

**CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET METIERS
CENTRE REGIONAL ASSOCIE DE TOURS**

EXAMEN PROBATOIRE

Présenté en vue d'obtenir

LE DIPLOME D'INGENIEUR

du Conservatoire National des Arts et Métiers

Spécialité :

ELECTRONIQUE

Sujet:

**LIMITES ET PERFORMANCES DES THYRISTORS
DE PUISSANCE EN COMMUTATION**

Présenté par **AVERTIN Frédéric**

Soutenu le 29 Septembre 1995 devant la commission du jury

Président :

Madame **C. FERNANDES** Professeur responsable au C.N.A.M. de PARIS

Assisté de :

Monsieur **L. JONCHERAY** Professeur responsable cycle C

Monsieur **C.BORDEAUX** Professeur d'électronique B2

Monsieur **J.F ROUX** Professeur de mathématiques du signal B

Professeurs au C.R.A. au C.N.A.M. de TOURS

SOMMAIRE

Introduction	2
1. Généralités	3
1-1. Principales caractéristiques électriques du thyristor	3
1-2. Courts-circuits gâchette-cathode	4
1-3. Interactions tension-courant	4
1-3-1. Résistances négatives.....	5
1-3-2. Origines usuelles des résistances négatives de type S.....	6
1-3-3. Tenue en tension - résistance négative par génération de porteurs.....	7
1-3-4. Ouverture du thyristor - Résistance négative et filamentation.....	7
1-3-5. Courts-circuits localisés gâchette-cathode.....	10
2. Transitoires. thyristor un seul étage	11
2-1. Fermeture par la gâchette - dI/dt	11
2-1-1. Temps de fermeture.....	11
2-1-2. dI/dt	11
2-2. Ouverture par le circuit principal - t_q	14
2-2-1. Point de vue circuit.....	14
2-2-2. Constats expérimentaux.....	14
2-2-3. Modèle physique.....	15
3. Compléments sur le t_q	17
3-1. dI/dt « avant »	17
3-2. Formule fautive, assez simple, utilisable	17
3-3. Réduction localisée de la durée de vie	18
3-4. Réduction de t_q par augmentation de V_{RM}	20
3-5. Variation rapide de tension - dV/dt	21
3-5-1. dV/dt post-recouvrement.....	21
3-5-2. dV/dt « sec », ordinaire.....	22
3-5-3. dV/dt et $V_{GK} < 0$	24
3-5-4. Effet Miller, découplage capacitif.....	24
3-6. Ordres de grandeur de $t_q = f(V_R, I_T, q, dV/dt)$	25
4. Limite fréquentielle	26
4-1. Interactions et concessions mutuelles	26
4-2. Modèle de limite fréquentielle	27
4-2-1. Circuit de référence.....	27
4-2-2. Aspect thermique.....	27
4-3. Bilan	29
Conclusion	30
Figures	31
Bibliographie	53
Glossaire	54

INTRODUCTION

L'histoire de l'électronique de puissance (EP) remonte à bien plus loin qu'on ne pourrait le croire [1]. Ceci est dû aux premiers développements et applications des thyratrons et ignitrons. Peu d'équipements commerciaux furent réalisés par suite des limitations des valves ou « soupapes » disponibles. Ainsi, la technologie des convertisseurs resta relativement en sommeil jusqu'à ce qu'un nouveau dispositif apparaisse sur la scène, c'est à dire à la suite du premier thyristor silicium de 1957.

La figure 1-a énumère quelques-unes des étapes de l'EP. Inutile de dire que l'accélération depuis les années 70 est foudroyante.

J.L. DALMASSO cite [2] à propos de l'électronique de puissance :

« La mise en oeuvre de composants électroniques dans le domaine de l'électrotechnique impose, compte tenu des puissances à contrôler, des conditions sévères d'emploi dont la plus importante est désignée par l'expression « fonctionnement en commutation ». La notion de commutation apparaît donc d'abord comme une nécessité de base : c'est le seul régime de fonctionnement des composants électroniques disponibles permettant d'envisager leur utilisation (réaliste) dans les conditions de tensions et de courants rencontrés en électrotechnique ».

La figure 1-b développe cette façon de voir. En effet on y a représenté, en fonction du temps, les variations de la tension et du courant, puis de la puissance dissipée dans le composant. Il est très facile de constater que la puissance dissipée atteint des valeurs élevées dès que la durée de coexistence tension et courant devient importante.

Les figures 1-c, et surtout 1-d posent une liste de questions auxquelles il est souhaitable de répondre pour choisir « le mieux possible » le dispositif remplissant « le mieux possible » la fonction interrupteur souhaitée ; (le mieux est équivalent au moins mal dans les situations difficiles).

A l'heure actuelle, pour des tensions supérieures à 2kV et des courants de l'ordre de 3kA, le thyristor et son cousin le GTO (thyristor ouvrable par la gâchette), restent les seuls dispositifs réellement envisageables pour assurer la fonction interrupteur statique.

1. Généralités

Les frontières du thyristor, baptisé ainsi vers 1970, n'ont cessé de s'élargir, et dans les spécificités typiquement thyristors, trois marchés se distinguent remarquablement :

- petite puissance 50 Hz avec le TRIAC,
- conversion continu-alternatif, haute tension où l'on rencontre des dispositifs de diamètre 100 mm ou plus (4 à 5kV, 2 à 3 kA),
- traction électrique avec découpage pour des fréquences de l'ordre du kHz , soit en thyristor conventionnel, soit en thyristor ouvrable par la gâchette.

Outre les énormes pouvoirs individuels de coupure, les deux derniers sont caractérisés par la présence de boîtiers pressés et de soudures dures, seules solutions sérieuses aux problèmes de la fatigue thermique sévère. Deux exemples de la technologie d'encapsulation sont présentés sur la figure 3.

1-1. Principales caractéristiques électriques du thyristor

Les codages des hachures et dénominations des différentes zones en fonction de leur concentration en dopants sont représentés sur la figure 2.

Un thyristor bloqué ressemble à deux transistors et se transforme en diode P_VN une fois basculé en conduction (cf. figure 4). Sa configuration interne lui permet d'accepter de telles conditions aux limites, comme l'expose la figure 5.

On y perçoit les deux transistors s'échangeant base et collecteur ,et figure 4, les conditions sur la durée de vie des porteurs minoritaires (τ) déterminant, au moins en partie, la rapidité des dispositifs.

La carte d'identité d'un thyristor comprend, comme tous les dispositifs de l'électronique de puissance, au moins deux volets.

1- Un comportement électrique, intéressant d'abord l'électronicien de puissance. Sur la caractéristique présentée sur la figure 6, on obtient déjà quelques définitions clés, entre autres :

- | | |
|---------------------------|--|
| V_T ou V_F (V) | : chute de tension en direct pour un courant déterminé |
| I_H (mA) | : courant de maintien. En principe, courant nominal pour lequel le thyristor reste amorcé. |
| I_S ou I_{BC0} (mA) | : courant au moment du retournement ($\frac{dI}{dV} = \infty$). |
| V_{DRM} ou V_{B0} (V) | : tension de basculement. |

V_{RRM} (V) : tension inverse de claquage.

- 2- Une structure technologique concernant évidemment le concepteur, mais aussi l'homme de circuit soucieux de l'optimisation et de la fiabilité de son équipement. Le binôme « masque - profil de concentration » est proposé pour un cas typique, sur les figures 7-a et 7-b. Le masque de l'ouverture émetteur montre la principale originalité des thyristors « normaux », c'est à dire la présence d'un réseau de courts-circuits localisés entre couches N de cathode et P de gâchette. Le matériau de type P de la gâchette remonte vers la surface, à travers la zone N^+ de cathode, par des « trous » ; le court-circuit est fait par la métallisation de cathode. Il crée ainsi une résistance gâchette-cathode R_{GK} au rôle essentiel (contrôle de la sensibilité, tenue en température, en dV/dt ...).

1-2. Courts-circuits gâchette-cathode

Si l'on dispose deux transistors du commerce, l'un NPN, l'autre PNP, selon le schéma de la figure 8-a, le résultat risquera d'être décevant si l'on oublie que les gains à faibles courants sont encore élevés. Il faudra donc les réduire, tout en réalisant la condition de retournement. Un moyen très commode est de placer des résistances entre les émetteurs et les bases de l'un ou des deux transistors. La figure 8-a illustre cette méthode. Pour les thyristors elle est universellement appliquée selon les principales variantes possibles reportées sur la figure 8-b. Quelques remarques s'imposent :

- Le système de résistance par remontée d'une couche P_B vers le contact N_E^+ , n'est valable que localement ; avec un certain pas de récurrence, on crée un réseau d'îlots de type P, baignant dans le matériau de type N de l'émetteur N_E .
- Le réseau de trous se transforme, à proximité de la prise de contact de gâchette, en une zone de « recul de trous » (cf.figure 10), propre à offrir à l'utilisateur une sensibilité (I_G) raisonnable. Son effet est de séparer le thyristor en deux régions, l'une fixant les caractéristiques externes (I_G , rapidité...), l'autre fonctionnant de manière quasi-indépendante. Au delà de la zone de recul de trous, la désensibilisation peut alors être plus vigoureuse, car hors du domaine direct de l'utilisateur.
- Une tension négative sur la gâchette n'agira que sur la zone de recul de trous ; elle peut l'éliminer même, électroniquement parlant.

1-3. Interactions tension-courant

Pour un interrupteur idéal, il devrait y avoir séparation des variables. On observerait ainsi, soit une tension hors courant, soit un courant circulant sans

qu'une différence de potentiel significative par rapport à celle tenue à vide apparaisse. Malheureusement, ces modes difficiles pour le dispositif, responsables d'élévations de température localisées, se produisent généralement en régime transitoire et risquent ainsi de le placer momentanément hors des limites de sécurité. Dans certains cas il pourra donc être détruit.

Un résultat global bien connu est qu'une augmentation de tenue en tension s'accompagnera d'une réduction de rapidité.

On pourrait résumer par **tension-courant = danger**.

En fait, le mot clé décrivant l'ensemble des problèmes concernés est celui d'*instabilité transversale*, au sein même du dispositif. Pour un circuit, l'équivalent le plus palpable sera celui de résistance négative ($R < 0$).

1-3-1. Résistances négatives

A partir d'un certain couple (I, V), on pourra voir V (ou I) baisser quand I (ou V) augmente. On aura donc deux modes de résistance négative de type S ou N comme le montrent les tracés de la figure 9-a. S'il est évident que la résistance négative d'un dipôle ne peut exister sans être précédée d'une résistance positive, il est apparent sur les tracés symboliques précédents qu'une résistance positive termine également toujours la phase de résistance négative.

Les résistances de type S se relèvent en principe avec une source de courant et seront dites *contrôlées en courant*. Symétriquement, les résistances négatives de type N seront qualifiées de *contrôlées en tension*. Cependant pour les dispositifs de l'électronique de puissance, donc pour le thyristor, il ne semble pas qu'il y ait de résistance de type N. On en restera donc au type S. Une résistance négative est dangereuse pour deux raisons ; l'une trouve son origine dans le circuit, l'autre dans le dispositif.

- Si l'on alimente une résistance négative de type S par une source de tension, (un condensateur par exemple), un dépassement de la tension de retournement V_{RET} va s'accompagner d'une montée en courant prodigieuse. Celui-ci sera limité seulement selon le troisième segment de la courbe, schématisant une résistance positive que la structure aura été capable de finir par produire. Le danger d'une telle situation est notoire.

- Plus indirectement, si l'on connecte une résistance négative de type S sur cette fois, une source de courant, il y a également risque de destruction. Pourtant du point de vue extérieure du circuit, on semble bien maîtriser la situation, mais à l'intérieur du dispositif il n'en est rien. On peut démontrer qu'il y a « instabilité géométrique », c'est-à-dire qu'une tendance à la **filamentation** se développe (cf. figure 9-b et références 7 et 8). Une minuscule partie va évoluer vers des densités de courant énormes, transportant la plus grande partie de l'intensité totale sur une

surface de striction, dS , très faible. Le reste du dispositif sera par contre sous-chargé.

La stabilité, si elle existe, sera donc conditionnée par trois éléments [9] :

- résistance positive dans la zone où la densité de courant est très élevée et très supérieure à la densité moyenne,
- résistance positive dans la zone où la densité de courant est très faible, et très inférieure à la densité moyenne,
- couplages transférant courant et chaleur entre les deux régions.

1-3-2. Origines usuelles des résistances négatives de type S

La figure 9-c rassemble les principaux membres de la famille des résistances négatives susceptibles d'intervenir dans les dispositifs de l'électronique de puissance. On y distingue deux grandes branches :

- Les résistances négatives provenant d'une élévation de température beaucoup trop importante. Dans ce cas, la génération thermique de paires électrons-trous finit par être plus significative que la concentration des charges fixes et/ou mobiles locales dues au dopage initial volontaire de la zone de matériau considéré.

- Les résistances négatives issues d'une injection modulante avec, là encore, de telles quantités de paires électrons-trous que la résistivité d'origine disparaît. Elle est noyée sous un double déluge, en quantités égales de charges mobiles positives (p), et négatives (n).

Ces conditions nécessaires, ne sont pas suffisantes. Il en est pour preuve, les dispositifs électroniques larges utilisateurs du second effet pour bénéficier d'une résistance réduite au passage du courant ; ceux-ci, dont le thyristor, n'ont pas de problèmes pour autant. Remarquons par ailleurs, qu'une résistance négative d'origine thermique se suffit à elle-même pour détruire un dispositif. Ce n'est pas le cas d'une résistance négative d'origine électrique dont le prolongement souvent destructeur passe par une phase de résistance négative d'origine thermique.

Du panorama général représenté sur la figure 9-c, on peut extraire et proposer, pour les thyristors de puissance, les interactions majeures décrites ci-après.

1-3-3. Tenue en tension - résistance négative par génération de porteurs

Un phénomène du premier ordre est à l'origine de tous les maux du thyristor en matière de tenue en tension : quand la température d'une jonction augmente, son courant de fuite, pour une tension de blocage fixe, croît aussi.

Dans le cas d'une diode au silicium et à la température de 125°C, le courant inverse décuple pour une élévation de température de 40°C, ou similairement double environ tous les 12°C.

Le premier réseau de caractéristique de la figure 9-d traduit l'inconvénient majeur que cela engendre dans une simple diode. Au-delà d'une certaine température, un fonctionnement convenable n'est plus possible (emballement thermique, voir la courbe de θ_i en fonction de la concentration en dopants, puissance inverse inacceptable ou même entrée en zone intrinsèque où la résistivité décroît quand θ croît, voir la courbe $\rho = f(\theta)$). Pour le thyristor le résultat d'une élévation de température devient vite désastreux. Le second réseau de la figure 9-d montre que $V_S(\theta)$ diminue très vite dès que la droite horizontale I_{COT} ne coupe plus la caractéristique inverse de la diode P_1N_2 dans sa partie avalanche verticale. Dès que la tension V_S ou V_{B0} devient plus petite que la tension de claquage V_B de la diode, la moindre élévation de température θ s'avère prodigieusement efficace pour réduire la tension V_S . Un thyristor pourra, par exemple, supporter une tension de 1000V jusqu'à 100°C puis seulement 900V à 125°C, pour enfin échouer à 200V en l'espace de 10°C supplémentaires (135°C). Un constat pratique est alors à faire : seule une tenue en tension maximale est garantie par les constructeurs. Cette dernière sera de 125°C pour les thyristors de bonne qualité et relativement peu sensibles (valeurs du courant de gâchette I_G autour de 50mA). Pour les plus sensibles, (I_G faible de l'ordre de 50 μ A), des températures de 100°C ou de 110°C deviennent la norme raisonnable.

1-3-4. Ouverture du thyristor - Résistance négative et filamentation

Constats

Le courant de maintien I_H , est à peu près indépendant du calibre en courant nominal ou encore de la superficie de la pastille de silicium. Par exemple, à égalité de dopage, de conditions de courts-circuits, en un mot de structure, un thyristor (1A - 1mm² - TO 5) et un thyristor (235A moyen - 250 mm² - MU86), pourront avoir des courants de maintien de 30 et 60 mA respectivement. Il n'y a à peu près aucune corrélation entre le rapport de ces courants et celui des sections.

