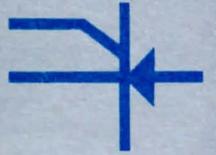


note d'application technique



La pratique des thyristors

par M. J. M. PETER
Chef du Service Développement
Diodes et Thyristors

réf. : 55 - I - 114



sesosem 

Société Européenne de Semiconducteurs et de Microélectronique
Direction commerciale : 101 Bd Murat - 75 Paris 16^e - Tél 525 75 75
Service commercial région Sud-Est : 38 St-Egrève - Tél (76) 88 30 81



La pratique des thyristors

I. - Les caractéristiques et leur interprétation

Le thyristor, lorsqu'il est bien utilisé, est un composant très fiable, dont la durée de vie est beaucoup plus grande que celle de l'équipement à commander. La puissance commandée par un thyristor est considérable : à titre d'exemple, un thyristor 35 A eff. peut commander, en régime permanent, une puissance moyenne de 10 kW et, en impulsions, une puissance maximale de 200 kW, cela, avec une pastille dont le diamètre est de 7 mm seulement (ne pouvant dissiper, en régime permanent, plus de 30 W). On conçoit que, dans ces conditions, les circuits de commutation doivent être étudiés avec soin pour éviter qu'une fraction, même minime, de l'énergie commutée ne soit dissipée dans la pastille. Il en est de même pour d'autres paramètres.

Or, beaucoup d'utilisateurs, s'ils connaissent bien les principes d'utilisation, ne savent pas exactement ce que l'on peut demander à un thyristor et comment l'utiliser pour ne pas le surcharger. Cette étude a été rédigée afin d'apporter les explications nécessaires sur les limites, les caractéristiques, les conditions de mesures et d'utilisation de ces composants, et vise donc un but essentiellement pratique.

par **J. M. PETER**

Ingénieur E. S. E.
chef du Service de développement
"Diodes et Thyristors"
SESCOSEM (Aix-en-Provence)

Le fabricant de thyristors définit deux catégories bien différentes de paramètres :

- Les limites absolues d'utilisation (en anglais *ratings*) ;
- Les caractéristiques.

Ce sont des grandeurs bien distinctes : les premières sont des paramètres de fatigue, qui ne peuvent pas être mesurés par l'utilisateur (sauf par un très grand nombre d'essais destructifs) ; les deuxièmes, au contraire, peuvent être mesurées dans des conditions bien définies.

LIMITES ABSOLUES D'UTILISATION

Ces limites sont déterminées par le fabricant à partir d'un grand nombre d'essais et en tenant compte de l'expérience. La distribution des paramètres de fatigue obéit aux lois du calcul des probabilités et le fabricant engage sa responsabilité à partir de ses propres essais : dans une famille de thyristors dont le courant de surcharge maximal est 140 A, on trouvera toujours des dispositifs qui seront capables d'accepter un courant de surcharge beaucoup plus important, par exemple 250 A, sans aucun danger pour la vie du thyristor.

Cette dispersion est, en général, importante pour les thyristors diffusés alliés (série 2 N 681-2 N 1842-2 N 1770), parce que la dispersion des paramètres d'une jonction obtenue par *alliage* est toujours plus importante que celle d'une jonction obtenue par *diffusion*.

La première, et la moins connue, des « limites absolues d'utilisation » est la *valeur maximale du couple de serrage* appliqué sur le thyristor. Grâce à cet exemple simple, on voit que ce paramètre ne peut pas être mesuré par l'utilisateur (sauf par un grand nombre d'essais destructifs).

Les limites absolues d'utilisation sont précisées par la norme française *N.F. C 95 830* et par des normes ou des recommandations étrangères ; mais certaines de ces limites dépendent beaucoup des conditions de mesure (par exemple le di/dt) ; aussi, faut-il être très prudent lorsqu'on compare ces paramètres sur les catalogues des différents constructeurs. Non seulement les conditions d'essais en di/dt ne sont pas exactement pareilles en Amérique (« *Jedec suggested standard* ») et en Allemagne (*DIN 41 487*), mais, en plus, les définitions des constructeurs ne suivent pas, toujours les projets des normes ; ainsi, par exemple, la définition du di/dt donnée pour certains petits thyristors de modulateurs, conduit à en surestimer les possibilités, parce que le temps pendant lequel a eu lieu la montée du courant est beaucoup trop court.

En principe, les limites absolues d'utilisation doivent être valables dans toute la gamme des températures comprises, par exemple, entre -40°C et $+125^{\circ}\text{C}$; le constructeur définit ensuite les marges, dans les conditions les plus défavorables ; mais là encore, ce n'est pas une règle générale. Les principales limites sont :

- Les différentes tensions que peut supporter le thyristor ;
- Le courant admissible en régime permanent ;
- Le courant de surcharge ;
- Le produit I^2t (cette grandeur, donnée pratiquement par tous les fabricants, ne figure pas dans les normes) ;
- Le di/dt ;
- Les contraintes admissibles par le circuit de gâchette ;
- Les limites de température d'utilisation ;
- Les limites de température de stockage.

CARACTÉRISTIQUES

Ces paramètres peuvent être mesurés par l'utilisateur qui peut imposer un cahier des charges au constructeur. La valeur d'une caractéristique n'a de sens que si l'on précise les conditions de mesure : température, appareillage utilisé. Par exemple, le courant de fuite n'est pas le même s'il est mesuré en alternatif redressé une alternance, ou en continu (ces deux cas sont prévus par la norme française), ou encore en alternatif redressé deux alternances (cas qui n'est pas prévu par la norme française).

Aucun constructeur ne garantit la valeur d'une caractéristique, il s'agit toujours d'une « limite ». Lorsque le catalogue précise « max. » ou « min. », ce sont les *limites garanties*. Par contre, lorsque le constructeur précise « typique », il s'agit d'une valeur obtenue par une grande partie des thyristors, mais qui n'est pas garantie pour tous les dispositifs. Une valeur typique n'est pas forcément une valeur moyenne, mais cela peut très bien être une limite typique : par exemple, la valeur « typique » pour le dv/dt est une limite typique ; par contre, la valeur typique pour le temps d'amorçage par la gâchette t_{gt} est une valeur moyenne. Cela s'explique bien, parce que le dv/dt est défini par la norme comme étant « la plus petite valeur de la vitesse de croissance de la tension qui entraîne la commutation de l'état bloqué à l'état passant, dans des conditions spécifiées », alors que le t_{gt} est « la durée pendant laquelle le thyristor est commuté de son état bloqué à son état passant, cela résultant de l'application, sur la gâchette, d'une impulsion de commande. » Ainsi, dans le premier cas, la définition implique par elle-même l'idée de limite. Les principales caractéristiques sont :

— Les courants de fuite direct et inverse, I_D et I_R mesurés à chaud (le terme à chaud signifie à la température maximale de jonction) ;

— La tension et surtout le courant de gâchette nécessaires pour amorcer tous les thyristors, donnés souvent à 25°C (dans le langage parlé, on dit à froid) et quelquefois, aux températures extrêmes de jonction ;

— Le courant hypostatique (1) I_H ;

— Le courant d'accrochage I_L ;

— Le temps d'amorçage par la gâchette, t_{gt} ;

— Le temps de désamorçage par commutation du circuit, t_a ;

— La résistance thermique R_{th} ;

— La chute de tension à l'état passant V_T .

LIMITES ET CARACTÉRISTIQUES EN TENSION DES THYRISTORS

La norme ne prévoit pas moins de sept dénominations différentes pour les tensions maximales qui peuvent être appliquées à un thyristor : $V_{(BO)}$; V_{DWM} ; V_{DRM} ; $V_{(BR)}$; V_{RWM} ; V_{RRM} ; V_{RSM} .

V_{DWM} : tension directe de crête à l'état bloqué

C'est la valeur instantanée la plus élevée de la tension, aux bornes du thyristor à l'état bloqué, excluant toutes les tensions transitoires, répétitives et non répétitives (définition de la norme).

C'est, en pratique, la tension que le thyristor peut supporter en régime permanent, à la température maximale de jonction. Dans ces conditions, non seulement le thyristor ne doit pas s'amorcer, mais encore, il doit tenir indéfiniment. Cette grandeur n'est pas une caractéristique, mais une limite qui est fixée par le constructeur ; il ne faut pas la confondre avec $V_{(BO)}$ = tension de retournement, qui est la tension au-delà de laquelle le thyristor peut s'amorcer par basculement direct.

(1) Certains termes français sont, à première vue, bizarres ; ils ont probablement été adoptés pour conserver les mêmes initiales que les termes internationaux (holding = hypostatique, gate = gâchette, etc.).

La tension $V_{(BO)}$ n'est jamais inférieure à V_{DWM} , mais elle peut lui être très supérieure. C'est une caractéristique, mais sauf cas tout à fait particulier, il vaut mieux ne pas l'utiliser ; d'ailleurs, le constructeur ne garantit qu'une limite, et très souvent la tension réelle est beaucoup plus élevée.

V_{RWM} : tension inverse de crête

C'est la valeur instantanée la plus élevée de la tension inverse aux bornes du thyristor, excluant toutes les tensions transitoires, répétitives et non répétitives.

V_{DRM} : tension directe de pointe répétitive à l'état bloqué

Cette tension doit toujours être inférieure à la tension $V_{(BO)}$. Elle ne doit jamais être atteinte en régime permanent.

V_{RRM} : tension inverse de pointe répétitive

Cette tension inverse ne doit pas être atteinte en régime permanent.

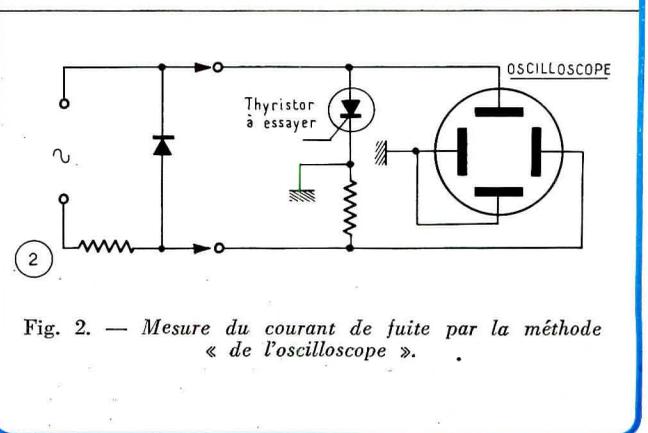
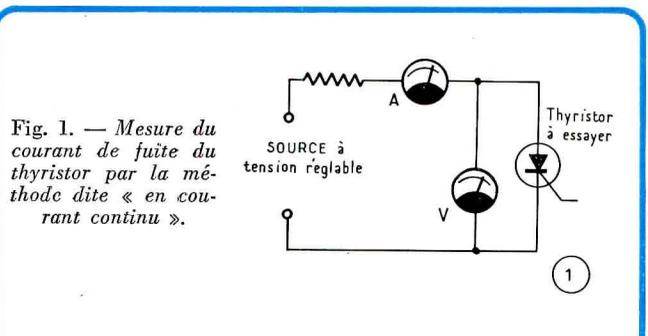
V_{RSM} : tension inverse de pointe non répétitive

Elle n'offre pas beaucoup d'intérêt pratique, parce que les tensions non répétitives ne surviennent, en principe, qu'en cas d'incident, et que par là-même, elles sont difficiles à mesurer. Cette définition n'existe d'ailleurs que pour la tension inverse : c'est une limite donnée avec un coefficient de sécurité moindre que la précédente.

V_{BR} : tension inverse de claquage

Elle n'offre pas, non plus, d'intérêt et n'est jamais donnée en pratique.

La grandeur « caractéristique » correspondant aux tensions maximales est le courant de fuite. La plupart des



cahiers de charges précisent une valeur limite de ce courant de fuite I_D direct, ou I_R inverse, mesuré à chaud. La norme française NF C 95 830 prévoit deux méthodes de mesure :

— La méthode dite « en courant continu » (fig. 1), qui utilise un générateur à tension variable et des appareils de mesure classiques (voltmètres, ampèremètres) ;

— La méthode dite « de l'oscilloscope » (fig. 2), où le générateur de tension est réalisé par le redressement simple alternance d'une tension sinusoïdale, la lecture se faisant sur un oscilloscope : on mesure donc des valeurs de crête. Cette méthode donne, en général, des valeurs plus faibles que la méthode précédente ; la définition d'un courant de fuite n'a de sens que si l'on définit, en même temps, la méthode de mesure (certains appareils font la mesure en redressé double alternance).

