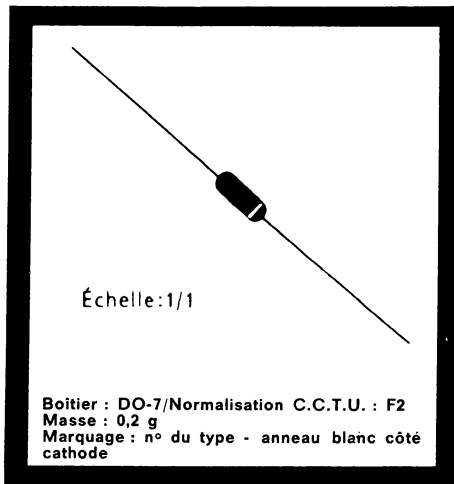
TYPE

DA 4

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Technologie : silicium double diffusion - diode tout verre

Refroidissement : par convection



DA 4**CARACTÉRISTIQUES THERMIQUES**

Température ambiante de stockage : — 55 °C à + 125 °C

Température ambiante maximale de fonctionnement : — 55 °C à + 125 °C

Résistance thermique jonction-ambiance = 250 °C/W (Valeur maximale)

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES à $t_{amb.} = 25^{\circ}\text{C}$

Tension de retournement : $V_{CBmin.} = 35 \text{ V}$

$$V_{CBmax.} = 45 \text{ V}$$

Symétrie de la tension de retournement dans le sens $\Delta V_{CBmax.} = \pm 3 \text{ V}$
direct et dans le sens inverse

Courant de fuite dans le sens direct et dans le sens inverse pour $V_R = 0,9 V_{CB}$

$$I_{Rmax.} = 100 \text{ } \mu\text{A}$$

Résistance négative : $\Delta V_{min.} = 10 \text{ V}$ (cf. conditions de mesure spécifiées)

Courant de retournement pour V_{CB} $I_{Smax.} = 100 \text{ } \mu\text{A}$



THYRISTORS à GCO type B

5 A eff

TYPES

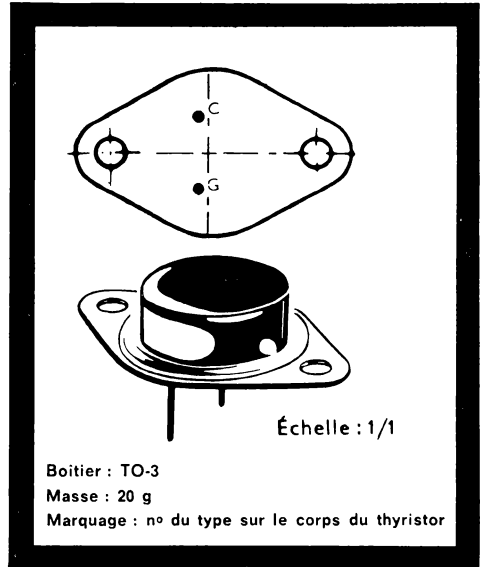
GCO 505 B - GCO 1005 B - GCO 2005 B - GCO 3005 B
GCO 4005 B - GCO 5005 B

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Technologie : Silicium entièrement diffusé
Refroidissement : par convection

CARACTÉRISTIQUES THERMIQUES

Température ambiante de stockage :
— 40°C à + 125°C
Température du boîtier en fonctionnement :
— 40°C à + 100°C
Résistance thermique jonction-boîtier :
3°C/W (valeur maximale)



VALEURS LIMITES D'UTILISATION à t_j : 25°C

Courant efficace à l'état passant (pour tous les angles de conduction) I_{Teff} : 5 A
Courant non répétitif de surcharge accidentelle à l'état passant, I_{TSM} (10 ms) : 20 A

TYPES		GCO 505 B	GCO 1005 B	GCO 2005 B	GCO 3005 B	GCO 4005 B	GCO 5006 B	
Tension de crête à l'état bloqué	VDWM	50	100	200	300	400	500	V