Ce point original de l'histoire des thyristors fut à l'origine, dès 1965, du cheminement suivant :

- t_q le temps de récupération (voir paragraphe 2-2) est étroitement lié à Q_H ou I_H ,
- si l'on maîtrise I_H , on aura de bonnes chances d'avoir une forte action sur le t_q ,
- l'indépendance du courant de maintien avec la section totale de cathode conduit à penser qu'il traverse une surface constante, ou se comporte en filament avec un phénomène de striction ; I_H aurait donc une origine locale et il en serait de même pour t_q ,
- cette possible striction est-elle systématique ou résulte-t-elle d'une hétérogénéité locale ?

Les trois premières propositions sont liées aux phénomènes transitoires objet du chapitre suivant. La dernière va être examinée ici. D'un point de vue compréhension générale, il est assez important de savoir si la striction filamentaire a pour origine un accident local, alors à connaître, ou bien si elle se rencontre quelle que soit la perfection technologique du dispositif. La figure 9-e montre une possibilité de formation filamentaire (ici unique mais il peut y en avoir plusieurs). On part d'un courant important réduit progressivement ; la surface active du thyristor diminue et le dernier endroit restant amorcé sera évidemment le plus sensible. Le filament ainsi constitué aura une surface S_H n'ayant plus rien à voir avec la section du thyristor et il y passera un courant I_H de densité de courant $J_H = I_H / S_H$.

Instabilités générales en zone à résistance négative

Quand un thyristor fermé voit son courant diminuer, il n'est plus possible, pour des valeurs voisines du courant de maintien, d'en supposer une répartition homogène. Pour discuter du phénomène on envisagera un dispositif hypothétique susceptible de présenter une section active totale limitée et variable (cf. figure 9-f). Branché sur une alimentation de tension V , avec une résistance de charge R , il sera stable si, pour une variation dI du courant, on récupère une variation de tension dV totale, du même signe que celle de dI (résistance totale positive). La tension V_F sera une fonction de la section S , elle-même variable par hypothèse, et du courant. On aura :

$$dV_A = R dI + (\delta V_F / \delta I) dI + (\delta V_F / \delta S) dS \quad [3-b]$$

Sur la figure 9-g, on a reporté définitions et résultats à venir. I_H et I_S sont les deux valeurs de l'intensité du courant pour lesquelles la quantité $\delta V_F / \delta I = 0$. Comme le montre le graphique, les zones intéressées par la discussion sont définies par : $I_A > I_H$ ou $I_S < I_A < I_H$.

Cette dernière condition concerne la résistance négative permettant au thyristor de mériter son nom d'élément à deux états stables (points C et D) pour une seule droite de charge. Dans cette région de résistance négative, la tension

V_F varie en sens contraire de la densité de courant J . Comme $J = I / S$, on peut voir J s'élever pour un accroissement de I ou pour une diminution de S . Cela revient à une tension V_F augmentant si le courant I diminue ou si la surface S s'accroît. Par contre, lorsque le courant d'anode I_A est supérieur au courant de maintien I_H , tout rentre dans l'ordre, c'est-à-dire que la tension V_F s'élève avec J , que ce soit par augmentation du courant I ou par diminution de la surface S .

Dans la figure 9-f où la tension V_A est fixée, on a $dV_A = 0$ et donc :

$$dS/dI = - (R + \delta V_F / \delta I) / (\delta V_F / \delta S)$$

Pour une droite de charge telle que (R_2, V_{A2}) , avec : $R_2 > |(\delta V_F / \delta I)_A| < 0$ la parenthèse de l'expression de dS/dI est positive, et donc puisque : $\delta V_F / \delta S > 0$, (on est dans la zone à $R < 0$ où V_F augmente avec S), on aura : $dS/dI < 0$ au point A.

Si l'élément de surface dS diminue quand le courant I augmente, on parle de striction, filamentation, focalisation, conduction localisée... La densité de courant $J = I / S$ croîtra jusqu'à une zone où la quantité $\delta V_F / \delta S$ redeviendra négative comme à l'accoutumée.

Du point de vue circuit (« électriquement ») le point A est stable. Du point de vue dispositif (« géométriquement ») il est instable. Au contraire, pour la droite de charge (R_1, V_{A1}) telle que : $R_1 < |(\delta V_F / \delta I)_B| < 0$ on a cette fois : $dS/dI > 0$ au point B.

Le point B est géométriquement stable : le courant tend à passer à travers une section maximale. Il est par contre électriquement instable ; il suffit en effet d'augmenter de ΔI_A au delà de I_A (B) pour constater une réduction de V_F supérieure à l'accroissement de tension $R\Delta I$. Cet effet cumulatif conduit irrémédiablement vers le point C. Le point B est inobservable.

Ce même point C, plus ordinairement, est tel que $\delta V_F / \delta I > 0$, ou $\delta V_F / \delta S < 0$ et $dS/dI > 0$.

Pour A, d'un point de vue pratique, on pourrait dire, à la limite, que le courant $I_H = 0$, puisque la densité de courant de maintien s'obtiendrait à section nulle. Avec des courants croissants (en partant de $I < I_S$ pour aller vers $I > I_H$) le raisonnement symétrique n'est plus vrai. La zone déserte centrale est uniformément développée, et il faut à nouveau arriver dans la région à résistance négative pour que la surface S puisse diminuer. Toute la surface du thyristor est occupée, si bien que l'on peut observer des courants I_S supérieurs aux courants I_H . Le parcours d'une telle caractéristique avec une source de courant conduira donc à une instabilité latérale systématique, conduisant au I_H du bas de la figure 9-h.

Pour la plupart des droites de charges réelles, il en sera de même et ceci permet la généralisation de la striction filamentaire.

1-3-5. Courts-circuits localisés gâchette-cathode

Un des grands problèmes posé par les thyristors résidera donc, en ce que le dernier endroit à se désamorcer aura la sensibilité maximale trouvable dans la région N_E^+ . Il faudra donc que les courts-circuits gâchette-cathode soient placés selon une méthode récurrente, car de grandes plages entre ceux-ci seraient une brèche dans le système. Les courts-circuits seront donc régulièrement déposés en réseaux hexagonaux, comme sur la figure 10, ou carrés comme ceux visibles sur la figure 7-a. Remarquons qu'il suffit que l'un d'entre eux manque à l'appel pour que, localement, le pas soit doublé et la sensibilité accrue sans qu'on le sache. Le fabricant essaye parfois de contrôler l'ouverture de tous les trous de cathode (par infrarouge). Néanmoins l'utilisateur doit rester vigilant et, sur un lot supposé homogène, ne pas hésiter à faire quelques mesures simples de courant de maintien I_H ou même de t_q , avec V_{GK} négatif présent. Une mesure du courant I_H avec une tension de gâchette négative, $V_{GK} < 0$, permettra d'accéder au courant de maintien interne, et sur une population donnée, d'éliminer les individus trop sensibles. Dans ce cas, un ou plusieurs courts-circuits gâchette-cathode leur manquent probablement.

2. Transitoires. thyristor un seul étage

On parle ici de thyristor à un seul étage car il en existe à deux, comme il y a transistor et Darlington. Les notices parlent d'abord de thyristor et ensuite le qualifient soit par ses performances (rapides), soit par sa structure « à amplification de gâchette » ou « darlistor ». Autrement dit, la confusion est fréquente.

La définition du thyristor à un seul étage répondra au croquis de la figure 10. On y distingue 3 régions :

- 1- dans la plus grande dite à *trous de désensibilisation* passe le courant de cathode I_K ,
- 2- la plus petite est celle de gâchette pour amener I_G ,
- 3- reste une zone intermédiaire de recul de trous où s'effectuent fermeture et ouverture finale.

On peut représenter les quatre éléments principaux de la commutation des thyristors ainsi :

COMMUTATION THYRISTOR = $dI/dt + t_q + dV/dt + q$

2-1. Fermeture par la gâchette - dI/dt

2-1-1. Temps de fermeture

Le déclenchement par un courant de gâchette I_G consiste à modifier la caractéristique $I(V)$ du thyristor, de telle sorte qu'elle n'ait qu'un seul point d'intersection possible avec la droite de charge (celui situé à fort niveau, C de la figure 11-a). On procède par réduction de la tension V_{B0} par l'intermédiaire de I_G . On pourra envisager deux étapes caractérisées par plusieurs temps :

- t_d sera le délai nécessaire pour aller, sur la droite de charge, du point A au point B, c'est à dire pratiquement pour que le courant passe de 0 à I_H ,
- t_r s'appellera le *temps de montée*. Le thyristor est « amorcé ». La montée du courant vers le point C va surtout dépendre de la dynamique interne (et du circuit s'il est soit inductif soit capacitif). Les profils de charge de la figure 12 pivotent jusqu'à laisser passer I_F .

En langage de chronogramme, on obtient la traduction de la figure 11-b issue de la norme UTE C 96-822. Sur le terrain, les règles classiques (à 10 %, 90 %, soit du courant principal, soit de la tension selon que la charge est plutôt capacitive ou plutôt inductive) resteront toujours en vigueur.

Qualitativement [3-b] on aura : $t_d \sim W_{12}^2 \cdot I_H / I_G$ où W_{12} est l'épaisseur de la couche P_1

$$t_r \sim \tau_r \log (I_F / I_H) \text{ avec } \tau_r \sim \tau^{-1} \text{ où } \tau \text{ est la durée de vie des porteurs injectés.}$$

Pour des thyristors de puissance rapides, on aura en général :

$$0,5 < t_d, t_r (\mu s) < 2$$

2-1-2. dI/dt

Les conséquences des effets de géométrie sur le temps de fermeture sont très importantes et le phénomène connu sous le nom de *surcharge en dI/dt* en est la manifestation la plus tangible. Ce dI/dt a des conséquences néfastes, principalement à travers les échauffements locaux provoqués, amenant soit une destruction soit une baisse de performances du dispositif à l'ouverture en particulier.

Le point important du dI/dt est de bien réaliser les deux étapes totalement différentes de la période de fermeture :

- *création* d'une zone de fermeture primaire,
- *propagation* de l'état fermé au reste du dispositif.

Zone primaire d'amorçage

De même que pour le courant de base I_B dans un transistor, on assiste avec le courant de gâchette I_G , dans un thyristor, à une autopolarisation interne interdisant au courant de déclenchement, issu de la gâchette, d'être uniforme sous la cathode. On peut alors examiner sur la figure 13, la répartition des lignes du courant I_{AK} , en présence de I_G , dans la zone correspondant au mode direct bloqué. Selon la figure 13, on voit qu'avant la fermeture, le courant de gâchette I_G , transversal dans la base P_B , induit un partage de densité de courant d'anode $J_A(y)$ très hétérogène, avec $J_A(0)$ élevée, en bordure de la jonction gâchette-cathode, GK.

La zone de fermeture primaire, de largeur Y_{FP} , sera comprise entre cette bordure GK et le point interne où la densité de courant est encore juste suffisante pour amorcer, c'est à dire Y_{FP} tel que : $J(Y_{FP}) = J_S$. Le thyristor, alors, aura besoin pour assurer sa fermeture, au moins sur tout son périmètre gâchette-cathode, d'un courant de gâchette I_G extrêmement copieux, très nettement supérieur (10 fois) au courant minimal de déclenchement et de plus avec une montée en dI_G/dt suffisante de l'ordre de $2A/\mu s$.

Vitesse de propagation de la zone de fermeture

Une fois la zone de fermeture primaire devenue conductrice, les choses ne vont pas en rester là, heureusement. Les densités de puissance sont en effet énormes, et la destruction du composant serait inévitable. La liquéfaction du silicium ne tarderait pas à se produire, à moins qu'il ne périsse d'éclatement thermo-mécanique. Pour des diamètres de gâchette de 3 mm, une zone de fermeture Y_{FP} de 0,1 mm, la surface d'amorçage primaire n'est en effet que de $1mm^2$ environ. Si la tension entre anode et cathode V_{AK} est de 1000V, en supposant une variation modeste du courant dI/dt de $50A/\mu s$, soit pour $t = 1\mu s$: $I_A = 50A$, et admettant en outre que la tension V_{AK} ne soit pas déjà réduite, on obtient une densité de puissance : $P^* = 1000.50/10^{-2} = 5 MW/cm^2$.

Il est clair que cela ne peut durer longtemps. Le « plasma » va s'écarter latéralement pour occuper toute la surface de la cathode. La vue de dessus de la figure 14-a montre comment, à partir d'une gâchette circulaire, on devrait voir progresser les zones successives de fermeture, à partir de la zone primaire d'amorçage. La vitesse d'étalement est un paramètre tout à fait significatif du phénomène, et que celui-ci ait donné lieu à de nombreux travaux n'étonnera pas. Curieusement cependant, les modèles rendant compte simplement des résultats expérimentaux ne sont pas, à l'heure actuelle fermement établis.

On constate par exemple que la vitesse de propagation est plus grande pour un thyristor sensible que pour une structure désensibilisée (par diminution de τ). Il est vrai que si la durée de vie diminue, le nombre de porteurs aussi.

Il est un autre sujet difficile à traiter : l'amorçage ponctuel et non plus linéaire. Si les modèles demandent un affinement, les constats expérimentaux, incontestables, abondent, à commencer par les perforations du silicium fondu en bordure de la jonction gâchette-cathode.

La figure 14-b représente l'archétype de l'expérience destinée à mettre en évidence le temps de propagation latéral, fini, d'un thyristor. Le principe est d'estimer les densités des charges n et p, présentes en abondance dans une zone de recombinaison, par le niveau de rayonnement infrarouge émis par la portion des charges se recombinant ($\lambda = 1,2\mu\text{m}$, lié à la bande interdite du silicium).

La méthode expérimentale nécessite un dispositif particulier. Côté cathode sur le dessus, on enlève radialement des bandes métallisées pour accéder au rayonnement infrarouge. Les résultats sur le thyristor se visualisent par l'intermédiaire d'impulsions de courant de hauteur donnée (par exemple 250A) et de durées très variables. L'extension de la zone fermée ne pouvant dépasser un seuil défini par la vitesse de propagation et la durée de l'impulsion, on a ainsi, pour une largeur d'impulsion réglée de l'extérieur, accès à la vitesse transverse (cf.figure 14-c).

Un certain nombre de points méritent d'être retenus et repris de cette importante présentation sur la fermeture par la gâchette en dI/dt .

- Le problème du dI/dt est réel et très dangereux. Le thyristor rapide de la figure 15-b, malgré ses interdigitations, n'y a pas résisté. Rappel d'une précaution élémentaire : s'abstenir d'avoir des CALC (circuit d'aide à la commutation) avec capacité se déchargeant dans un thyristor (cf. figure 16).

- Les vitesses de propagation ne sont pas constantes et l'on admet comme vitesse moyenne : $v \# 100\mu\text{m}/\mu\text{s} = 100\text{m/s}$ pour $50 < v (\mu\text{m}/\mu\text{s}) < 200$.

-Un thyristor dit rapide est plus lent en fermeture transversale qu'un thyristor réputé lent. Attention donc à la terminologie car la rapidité du premier s'adresse à l'ouverture par le circuit principal (t_q), et non à sa fermeture. On trouvera donc des « *fast turn-on thyristor* » et des « *fast turn-off thyristor* ».

- Inutile de se procurer des thyristors de grande taille pour admettre de plus fortes intensités, si en même temps on ne tient pas compte des impulsions en jeu. Les deux thyristors présentés sur la figure 15 ferment complètement, respectivement, en environ :

$$30 \text{ mm} / 0.1\text{mm}.\mu\text{s}^{-1} = 300\mu\text{s} \text{ pour 15-a}$$

$$2.5 \text{ mm} / 0.1 \text{ mm}.\mu\text{s}^{-1} = 25\mu\text{s} \text{ pour 15-b}$$

2-2. Ouverture par le circuit principal - t_q

Ce paragraphe aborde la grande faiblesse du thyristor : t_q , le temps de récupération de ses propriétés bloquantes. C'est un peu comme un arc électrique après coupure, encore sensibilisé par ionisation résiduelle et échauffement du milieu traversé. La comparaison entre thyristor solide et l'arc gazeux ne s'arrête pas là. En effet tous les deux appartiennent au domaine des résistances négatives et, au moment de l'ouverture du circuit principal, il y a localisation filamentaire du courant à l'extinction finale.

2-2-1. Point de vue circuit

Métrologie de référence

Les formes d'ondes schématisées sur la figure 17 représentent la façon de mesurer ce temps t_q . Ces mesures comportent deux aspects.