LIMITES EN INTENSITÉ

L'utilisateur achète généralement un thyristor capable de fournir une certaine intensité ; ainsi, il existe des thyristors 7,4 A, 35 A, 55 A, 110 A, etc. En fait, le « calibre » du thyristor n'est qu'une désignation commerciale com-

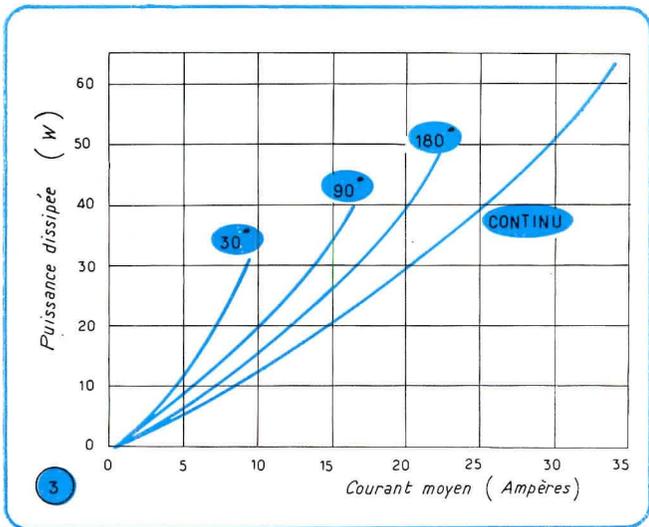


Fig. 3. — Dissipation de puissance en fonction du courant moyen d'un thyristor 2N 690, pour différents angles de conduction (régime sinusoïdal).

mode pour classer et comparer des composants de caractéristiques voisines. Ce qui compte avant tout, c'est l'échauffement de la jonction ; le constructeur définit un intervalle de température, par exemple : -40°C , $+125^{\circ}\text{C}$. En fonctionnement normal, la température de jonction doit toujours se trouver à l'intérieur de cet intervalle.

En cas d'accident, dans un cas particulier bien déterminé seulement, on peut tolérer une température plus importante (surcharge accidentelle sans réapplication de tension). Lorsque la température de jonction dépasse la limite fixée par le constructeur, le thyristor risque d'abord de perdre son pouvoir de commande ; puis, lorsque la température s'élève, des effets irréversibles apparaissent : fusion localisée, vieillissement des soudures, évolution des courants de surface, etc.

Il est très important de savoir que ces différentes causes de détérioration peuvent apparaître à une température moyenne de jonction relativement basse, quand cette température monte périodiquement à des valeurs élevées, même pendant un temps très court (de quelques microsecondes : cas du di/dt) ; les principales causes d'échauffement sont, dans l'ordre :

- A. — Les pertes par conduction ;
- B. — Les pertes de commutation à l'amorçage ;

- C. — Les pertes de commutation au désarmorage ;
- D. — Les pertes pendant la durée du blocage.

A cela, on peut ajouter les pertes dans le circuit de gâchette, généralement négligeables devant les autres causes énumérées (sauf pour les petits thyristors). Les pertes principales restent, cependant, les pertes par conduction (fig. 3).

La tension aux bornes d'un thyristor est de la forme : $V = V_0 + K I$, où V_0 est voisin de $0,9\text{ V}$, et où le coefficient K dépend de la densité de courant et de certains paramètres propres au matériau (épaisseur, durée de vie des porteurs minoritaires, etc.). Sur la figure 3, on a repré-

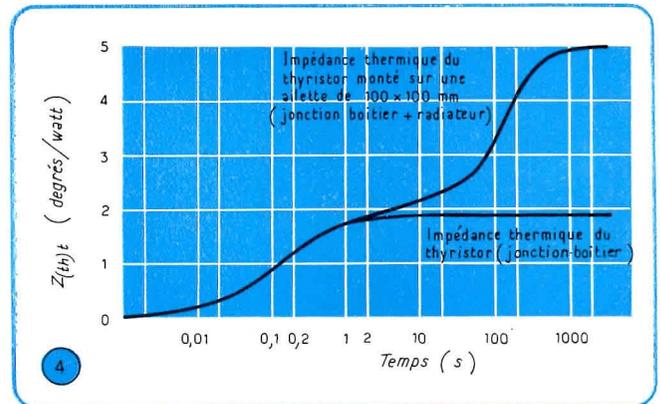


Fig. 4. — Impédance thermique transitoire d'un thyristor 2N 688 SESCOEM.

senté la courbe donnant la puissance moyenne dissipée en fonction du courant moyen pour différentes formes d'onde ; ainsi, dans le cas d'un fonctionnement en commutation naturelle (entre 50 et 400 Hz), l'utilisateur pourra calculer la puissance dissipée P . Dans ce cas, qui est le plus classique, on néglige les autres causes de pertes.

Résistance thermique jonction-boîtier

Soit R la résistance thermique totale entre jonction et fluide de refroidissement ; l'élévation de température de la jonction sera :

$$\Delta \theta = P \cdot R_T$$

Cette résistance thermique R_T se compose de deux termes :

- La résistance thermique du thyristor entre jonction et boîtier, R_{th} ;
- La résistance thermique entre le boîtier et le fluide de refroidissement, R .

La définition des possibilités thermiques d'un thyristor ne dépend que de la résistance thermique jonction-boîtier : pour comparer des thyristors entre eux, il faut les comparer à même température de boîtier, ou comparer les résistances thermiques.

Impédance thermique jonction-boîtier

En cas de régime transitoire, il faut utiliser non pas la résistance thermique, mais « l'impédance thermique » : $Z_{(th)t}$. La plupart des constructeurs donnent la valeur de l'impédance thermique (transitoire) sous la forme d'une caractéristique analogue à celle de la figure 4. L'élévation de température entre le boîtier et la jonction est :

$$\Delta \theta = P \cdot Z_{(th)t}$$

où P est la puissance moyenne dissipée pendant une durée t , $Z_{(th)t}$ est la valeur de l'impédance thermique correspondant à cette durée t .

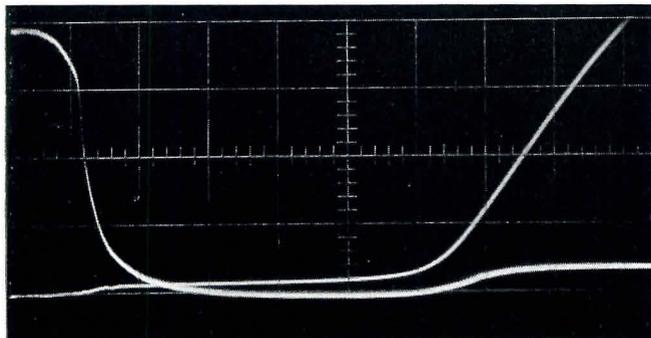
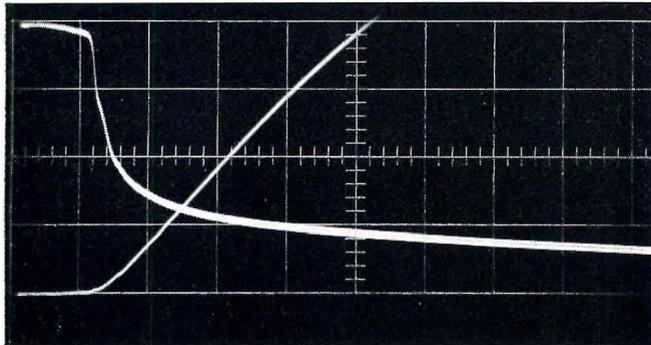
Pour des temps relativement faibles, on ne donne pas l'impédance thermique. On peut en calculer une valeur approchée, en supposant que pendant des durées très

courtes, le fonctionnement du thyristor est adiabatique. Dans ce cas, la valeur de l'impédance thermique varie comme $1/\sqrt{t}$. On peut, ainsi extrapoler : par exemple, pour une durée de 100 μ s, l'impédance thermique a pour valeur celle qui est donnée pour 1 ms multipliée par $1/\sqrt{10}$; pour des durées inférieures à 100 μ s, cette approximation n'est plus très valable; on prendra alors un coefficient de sécurité de 2, entre 100 et 10 μ s; enfin, l'approximation ne peut plus être utilisée dans les premières microsecondes après l'amorçage (voir le di/dt).

Le constructeur définit souvent, à partir des données, une famille de « limites » donnant le courant moyen dont peut disposer l'utilisateur pour une température de boîtier donnée. Pour les gros thyristors de puissance, on donne ces caractéristiques pour différentes formes d'ondes : courant carré (cas de la charge inductive), courant polyphasé, triphasé une alternance, triphasé deux alternances.

Fatigue thermique

Cette grandeur n'existe pas dans les normes, et peu de catalogues la mentionnent; à chaque élévation de température, la pastille de silicium se dilate; si elle est fixée sur un support ayant les mêmes coefficients de dilatation (tungstène ou molybdène), les soudures n'auront pas à subir d'effort, on pourra alors utiliser des soudures « dures ». Si par contre, pour des raisons d'économie, on est amené à supprimer ces supports « accordés » en tungstène ou en molybdène, les soudures qui assurent la liaison entre la pastille de silicium et le boîtier seront sou-



Tension aux bornes d'un thyristor 2N5204 et courant au moment de l'amorçage. En haut : sans inductance saturable. En bas : avec inductance saturable qui retarde le passage du courant de 2,5 microsecondes. Echelles : tension 100 V/carreau; courant : 50 A/carreau; temps : 0,5 μ s/carreau. Dans les deux cas, la pente du courant fixée par le circuit extérieur est environ 120 A/ μ s. Les pertes par commutation sont considérables dans le cas où il n'y a pas d'inductance saturable; en revanche, avec un retard de 2,5 μ s, ces pertes sont beaucoup plus faibles : pendant le temps où l'inductance saturable ne laisse passer que le courant magnétisant, la chute de tension aux bornes du thyristor est négligeable; cette chute de tension est ensuite beaucoup plus faible que dans le cas précédent puisque la surface conductrice de la jonction est plus grande (voir fig. 10).

misées à des déformations : on utilisera alors des soudures « tendres »; après un certain nombre de cycles thermiques, ces soudures vont vieillir, et cela se traduira par l'augmentation de l'impédance thermique. A la longue, cela peut entraîner par effet cumulatif la destruction du thyristor; ce phénomène est particulièrement sensible pour des thyristors ou des diodes montées en parallèle.

Dans certains montages en parallèle, on a pu remarquer l'accident suivant : par suite d'un vieillissement (dû à une utilisation anormale), l'impédance thermique d'un thyristor a augmenté, sa température de jonction s'est accrue aussi, ce qui a entraîné une diminution de la chute de tension aux bornes de ce thyristor (le coefficient de température est négatif) et une augmentation du courant (dans le thyristor) suivi par la perte du pouvoir de blocage avec toutes ses conséquences (destruction possible).

L'utilisateur aura donc à veiller à la qualité des thyristors, lorsque des régimes intermittents et périodiques sont susceptibles de faire varier, dans des limites importantes, la température du boîtier : les cycles de courte durée ont une influence négligeable, car il faut que toute la pastille ait le temps de changer de température; ainsi, la durée de la période, pour un thyristor genre 2N690 monté sur radiateur, doit être supérieure à une demi-minute (ce phénomène est d'autant plus marqué que le thyristor est plus gros; avec les tout petits thyristors, on peut utiliser sans danger des soudures tendres).

Surcharges

La norme française prévoit deux types de surcharges :

- I_{OV} courant de surcharge prévisible à l'état passant ;
- I_{TSM} courant non répétitif de surcharge accidentelle à l'état passant.

La valeur I_{OV} n'est pratiquement jamais donnée dans les catalogues; c'est l'utilisateur qui doit la calculer à partir de la température initiale et de la durée de la surcharge, en supposant que la température de jonction ne dépasse en aucun cas la valeur prévue par le constructeur (sans cela, le thyristor peut perdre son pouvoir de blocage).

Les équipements de puissance à thyristors sont souvent prévus pour supporter un court-circuit sans interruption de fonctionnement : en cas de court-circuit, le dispositif de régulation supprime les impulsions de commande, ou réduit l'angle d'amorçage. Il faut cependant veiller à ce que la surintensité ne dépasse pas la valeur I_{OV} , dans les conditions de fonctionnement données, cela pouvant imposer de « surdimensionner » les thyristors.

Tous les constructeurs, en revanche, donnent I_{TSM} et, en général, la valeur $I^2 t$. Cette dernière grandeur n'est pas

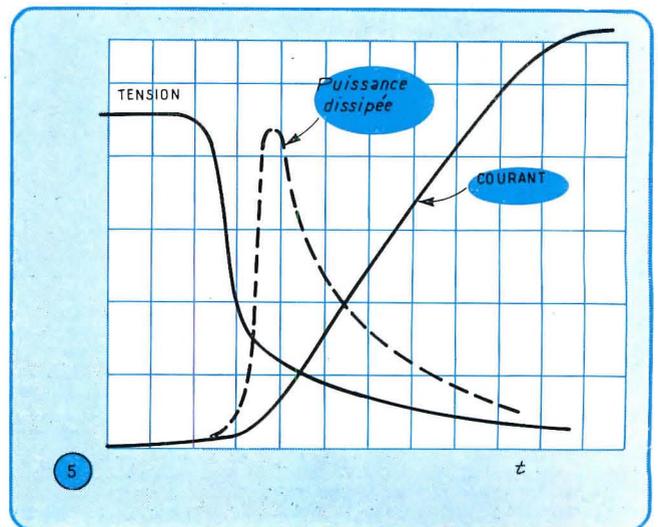


Fig. 5. — Tension aux bornes d'un thyristor et courant au moment de l'amorçage.

prévue par la norme ; on suppose que, pour une surcharge, le thyristor se comporte comme une résistance et que la quantité de chaleur qu'il peut supporter ne dépend pas de la durée de l'impulsion dans l'intervalle de temps considéré (fonctionnement *adiabatique*).