GCO/B_ 5 A eff**CARACTÉRISTIQUES DE GACHETTE (Valeurs maximales)**

- Puissance de crête P_{GM} : 1 W
- Tension directe V_{FG} : 5 V
- Courant direct de pointe I_{FGM} : 1 A

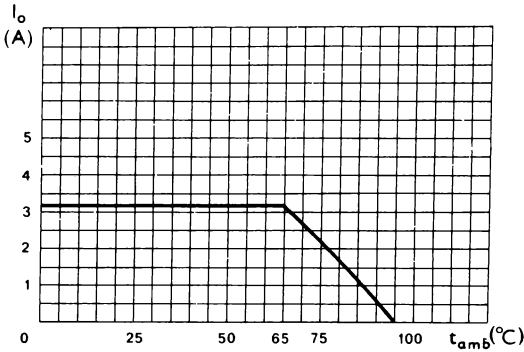
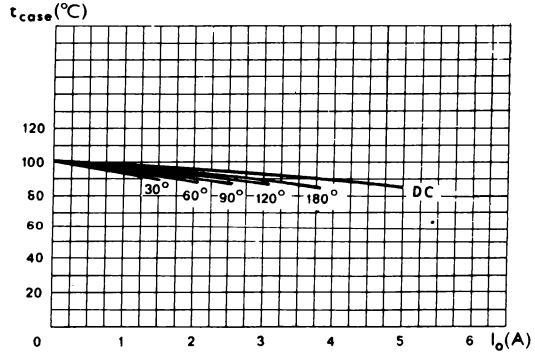
CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES à t_j : 25°C sauf spécification contraire

Désignation	Conditions de mesures	Symboles	Valeur			Unité
			min	typ	max	
Courant de gachette d'amorçage	$V_{ali} = 12 \text{ V}$ $R_L = 33 \Omega$ Dur. de l'impul. $\geq 20 \mu\text{s}$	I_{GT}		100	150	mA
Tension d'amorçage par la gachette	$V_{ali} = 12 \text{ V}$ $R_L = 33 \Omega$ Impul. $\geq 20 \mu\text{s}$ $t_j = 25^\circ \text{C}$ $t_j = 100^\circ \text{C}$	V_{GT}	0,25	1	3	V
Courant de maintien	$V_{ali} = 24 \text{ V}$ gachette déconnectée	I_H		100		mA
Tension de crête à l'état passant	$I_{TM} (10 \text{ ms}) = 5 \text{ A}$	V_{TM}		1,7	2,2	V
Courant de crête à l'état bloqué	V_{DWM} $t_j = 100^\circ \text{C}$	I_{DM}		1	3	mA
Temps d'amorçage par la gachette	$I_T = 4 \text{ A}$ $I_G = 300 \text{ mA}$	t_{gt}		1,5		μs
Temps de désamorçage par commutation du circuit	$I_T = 5 \text{ A}$ $V_{ali} = 24 \text{ V}$ $t_j = 100^\circ \text{C}$	t_q		3		μs
Gain de commande * à l'ouverture	$I_{TM} = 5 \text{ A}$ $t_j = 100^\circ \text{C}$		10	20		
Temps d'ouverture en GCO	$I_{TM} = 5 \text{ A}$ $V_G = -10 \text{ V}$			2	15	μs

GCO/B-5 A eff

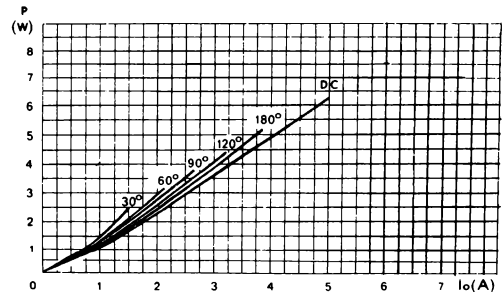
Courbe 1

Température maximale de boîtier en fonction du courant moyen à l'état passant en monoalternance pour différents angles de conduction.