- *Principaux paramètres de la mesure de t_q , réglables à volonté* : température θ , courant total maximal I_{TM} , taux de variation du courant par rapport au temps dI/dt , tension inverse maximale V_{RM} , taux de variation de la tension par rapport au temps dV/dt , tension directe maximale V_{DM} , application éventuelle d'une tension de gâchette négative $V_{GK} < 0$...

- *Mesurage proprement dit* : on fait tendre par exemple, t_1 vers t_2 , à la limite « réamorçage non-réamorçage ».

Exemple de circuit où joue le t_q

On a choisi le hacheur comme représentatif des limitations provenant du temps de récupération t_q . Le schéma de principe de la figure 18 (chronogrammes en figure 19) montre entre autre le circuit auxiliaire de « soufflage » servant à inverser le courant principal.

2-2-2. Constats expérimentaux

La figure 20 se place côté circuit, et la 21 côté structure. Côté circuit, pour un thyristor ordinaire on retiendra trois points :

- En général les paramètres du circuit principal n'agissent que peu ou pas.
- Le circuit de gâchette est à traiter au coup par coup ; certains thyristors y sont assez sensibles, d'autres pas ; une résistance gâchette-cathode R_{GK} réduite, ou une tension gâchette-cathode négative, $V_{GK} < 0$, se révéleront bénéfiques.

Cependant, du fait de la présence des courts-circuits gâchette-cathode, l'action d'une polarisation négative de gâchette vis à vis de la cathode n'ira guère au-delà de la zone de recul des trous.

Malgré cela, il n'est pas négligeable de l'éliminer, fonctionnellement parlant, en appliquant cette tension $V_{GK} < 0$. Simultanément, cette même tension évacuera le courant capacitif de la zone de contact de gâchette.

- Il est nécessaire de réduire la température, que ce soit en régime établi, ou transitoire. C'est la grande inquiétude que doit avoir le projeteur d'équipement (attention aux échauffements locaux, par dI/dt de fermeture notamment).

Côté structure, on peut faire émerger essentiellement que le temps t_q augmente avec la sensibilité du thyristor. Elle-même augmente avec le gain en courant β_{32} ou la durée de vie τ_{23} et lorsque les courants de gâchette et de maintien I_G et I_H , comme la tension directe V_F , diminuent. Les effets précédents apparaissent par élévation de température, notamment sur le courant de maintien I_H . Les « semi-conductoriciens » le savent, la sensibilité suit les paramètres suivants :

- pas des trous de courts-circuits gâchette-cathode,
- largeur de zone de recul de trous,
- surface de zone de gâchette,
- résistance de couche de base P_B sous la cathode ($\rho_{SN/P}$).

On notera son doublement approximatif quand la température θ varie de 25°C à 125°C . L'électronicien utilisateur constatera de nouveau l'inévitable conflit de tendance entre :

- rapidité (t_q),
- sensibilité (I_G),
- tenue en courant (V_F),
- tenue en tension (W_{N2}) ou (W_v). Le problème est cette fois à part car si la largeur de la zone intrinsèque augmente, la sensibilité diminue et pourtant le t_q croît.

2-2-3. *Modèle physique*

La consultation et l'étude de la référence 4 constituent un excellent moyen pour devenir un spécialiste du temps t_q des thyristors. Ce qui suit donne une bonne idée des aspects qualitatifs d'un phénomène particulièrement trompeur, et comportant encore de très nombreux thèmes inexplorés.

Partons à l'instant du rétablissement de la tension après coupure du courant. On souhaite, dans un premier temps, ne pas réamorcer, donc il n'y aura pas de sollicitation positive sur la gâchette (si besoin est, on appliquera même une

tension gâchette-cathode négative, $V_{GK} < 0$, ou bien on utilisera une faible résistance gâchette-cathode, R_{GK} , pour neutraliser cette zone). Un risque de réamorçage ne peut être que l'effet des charges.

Elles proviennent soit de la réapplication d'une tension CdV/dt , soit ce sont des charges résiduelles de présence se prolongeant après la coupure du courant (malgré l'attente entre celle-ci et la réapplication d'une tension). Elles jouent le rôle de Q_H , la charge minimale dans le thyristor au moment du passage par le courant de maintien I_H , en régime permanent. Tant que les courants obéissent à l'inégalité $I_A > I_H$, on peut augmenter ou diminuer le courant d'anode I_A , le thyristor reste fermé. Si l'on supprime ce courant I_A , très brièvement (quelques dizaines de nanosecondes par exemple), on peut repartir sans coupure, les charges n'auront pas disparu.

Le mécanisme de temps t_q est le miroir du précédent. D'où une très intéressante conclusion : t_q et I_H découlent des mêmes phénomènes locaux tous les deux. Pourquoi, malgré un courant inverse important, resterait-il des charges dans le thyristor ? Le diagramme reporté sur la figure 22 montre qu'effectivement, lors de la phase de recouvrement, la grande majorité des charges sera évacuée (99% peut-être ?) de façon expéditive par rapport à la durée des phénomènes à venir.

Au stade où le courant inverse est maximal (I_{RM}), les jonctions 1 et, ou bien, 3 sont bloquées. Le niveau de charge résiduelle est de l'ordre de p_{op} , le nombre des porteurs majoritaires de la base P (schéma simplifié d'évacuation « horizontale »). A partir de ce stade, on devient proche d'un transistor PVP dont l'émetteur (rôle joué par la couche P_1) continue à envoyer des trous dans la base v. Le collecteur (ici la couche P_2) les captera comme à l'accoutumée. La base v, par contre, ne peut ni recevoir ni évacuer d'électrons car elle n'est connectée à rien. Le vrai et seul problème est là. Il ne reste que la possibilité d'une recombinaison sur place, avec comme constante de temps, la durée de vie τ_{23} , pour retourner à l'équilibre. La figure 23 détaille ces différentes phases en allant chronologiquement de 1 vers 4.

Si l'on veut diminuer le temps t_q , il faut agir sur les trois tableaux suivants:

- 1- diminuer la charge Q_{IRM} immobilisée en fin de recouvrement du courant inverse maximum I_{RM} ,
- 2- augmenter les variations par rapport au temps de Q_{IRM} , donc accroître la quantité dQ_{IRM}/dt par une diminution de la durée de vie τ_{23} principalement,
- 3- augmenter Q_H , la quantité de charges résiduelles admissibles juste avant la réapplication de tension.

On ira dans le bon sens en ayant moins de charges au début du temps t_q (1), en les faisant disparaître au plus vite (2), et en tolérant, à l'autre extrémité du processus, la plus grande quantité possible (3).

Notons encore que (1) + (2) sont des mécanismes intéressant toute la surface de la cathode, non localisés, et que (3) est un phénomène local, comme le courant de maintien I_H , au même endroit que lui probablement. C'est dire que, pour une large part, le temps t_q est conditionné par la région la plus sensible du thyristor.

La figure 24 récapitule ce descriptif en regroupant les tendances des principales variables.

3. Compléments sur le t_q

La sélection des principaux mécanismes et leur présentation claire est une opération délicate. Cependant de nombreux aspects (secondaires) sont restés, par choix délibéré, sur le bord du chemin. Ce sera le but avoué de ce paragraphe d'en reprendre quelques-uns.

3-1. dI/dt « avant »

Si le courant I_F circulant dans l'intervalle $t = 0, t = t_1$ commence par un front avant tel que celui de la figure 25, on risque un échauffement localisé. Dans le cas où t_1 est insuffisant pour que la variation $\Delta\theta$ produite disparaisse, on aura une majoration du temps t_q par augmentation de la durée de vie τ_{23} , et une diminution de la densité de courant J_H . Cet effet n'est pas directement incorporé dans les notices commerciales et il faudra éventuellement en tenir compte, en se rapportant aux réseaux donnant les limites fréquentielles ou les énergies dissipées par impulsion en fonction de celles-ci.

3-2. Formule fautive, assez simple, utilisable

La littérature est relativement discrète sur l'évaluation du temps t_q . Les plus audacieux proposent, ignorant volontairement les effets contraires :

$$t_q = \tau_{23} \log (I_A / I_H) \quad [3-b]$$

Les plus prudents avancent :

$$t_q = \tau_{23} \log (I_A / I_N) \quad [3-b]$$

I_N (indice « N » pour normalisation probablement et quelques fois baptisé « I_{off} ») est le courant de maintien surtout commode pour avoir au moins un point convenable. Le mérite de cette expression est de rendre compte, à peu près convenablement de trois aspects : proportionnalité entre t_q et τ_{23} , relative indépendance de t_q vis-à-vis du courant d'anode, et variation de t_q avec θ .

En outre, on évacue ainsi la difficulté liée aux densités de charges ou de courant. Il n'est en effet pas très réaliste de parler de densité de courant de maintien « J_H » en ($A.cm^{-2}$), alors que le courant I_H est limité à un filament. Il est possible de fixer quelques ordres de grandeur : une durée de vie # $10\mu s$ entraîne [3-a], $L_d = (D_n \tau_{23})^{1/2} = 200\mu m$. Pour un thyristor assez peu sensible, on adopte $I_N = 0,1A$. Pour $I_A = 10A$, $t_q = 46 \mu s$; pour $I_A = 100A$, $t_q = 69 \mu s$. Soit : t_q multiplié par 1,5 pour I_A multiplié par 10.

A propos des courts-circuits gâchette-cathode

Les systèmes de courts-circuits gâchette-cathode, N_1P_1 , répartis dans la zone de cathode, sont indispensables au fonctionnement des thyristors (mis à part les composants très sensibles, de faible section en général). Or ces « trous » (de courts-circuits locaux) disparaissent des formules du temps t_q . Pourtant, physiquement, ils ont un rôle à jouer. L'intérêt essentiel des courts-circuits se manifeste ici lors de la dernière phase, pour augmenter considérablement le seuil de réamorçage, donc en gros le courant de maintien I_H . On passe, pour sa valeur, de quelques dizaines de μA à quelques dizaines de mA, entre une structure sans ou avec courts-circuits internes (ceci aura peu de chances de se vérifier par la mise en place d'une résistance extérieure, donc discrète non répartie, gâchette-cathode). Ensuite à la durée de vie τ_{23} de jouer. Dans la formule rustique précédente, si le courant I_N , image du courant I_H , varie de 0,1A à 0,1mA, valeur imaginable sans courts-circuits gâchette-cathode (thyristor sensible), les temps t_q deviennent, toujours pour une durée de vie $\tau_{23} = 10\mu s$, $115\mu s$ pour $I_A = 10A$, et $140\mu s$ pour $I_A = 100A$. Cette idée sommaire amène immédiatement, immense mérite, au courant de maintien I_H , localisé, pierre angulaire du mode « ouverture par le circuit principal ». La simplicité du point d'origine conduit malheureusement à de redoutables calculs qui ne seront pas explicités ici (cf. référence 5 et 6).

3-3. Réduction localisée de la durée de vie

La figure 22 souligne la disparition des charges prises en sandwich entre les zones P_1 et N_2 . Sans même détailler davantage, il est clair qu'une réduction de τ_{23} fonction de la distance x serait plus avantageuse qu'une diminution uniforme. Quelques publications récentes font état de cette tendance intuitive, expérimentalement vérifiée, de la supériorité du dopage par rapport au bombardement électronique. Ce dernier, en effet, réduit la durée de vie

uniformément avec la création d'une densité de pièges constante, quelle que soit la distance. Par contre, l'or voit sa solubilité croître vertigineusement dans les zones à faible résistivité, c'est à dire les couches extrêmes N_E^+ et P_E^+ . La réduction de la durée de vie y est donc plus importante qu'au centre, et ce ne peut être que favorable au compromis « charges stockées-chute de tension en direct V_F ». La charge de maintien Q_H , comme le courant I_H , augmentent aussi. Donc au total, le couple $t_q - V_F$ est mieux équilibré.

On pourrait cependant faire mieux en ne réduisant la durée de vie qu'autour de la jonction centrale et éventuellement dans N_E . L'avantage serait double comme le montre schématiquement, sur la figure 26, un dessin mettant en oeuvre ce principe.

- Avant l'ouverture par inversion du courant principal, la distribution des charges est à concentration plus faible du côté des jonctions J_1 et J_2 que du côté de la jonction J_3 . Au recouvrement, l'enlèvement du côté de la jonction J_3 se fera efficacement, ramenant le profil à quelque chose de voisin du cas où la durée de vie est réduite partout uniformément.

- En phase finale, là où il reste le plus de charges, la disparition se fera plus rapidement que du côté P_E , puisque le taux de recombinaison y sera plus élevé (grâce à une durée de vie plus faible, volontairement, dans cette seule région).

L'ajustement de la durée de vie par diffusion d'impuretés métalliques (or, plus rarement platine), reste cependant complexe donc coûteuse. Elle est peu précise car dépendante des dispersions de température à l'intérieur du four de diffusion, et possède l'inconvénient majeur d'être irréversible car les résultats ne sont relevés qu'après réalisation des composants et dans ce cas, aucune retouche n'est possible. De plus, ce procédé génère des courants de fuite à l'état bloqué élevés, il ne sera donc en général appliqué que sur des dispositifs devant supporter des tensions inférieures à 1000V.

C'est pourquoi, c'est le bombardement du composant par un rayonnement de particules accélérées de type β (électrons), qui est à l'heure actuelle la solution la plus intéressante du point de vue industriel. En effet, cette méthode possède les avantages suivants :

- l'irradiation peut être faite à la température ambiante après avoir réalisé un sous-ensemble sur lequel il est possible de faire des mesures électriques initiales,

- la durée de vie est contrôlée par la dose d'électrons qui peut précisément être mesurée en réglant le courant pendant l'irradiation,

- un plus grand centrage de la distribution des caractéristiques électriques des composants peut être obtenu par un contrôle plus précis de la densité des centres pièges (défauts),

- l'irradiation électronique permet d'amener les caractéristiques des dispositifs aux valeurs désirées par étapes successives car les effets de l'irradiation sont cumulatifs et s'appliquent sur des dispositifs que l'on peut tester après chaque irradiation,

- les défauts créés par irradiations peuvent être supprimés par un recuit en chauffant le dispositif à une température supérieure à 400°C, permettant ainsi la récupération des composants sur-irradiés.

Exemple d'irradiation sur une famille de thyristors de puissances à amplification de gâchette Ø 50 mm : E = 2MeV, dose = $2,8 \cdot 10^{13}$ e/cm², Ecran molybdène d'épaisseur 1mm.

Avant irradiation		Après irradiation générale et localisée, gâchette principale et auxiliaire		Après irradiation générale	
t _q (µs)	V _T (V) à 625A	t _q (µs)	V _T (V) à 625A	t _q (µs)	V _T (V) à 625A
80,1 ± 12	1,095 ± 0,017	28,7 ± 0,6	1,310 ± 0,010	43,2 ± 1,9	1,318 ± 0,010

3-4. Réduction de t_q par augmentation de V_{RM}

De nombreux éléments sont à considérer, comme la structure du thyristor (symétrique ou non, ouvrable par la gâchette ou non), ou le circuit lui-même (tension V_{GK} négative ou non). Pour cette partie de l'étude, gardons notre thyristor simple avec ses courts-circuits gâchette-cathode et sa tenue en tension symétrique par hypothèse.

Dans ces conditions, quand la tension V_{RM} croît en valeur absolue, le temps t_q diminue. On ne peut discuter l'existence de ce résultat expérimental. Par contre son interprétation, celle qui suit comme les autres, est évidemment contestable.

L'idée sous-jacente est que les profils de charges résiduelles, après l'application d'un courant I_{RM}, seront sensiblement parallèles (cf.figure 27) car, dès le blocage, le courant I_{RM} se fige, par définition, à une certaine valeur, alors que la tension V_{RM} croît très vite. Autrement dit, quelle que soit la tension V_{RM}, on a à peu près le même courant I_{RM} donc dn/dx = C^{ste} (la condition de neutralité impose dn/dx = dp/dx).