La valeur I_{TSM} est donnée pour la crête de la surintensité correspondant à une demi-période 50 Hz

$$I^2 t = \left(\frac{I_{TSM}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot 10^{-2}$$

En réalité, la valeur de $I^2 t$ est plus faible pour les temps faibles, et les valeurs garanties par les constructeurs sont en général valables entre 3 et 10 ms, sauf pour les petits thyristors. Lorsqu'on calcule un montage, il ne faut utiliser la valeur de I_{TSM} que pour des conditions bien définies : en effet, selon la norme, « *il sera admis que le thyristor ne reste pas à l'état bloqué après une impulsion I_{TSM}* », c'est-à-dire qu'il perdra son pouvoir de commande. Un calcul rapide montre que l'échauffement de la jonction, pour un thyristor de la série 2N 690, peut atteindre plus de 200 °C ; autrement dit, si la température de jonction était déjà de 125 °C (valeur maximale), la jonction pourrait atteindre, après 10 ms de surcharge, une température de plus de 300 °C. Si l'on avait pris un thyristor de la série 2N 5204, garanti pour 300 A, la température aurait été encore plus élevée : en effet, ces thyristors ont la même dimension de pastille, mais la soudure de cathode supporte une température plus élevée ; on conçoit bien, dans ces conditions, que le thyristor perde son pouvoir de commande, et qu'une telle surcharge ne puisse être appliquée qu'accidentellement. D'ailleurs, la norme prévoit explicitement que « *les tensions crête, à l'état bloqué, ne seront appliquées que lorsque le thyristor sera revenu aux conditions thermiques de départ* ».

En pratique, on peut admettre qu'après une surcharge I_{TSM} sinusoïdale, le thyristor peut supporter une tension inverse sinusoïdale égale au tiers de la valeur V_{RSM} ; cependant, cette valeur doit être utilisée avec précaution, du fait qu'avec une charge inductive, la tension transitoire, au moment de l'extinction, peut être importante. La valeur I_{TSM} ne pourra donc être utilisée que si un fusible protège le thyristor ; il est alors indispensable que $I^2 t$ total du fusible (*durée de pré-arc et durée d'arc*), soit inférieure à $I^2 t$ du thyristor. Il existe cependant un cas où la valeur de $I^2 t$ n'a plus de signification, c'est celui où la surcharge a lieu pendant les premières microsecondes qui suivent l'amorçage (voir explications au paragraphe di/dt).

En pratique, l'utilisateur devra toujours calculer son fusible avec une marge de sécurité, s'il veut être sûr de protéger le thyristor en toutes circonstances. Ainsi, par exemple, si un court-circuit se produit à la fin d'une alternance, le thyristor subit une surcharge en intensité qui sera inférieure à I_{TSM} ; en conséquence, le fusible ne fond pas, mais la température de jonction peut monter à une valeur telle que le thyristor sera incapable de bloquer la tension directe qui survient une demi-période après l'arrêt du courant, entraînant son amorçage intempestif et, éventuellement, sa destruction. Des essais, même effectués à des valeurs réelles, ne suffiraient pas à vérifier les protections, compte tenu des nombreux facteurs à considérer dans ce phénomène :

— d'une part, avec une alimentation 50 Hz, la valeur transitoire du courant de défaut dépend de l'instant du court-circuit ; il faudrait donc utiliser un « court-circuit synchrone » ;

— d'autre part, $I^2 t$ est une limite, et beaucoup de thyristors sont capables de supporter une surcharge plus élevée que celle qui est prévue au catalogue ; la protection devra alors être calculée en tenant compte des garanties, données par le constructeur, pour les moins bons thyristors de la série.

LE di/dt

C'est la vitesse critique du courant à l'état passant, et cette notion est souvent mal connue et mal définie. Lorsqu'on amorce un thyristor, la tension à ses bornes ne descend pas instantanément à zéro : le courant croît suivant une loi qui dépend de l'impédance du circuit extérieur, et essentiellement de l'inductance de ce circuit ; dans presque tous les cas, c'est la chute de tension inductive $L \cdot di/dt$ qui est prépondérante devant les autres chutes de tension. En effet, pendant un certain temps, la puissance dissipée dans le thyristor est loin d'être négligeable,

et l'élévation de température peut détruire celui-ci. Deux phénomènes particuliers sont à considérer :

— d'abord, la puissance dissipée est d'autant plus importante que le courant croît plus vite, c'est-à-dire que le di/dt est plus élevé. (Notons que le di/dt n'est pas une caractéristique, mais une limite) ;

— ensuite cette énergie se dissipe, non pas dans toute la pastille, mais dans une région très délimitée, juste à côté de la gâchette.

En effet, la première zone intéressée par l'amorçage se situe dans la région N, à proximité de la gâchette, à l'endroit où le gain est le plus élevé ; l'énergie se dissipe donc dans une région très petite et il se produit un point chaud qui peut provoquer une brûlure, localisée sur la cathode, et entraîner la destruction du thyristor. Ces phénomènes se rencontrent essentiellement, dans les circuits à commutation forcée et dans les circuits de décharge de condensateurs. Dans la plupart des circuits classiques à commutation naturelle, l'inductance, soit du réseau, soit de la charge, limite le di/dt à une valeur très faible : par exemple, sous 220 V, une inductance de 1 mH limite le di/dt à une valeur maximale $220 \sqrt{2/10^{-3}} = 3,15 \cdot 10^5$ A/s = 0,31 A/ μ s, valeur très faible pour un thyristor.

Néanmoins, cette approximation n'est pas toujours valable ; il y a très souvent des capacités réparties, ou d'autres phénomènes qui engendrent des gradients de courant importants : la capacité répartie d'un enroulement inducteur peut être telle que celui-ci se comporte comme un court-circuit pendant les premières microsecondes de la mise sous tension.

Presque tous les circuits comportant des inductances utilisent des « diodes de récupération » au moment de la commutation. Ces diodes peuvent se comporter pratiquement comme un court-circuit, et la pointe de courant risque alors de détruire le thyristor associé à la diode. Dans d'autres cas, c'est la capacité du réseau (capacité des câbles d'alimentation) qui sera en cause, et bien des surprises, ou une mauvaise « fiabilité », sont dues à ces phénomènes.

Les limites en di/dt varient beaucoup d'un thyristor à l'autre ; le constructeur garantit une valeur minimale, et il n'est pas rare de voir certains thyristors tolérer des gradients de courant plusieurs fois supérieurs à la valeur garantie. Notons, à ce sujet, que l'indication d'une valeur « typique » en di/dt n'a aucun sens : les limites d'utilisation sont des valeurs que l'utilisateur ne doit jamais dépasser s'il ne veut pas encourir le risque de détruire son thyristor.

Définition du di/dt

La définition donnée par la norme française est insuffisante, car la grandeur physique qui intéresse le thyristor est la quantité d'énergie dissipée en fonction du temps. Or, la surface conductrice autour de la gâchette s'étend avec une vitesse d'environ 0,1 mm par microseconde ; on a ainsi la possibilité de dissiper de plus en plus d'énergie, au fur et à mesure que le temps passe (la loi de variation de la surface conductrice est une loi parabolique) ; mais il n'est pas possible de définir cette loi avec précision : dans ce domaine, les calculs sont effectués en faisant abstraction de nombreux phénomènes secondaires, notamment de l'irrégularité des surfaces et les résultats théoriques sont toujours bien plus optimistes que les résultats d'expérience ; c'est pourquoi on a adopté le critère pratique du di/dt , car il est relativement facile d'expérimenter la tenue des thyristors au di/dt avec un montage simple.

Mais il est important de bien préciser les conditions d'essai : le gradient n'est pas seul en cause, l'amplitude joue aussi un rôle important ; on conçoit bien que si l'on définit un di/dt de 50 A/ μ s avec une amplitude maximale de 50 A, la quantité d'énergie dissipée dans le thyristor sera beaucoup plus faible que si l'amplitude est limitée à 500 A. Les recommandations *Jedec* précisent que l'essai en di/dt se fait avec le circuit de la figure 6 :

- le temps t_1 doit être supérieur à 1 microseconde ;
- la valeur maximale I_{max} doit être supérieure ou égale à deux fois le courant moyen nominal du thyristor (trois fois avec la norme allemande *DIN*) ;
- la fréquence de répétition est 50 Hz (ou 60 Hz) ;
- la température de jonction doit être égale à la valeur maximale ;
- la tension initiale doit être égale à V_{DWM} .

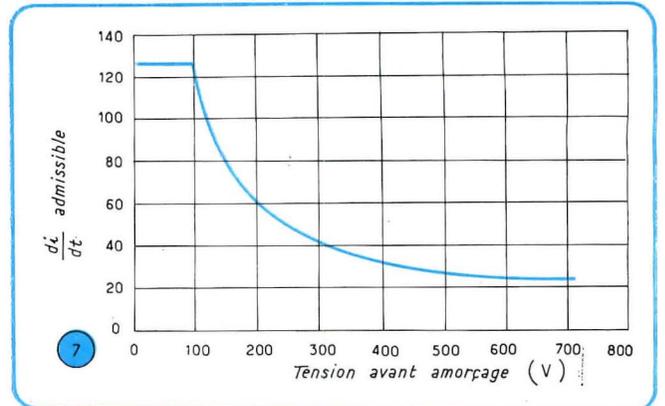
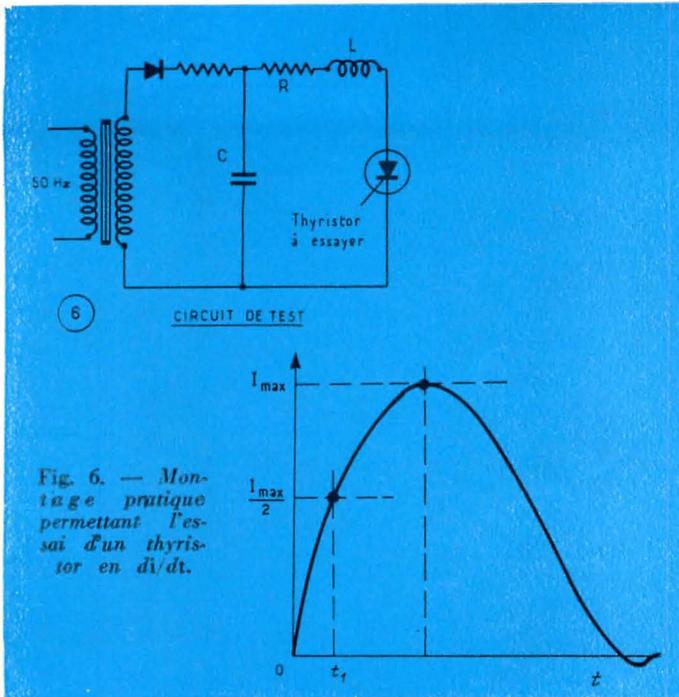


Fig. 7. — di/dt admissible pour un 2N 690 SESCOSEM en fonction de la tension avant amorçage, avec $i_g \geq 0,4 A$ et $t \leq 1 \mu s$.

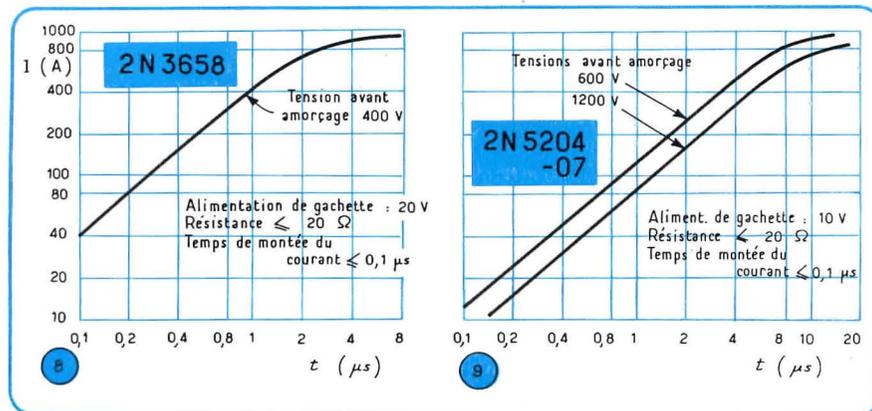


Fig. 8. — Limites admissibles du courant après amorçage pour un thyristor SESCOSEM diffusé type 2N 3658.