Courbe 2

Courant moyen à l'état passant en monoalternance avec un angle de conduction de 180° en fonction de la température ambiante. (thyristor monté sur ailettes 100×100 mm de $R_{th} = 5$ °C/W)



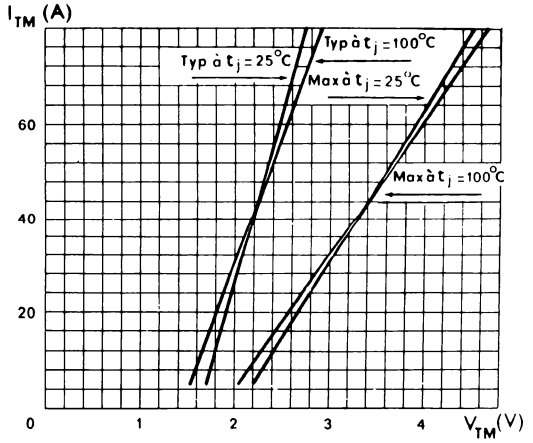
Courbe 3

Puissance dissipée en fonction du courant moyen à l'état passant en monoalternance pour différents angles de conduction (valeurs typiques)

GCO/B - 5 A eff

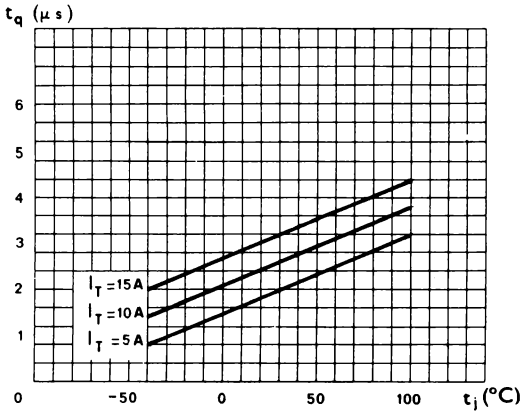
Courbe 4

Courant de crête en fonction de la tension de crête à l'état passant.



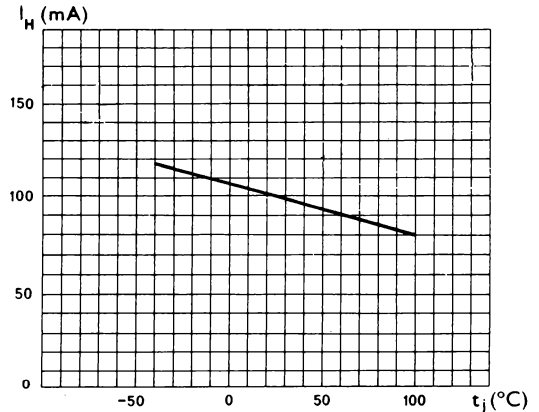
Courbe 5

Temps de désamorçage par commutation du circuit en fonction de la température de jonction et du courant à l'état passant (valeurs typiques).



Courbe 6

Courant de maintien en fonction de la température de jonction (valeurs typiques).





Recommandations concernant le thyristor à G.C.O.

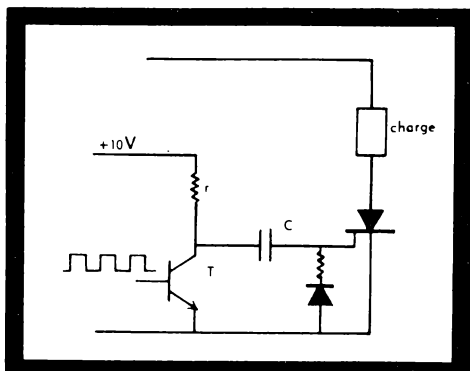
CONDITIONS D'UTILISATION IMPÉRATIVES

- 1 - Le temps d'ouverture doit être le plus bref possible. A cet effet il est recommandé d'envoyer sur la gâchette des signaux dont le front de montée soit très raide.
- 2 - On ne doit pas faire fonctionner le thyristor dans la région de zener, c'est-à-dire ne jamais dépasser la tension de claquage de la gâchette.
- 3 - On ne doit jamais faire passer en permanence un courant de gâchette d'ouverture insuffisant pour ouvrir le courant principal (même si on ne désire pas ouvrir). Cette condition est analogue pour une tension négative sur la gâchette.