A partir de là, la quantité de charges à recombinaison sera fonction de l'extension de la largeur de la zone déserte W_{ZD} et l'on aura :

$$Q_{RM} \sim (W_v - W_{ZD})^{-2}$$

Supposons que l'on dispose d'un thyristor d'une tenue en tension d'environ 1000V, on prendra alors [3-a] : N_v = $1,6 \cdot 10^{14}$ cm⁻³ et W_v = 113µm. Si V_{RM} = 100V est appliqué :

$$W_{ZD} = (1,33 \cdot 10^{15} \cdot V/N_v)^{1/2} = (1,33 \cdot 10^{15} \cdot 100/1,6 \cdot 10^{14})^{1/2} \# 29\mu\text{m} \quad [3-a]$$

Entre $V_{RM} = 0$ et $V_{RM} = 100V$ on aura un rapport de charges stockées de :

$$Q_{RM}(0V)/Q_{RM}(100V) = [(113/(113 - 29))^2] = 1,8$$

On peut alors dire en conclusion, en estimant que le temps t_q est le temps nécessaire pour ramener la charge Q_{RM} à une valeur quasi nulle, que l'on devrait observer en allant, pour la tension inverse maximale V_{RM} , de la valeur $-1V$, peu différente de zéro, à une tension de $-100V$, une réduction de valeur :

$$[(1,8 - 1)/1,8] \cdot 100 \text{ égale à } 44\% \text{ du temps } t_q.$$

On retrouvera cette valeur au paragraphe 3-6 consacré aux ordres de grandeurs des variations du temps t_q avec différentes variables.

On rappellera tout de même que l'on était parti d'un thyristor simple non optimisé pour des commutations à l'ouverture rapides. Sur un tel composant la réduction du temps t_q aurait été moins spectaculaire (10 à 20% maximum).

3-5. Variation rapide de tension - dV/dt

3-5-1. dV/dt post- recouvrement

A une certaine distance temporelle du recouvrement initial par le courant principal, on a vu qu'une tension était réappliquée dans le sens du mode direct bloqué, avec une vitesse caractérisée par le rapport dV/dt , spécialement si $V(t)$ est linéaire. Deux effets principaux sont à mentionner :

- l'apparition d'un courant parasite de déclenchement provoqué par le débordement de gâchette (cf.figure 28) ; sa section $S_{DebP1N2P2}$, de capacité unitaire C_{th}^* en $(F.cm^{-2})$ va donner :

$$I_{G \text{ parasite}} = C_{th}^* \cdot S_{DebP1N2P2} \cdot dV/dt$$

Il faudra, bien évidemment, que le courant $I_{G \text{ parasite}}$ soit très inférieur au courant I_G de déclenchement.

- l'augmentation des charges présentes ; on devra attendre le temps supplémentaire de l'évacuation de $Q^*(dV/dt)$, cet accroissement de charges par centimètre carré. On aura :

$$Q^*(dV/dt) = C_{th}^* \cdot V_{DM}$$

Sans dV/dt on avait une charge d'allure : $Q_H^* = Q^*(I_{RM}) \exp(-t_q/\tau_{23})$ [3-b]
 Avec dV/dt ce sera :

$$Q_H^* = Q^*(dV/dt) + Q^*(I_{RM}) \exp(-t_q/\tau_{23}) \quad [3-b]$$

Si δt_q est l'accroissement du temps t_q consécutif à l'existence du dV/dt , on aura approximativement :

$$\delta t_q \approx \tau_{23} \cdot C_{th}^* \cdot V_{DM} \cdot Q_{IRM}^*{}^{-1}$$

3-5-2. dV/dt « sec », ordinaire

Il est des circuits où le thyristor ne conduit pas et où cependant une montée en tension rapide lui est imposée. Un dV/dt « tenu » au cours d'un cycle de t_q le sera aussi obligatoirement sans qu'il y ait eu passage préalable de courant. On pourra cependant envisager la possibilité de « tenir des rampes » plus importantes, en partant d'un thyristor vide de charges.

La zone la plus critique est celle de recul de trou, additionnée de celle de gâchette, selon la figure 29. On supposera la structure des trous gâchette-cathode traitée correctement par les semi-conductoriciens.

Dans ces conditions, le courant I_G est principalement constitué de la composante dérivée par la résistance R_{GK} , appelée ainsi par simplification. De façon plus rigoureuse, on devrait comme sur la figure 29 par exemple écrire $R_{GKinter}$. Ainsi serait-on informé de son origine dispositif. On l'admet usuellement comme étant limitée à la couche P_1 , sous-jacente à la couche N_1 dans la zone de recul de trous.

En définissant une tension de seuil de déclenchement, V_{N1P1} , et en négligeant le courant provenant de la diode de débordement $N_1 P_1$, on arrive à :

$$I_G = V_{N1P1} / R_{GK}$$

Qui dit dV/dt , dit courant capacitif $C dV/dt$. La capacité concernée sera celle de la jonction $P_1 N_2$, ayant pour surface la somme des débordements $P_1 N_2$, et de recul de trous. Son courant $C^* \cdot S \cdot dV/dt$ sera majoré par l'effet transistor du « sandwich » $P_1 N_2 P_2$.

Mis à la suite, tous ces éléments conduisent directement à la formule de non-déclenchement suivante :

$$(\beta_{23} + 1) \cdot C_{P1N2}^* \cdot (S_{DebP1N2} + S_{RT}) \cdot R_{GKinter} \cdot dV/dt < V_{N1P1} \text{ seuil} \quad [3-b]$$

En principe, cette relation donne une marge de sécurité. Elle est en effet pessimiste car s'y trouvent négligés le pont diviseur capacitif C_{N1P1} / C_{N2P1} des

jonctions 1 et 2 du thyristor , ainsi que l 'effet favorable de distribution répartie du courant (voir le paragraphe 3-5-4) à travers la surface de la zone de recul de trous S_{RT} .

Dans cette relation les diverses grandeurs ont les significations suivantes :

- β_{23} = gain du sandwich $P_1 N_2 P_2$
- $C_{PIN2\text{ moy}}^*$ = capacité moyenne par unité de surface de la jonction $P_1 N_2$, on prend, pour tenir compte de sa variation avec la tension, le double de sa valeur à la tension finale V , soit : $C_{PIN2\text{ moy}}^* = 2.2,88 \cdot 10^{-4} (N_v / V)^{1/2}$ (pF.cm⁻²) [3-a]
- $S_{DebPIN2}$, S_{RT} = surfaces respectives des débordements $P_1 N_2$ et recul de trous,
- $R_{GKinter}$ = résistance de shuntage gâchette-cathode, d'origine interne,
- $V_{NIP1} = V_j$ = seuil de tension de déclenchement à ne pas atteindre. Son ordre de grandeur est de 0,7V, et diminue si la température augmente à raison d'environ -2mV/°C.

Exemple d'application numérique

Avec $N_v = 2 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$, $V = 500V$, $C^* = 2.2,88 \cdot 10^{-4} (2 \cdot 10^{14}/500)^{1/2} \# 400\text{pF.cm}^{-2}$, $S_{DebPIN2} = 2 \text{ mm}^2$, $\beta_{23} = 0,5$, $S_{RT} = 0,5.2 = 1 \text{ mm}^2$, $R_{GK} = 90 \Omega$ (valeur moyenne courante), et $V_{NIP1} = 0,8V$, on obtient enfin :

$$dV/dt < 0,8/[(0,5 + 1).400 \cdot 10^{-8} (2 + 1).10^{-6}.90] \# 500V/\mu s$$

A la température de 125°C, la tenue en rampe de tension dV/dt , est réduite d'un facteur nettement supérieur à deux. Dans un avant projet, pour être prudent, il est conseillé de prendre les facteurs multiplicatifs suivants, quand la température augmente de 25°C à 125°C :

$$2 \text{ pour } \beta_{23} \qquad \frac{1}{2} \text{ pour } V_j$$

Quand on remplace dans la relation précédente V_{NIP1} / R_{GK} par I_G (on aurait eu $I_G = 0,8/90 \# 9\text{mA}$), on obtient :

$$dV/dt < I_G [(1 + \beta_{23}) C_{PIN2\text{ moy}}^* (S_{DebPIN2} + S_{RT})]^{-1} \text{ [3-b]}$$

De cette inégalité, il s'en suit une conséquence immédiate pour l'utilisateur : en effet, s'il n'y a pas de circuit de gâchette complémentaire ($V_{GK} < 0$ notamment), on ne peut simultanément demander des courants I_G faibles (quelques mA) et des rampes de tension dV/dt élevées (quelques centaines de V/ μs), surtout avec des conditions de température contraignantes.

3-5-3. dV/dt et $V_{GK} < 0$

V_G est la tension négative de gâchette (en Volts) selon le branchement de la figure 30. La contribution du courant capacitif de la jonction $P_1 N_2$, non située sur la couche N_1 sera alors complètement éliminée.

Pour une structure à courts-circuits, on a la proposition suivante : « Le non-déclenchement absolu est assuré quand on applique une tension négative de gâchette faisant circuler un courant statique total égal ou supérieur au courant total passant dans les courts-circuits, sous l'effet des phénomènes dynamiques seuls si la gâchette est connectée à la cathode » (cf.figure 31).

Cela donne quelques conclusions pratiques pour l'utilisateur.

La mise en place d'une source de tension négative est bénéfique pour la sécurité du système. On évite ainsi les déclenchements par impulsions parasites véhiculables par le câblage ou par des rampes de tension dV/dt venant du circuit principal ; il faut donc concrètement un générateur de tension négative avec très faible résistance interne.

Pour le dispositif, ceci revient à éliminer le débordement de gâchette et, tout ou partie de la zone de recul de trous. Ce n'est pas négligeable et de surcroît favorable au temps t_q .

Côté inconvénients, on signalera deux effets : la consommation de courant de l'ordre de $V_{GK} / R_{GK \text{ interne}}$ et l'inaction sur la région située au delà de la zone de recul de trous.

3-5-4. *Effet Miller, découplage capacitif*

Ici, on est encore supposé se placer en régime transitoire d'application d'une rampe de tension dV/dt sur une structure non injectée de charges. Le schéma équivalent simplifié du thyristor peut alors se limiter à sa partie la plus fragile, c'est à dire aux zones de débordement $P_1 N_1$ et de recul de trous additionnées, (cf.figure 32). Ou encore il suffit de s'intéresser à la zone de gâchette pour couvrir à peu près tous les problèmes.

Pour une rampe de tension dV/dt positive appliquée à l'anode A, on peut simplifier encore le schéma et ne garder que les éléments R_{GK} , C_{N1P1} , C_{P1N2} , (cf.figure 33). L'effet Miller ferait intervenir seulement R_{GK} et C_{P1N2} . Pour ne pas déclencher, on aurait alors la seule condition :

$$R_{GK} \cdot C_{P1N2} (dV/dt) < V_j \# 0,7V[3-b]$$

Tous les ingrédients sont déjà cités et l'utilisateur peut intervenir par mise en parallèle, entre gâchette-cathode, d'une résistance extérieure.

Sur des thyristors très sensibles, avec une résistance R_{GK} tendant vers l'infini, on dispose d'un diviseur capacitif (cf.figure 34). La condition de non-déclenchement ne fait plus intervenir le dV/dt mais la tension maximale appliquée entre anode et cathode. On aboutit à :

$$V_{DM} \cdot C_{P1N2} / C_{N1P1} < V_j \quad [3-b]$$

A égalité de section, les capacités des jonctions $N_1 P_1$ et $P_1 N_2$ peuvent être dans un rapport allant de 10 à 10^3 . L'ordre de grandeur pour les capacités est pour $N_1 P_1$ d'environ $60\,000 \text{ pF.cm}^{-2}$, alors qu'il n'est que de 400 pF.cm^{-2} pour $P_1 N_2$, soit un rapport d'environ 150.

Une tension de jonction V_j de l'ordre de 0,7 V met à l'abri d'un déclenchement par dV/dt , toujours à égalité de section, jusqu'à : $0,7 \times 150 = 105\text{V}$; ce n'est pas énorme. De plus, la surface S_{P1N2} est plus grande que S_{N1P1} obligatoirement. Donc, sauf astuce, ce type de découplage n'est qu'un complément. De façon externe, on peut disposer d'un condensateur en parallèle entre gâchette et cathode, au même titre que la résistance R_{GK} précédente (attention à la possibilité de décharge de cette capacité, une fois la rampe terminée).

3-6. Ordres de grandeur de $t_q = f(V_R, I_T, q, dV/dt)$

Les notices détaillant la dépendance du temps t_q avec de nombreuses variables ne sont pas monnaie courante. Pour cette raison, les graphiques des figures 35 et 36 sont propres à un thyristor à amplification de gâchette et non à un thyristor classique. Pour le temps t_q , le résultat est le même car dans cette structure, le thyristor de commande ou « pilote », disparaît alors complètement. D'où ici la possibilité de cette amalgame, pour cette caractéristique du moins (il n'en serait pas question pour d'autres comme le dI/dt de fermeture notamment).

4. Limite fréquentielle

4-1. Interactions et concessions mutuelles

La présence des courts-circuits gâchette-cathode signifie qu'il y aura écrantage latéral d'une action possible, de la connection de gâchette à l'ouverture. Il ne faudra donc pas avoir d'espairs démesurés pour monter en fréquence, notamment avec les aides à l'ouverture par la gâchette. Ce ne sont que des adjonctions (à ne pas négliger, comme l'élimination « électrique » de la zone de contact de gâchette et celle de recul de trous, la plus sensible), et non des actions décisives. En règle générale, une tension négative de gâchette n'ouvrira jamais un thyristor à courts-circuits de cathode. Il faudra donc vivre avec le temps t_q comme première limite fréquentielle de la famille des thyristors à courts-circuits de cathode.

Qu'il y ait des courts-circuits ou non, on l'a vu, la fermeture comporte deux phases. La première, traduite par une zone très localisée d'amorçage, dépend étroitement à la fois du circuit d'attaque gâchette-cathode et de la morphologie de cette structure. La seconde, indépendante du circuit d'attaque, est une période de propagation latérale, relativement lente, à la vitesse de 100m/s (ou 100 μ m/ μ s). Une fermeture localisée sera alors équivalente à une densité de courant et de puissance élevées, puis d'un échauffement. Ce sera la base de la limite fréquentielle. Par exemple, pour des thyristors rapides, les surfaces actives sont beaucoup plus faibles à la fermeture qu'à l'ouverture. Ainsi, on constate des pertes à la fermeture très supérieures à celles à l'ouverture (cf.figure 37).

Cette limite intègre les autres sources d'échauffement, plus uniformes vis-à-vis de la cathode mais n'en élevant pas moins d'autant les températures de pointe. Il faut en particulier tenir compte des pertes en mode direct et, dans une bien moindre mesure, à l'ouverture.

Le t_q étant une fonction croissante de la température θ , inutile de dire qu'il arrive un moment où le système se boucle. On peut alors aussi bien affirmer être limité en fréquence par une température maximale de jonction, θ_j top élevée, que par un temps t_q trop important.

Ajoutons à cela des termes en courant, fonctions de la tension V_T , et des termes en tension, fonctions de la largeur W_v de la zone v , et nous aurons les maîtres-mots servant à décrire les interactions schématisées sur la figure 38. Le t_q , facteur singulier des thyristors, mérite cependant un traitement spécial, objet de la figure 39, exemple concret typique montrant les gammes de tolérance.

4-2. Modèle de limite fréquentielle

4-2-1. Circuit de référence

La montée en fréquence s'accompagne d'un effort conjoint du circuit et du dispositif associé. Le circuit de la figure 40, malgré sa représentativité, ne prétend évidemment pas à l'universalité. Par contre la méthodologie, propre au thyristor, peut rester la même d'un circuit à l'autre. Pour sa simplicité et son unicité, la définition de la limite fréquentielle partira de la forme d'onde donnée sur la figure 41, où la fréquence F maximale correspond à la valeur $F = 1/(4 T_P)$, avec $t_q = T_P$, et $dI/dt = \pi I_C / T_P$.

4-2-2. Aspect thermique

La relation de base liant l'écart de température aux paramètres expérimentaux est au stade initial :

$$\Delta\theta = R_{th}^* W_F^* (T_P) F \quad [3-b]$$

Dans cette relation, $\Delta\theta$ est l'écart en température en °C entre θ_{JMAX} , température maximale de jonction et θ_B , la température du boîtier, R_{th}^* la résistance thermique ($cm^2 \cdot ^\circ C \cdot W^{-1}$), de un cm^2 de surface d'empilage de couche entre la cathode et le boîtier, $W_F^* (T_P)$ la densité d'énergie dissipée ($J \cdot cm^{-2}$) pendant une impulsion de courant de durée T_P , et enfin F la fréquence de fonctionnement (Hz ou s^{-1}). Par définition de la limite fréquentielle, on a $F = 1/(4 T_P)$.