Fig. 9. — Limites admissibles du courant après amorçage pour un thyristor SESCOSEM diffusé série 2N 5204-07.

Ce test est relativement arbitraire, mais c'est la seule méthode valable pour comparer des thyristors entre eux. Cette définition revient également à avantager les petits thyristors par rapport aux gros, et il n'est pas étonnant de voir des constructeurs de petits thyristors annoncer des valeurs relativement élevées pour cette limite.

Le di/dt dépend beaucoup des conditions d'amorçage : on conçoit facilement que l'amorçage se fera d'autant mieux que l'on aura injecté plus de porteurs et le plus rapidement possible (on peut faire une analogie mécanique simple avec l'interrupteur à bascule, où un ressort permet de fermer le contact très rapidement pour éviter les pertes à l'enclenchement).

Le di/dt admissible est très faible si l'on amorce le thyristor avec un faible courant de gâchette ; en fait, il y a deux facteurs importants :

- le niveau du courant gâchette, qui doit être égal à environ 5 fois le courant minimal d'amorçage ;

- le temps de montée de courant, qui doit être très faible (inférieur à $0,5 \mu s$, et si possible voisin de $0,1 \mu s$), si l'on veut aller jusqu'aux limites maximales. Ce facteur est très important et souvent mal connu.

Pour le thyristor 2N 3658, par exemple, qui est garanti pour un di/dt de $400 A/\mu s$, il est bien précisé que le générateur d'impulsion doit partir d'une source de force électromotrice 20 V, avec une résistance série de 20Ω et un temps de montée de $0,1 \mu s$.

Les thyristors classiques ont une gâchette latérale ; après l'amorçage, la surface conductrice s'étend beaucoup moins vite que dans les cas où la gâchette est au centre. Cela

explique que les thyristors qui sont garantis pour une valeur élevée du di/dt , aient tous une gâchette centrale (ou une géométrie spéciale à effet de champ).

Méthodes de protection contre les di/dt trop importants

La première précaution à prendre consiste à amorcer convenablement le thyristor avec un niveau de courant de gâchette assez élevé, et surtout un très faible temps de montée. Ensuite, chaque fois que c'est possible, on monte dans le circuit une inductance qui limite le gradient de courant à une valeur raisonnable.

Par ailleurs, il faut tenir compte du fait que la puissance dissipée dépend de la tension initiale ; la courbe de la figure 7 donne le di/dt admissible, en fonction de la tension initiale avant amorçage, pour un thyristor de la série 2N 690.

Dans de nombreux cas, la forme du courant après l'amorçage ne ressemble pas à la caractéristique type proposée par les recommandations *Jedec* ; on définit, alors, une zone permise et une zone interdite délimitées par la caractéristique limite $i = f(t)$, définie pour les essais en di/dt . Les figures 8 et 9 donnent ces limites pour des thyristors à hautes performances ; il est important que noter que ces limites ne sont valables que si l'on respecte les conditions d'amorçage de gâchette.

La méthode la plus simple pour rendre le di/dt acceptable consiste à utiliser une petite inductance saturable ; tant que l'inductance n'est pas saturée, le courant qui la

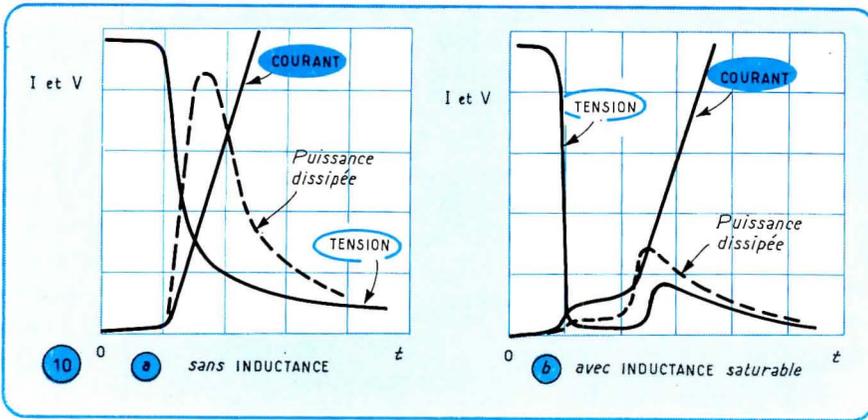


Fig. 10. — Tension aux bornes d'un thyristor au moment de l'amorçage (a) et courant avec et sans inductance saturable (b).

Fig. 11. — Courant dans un thyristor protégé par un circuit RC.

traverse est relativement faible ; dès que l'inductance se sature, elle se comporte comme un court-circuit ; son action revient à retarder l'établissement du courant (fig. 10). Après ce retard, le thyristor dissipe une puissance moins importante, puisque la surface conductrice est plus grande, et l'énergie qu'il peut accepter augmente également avec la surface. L'étude de ce phénomène montre que le facteur important n'est pas le di/dt , mais le courant admissible après l'amorçage, et les résultats des tests prouvent que le gain réel n'est pas aussi important que l'indique l'explication simple ci-dessus : il faut tenir compte d'autres paramètres secondaires (la vitesse de propagation de la surface amorcée varie avec la densité du courant), ce qui explique l'allure des caractéristiques des figures 8 et 9.

Calcul des inductances saturables

Ces inductances doivent être réalisées avec des tores en ferrites de qualité B.F. (2003 LTT - B 30 C.O.F.E.L.E.C. - 3 E1 R.T.C.) et éventuellement H.F., pour des circuits fonctionnant à fréquence élevée, afin de réduire les pertes ; ces ferrites ont deux gros avantages sur les circuits magnétiques classiques (même réalisés en tôles très fines) :

1) La perméabilité varie très peu avec la largeur d'impulsion dans le domaine de fréquences qui nous intéresse ; cette perméabilité peut se traduire par le nombre d'ampères-tours nécessaires pour amener le matériau à saturation ; pour les ferrites B.F., ce nombre varie de 1 à 2.

2) L'induction rémanente est relativement faible, de telle sorte qu'il n'est pas nécessaire d'avoir un entrefer ; on peut ainsi bénéficier de la forte perméabilité des ferrites et de la rigidité des tores existants.

A titre d'exemple, avec des tores ou ferrites B 30 C.O.F.E.L.E.C., lorsque le tore est préalablement saturé négativement par un circuit auxiliaire, l'induction disponible (à 25 °C) est d'environ 5 000 gauss en régime d'impulsion. Lorsque l'on passe de l'induction rémanente négative à l'induction de saturation positive — si le circuit de désaturation n'existe pas, la variation d'induction, entre l'induction rémanente positive et l'induction de saturation, reste élevée, environ 3 000 gauss — le calcul de l'inductance se fait de la manière suivante :

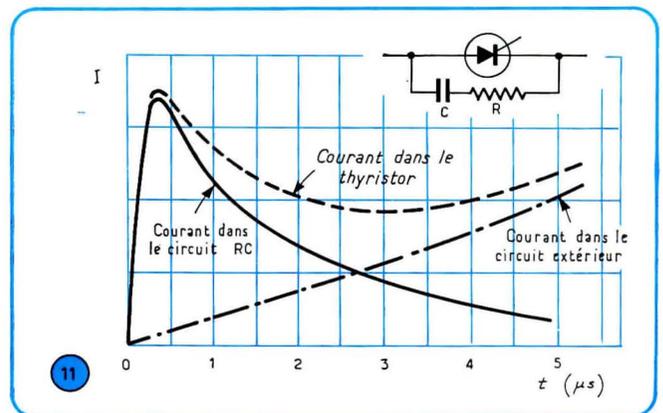
$$U = 10^{-8} N \cdot \frac{\Delta \Phi}{\Delta t} = 10^{-8} N S \cdot \frac{\Delta B}{\Delta t}$$

$$\Delta t = 10^{-8} \frac{N S \cdot \Delta B}{U}$$

avec U = tension d'alimentation ;
 S = section du circuit magnétique ;
 N = nombre de spires de l'enroulement ;
 ΔB = variation d'induction.

Avec un circuit de 1 cm², si la variation d'induction est de 3 000 gauss avec 10 spires, on obtiendra un retard de 1,5 μ s pour une tension d'alimentation de 200 V.

Mais la connaissance du retard ne suffit pas pour définir l'induction ; il faut évaluer le courant magnétisant ; s'il est trop élevé, le thyristor peut être soumis à des contraintes trop fortes ; si, par contre, il est trop faible, la



vitesse de propagation de la zone de cathode amorcée n'est pas assez importante.

On admet que ce courant doit être compris entre 5 et 15 A pour les thyristors 35 A. La valeur de ce courant dépend de la ligne de force moyenne du circuit magnétique, de l'inverse de la perméabilité et du nombre de spires. Avec des ferrites B 30 C.O.F.E.L.E.C., il faut environ 0,7 At pour atteindre $\Delta t/2$ avec des impulsions de quelques microsecondes (avec des ferrites 2003 L.T.T. ou 3 E1 R.T.C., les résultats sont sensiblement identiques). Avec un tore dont la ligne de force moyenne l mesure 12 cm et 10 spires, le courant magnétisant pour $t = \Delta t/2$ sera :

$$\frac{ni}{l} = 0,5, \quad \text{d'où } i = \frac{0,5 \times 12}{10} = 0,6 \text{ A.}$$

Pour augmenter ce courant magnétisant, il suffit de mettre une résistance en parallèle sur l'inductance.

Cas des circuits de protection

Presque tous les thyristors fonctionnent avec un circuit de protection RC (fig. 11). Dans ce circuit, le courant est donné par :

$$i = \frac{U}{R} \cdot \exp(-t/RC)$$

Au moment de l'amorçage, le di/dt est théoriquement infini (en pratique il est limité par l'inductance résiduelle des connexions).

Dans le cas général, on détermine R de façon que la valeur maximale $I = U/R$ soit comprise entre 5 et 30 A, et on vérifie que la caractéristique du courant en fonction du temps reste à l'intérieur de la zone permise (fig. 8 et 9). On peut remarquer que, dans la plupart des équipements à commutation naturelle, c'est le circuit de protection qui impose les plus fortes contraintes en di/dt .

La pratique des thyristors

II. - Etude dynamique

AMORÇAGE DES THYRISTORS

Pour bien comprendre les phénomènes qui se passent à l'amorçage, il faut revoir le principe même du thyristor. Un thyristor PNPN peut être considéré comme un circuit élémentaires composé de deux transistors PNP et NPN montés en réaction (fig. 12). Lorsqu'on applique une tension positive sur l'anode, les deux transistors sont bloqués. Si l'on envoie un courant de commande sur la base du transistor T_2 , le courant collecteur augmente ; ce courant traverse la base du transistor T_1 , et l'effet de réaction amène l'ensemble des deux transistors à devenir conducteurs. Cela, c'est le mode d'amorçage normal, mais on peut aussi faire basculer les transistors d'une autre façon, en augmentant le courant qui passe dans T_1 ; cela peut se produire des deux manières suivantes :

1. — Si l'on augmente le courant de fuite du transistor T_1 , le courant I_{C0} augmente avec la température, ce qui explique que le thyristor perde son pouvoir de blocage, lorsque la température de jonction est trop élevée. C'est là une des raisons pour laquelle les thyristors doivent fonctionner à des températures de jonction plus basses que les diodes ou les transistors.

Par ailleurs, un courant de fuite trop élevé peut aussi provenir d'un courant de surface par les bords de la jonction, et le thyristor s'amorcera alors tout seul, lorsqu'on dépassera une certaine tension $V_{(BO)}$ (tension de retournement). Dans le cas où le courant de fuite est négligeable, cette tension correspondrait à la tension d'avalanche de la jonction directe.

2. — Si l'on augmente ce courant de fuite en régime transitoire, les capacités des jonctions ne sont pas négligeables et, si la tension aux bornes du thyristor augmente trop vite, le courant qui passera dans les capacités sera suffisant pour amorcer le thyristor : c'est l'amorçage par dv/dt .

Caractéristiques statiques d'amorçage

Le constructeur garantit trois valeurs pour l'amorçage des thyristors :

— Le courant I_{GT} , qui est la valeur maximale nécessaire pour amorcer tous les thyristors ; le courant réel peut être beaucoup plus faible et il y a une très grande dispersion dans cette caractéristique ;

— La tension V_{GT} qui correspond au courant I_{GT} ; ce paramètre est beaucoup moins important que le précédent, car un thyristor devrait toujours être amorcé par un générateur de courant. Suivant les thyristors, cette tension varie de 1 à 3 V ;

— La tension V_{GD} , qui est la tension la plus élevée qui ne provoque pas l'amorçage du thyristor. Cette tension varie entre 0,2 et 0,3 V suivant les thyristors ; elle est toujours définie à chaud, c'est-à-dire à la température maximale de jonction.