CONSEILS POUR L'OUVERTURE DU COURANT PRINCIPAL

- 1 - Il est préférable d'utiliser un générateur de tension sur la gâchette pour l'ouverture afin d'éviter les tensions sur la gâchette supérieures à la tension de claquage.

Le schéma (ci-dessous) donne un exemple de circuit d'ouverture utilisant un générateur de tension.



En commandant le transistor T on décharge la capacité C dans le circuit de gâchette ce qui permet d'ouvrir le thyristor.

C doit être choisi de telle sorte que la quantité d'électricité emmagasinée soit très grande vis à vis de celle nécessaire pour ouvrir le courant principal.

Ce circuit présente les avantages suivants :

- a) Pointe de courant importante
- b) vitesse de montée très grande
- c) blocage de la gâchette après l'ouverture sans claquage dans la gâchette.

Table des matières

CHAPITRE I. — <i>Thyristor : constitution, amorçage</i>	3
A. — Constitution	4
B. — Amorçage : théorie de l'avalanche locale	8
C. — Amorçage : théorie des deux transistors imbriqués.....	11
D. — Effets transistor direct, inverse, dus au courant de gâchette.....	14
E. — Thyristor P, thyristor N	16
<i>Exercices</i>	17
CHAPITRE II. — <i>Caractéristiques</i>	18
A. — Caractéristiques statiques.....	18
B. — Caractéristiques dynamiques	23
C. — Caractéristiques thermiques	29
D. — Caractéristiques de gâchette	31
CHAPITRE III. — <i>Procédés de déclenchement</i>	35
A. — Classification.....	36
B. — Déclenchement par résistance, par résistance et capacité.....	37
C. — Circuit déphaseur	38
D. — Déclenchement par semiconducteurs à seuil de tension.....	42
E. — Commande par éléments à circuit magnétique.....	46
F. — Alimentation en continu : circuits de blocage.....	51
<i>Exercices</i>	53
CHAPITRE IV. — <i>Thyristor : applications</i>	56
A. — Contacteurs à thyristors	57
B. — Réglage de phase : redresseurs à tension continue réglable.....	58
C. — Commande de puissance en alternatif par réglage de phase.....	61
D. — Onduleurs et convertisseurs	62
E. — Comparaison du thyristor avec les autres dispositifs à semiconducteurs et avec les soupapes à gaz	67
<i>Note.</i> — Diversité des applications des thyristors.....	69
<i>Exercices</i>	70

CHAPITRE V. — <i>Mise en œuvre des thyristors</i>	72
A. — Résistance thermique ; procédés de refroidissement.....	73
B. — Protection des thyristors contre les surtensions et les surintensités.....	75
C. — Thyristors en série	79
D. — Thyristors en parallèle	83
<i>Exercices</i>	85
CHAPITRE VI. — <i>Autres types de soupapes contrôlées</i>	88
A. — TRIAC	89
B. — Thyristor à blocage par la gâchette	97
C. — Photothyristor	100
D. — Soupapes contrôlées plus récentes.....	103
<i>Exercices</i>	103
 <i>Notices.</i>	
Thyristor 10 A	107
Thyristor 235 A eff	117
Alternistor (triac) 10 A eff	121
Diode de déclenchement DA 4.....	123
Thyristors à GCO 5 A eff	125
Recommandations concernant le thyristor à GCO.....	129