Quoique simple d'apparence, l'équation thermique suppose de nombreuses hypothèses (comme négliger les pertes à l'ouverture par exemple) et entraîne une analyse relativement compliquée, principalement pour le calcul de $W_F^* (T_P)$. Pour les détails d'un tel travail, on pourra se reporter aux travaux de différents auteurs (cf. références 10, 11, 12 par exemple).

En considérant une zone de fermeture primaire Y_{FP} égale à $140\mu m$ et une zone de fermeture totale telle que $Y_T = Y_{FP} + dY/dt \cdot T_P / 2$ avec $dY/dt = 100\mu m/\mu s$, on obtient l'expression :

$$V_{DRM} (I_C / L_{GK}) F (1 + 130 \cdot 10^3 / F)^{-1} = 4 \cdot 10^6 \Delta\theta / R_{th}^* \quad [3-b]$$

V_{DRM} est le calibre en tension du dispositif (V), I_C le courant crête (A) de l'impulsion semi-sinusoïdale de durée T_P (s), L_{GK} la longueur de jonction de gâchette-cathode en cm, F la fréquence de répétition telle que : $F_{MAX} = 1/(4 t_q)$ en Hz, $\Delta\theta$ l'écart de température entre la température θ_J de jonction autorisée ($125^\circ C$ pour les thyristors) et la température θ_B du point de référence (usuellement θ_B est prise égale à $75^\circ C$), enfin R_{th}^* est la résistance thermique

entre la jonction et le point de référence pour 1cm^2 de dispositif (usuellement $0,4^\circ\text{C}\cdot\text{cm}^2\cdot\text{W}^{-1}$ de la jonction au boîtier pour un refroidissement une seule face).

La figure 42 représente sous la forme d'un réseau, paramétré en tension V_{DRM} , l'équation précédente. Il y aurait beaucoup à dire, tant sur les hypothèses que sur la conduite des calculs. Les résultats quantitatifs sont, bien sûr, à prendre avec prudence. Qualitativement cependant, les évolutions sont convenables. Il n'est pas inintéressant de pouvoir extrapoler à partir d'un point expérimental.

Il est possible de proposer une expression de comparaison entre dispositifs. Pour des fréquences élevées, l'expression devient dans sa forme simplifiée :

$$V_{\text{DRM}} (I_C / L_{\text{GK}}) F = 2,9 \cdot 10^8 Y_{\text{FP}} (\theta_{\text{JMAX}} - \theta_B) / R_{\text{th}}^* \quad [3-b]$$

Cette présentation regroupe sur la partie droite ce qui correspond à la qualité de la technologie de la structure. Il est ainsi apparent qu'il faut accroître Y_{FP} , la zone de fermeture primaire (cf. paragraphe 2-1-2), ainsi que la température θ_{JMAX} , et réduire R_{th}^* . Dans l'état actuel des choses, on ne peut guère espérer augmenter la température θ_{JMAX} que de 25°C , c'est à dire passer de 125°C à 150°C (tout en sachant que si c'était facile, ce serait fait depuis longtemps). La résistance R_{th}^* est divisible par deux, par évacuation bilatérale de la chaleur. Quelques perfectionnements sont possibles par un refroidissement plus intime (boîtiers à ailettes avec circulation d'un liquide caloporteur par exemple). Y_{FP} reste la grande inconnue. L'élimination des courts-circuits est une première étape indispensable pour gagner un facteur de 1,5 à 2, et il faudra demander au circuit, par application d'une tension de gâchette négative, de réaliser la tenue en dV/dt devenue alors médiocre. De plus, pour que cette action soit efficace, on sait qu'il ne faut pas de dimensions transversales trop fortes. Or, précisément, ceci est également imposé par I_C / L_{GK} ou ampère crête par centimètre de jonction gâchette-cathode. Le thyristor devient alors pour sa conception directement comparable au transistor.

4-3. Bilan

La limite fréquentielle résulte donc de trois termes essentiels :

- V_{DRM} tenue en tension traduite par $W_{23} (\mu\text{m}) \geq V_{\text{DRM}} (\text{V})/10$ [3-b],
- W_{F} pertes à la fermeture imposant un $I_{\text{C}} / L_{\text{GK}}$ donné par
 $I_{\text{C}} / L_{\text{GK}} = f (F, V_{\text{DRM}})$, déduit de la figure 42,
- t_{q} le temps de récupération impliquant $\tau_{\text{v}} \leq t_{\text{q}} / 5$ et
 $\tau_{\text{v}} \leq 1/(20.F)$.

Bien entendu, il faut insister sur l'importance d'un fonctionnement efficace en A.cm^{-1} , c'est-à-dire sur la nécessité d'une attaque vigoureuse en courant de gâchette I_{G} par le biais de méthodes connues comme l'amplification de gâchette (Darlistor), pour que les interdigitations soient utiles.

Conclusion

Le thyristor de puissance rapide a encore un bel avenir devant lui. C'est un composant robuste qui possède l'avantage de s'éteindre tout seule par le passage à zéro du courant principal. Il sera donc encore largement utilisé dans les applications où il fonctionnera en commutation naturelle. Pour des fréquences élevées ($> 20\text{kHz}$), on ne trouvera que des thyristors basse tension ($V < 1500\text{ V}$).

En ce qui concerne les circuits où la commutation forcée est de rigueur, et toujours pour des tensions d'utilisation supérieures à 2000 V avec des courants de l'ordre de 3000 A , il a laissé sa place aujourd'hui au GTO. Le GTO, qui est un mariage entre le thyristor et le transistor bipolaire, présente l'immense avantage de pouvoir commuter de l'état passant à l'état bloqué sans un lourd et coûteux circuit d'extinction. Il est cependant fragile, et nécessite des CALC onéreux. De plus, lui faut un circuit déclencheur fiable et pouvant débiter plusieurs centaines d'ampères.

L'interrupteur idéal n'existe probablement pas aujourd'hui, et n'existera pas davantage demain. Dans cette perspective réaliste, l'IGBT qui est la combinaison la plus jeune d'un transistor MOS et bipolaire, postule aujourd'hui au titre de meilleur parmi tous les autres. La société allemande EUPEC a présenté le 20 juin 1995, à la manifestation PCIM de Nuremberg dédiée à l'électronique de puissance, son IGBT de $3,3\text{kV}/1000\text{A}$. Entre autres avantages, le remplacement des GTO par l'IGBT devrait permettre de réduire le coût de l'ensemble d'un convertisseur de près de 50% grâce à la diminution de taille des composants passifs, elle même occasionnée par l'augmentation des fréquences de fonctionnement. De même, la société HARRIS y a décrit cette fois des MCT (*Mos Controlled Thyristor*) dont la tension de service devrait passer de 1000 V à 2000 V , et l'intensité nominale atteindre plusieurs fois 100 A pour des modules en cours d'étude (au lieu de 75 A actuellement). Par ailleurs une réduction des pertes totales de 60% laisse envisager une montée en fréquence en rapport, jusqu'à plus de 50 kHz .

L'avenir de l'électronique de puissance sera donc, en partie aux hybrides (monolithiques ou non).

FIGURES

1897	Développement du Pont de Graetz
1901	Brevet Cooper et Wirt sur le redressement à vapeur de Hg (mercure)
1913	Découverte de la commande par la grille
1923	Développement par Langmuir du thyatron à cathode liquide
1926	Découverte par Hull du principe du thyatron à cathode chaude
1931	Introduction des cycloconvertisseurs sur les chemins de fer
1933	Découverte par Slepian du principe de l'ignitron
1936	Commercialisation d'un moteur à thyatron
1936	Ligne de transmission CCHT entre Mechanicville et Schenectady (New York)
1942	Convertisseur de fréquence 25-60 Hz 20 MW
1948	Bardeen, Brattain et Shockley reçoivent le prix Nobel pour l'invention du transistor
1957	Annnonce du thyristor
1970	Transistor silicium 500 V — 20 A
1975	Transistor géant Toshiba 300 V — 400 A
1978	Transistor à effet de champ MOS d'International Rectifier 400 V — 25 A
1980	Développement commercial des thyristors ouvrables par la gâchette 2 500 V — 1 000 A, Hitachi, Mitsubishi, Toshiba
1985	Début significatif du transistor à grille bipolaire (IGBT)
1990	Lancement commercial des modules de puissance intelligents et hybrides

Figure 1-a : Evénements significatifs de l'histoire de l'EP. [3-a]

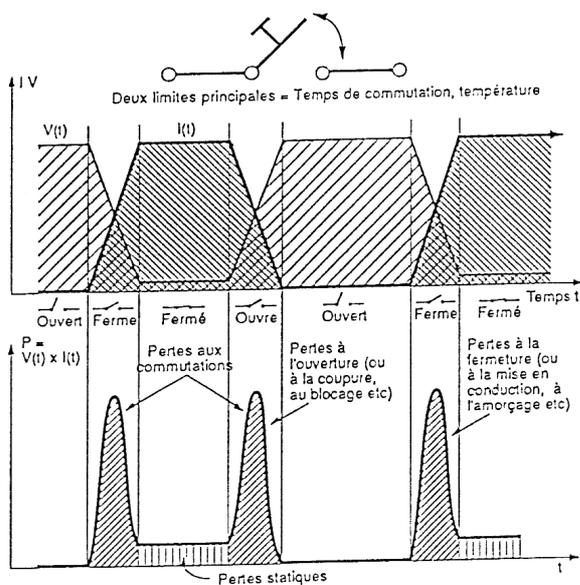
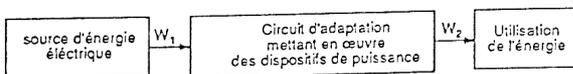


Figure 1-b: Possibilités de commutations réelles des DEP.



- Circuit d'adaptation ? Alimentation de puissance, convertisseur, onduleur
- Signaux de puissance à manipuler ? Fort courant forte tension
- Intensité : 5 à 5000 A. Tension 5 à 5000 V
- Objectifs : tendre vers 100% pour le transfert W_2/W_1 avec un circuit d'adaptation économique

Figure 1-c: Electronique de puissance. [3-a]

ELEMENTS A EXAMINER POUR DEFINIR UNE FONCTION INTERRUPTEUR

PERFORMANCES STATIQUES

- Pouvoir de coupure (tension ouvert x courant fermé par centimètre carré de silicium en régime nominal ou en surcharge)
- Chute de tension à l'état passant
- Fuite à l'état bloqué
- Normalement ouvert ou fermé
- Mise en parallèle ou en série
- Bidirectionnalité en courant et (ou) tension

PERFORMANCES DYNAMIQUES COMMUTATION

- Fermeture (délai montée)
- Ouverture (déstockage descente traînée)
- Limites fréquentielles
- Transitoires, dV/dt , dI/dt , énergie protection, surtension

TECHNOLOGIES

- Silicium (coût par centimètre carré de silicium actif, $F \cdot cm^{-2}$)
- Boîtiers (métalliques, pressés, plastiques, modules, isolés ou non)
- Radiateurs (eau, caloporteur, air par convection forcée ou naturelle)
- Circuits connexes (circuit d'aide à la commutation, commande, protection)
- Encombrement global

COÛT TOTAL EN FONCTION DU SERVICE RENDU

Figure 1-d: Eléments à examiner pour définir une fonction interrupteur. [3-a]

DOPANT (atome cm ⁻³)	$5 \cdot 10^{12}$ à $5 \cdot 10^{14}$	$5 \cdot 10^{14}$ à $5 \cdot 10^{16}$	$5 \cdot 10^{16}$ à $5 \cdot 10^{18}$	$5 \cdot 10^{18}$ à $5 \cdot 10^{20}$
LETTRES type N	V	N ⁻	N	N ⁺
HACHURES N				
LETTRES type P	II	P ⁻	P	P ⁺
HACHURES P				

[3-2]

Figure 2 : Codage des hachures et dénominations des différentes zones en fonction des concentrations en dopants.

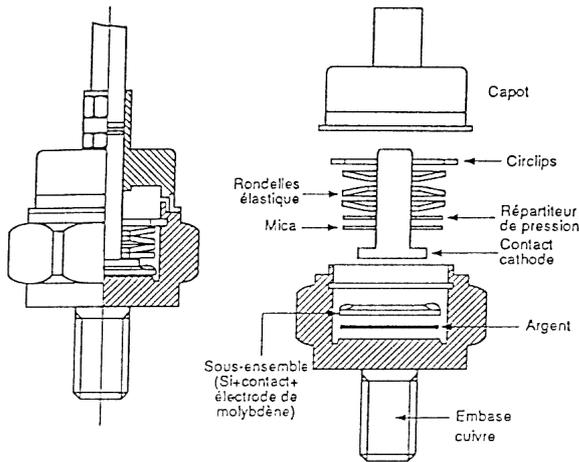
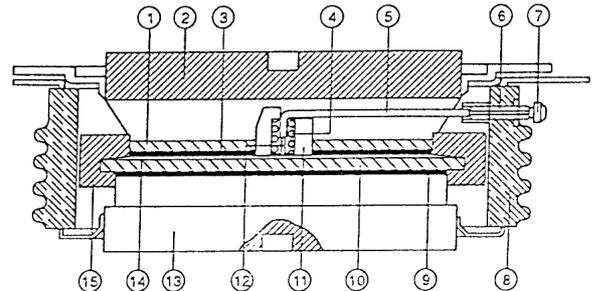


Figure 3-a : Technologie d'encapsulation des thyristors de puissance élevée. Boîtier pressé interne avec évacuation de la chaleur par une face. (Exemple similaire proposé : diode.) [3-b]



- 1 - Contre-électrode en molybdène doré 1 face - épaisseur 1mm - Ø 40mm
- 2 - Cathode en Cu OFHC nickelé
- 3 - Préforme d'argent - épaisseur 0,1mm - Ø 40mm
- 4 - Ressort de gâchette 0,5 à 0,8 kg
- 5 - Fil d'argent de gâchette
- 6 - Isolant PTFE
- 7 - Sortie de gâchette
- 8 - Boîtier en alumine vitrifiée à l'intérieur
- 9 - Préforme d'argent
- 10 - Contre-électrode en tungstène Ø 50,8 x 2,5, soudé au Si par AlSi
- 11 - Isolateur centreur de gâchette en alumine
- 12 - Guide-fil de la gâchette
- 13 - Anode de Cu OFHC nickelé
- 14 - Disque de silicium actif maintenu par RT V 11
- 15 - Anneau de polymère isolant, centreur et protecteur pour tenue en tension

Figure 3-b : Technologie d'encapsulation des thyristors de puissance élevée. Boîtier pressé externe avec évacuation de la chaleur par deux faces.

[3-b]

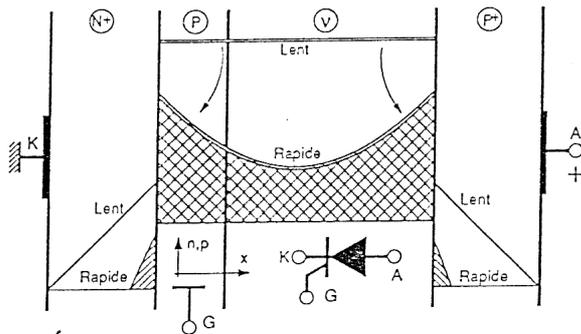


Figure 4 [3-b]

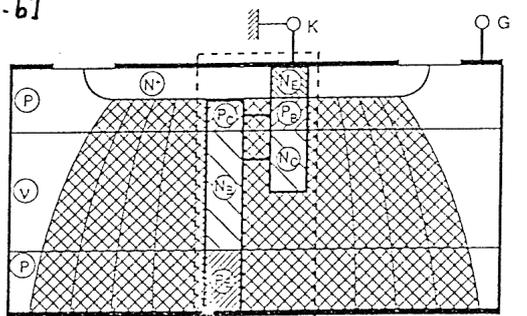


Figure 5 [3-b]

Figure 4 : Analogie thyristor-diode PIN.

Figure 5 : Présentation symbolique des quatre couches d'un thyristor. Analogie avec l'imbrication de deux transistors.