Si un thyristor est soumis à une certaine tension gâchette inférieure à V_{GD} , par exemple 0,15 V, il reste bloqué, mais par contre, sa sensibilité au dv/dt peut être plus importante. En effet, le dv/dt est normalement défini avec une tension de gâchette nulle.

Caractéristiques dynamiques

Lorsqu'on amorce un thyristor, la tension à ses bornes décroît suivant la loi de la figure 13. On définit ainsi : t_a = retard à la croissance commandé par la gâchette ; t_r = temps de la croissance commandé par la gâchette.

Cette séparation peut paraître arbitraire, mais elle correspond à deux phénomènes bien distincts. Le t_a est, en effet, un temps de retard pur ; c'est l'intervalle qui s'écoule entre le moment où l'on commence à injecter un courant dans la gâchette, et le moment où le thyristor commence à devenir conducteur. Ce temps de retard dépend beaucoup du courant de commande, et surtout du temps de la montée de ce courant ; par contre, il dépend relativement peu de la tension anode-cathode, si celle-ci est supérieure à 200 V. Le t_a varie de 0,2 μs , pour les tout petits

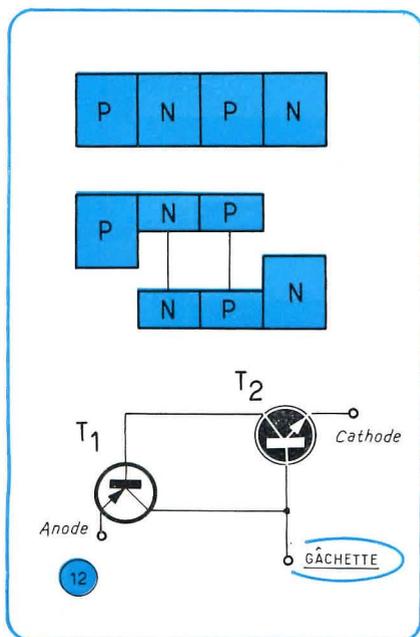


Fig. 12. — Schéma équivalent d'un thyristor.

thyristors, à 1 μs , pour les thyristors 35 A (fig. 14) ; il atteint 5 μs environ pour les très gros thyristors.

D'autre part, le thyristor devient progressivement conducteur pendant la durée du t_r . Ce temps dépend surtout du courant qui passe à ce moment, c'est-à-dire qu'il dépend plus de la façon dont « monte » le courant que de la valeur finale de ce courant. Le plus souvent, dans les mesures, on ne spécifie pas le temps de montée du courant principal, mais seulement la valeur finale de ce courant. Pendant la durée du t_r , le thyristor s'amorce progressivement et la surface conductrice augmente à une certaine vitesse.

Beaucoup d'auteurs évaluent cette vitesse radiale à environ 0,1 mm/ μs ; en fait, il semble que les phénomènes réels soient assez complexes et que la vitesse varie beaucoup avec le courant et peu avec les conditions d'amorçage. Il est reconnu que les possibilités en di/dt d'un thyristor sont fonction des conditions de commande (niveau de courant de gâchette et temps de montée de ce courant) ; on devrait donc s'attendre à ce que le t_r dépende beaucoup du courant de commande ; en fait, pour la plupart des thyristors, il est difficile (la mesure se fait à l'oscillographe) de voir la différence sur le t_r (par contre, sur le t_d , cette action est considérable). Il semble que l'influence des conditions de commande ne soit sensible que pendant les premières microsecondes ou fractions de microseconde qui suivent l'amorçage (fig. 15).

Pour beaucoup de thyristors, on tend de plus en plus à ne pas séparer t_d et t_r , mais à donner t_{gt} « temps d'amorçage » : $t_{gt} = t_d + t_r$. Pour que la mesure de ces caractéristiques ait un sens, il faut préciser :

- Les conditions d'amorçage, avec le temps de montée et le courant de gâchette ;
- La tension d'anode avant amorçage ;
- La valeur finale du courant d'anode ;
- Le di/dt à l'amorçage (ou les constantes électriques qui fixent le temps de montée) ;
- La température.

Dans la pratique, cette dernière caractéristique n'est pas très importante, le paramètre prépondérant étant le t_d , spécialement pour les montages de thyristors en série et (mais c'est moins critique) pour les montages en parallèle.

Courant d'accrochage

Lorsqu'on amorce un thyristor, ce dernier ne reste amorcé que s'il est parcouru par un courant suffisant ; ce courant est appelé *courant d'accrochage*. Si l'on supprime l'impulsion de commande avant que le courant n'atteigne la valeur I_L du courant d'accrochage, le thyristor ne restera pas amorcé. Il ne faut pas confondre cette

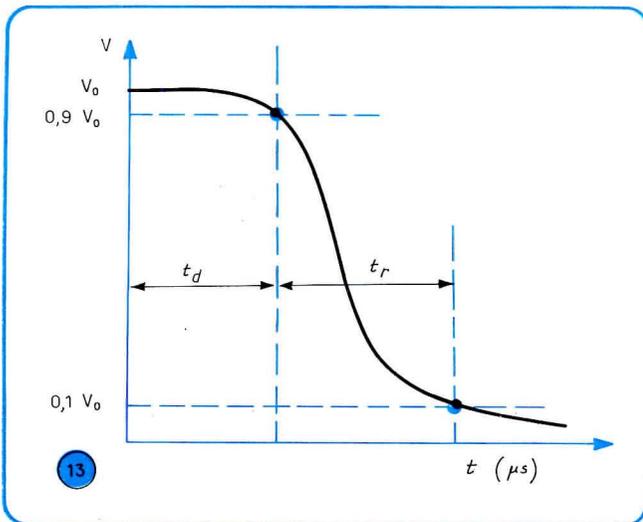


Fig. 13. — Amorçage d'un thyristor.

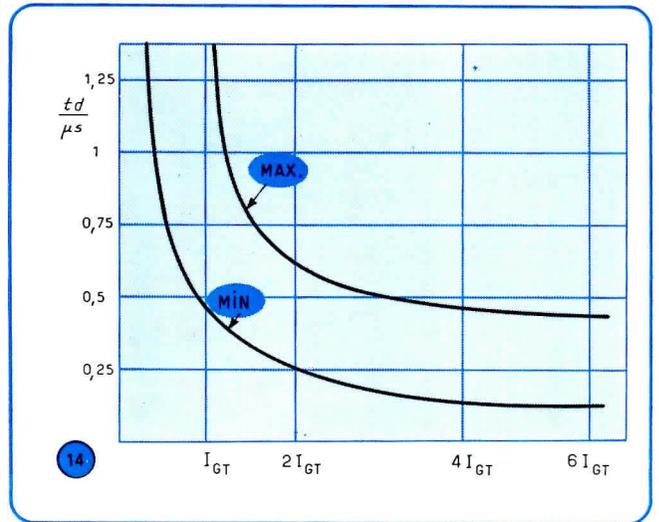


Fig. 14. — Caractéristiques donnant t_a en fonction de I_G d'un thyristor 35 A. On a : t_a 0,1 μs , tension d'anode 200 V.

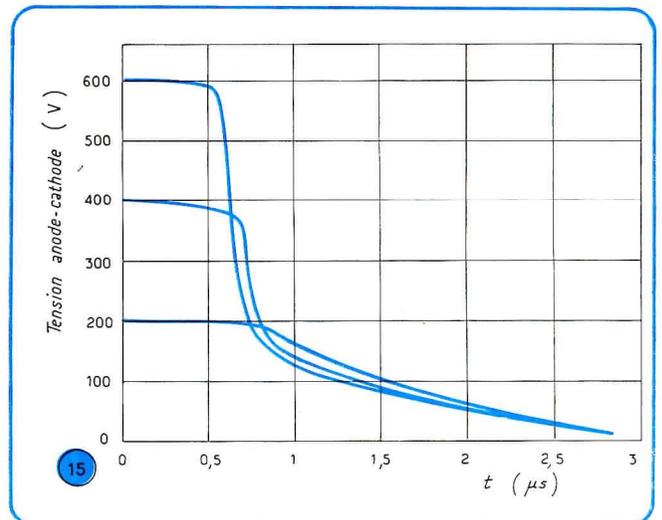


Fig. 15. — Caractéristique d'un thyristor SESCOSEM 2N 690 amorcé avec $di/dt = 50 \text{ A}/\mu\text{s}$ pour différentes tensions initiales.

valeur avec le courant hypostatique, ou courant de maintien I_H , qui est en général deux à trois fois plus faible. Le courant d'accrochage varie avec la longueur et l'intensité de l'impulsion de commande (fig. 16).

Recommandations pratiques pour l'amorçage

Il y a trois méthodes pour amorcer un thyristor (en dehors de celle qui consiste à dépasser la température limite de jonction) :

- En dépassant la tension de retournement $V_{(BO)}$;
- En dépassant la valeur limite du dv/dt ;
- En envoyant un courant de gâchette.

La première méthode est la moins appréciée ; en principe, elle est même interdite par le constructeur ; seuls quelques types de thyristors (C 137, par exemple) peuvent

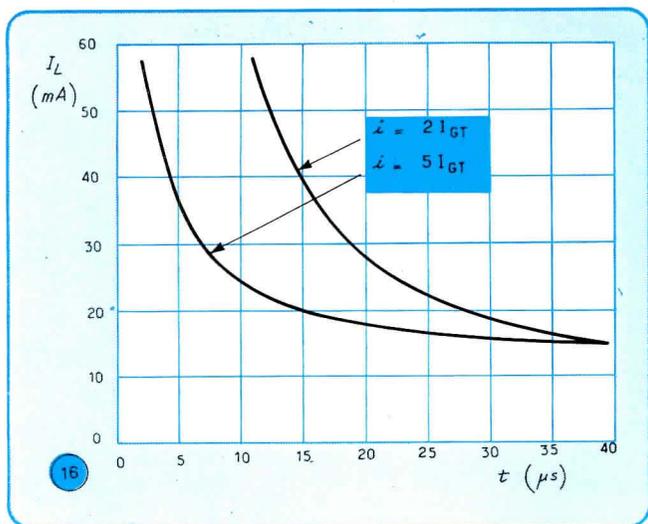


Fig. 16. — Variation du courant d'accrochage avec la largeur de l'impulsion de commande.

être amorcés par basculement direct, mais, en général, le constructeur ne l'autorise que pour les thyristors dont les tensions garanties sont supérieures à 500 V (c'est-à-dire ceux qui ont de faibles courants de surface) : dans ces conditions, le di/dt à l'amorçage est limité à 5 A/μs. Enfin, le constructeur ne garantit pas une valeur de $V_{(BO)}$; par contre, il garantit le plus souvent la tension V_{DWM} . L'utilisateur n'a ainsi aucune garantie sur la tension $V_{(BO)}$ à laquelle s'amorcera le thyristor, et qui peut être deux à trois fois supérieure à la tension V_{DWM} , surtout pour les thyristors à basse tension.

La seconde méthode est également peu recommandée. En effet, un thyristor monté sur un appareil de mesure ne risque absolument rien s'il est déclenché en dv/dt ; mais,

sur un circuit d'utilisation, il risque d'être détruit, car, si un thyristor peut toujours être amorcé en dv/dt , il ne supporte pas forcément le di/dt après cet amorçage (il faut voir là, la cause de certaines destructions de thyristors dans des circuits d'onduleurs, alors que l'on a quelquefois tendance à incriminer le calibre du fusible). Néanmoins, certains types de thyristors basculent très rapidement lorsqu'ils sont amorcés en dv/dt et supportent parfaitement des di/dt comme s'ils étaient amorcés par la gâchette.

Ces deux méthodes sont donc à proscrire pour l'utilisation des thyristors ; mais comme toujours avec les thyristors, les valeurs garanties ne sont que des grandeurs minimales ou maximales ; de nombreux thyristors peuvent alors être déclenchés par basculement direct, et subir ensuite des di/dt de l'ordre de 200 A/μs sans être détériorés ; mais, si l'utilisateur veut être sûr de ne pas avoir d'incidents, il ne doit pas se contenter d'expériences de laboratoire, portant sur quelques exemplaires, mais vérifier que son thyristor est bien utilisé conformément aux garanties données par le constructeur : il ne faut jamais oublier qu'il y a une grande dispersion de certains paramètres, spécialement lorsque la cathode du thyristor est réalisée par alliage.