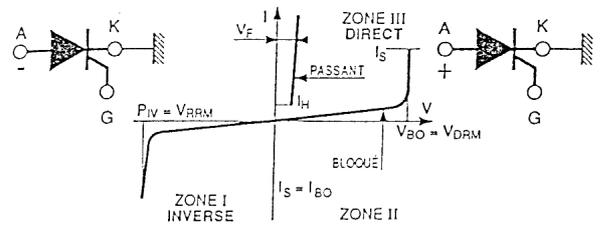


Figure 6 : Caractéristique typique des thyristors. Les diverses grandeurs sont définies dans le texte. [3-b]

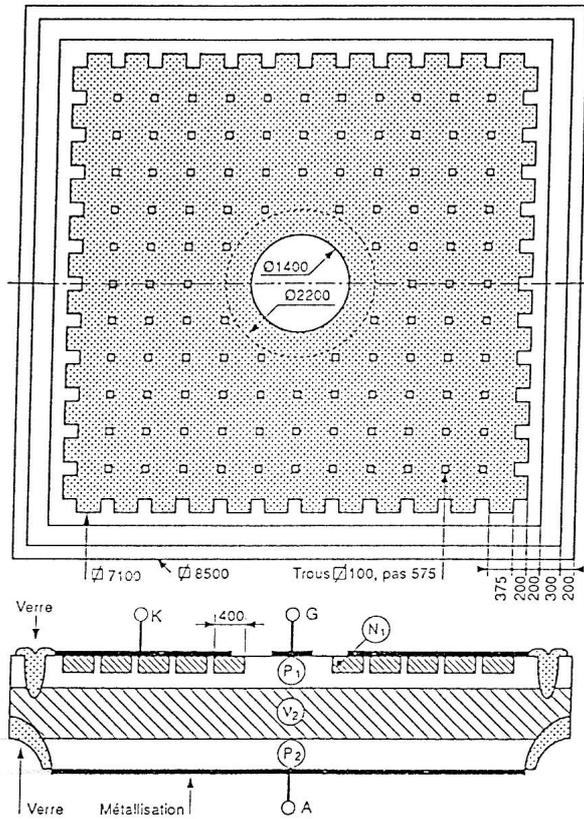


Figure 7-a: Ouverture émetteur d'un thyristor moyenne puissance. Coupe représentative des zones de court-circuit et de recul de trous.

[3-b]

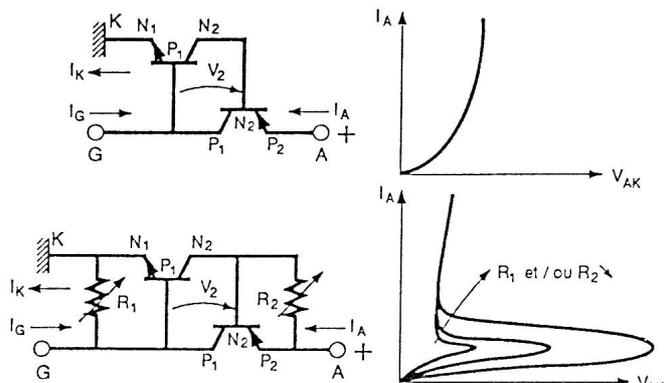


Figure 8-a: Obtention d'une caractéristique thyristor à partir de deux transistors de gains modifiés extérieurement.

[3-b]

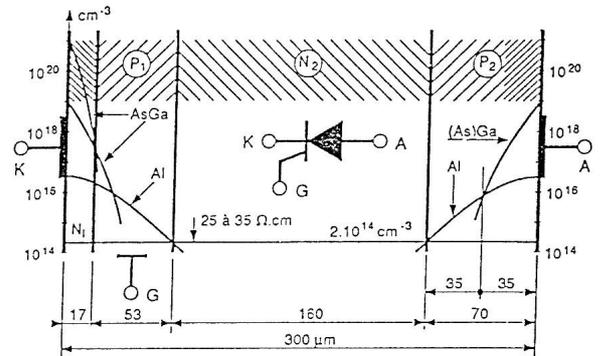
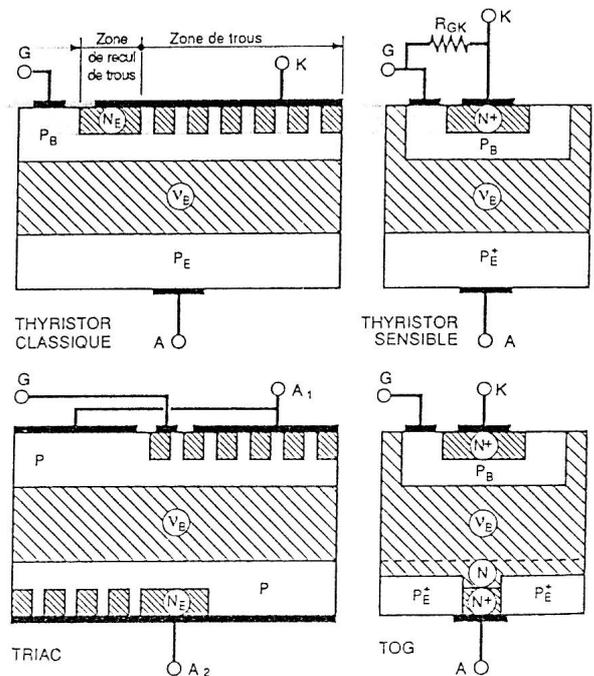


Figure 7-b: Profils des concentrations d'impuretés dans les thyristors de puissance. Technologie de diffusion Al As Ga. $p_{SN1/P1} \neq 250 \Omega/\square$, $I_G \neq 70 \text{ mA}$, diffusion or 3 h 825 °C.

[3-b]



Thyristor classique. R_{GK} définie par la zone de recul de trous (environ 10 à 200 Ω).

Thyristor sensible. R_{GK} externe quelconque, souvent 1000 Ω .

TRIAC. R_{GK} des deux côtés de la structure.

TOG. Shunt d'anode pour les thyristors ouvrables par la gâchette asymétriques.

Figure 8-b: Courts-circuits émetteur-base. Différentes réalisations de principe en fonction des composants et de leur application.

[3-b]

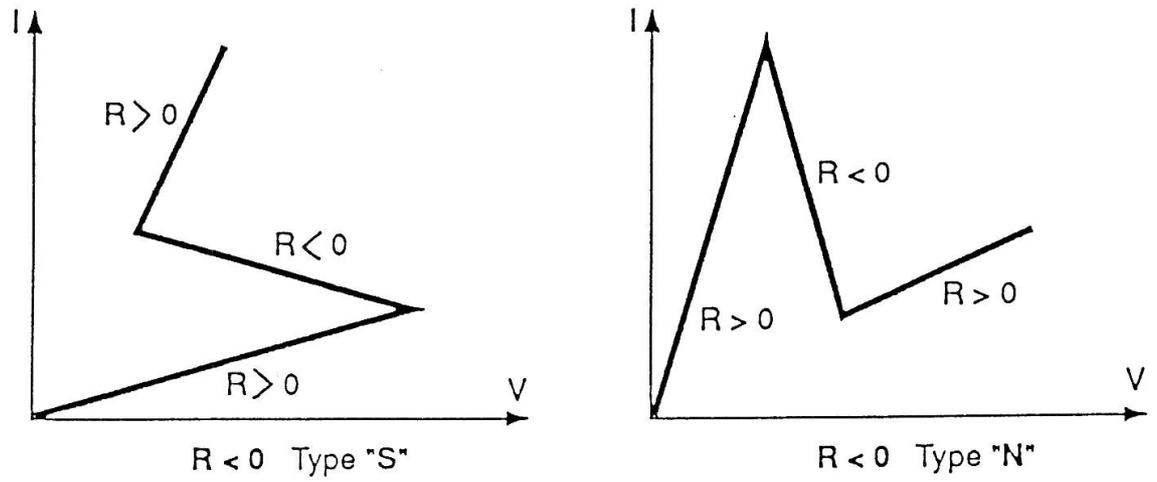


Figure 9-a : Courbes symboliques des effets de résistance négative justifiant leurs dénominations. [3-b]

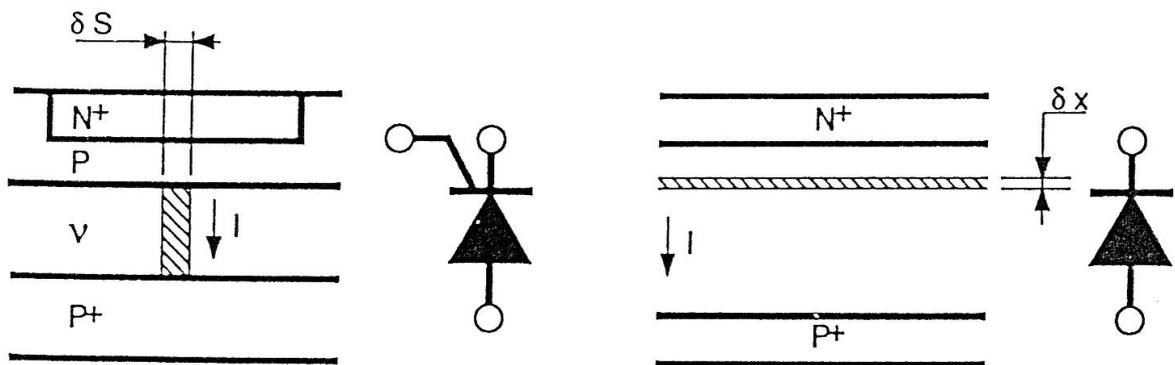


Figure 9-b : Effets de résistance négative. A gauche, filamentation de type S ; à droite, aplatissement de type N. [3-b]

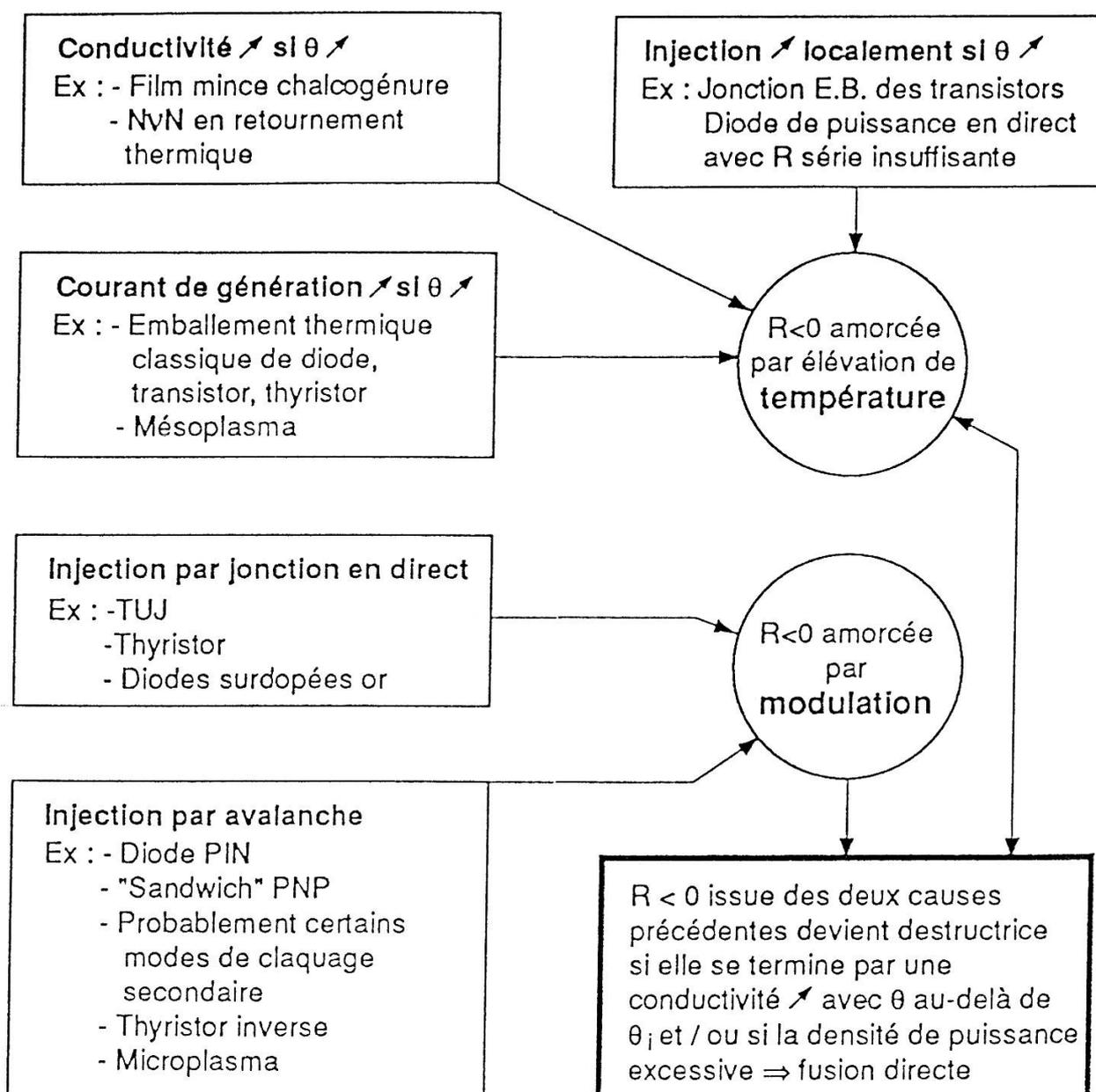


Figure 9-c : Résumé des effets de résistances négatives contrôlées en courant (type S). [3-b]

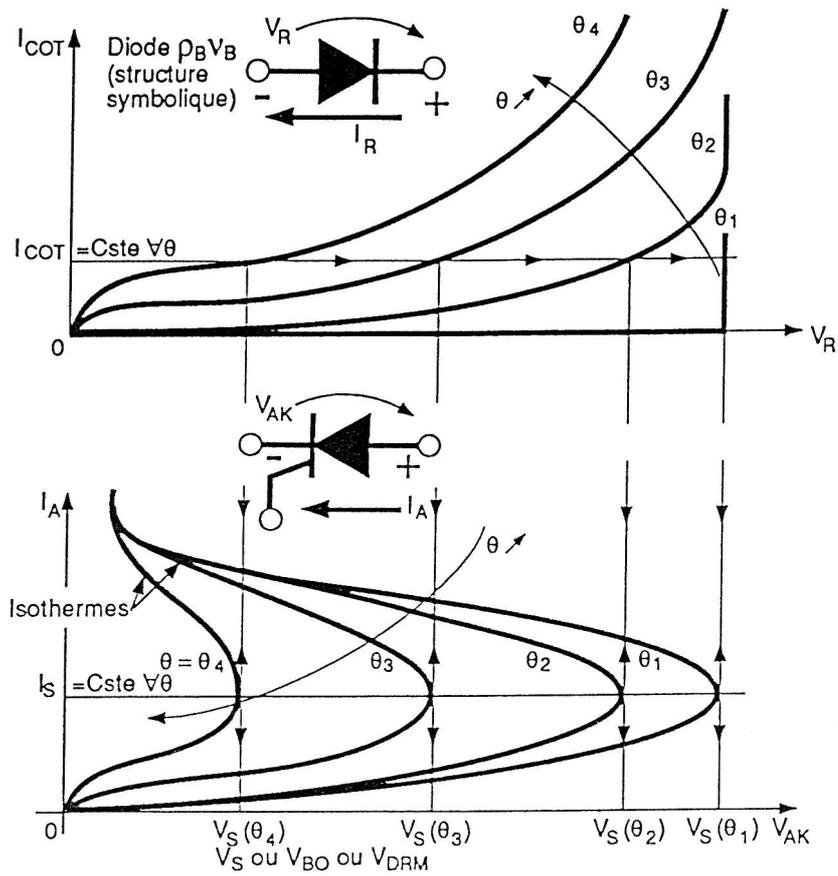
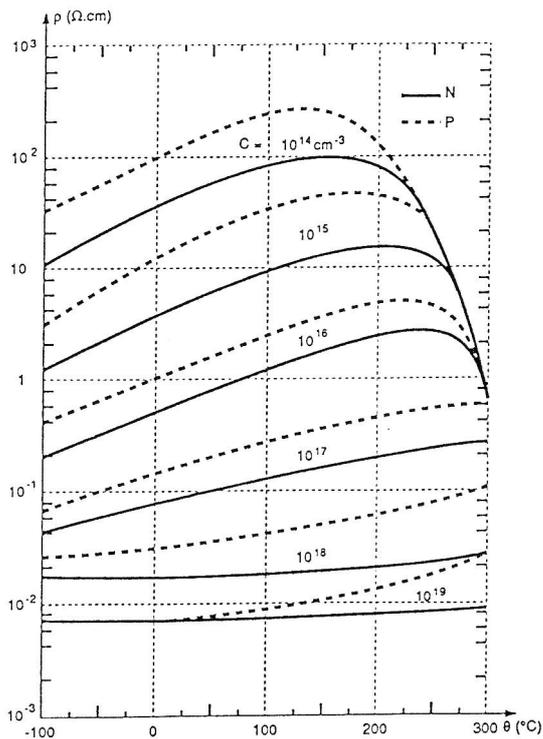
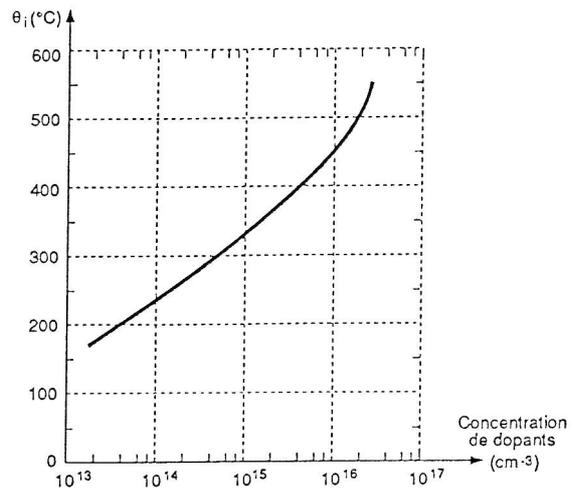


Figure 3-d : Graphiques simplifiés montrant l'influence de la température d'abord sur la caractéristique $I_{COT}(V_R)$ puis sur celles d'amorçage $I_A(V_{AK})$ du thyristor. [3-b]



Résistivité en fonction de la température et du dopage montrant la plage de comportement métallique du silicium.

[3-b]



Variation de la température intrinsèque en fonction du dopage. Elle explicite le passage du mode métallique au comportement semiconducteur intrinsèque lorsque la température augmente pour un dopage donné. A la température ambiante $n_i = 1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ (on adopte souvent 10^{10}) ; double tous les 11 °C environ pour le silicium.

[3-b]

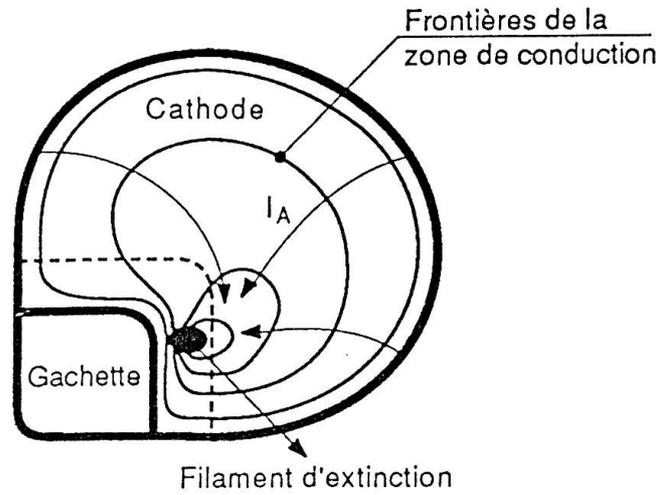


Figure 9-e : Schéma de la formation d'un filament à l'extinction d'un thyristor.
[3-b]

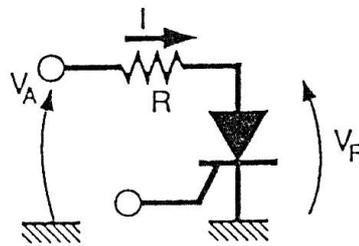


Figure 9-f : Etude d'instabilité latérale. Schéma expérimental de mise en évidence.
[3-b]

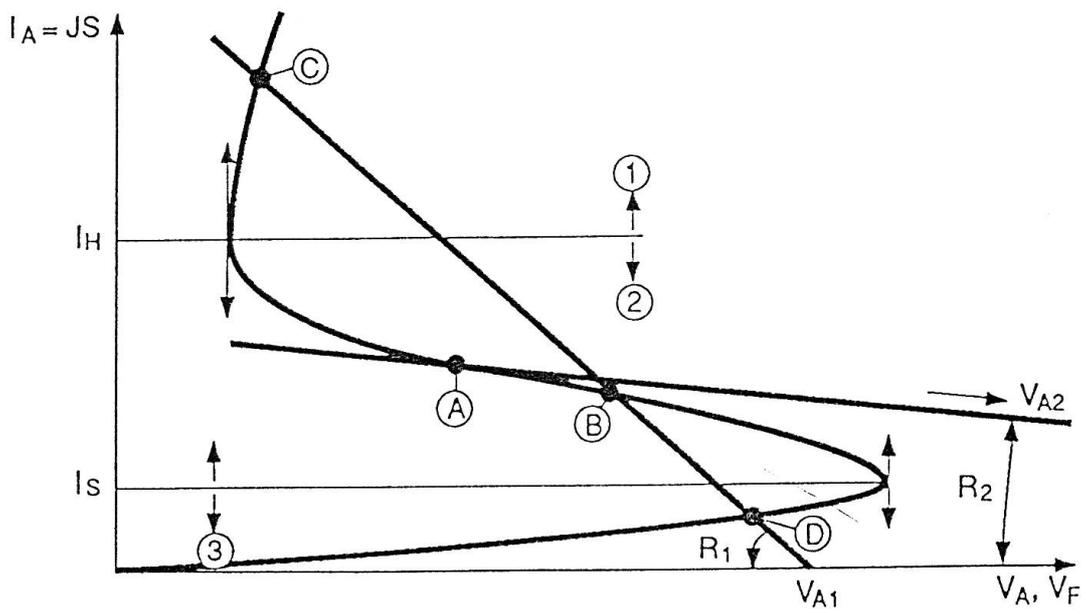


Figure 9-g : Etude d'instabilité latérale. Caractéristique I V montrant les points significatifs A, B, C, D. Les zones de fonctionnement sont explicitées dans le texte.
[3-b]

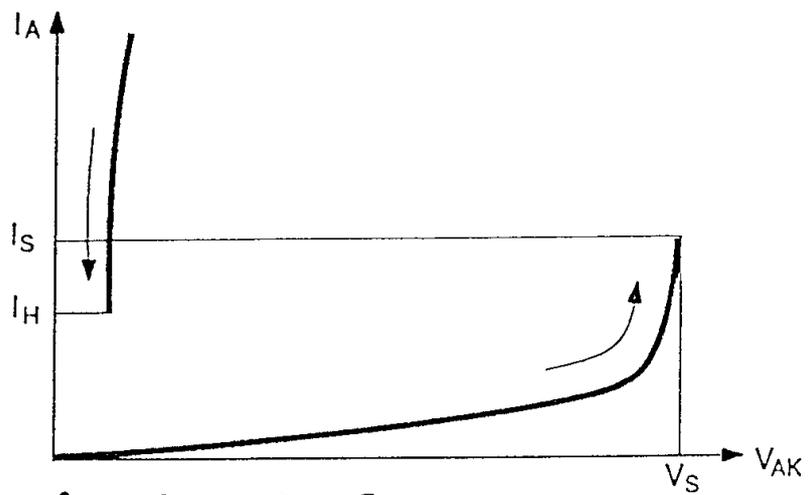


figure 9-h. [3-b]

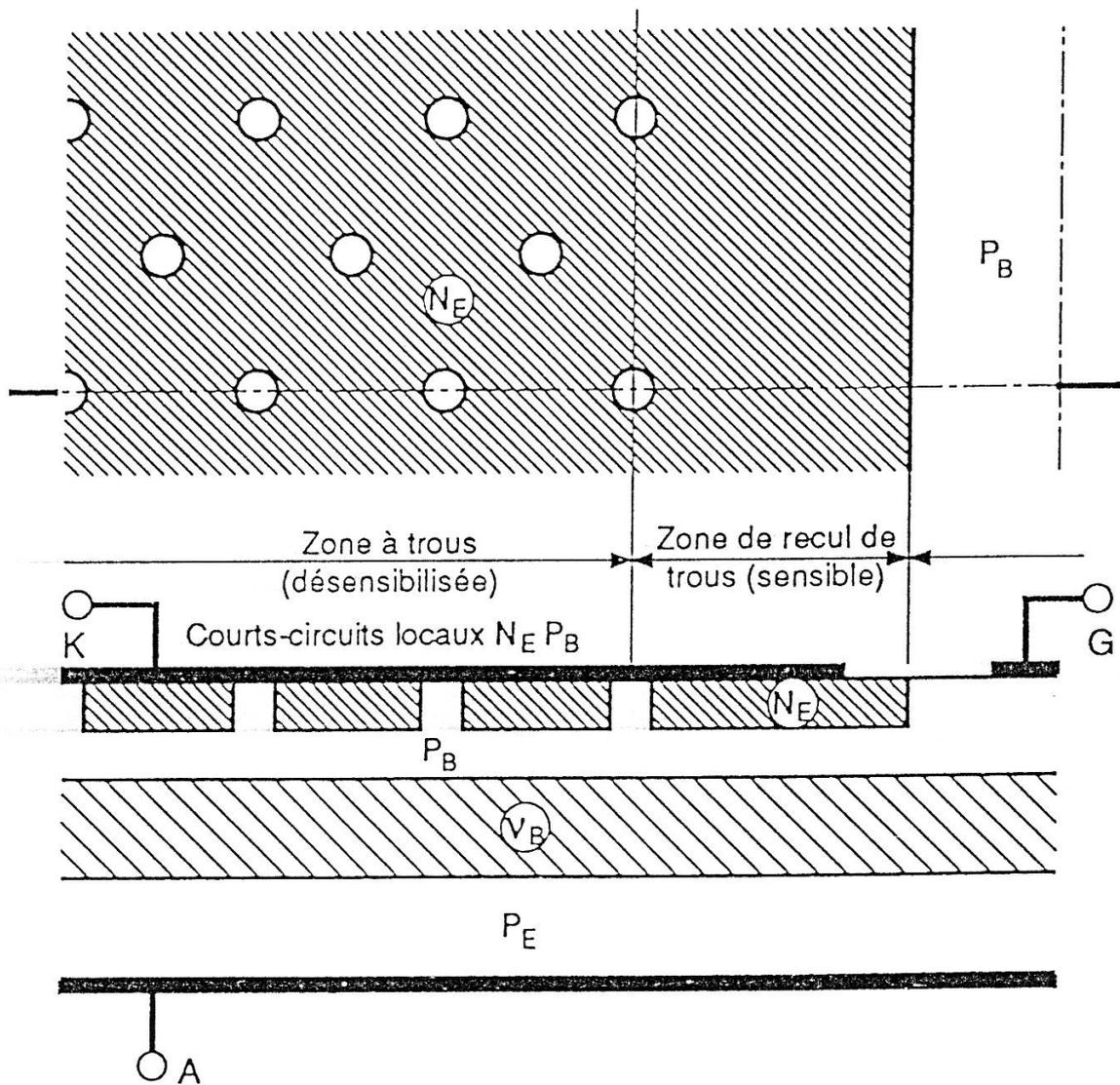


Figure 10 : Schéma de la disposition de la zone de recul de trous sensible et de la zone de trous désensibilisée.

[3-b]

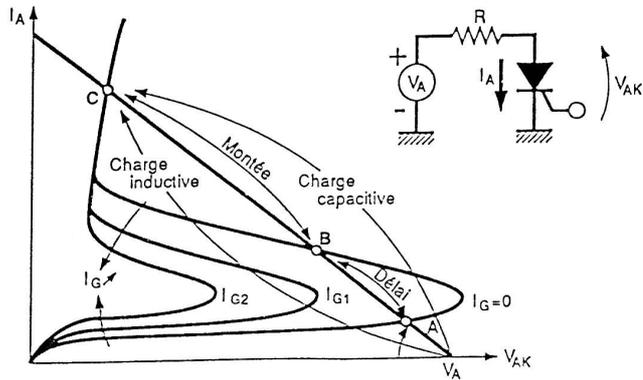


Figure 11-a: Caractéristique d'amorçage des thyristors.

[3-b]

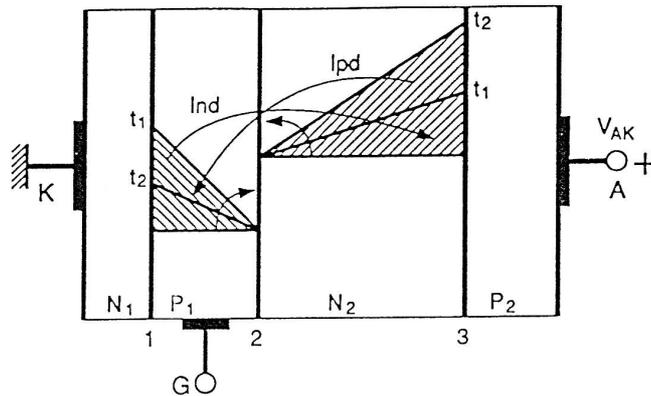
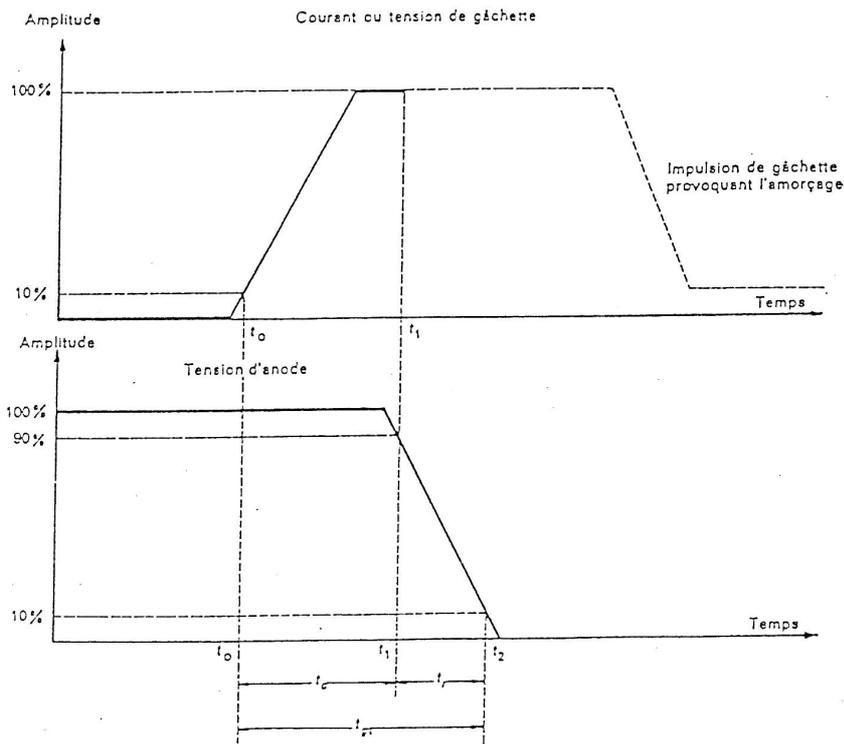


Figure 12 : Evolution de la distribution de charges au cours de la fermeture pendant le temps de montée du courant.



t_0 = retard à la croissance commandée par la gâchette.

t_1 = temps de la croissance commandée par la gâchette.

t_{r1} = temps d'amorçage par la gâchette.