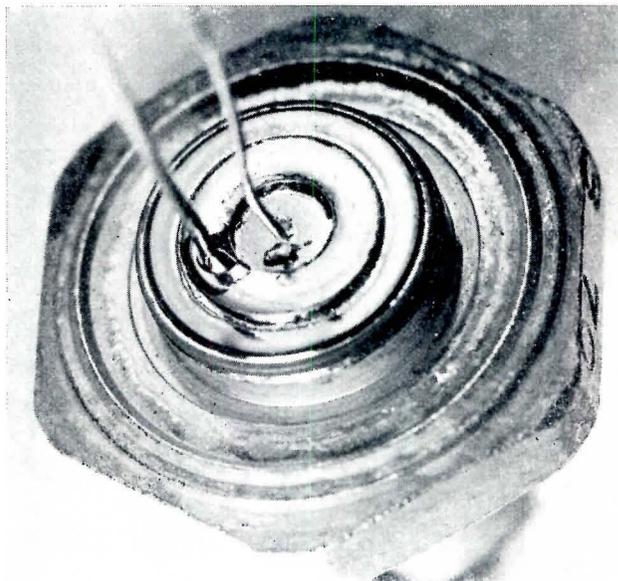
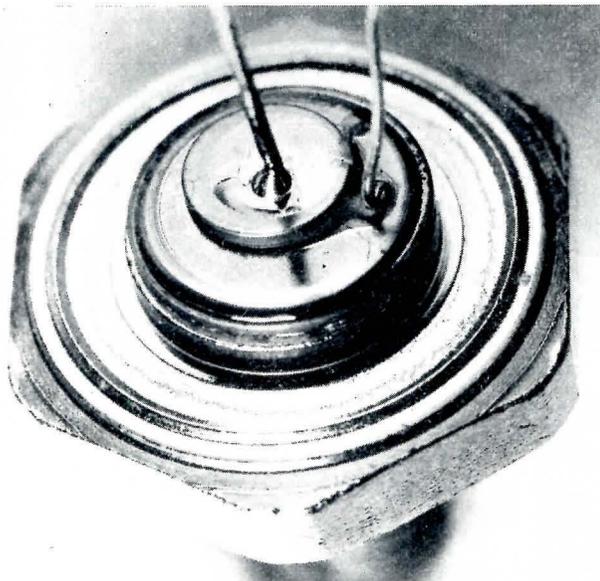
La troisième méthode, qui consiste à envoyer une impulsion sur la gâchette, est la méthode adoptée et, pour avoir les meilleurs résultats, l'utilisateur devrait toujours tenir compte des principes suivants, à savoir :

— Attaquer le circuit de gâchette, de préférence avec un générateur de courant (si l'on dispose d'un générateur de tension, partir d'une tension de 10 à 20 V et mettre une résistance en série) ;

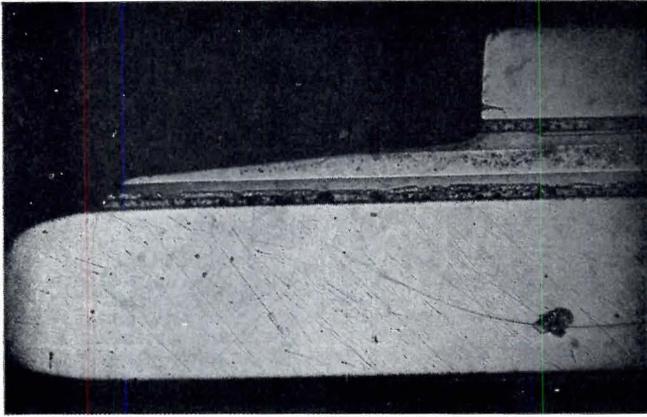
— Avoir toujours un courant de commande bien plus élevé que la valeur minimale I_{GT} spécifiée (par exemple, 3 à 5 I_{GT}) (fig. 17) ;

— Veiller à ce que le temps de montée soit aussi court que possible (0,1 à 1 μs), surtout si le thyristor doit supporter un di/dt après l'amorçage. Dans les cas, rares, où le thyristor ne supporte que des di/dt faibles (ne pas oublier le di/dt dû au circuit de protection), on peut, à la rigueur, se contenter d'un temps de montée plus élevé et de courants plus faibles. Cela est d'autant plus important que le thyristor est d'un calibre plus élevé. Le courant de commande peut ensuite redescendre très rapidement (après le t_d) à la valeur I_{GT} .

— La longueur de l'impulsion doit être telle que le courant de commande doit rester supérieur à I_{GT} , tant que



Thyristors 35 A. Ces deux vues permettent de comparer deux thyristors de même calibre réalisés de façon différente. A gauche, thyristor diffusé-allié, type 2N 690 : on remarque la gâchette latérale soudée (sur la photo) ; le disque qui recouvre la pastille est en tungstène, il assure une répartition uniforme du courant dans la cathode. A droite, thyristor entièrement diffusé, type 2N 3658 ; la gâchette est soudée au centre ; la cathode a la forme d'un anneau, elle est aussi recouverte d'un anneau de tungstène sur lequel est soudé le fil d'argent (à gauche de la photo) de la connexion de sortie. Cette géométrie permet d'améliorer les performances du thyristor, notamment le di/dt .



Cette photo (grossissement 30 environ) représente la coupe d'une partie de la pastille d'un thyristor rapide à caractéristiques poussées. La pastille est soudée entre deux anneaux de tungstène relativement épais. La cathode est à la partie supérieure et la gâchette est invisible. Les soudures (brasures dures) apparaissent presque noires entre le tungstène et le silicium.

En partant de l'anode (en bas) le thyristor a une structure PNPN. Les trois premières régions apparaissent nettement sur cette photo, la zone N au clair, les deux zones P au gris plus foncé. La zone N de cathode est moins nette.

On remarque sur le côté gauche que l'extrémité de la jonction PN côté anode (cette jonction tient la tension inverse) est taillée avec un biseau de 45°. La jonction NP qui tient la tension directe est taillée avec un angle beaucoup plus petit (environ 6°). Ceci permet de réduire le champ électrique en surface.

le courant dans le circuit principal n'a pas atteint le courant d'accrochage. En pratique, il faut prendre une marge de sécurité. Mais attention, cette règle établie pour le thyristor, de façon qu'il fonctionne dans de bonnes conditions, n'est pas forcément valable pour le circuit ; il existe de nombreux cas où il faut utiliser des impulsions beaucoup plus longues sans que le courant d'accrochage y soit pour rien ; ces cas, très courants dans les circuits de faible

et moyenne puissance, correspondent à des charges relativement faibles avec des circuits RC. Plusieurs phénomènes différents peuvent se produire : ainsi dans le cas de la figure 18, le courant dans le thyristor est la somme des deux courants : le courant i_1 de décharge du circuit rC , et le courant i_2 dans la charge inductive.

Si $L/R \geq rC$: au temps t_1 , on pourra faire cesser l'impulsion de commande, mais au temps t_2 le courant va devenir inférieur au courant hypostatique, et le thyristor va se désarmer. Il faut donc maintenir l'impulsion suffisamment longtemps, jusqu'à ce que le courant principal ait dépassé la valeur I_L ; si l'inductance de la charge est très importante et la longueur de l'impulsion difficile à modifier, il peut être intéressant de monter une résistance en parallèle avec la charge. (Il serait dangereux, par contre, de monter un condensateur en parallèle avec la charge, car il peut se produire un régime oscillant qui bloquera sûrement le thyristor, sans compter que le di/dt dans le condensateur serait à même de détériorer ce thyristor).

Dans la pratique, on rencontre souvent des condensateurs qui risquent de faire osciller un circuit : capacité parasite d'un bobinage, capacité des câbles d'alimentation... ; ces condensateurs sont difficiles à calculer et, surtout, à prévoir ; il est alors prudent d'utiliser des impulsions suffisamment longues lorsque c'est possible.

Il existe d'autres cas où il est nécessaire d'avoir des impulsions longues, par exemple dans certains régimes de fonctionnement des circuits en ponts polyphasés, dans les circuits où le réseau peut osciller à la suite de régimes transitoires sur les lignes (coup de foudre, surtension de manœuvre...), dans les circuits où l'arrivée de la tension peut se faire après l'ordre d'amorçage, etc.

Comme il n'est pas toujours facile d'obtenir des impulsions longues à très faible temps de montée, il sera nécessaire, soit de remplacer l'impulsion unique par un train

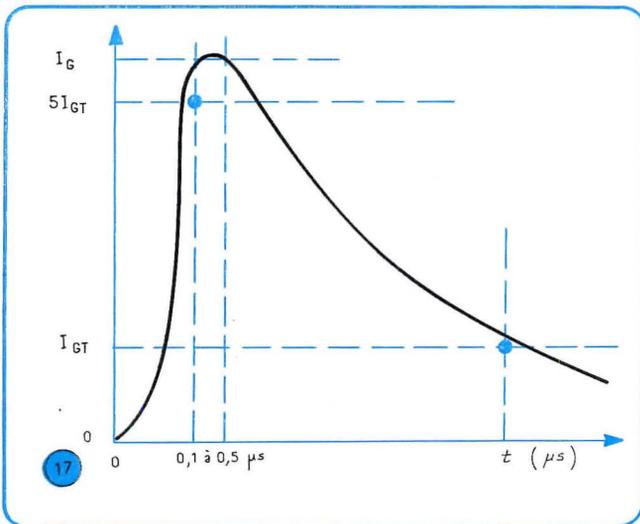


Fig. 17. — Allure de l'impulsion du courant de gâchette.

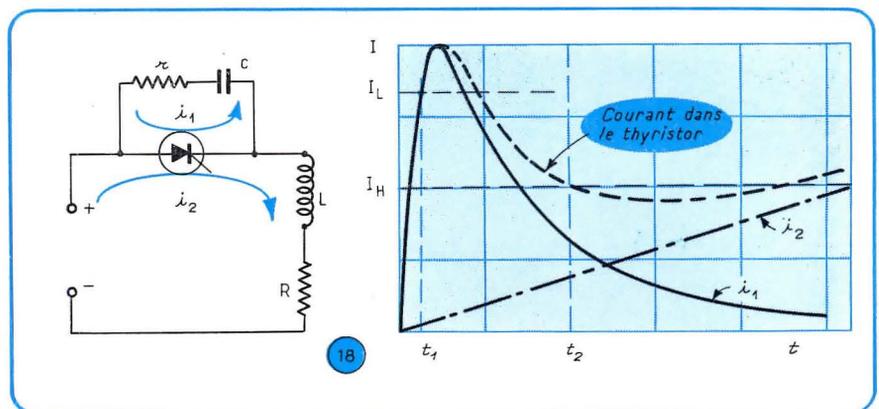


Fig. 18. — Comportement d'un circuit à l'amorçage du thyristor.

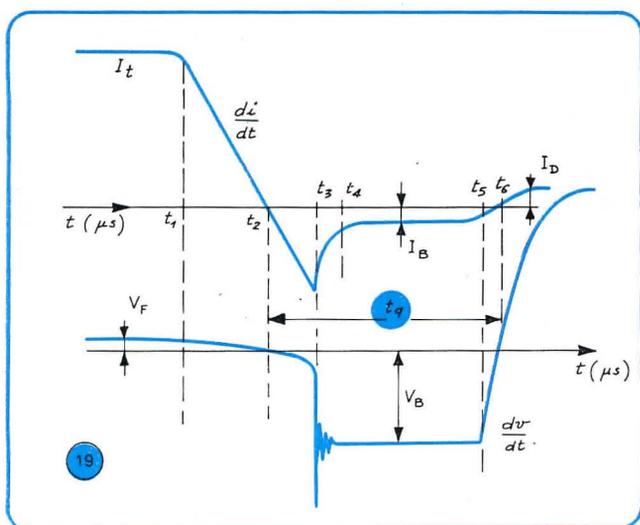


Fig. 19. — Caractéristiques de désamorçage d'un thyristor.

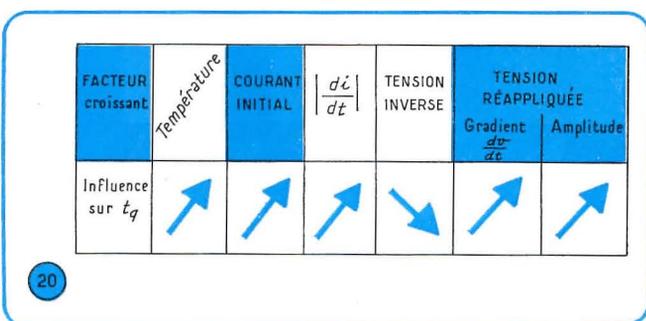


Fig. 20. — Influence des principaux facteurs sur le t_q (temps de désamorçage) d'un thyristor.

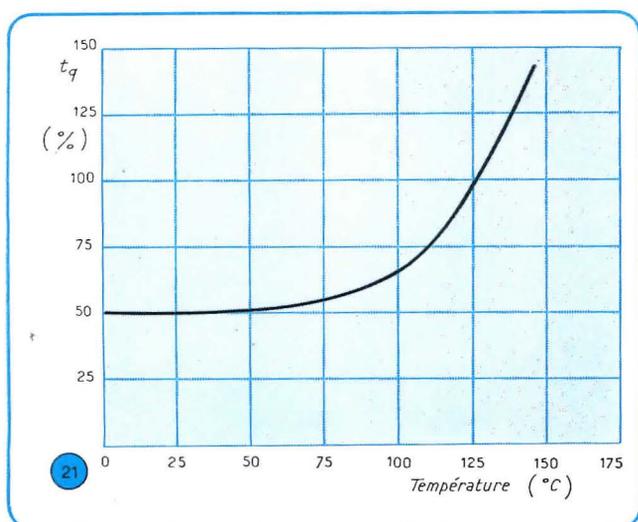


Fig. 21. — Variation de t_q avec la température de jonction.

d'impulsions de fréquence élevée (10 à 50 kHz), soit d'avoir recours à deux générateurs d'impulsions différents pour créer, d'une part, le front de montée, d'autre part, la durée. Dans tous les cas, il faut vérifier que l'on ne dépasse pas la puissance admissible sur le circuit de gâchette.

Protection contre les parasites

Un thyristor est d'autant mieux protégé contre les parasites qui peuvent s'introduire par le circuit de gâchette qu'il est plus « dur » à amorcer. Au début de l'apparition du thyristor, comme toujours lorsqu'il s'agit d'un produit nouveau, on a cherché à pousser ses performances et on a fait des thyristors très sensibles; certains utilisateurs s'y sont habitués et continuent à demander des caractéristiques de gâchette analogues. Nous pensons que (sauf dans le cas des tout petits thyristors), ces habitudes devraient être revues: en effet, un thyristor est un commutateur et on lui demande d'être un bon commutateur, c'est-à-dire de « tenir » une forte tension et d'être très peu sensible aux parasites, qu'ils viennent du circuit d'anode (dv/dt) ou du circuit de commande. Tout cela ne peut être obtenu qu'avec des thyristors de faible sensibilité; en regard des qualités d'un bon thyristor, l'utilisateur devra envoyer des impulsions un peu plus fortes, mais les transistors ont fait de tels progrès ces derniers temps qu'il n'y a pas de difficultés à augmenter un peu le niveau des impulsions; les obstacles proviennent surtout des habitudes, car il est difficile de modifier ce qui existe, et plus encore de changer des mentalités. Si l'on se réfère à l'analogie électromécanique, on s'aperçoit que les utilisateurs acceptent parfaitement d'augmenter un peu la puissance de commande des contacteurs, à condition d'obtenir ainsi des contacteurs plus fiables et qui résistent mieux aux vibrations.

EXTINCTION DES THYRISTORS

Il y a plusieurs méthodes pour éteindre un thyristor:

— La méthode dite « *commutation naturelle* ». Le courant principal s'inverse par suite des propriétés du circuit extérieur, et, en général, sans discontinuité; c'est le cas du fonctionnement classique avec une source d'énergie alternative 50 Hz.

— La méthode qui consiste à *diminuer le courant au-dessous du courant hypostatique*. Cette méthode est très rarement utilisée; néanmoins, dans certains cas, un circuit peut être alimenté par une tension unidirectionnelle qui s'annule périodiquement. Si la charge n'est pas inductive, le courant s'annulera en même temps et cela pourra être mis à profit pour désamorcer le thyristor: c'est le cas des alimentations redressées monophasées deux alternances. Dans la pratique, la tension s'annule pendant un temps assez court qui peut être insuffisant pour que le thyristor reste bloqué.

— La méthode dite « *commutation forcée* ». Le courant principal s'inverse par suite d'une commutation dans un circuit extérieur. Cette commutation est, en général, réalisée par la décharge d'un condensateur. Le courant dans le thyristor, qui est la différence entre le courant dans le circuit et le courant de décharge, s'annule, et le thyristor se bloque; mais on ne peut pas réappliquer la tension positive avant un certain temps t_q , sous peine de voir le thyristor se remettre à conduire; la figure 19 montre les formes d'ondes traduisant le processus de fonctionnement.

A l'instant t_1 , on commute le circuit extérieur; le courant décroît alors suivant une pente di/dt et la tension aux bornes du thyristor, qui était de V_T (un peu plus d'un volt), décroît aussi très légèrement, mais l'ordre de grandeur ne change pas; au temps t_2 , le courant change de signe: si le thyristor était parfait, il se bloquerait instantanément; en fait, pendant l'intervalle de temps t_2 t_3 , le thyristor se comporte comme un court-circuit, puis, brusquement au temps t_3 , il se bloque; cela se traduit par un saut de tension (dans la pratique, il y a très souvent une oscillation à cause des inductances et des capacités réparties). La jonction inverse a retrouvé son pouvoir de blocage, mais la concentration des porteurs minoritaires est encore trop importante au voisinage de la jonction directe pour que celle-ci retrouve aussi son pouvoir de blocage; il faut attendre jusqu'à t_6 pour pouvoir réappliquer une tension positive. Le temps de désarmor-

age, t_q est égal à l'intervalle $t_2 t_0$. Le temps $t_2 t_4$ appelé, en général, t_{rr} , est le temps de récupération : son ordre de grandeur est de 1 μ s ; t_q est beaucoup plus élevé et varie de 5 μ s, pour les thyristors très rapides, à 50 μ s pour les thyristors classiques (les très gros thyristors ont des temps de désarmorage qui peuvent atteindre 400 μ s).

La définition exacte du temps de désarmorage est : « temps de désarmorage par commutation du circuit » ; en toute rigueur, cette définition ne s'applique qu'à la méthode de commutation forcée. Néanmoins, la définition du temps de désarmorage peut très bien s'appliquer aux circuits à commutation naturelle, même si ces circuits fonctionnent en récupération. La définition du temps de désarmorage n'a aucun sens si elle n'est pas accompagnée de la définition des conditions de mesure. Notons que tous les facteurs qui tendent à diminuer la concentration des porteurs minoritaires tendent à diminuer le temps de désarmorage. Le tableau de la figure 20 résume ces caractéristiques.

Température

Le temps de désarmorage croît fortement avec la température, surtout lorsque celle-ci approche de la limite supérieure de la température de jonction. La courbe de la figure 21 traduit cette variation relative ; l'ordre de grandeur reste valable pour tous les thyristors : à noter que lorsque la température de jonction n'est pas uniforme et qu'il n'y a qu'un seul point chaud, le temps t_q augmente aussi ; cela arrive après une élévation de température anormale en di/dt et la mesure du t_q , immédiatement après le di/dt , peut être utilisée comme critère de surcharge. C'est pour cette raison que, pour les thyristors à hautes performances et spécialement à haut di/dt , le test de mesure utilisé est un peu spécial : c'est le « pulse commutated turn-off », prévu par exemple dans la spécification JEDEC pour les thyristors de la série 2N 3658, où le temps d'extinction se mesure dans des conditions très dures, c'est-à-dire avec une pointe de courant égale à 3 fois le courant moyen, dont la durée est de 2 μ s.

Courant et di/dt

On conçoit bien que, plus le courant est élevé, plus il y a de porteurs minoritaires au niveau des jonctions à bloquer, c'est-à-dire que le temps de désarmorage augmente lorsque le courant direct (avant la commutation) augmente (fig. 22) ; la pente de variation de ce courant a encore plus d'influence : en effet, si ce dernier diminue très lentement, une partie importante des porteurs minoritaires disparaît avant le désarmorage.

Néanmoins, cela n'est valable qu'en première approximation, et un di/dt_2 important lorsque le courant est négatif, a plutôt un effet favorable. Réciproquement, le cas où le di/dt est très important lorsque le courant est positif et beaucoup moins important lorsque le courant est négatif (ou, ce qui revient au même, lorsque la pointe de courant négatif se trouve diminuée), est très défavorable : ce cas peut se rencontrer, par exemple, si l'on utilise une inductance saturable destinée à limiter le di/dt à l'amorçage. Après le changement de signe du courant, l'inductance se désature et limite le courant inverse.

Tension négative réappliquée

Le temps de désarmorage varie beaucoup avec la tension négative réappliquée, tant que celle-ci est comprise entre 0 et 100 V ; au-dessus, son effet est peu sensible (fig. 23).

Tension gâchette

Elle a aussi une influence sur le temps de désarmorage : sur les thyristors 35 A alliés, une polarisation négative permet de gagner 10 % ; sur les tout petits thyristors, cette influence peut devenir très importante (certains petits thyristors rapides utilisés sur des circuits de balayage lignes en télévision voient ainsi leur t_q descendre à des valeurs extrêmement faibles : 3 à 4 μ s avec une très forte polarisation négative) ; par contre, cette influence devient négligeable pour les gros thyristors.

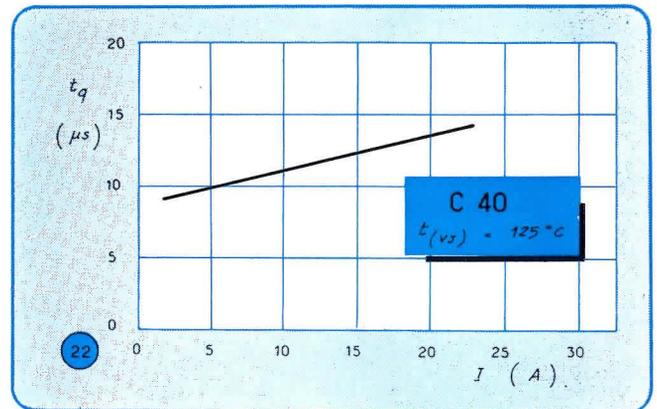


Fig. 22. — Influence du courant direct sur t_q .

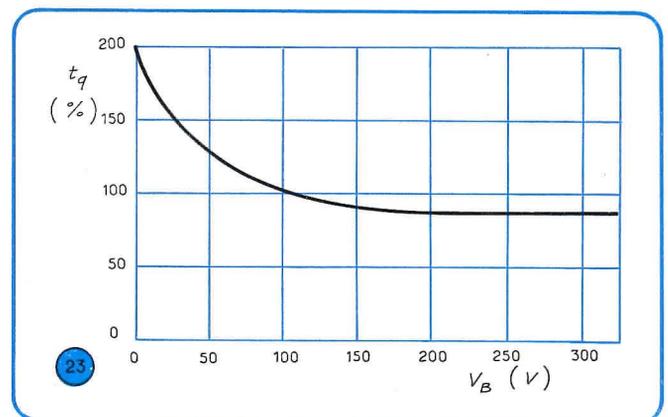
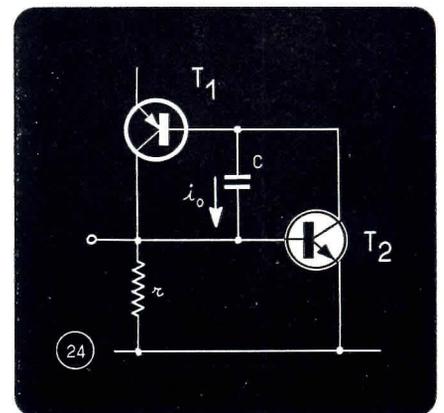


Fig. 23. — Influence de la tension inverse sur le temps de désarmorage.

Fig. 24. — Schéma équivalent du thyristor.



Tension directe réappliquée

Le temps de désarmorage varie avec la tension réappliquée et, surtout, avec la vitesse de variation de cette tension dv/dt ; cette influence varie beaucoup d'un type de thyristor à l'autre, suivant la structure de la jonction PN de cathode.

L'étude de tous ces paramètres montre qu'il faut être très prudent lorsque l'on compare les valeurs indiquées sans que les conditions de mesures soient précisées. Actuellement, nous ne pouvons que regretter que ces conditions ne soient pas mieux définies dans les différentes normes et recommandations internationales.

Le dv/dt

Lorsqu'on dépasse « la vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué » (dv/dt), le thyristor peut s'amorcer. Pour mieux examiner ce phénomène, il est intéressant de reprendre le schéma approché (fig. 24) : entre la base de T_1 et l'émetteur de T_2 , il y a une capacité C qui n'est pas négligeable ; si la tension croît avec une pente dv/dt , cette capacité est traversée par un courant $i_0 = C dv/dt$; c'est ce courant i_0 qui risque d'amorcer le thyristor.

Conditions de mesures

La première méthode consiste à appliquer au thyristor à essayer, une rampe de tension linéaire croissant avec la pente dv/dt et à vérifier qu'il ne s'amorce pas. Il est important de noter que la mesure n'a de sens que si l'on applique cette tension jusqu'à une valeur relativement élevée, V_{max} , qui est soit V_{DWM} , éventuellement V_{DRM} , soit $0,67 V_{DWM}$. L'usage tend actuellement à adopter cette dernière valeur, ce qui paraît regrettable ; en effet, lorsqu'un utilisateur calcule un circuit à thyristor, il prend toujours un coefficient de sécurité entre la tension maximale qu'il aura en service et V_{DWM} (ce coefficient varie de 1,5 pour le matériel électroménager à plus de 3 pour les appareils de puissance utilisés en électrotechnique). Le dv/dt peut provenir de plusieurs causes, à savoir :

— *Du fonctionnement même du circuit* : surtension de commutation des ponts à thyristors, tension réappliquée dans les onduleurs, etc. Dans ce cas, la valeur à laquelle peut monter la tension transitoire est élevée, mais connue. La règle de 67 % paraît faite pour ces cas.

— *Des parasites extérieurs au circuit* (coup de foudre, surtension de manœuvre, coupure d'une inductance, etc.). Dans ce cas, malgré les protections, l'amplitude de la surtension transitoire est mal connue et très difficile à mesurer, mais elle peut être très proche de V_{DRM} .

L'utilisateur a tout intérêt à connaître les possibilités en dv/dt de son thyristor, car un thyristor garanti pour une valeur donnée du dv/dt , lorsque la tension ne monte

qu'à 67 % de V_{DWM} , pourra très bien ne plus supporter que la moitié de ce gradient sur la tension portée à V_{DWM} .

La méthode de mesure « linéaire » est souvent remplacée par la méthode exponentielle (fig. 25) qui donne des résultats sensiblement identiques (elle est considérée comme un peu moins dure). Cette méthode consiste à appliquer une tension $V = V_{max} \left(1 - \exp - \frac{t}{\Theta} \right)$.

Par définition (arbitraire), le dv/dt appliqué au thyristor est :

$$\frac{dt}{dv} = \frac{0,63 V_{max}}{\Theta}$$

Cela correspond à la valeur moyenne de la pente entre les temps $t = 0$ et $t = \Theta$. A noter que la pente à l'origine $dv/dt_0 = 1,58 dv/dt$ et que la pente tend vers 0 lorsqu'on approche de V_{max} . Pour conclure, tout ce qui tend à rendre plus difficile les conditions d'amorçage tend à augmenter le dv/dt .

Résistance de gâchette

On voit, sur la figure 24, que si l'on dispose une résistance entre gâchette et cathode, cette résistance va dériver une partie du courant capacitif et rendre plus difficile l'amorçage du thyristor.

Cette méthode est extrêmement efficace pour les petits thyristors (la résistance dévie également une partie du courant de fuite du transistor T_1), au point que les conditions de fonctionnement de certains petits thyristors (thy-

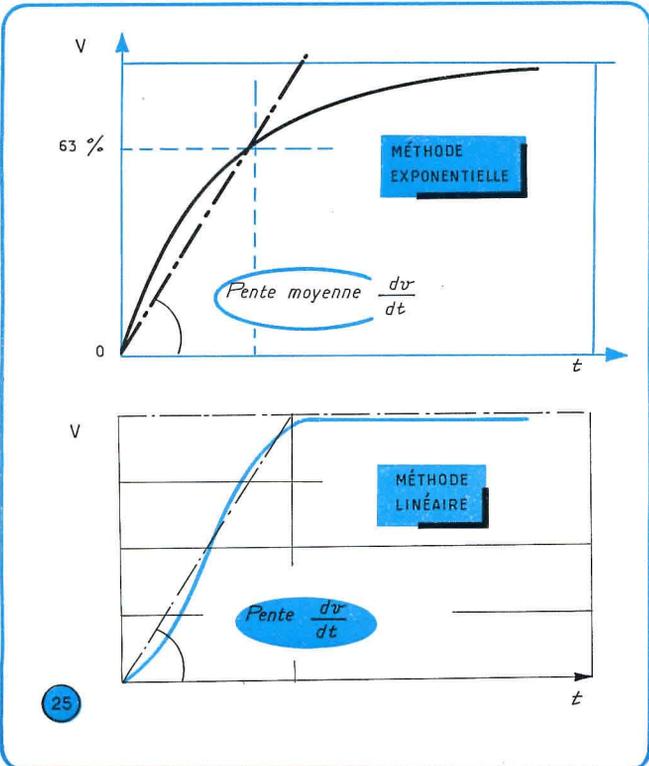


Fig. 25. — Conditions de mesure du dv/dt .

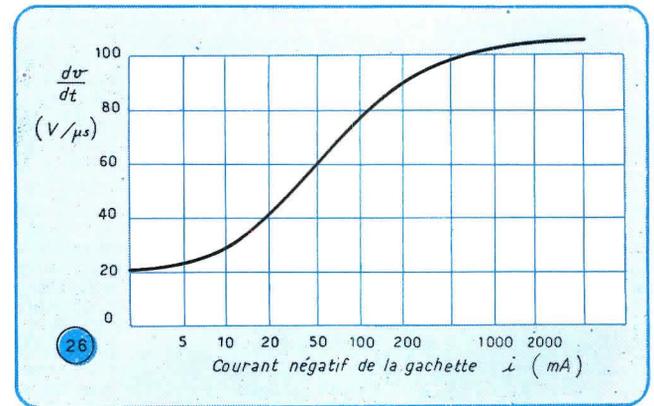
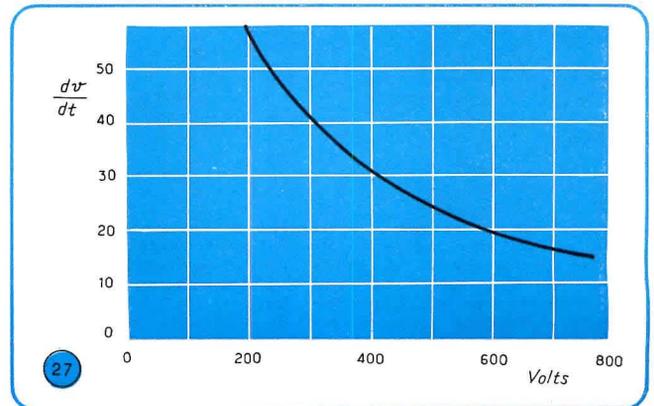


Fig. 26. — Influence de la polarisation négative sur un thyristor allié (sans court-circuit de gâchette).

Fig. 27. — Variation du dv/dt en fonction de l'amplitude de la tension pour un thyristor allié.



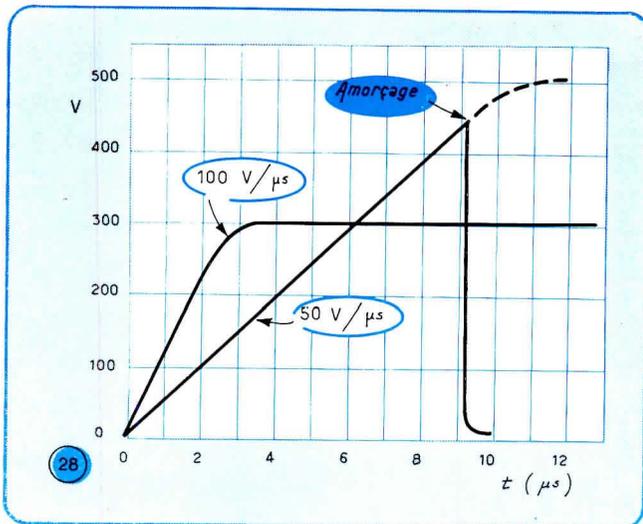


Fig. 28. — Essai d'un thyristor en dv/dt : le thyristor à tester amorce à $50 V/\mu s$ lorsque la tension finale est de $500 V$; en revanche, il « tient » $100 V/\mu s$ avec une tension finale de $300 V$.

ristors en boîtier TO-5, thyristors planars) sont toujours spécifiées avec une résistance de gâchette. Sur les gros thyristors, on utilise une autre méthode qui consiste à introduire à la construction un certain nombre de résistances localisées dans la jonction NP de la cathode. Ces résistances sont appelées court-circuits de gâchette et jouent à peu près le rôle d'une résistance extérieure ; la sensibilité du thyristor est un peu plus faible, mais sa tenue en tension est meilleure et, surtout, il tient beaucoup mieux en dv/dt . Les premiers thyristors tenaient des dv/dt de 10 à $30 V/\mu s$; maintenant, on arrive à garantir $500 V/\mu s$ avec des court-circuits de gâchette.

Polarisation de la gâchette

Une polarisation négative de la gâchette joue à peu près le même rôle que la résistance de gâchette, mais le résultat est plus efficace (fig. 26).

Pour les thyristors ordinaires, une polarisation négative de quelques volts peut facilement tripler la tenue en dv/dt ; sur les thyristors construits avec court-circuits de gâchette, l'effet est beaucoup moins net et varie suivant les types (l'effet est d'autant plus important que le thyristor est plus petit). La polarisation négative offre également le gros avantage d'augmenter l'immunité au bruit. Néanmoins, c'est une technique coûteuse (en circuit), qui tend à disparaître devant les progrès réalisés par les thyristors.

Température de jonction

Sauf spécification contraire, le dv/dt est défini à la température maximale de jonction ; il augmente considérablement lorsque la température diminue. Pour les thyristors alliés, le dv/dt , à la température ambiante, est quatre à dix fois plus important que la valeur garantie à $125^\circ C$.

Influence de l'amplitude de la tension

La limite de l'amorçage en dv/dt est aussi mal définie que la limite de l'amorçage par la gâchette ; le thyristor tend à s'amorcer parce que sa gâchette reçoit un courant capacitif ; à ce courant, il faut ajouter le courant de fuite, qui, à chaud, n'est plus négligeable et dépend beaucoup de la tension. Cela explique que le dv/dt que peut supporter le thyristor dépend de la tension finale (fig. 28).

Lorsqu'on amorce un thyristor par la gâchette, le t_d varie beaucoup lorsque le courant d'amorçage est très

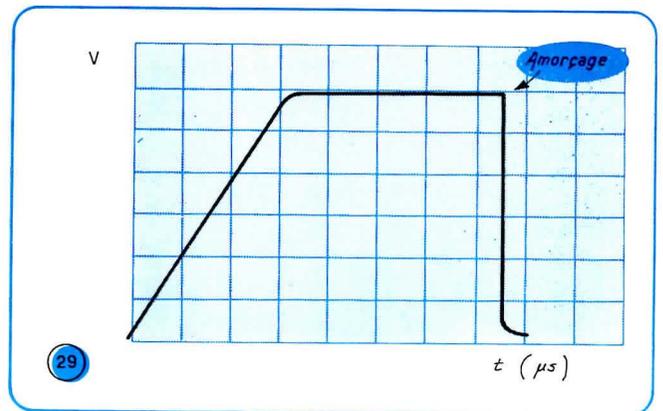


Fig. 29. — Le thyristor amorce en dv/dt plusieurs microsecondes après la rampe.

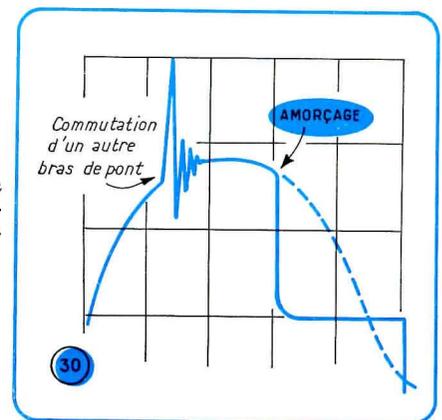


Fig. 30. — Tension aux bornes d'un thyristor (montage en pont).

faible ; ce t_d peut être bien plus grand que le t_d normal. Lorsqu'un thyristor amorce en dv/dt , il y a quelquefois un phénomène analogue ; le thyristor peut s'amorcer plusieurs microsecondes après qu'il ait été soumis à la variation de tension (fig. 28 et 29). C'est pour cela qu'il est recommandé, lors de la conception des appareils de tests, de veiller à ce que les tensions soient maintenues plusieurs microsecondes après la rampe (fig. 29).

Influence d'une tension préexistante

Le dv/dt correspondant à la définition théorique est rarement celui qui est appliqué sur un thyristor en service dans un équipement. Dans la plupart des cas, le dv/dt est superposé à une tension préexistante ; dans le cas où cette tension est négative, on conçoit bien que la tenue en dv/dt soit améliorée, parce que, pour une amplitude de perturbation donnée, la valeur finale de tension sera plus faible. Mais il y a un autre phénomène : l'application préalable d'une tension écarte les porteurs de la jonction et tend à diminuer la capacité correspondante. L'expérience montre effectivement qu'une tension préexistante, même positive, a un effet plutôt favorable. En conclusion, le dv/dt isolé, tel qu'il est prévu par les normes, correspond donc au cas le plus dur.

Le test en dv/dt correspond à un essai des conditions de fonctionnement vers la gamme des fréquences élevées. Cette méthode de test est peu familière aux électroniciens, qui ont plutôt l'habitude de faire des relevés en fréquence ; mais il y a très longtemps qu'il est pratiqué en électrotechnique. Toutes les grosses machines (transformateurs, disjoncteurs, alternateurs) sont essayées en onde de choc, en général avec une tension dont le temps de montée est de $1 \mu s$ (onde 1/50) c'est-à-dire qu'elles subissent des dv/dt élevés.

J.-M. PETER.

**Étude extraite des nos 132 et 133 d'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE,
revue mensuelle, publiée par la SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO,
9, rue Jacob, PARIS-VI^e – 033-13-65**

N.I.M. - LOGIER S.A., 4, place J.-B.-Clément, Paris