Figure 11-b

[UTE C 96-822]

Caractéristiques d'amorçage d'un thyristor

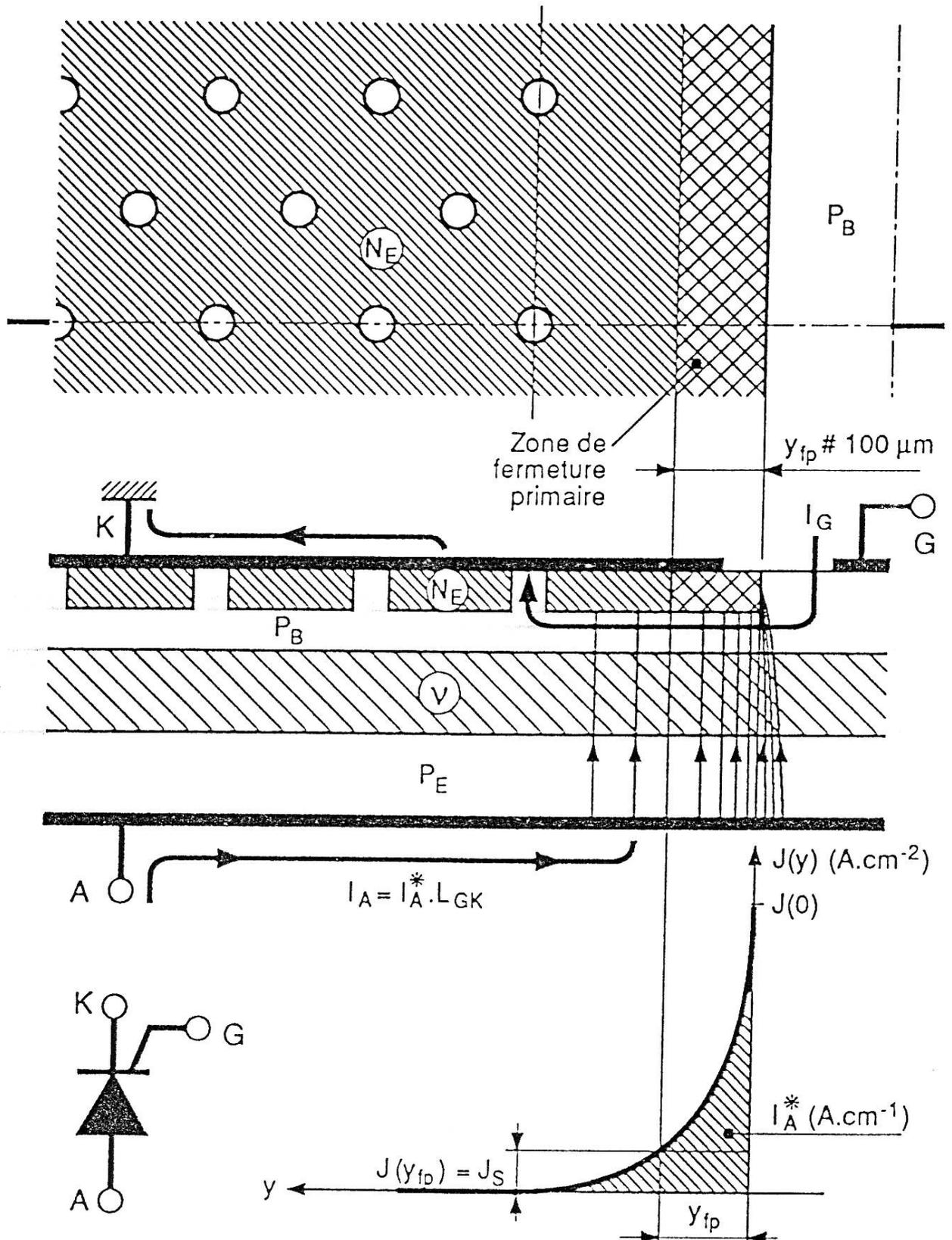


Figure 13 : Fermeture d'un thyristor. Autopolarisation interne, zone d'apparition et représentation des lignes de courant, évolution du profil de densité de charges.

[3-b]

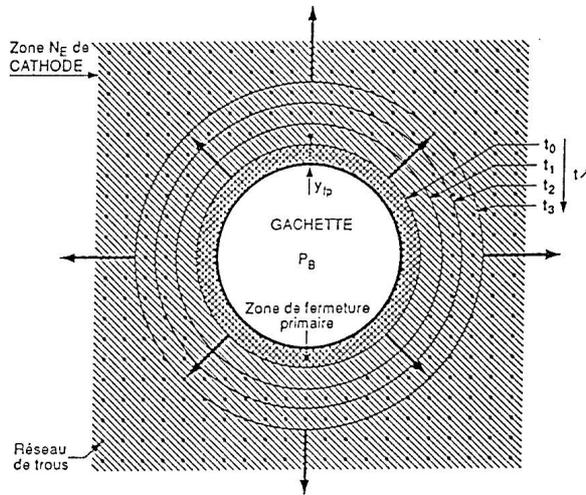


Figure 14 : Progression de la zone de fermeture d'un thyristor à partir d'une gâchette circulaire.

[3-b]

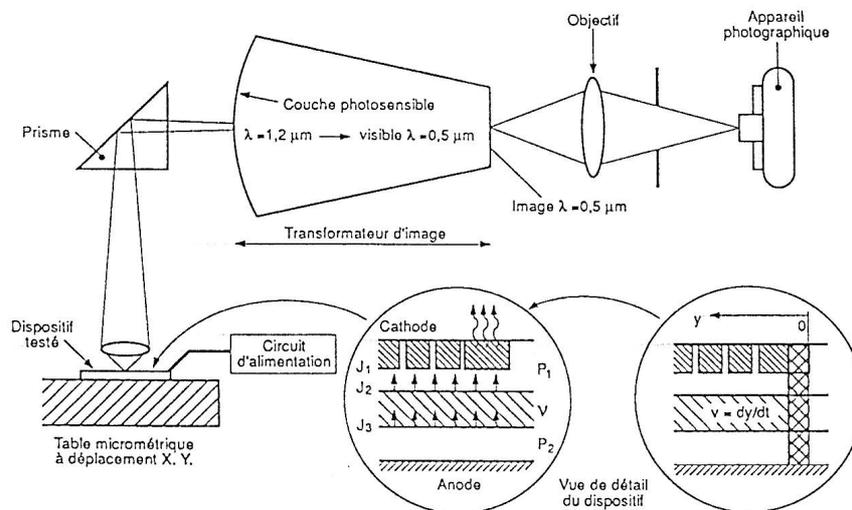


Figure 14-b. Mise en évidence d'une progression de plasma. Montage expérimental infrarouge.

[3-b]

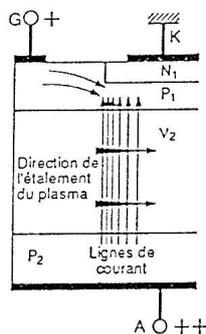


Figure 14-c : di/dt . Représentation schématique d'une progression interne de plasma de charges induit par un courant à la fermeture (flèches horizontales).

[3-b]

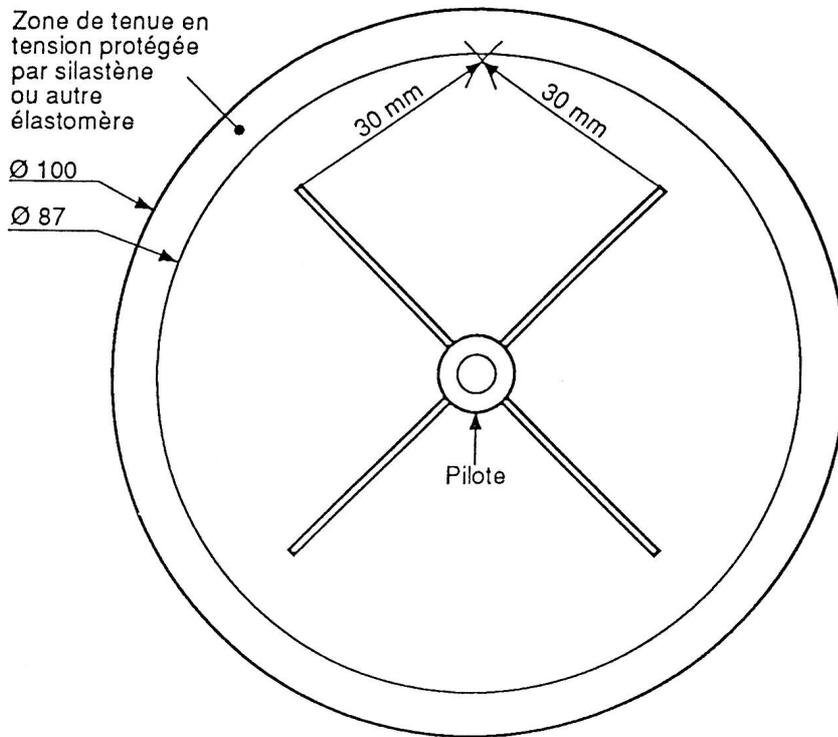


Figure 15 -a : Comparaison des structures de gâchette des thyristors lents et rapides. Thyristor lent pour HTCC (haute tension courant continu) 50 Hz.

[3-b]

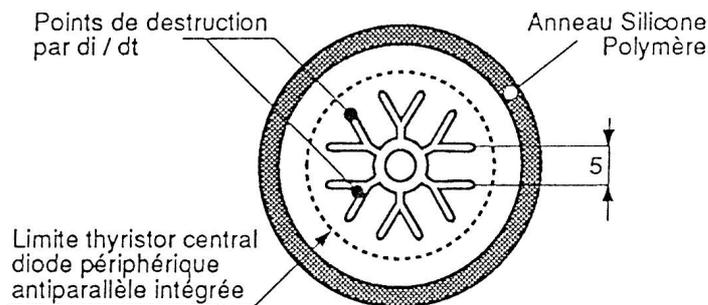


Figure 15-b : Comparaison des structures de gâchette des thyristors lents et rapides. Thyristor rapide. Asymétrique plus diode antiparallèle intégrée (20 kHz) ; limite thyristor diode $\varnothing = 24$ mm.

[3-b]

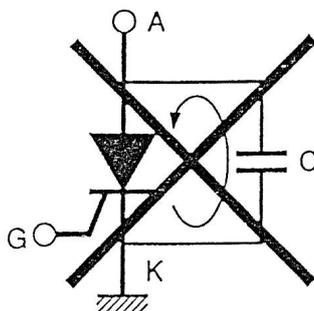


Figure 16 : di/dt . CALC très mauvais pour le... di/dt .

[3-b]

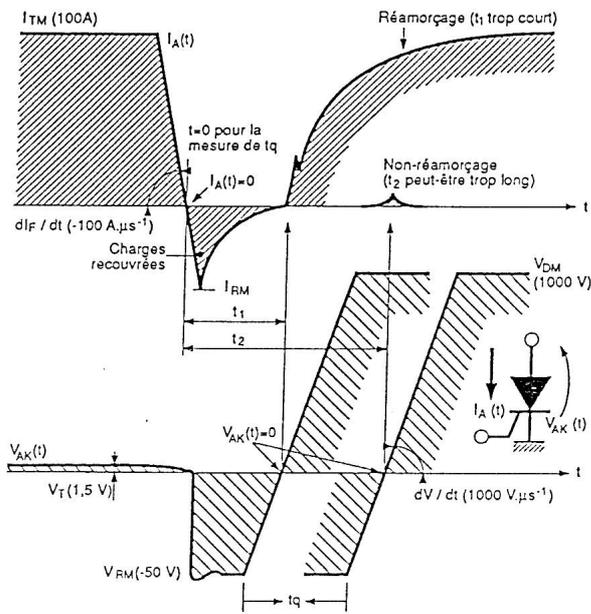


Figure 17 : Chronogrammes simplifiés de la mesure du tq.

[3-b]

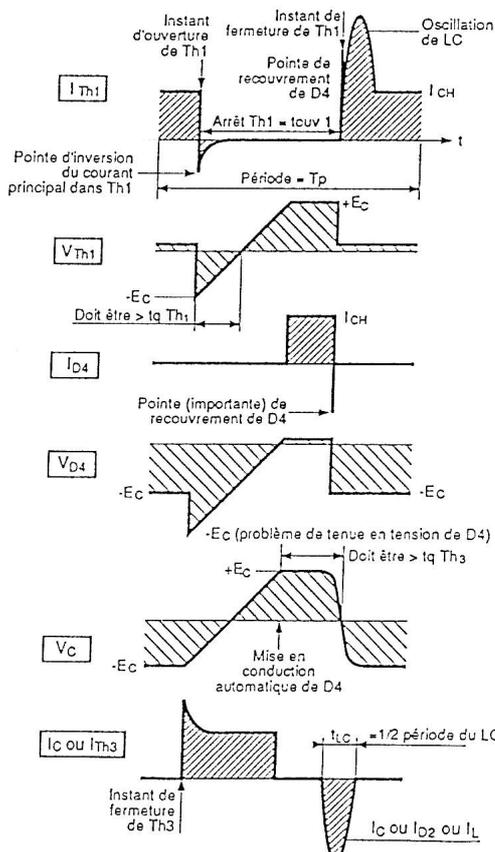


Figure 19 : Exemple de circuit limité par le tq des thyristors. Chronogrammes.

[3-b]

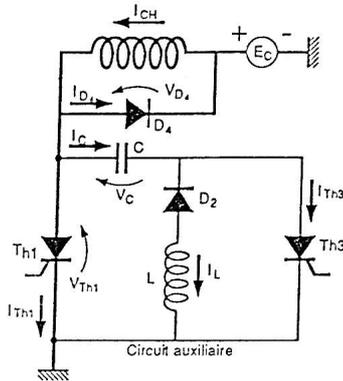


Figure 18 : Exemple de circuit limité par le tq des thyristors. Schéma de principe du hacheur.

[3-b]

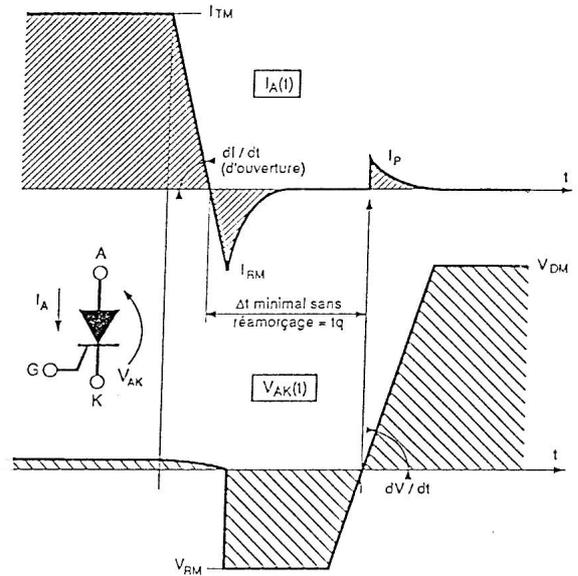


Figure 20 : Variation du tq en fonction du circuit :

- tq augmente modérément avec I_{TM} , di/dt , dV/dt , V_{DM} , V_{RM} ,
- tq peut diminuer si $V_{CK} < 0$, ou R_{CK} diminuent,
- tq augmente fortement lorsque la température de jonction augmente (globalement par puissance moyenne ou localement par di/dt).

[3-b]

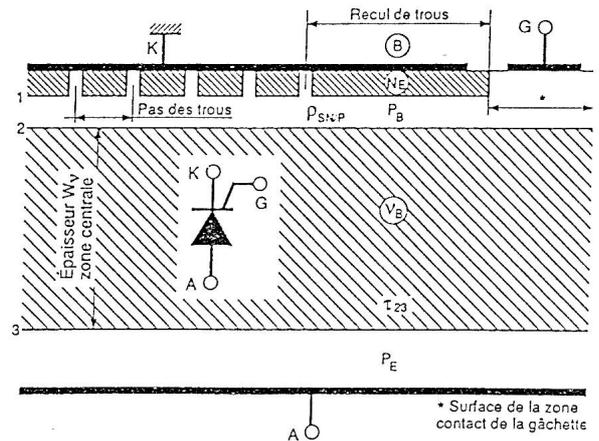


Figure 21 : Variation du tq en fonction de la structure :

- tq augmente beaucoup si la résistivité de couche P sous N, la durée de vie de la région 2,3, et le recul de trous augmentent (ce dernier est éliminable par V_{CK} négatif).
- tq augmente modérément avec le pas des trous, la surface de la zone de contact gâchette, l'épaisseur de la zone centrale,
- tq augmente fortement avec la durée de vie.

[3-b]

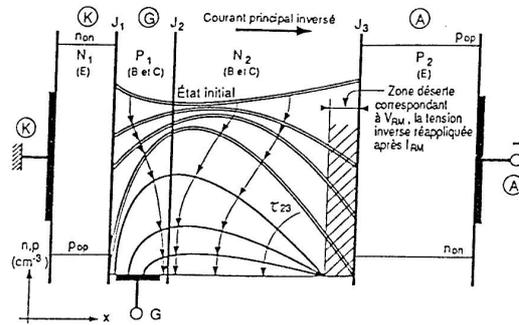


Figure 22 : Répartition des charges dans un thyristor durant l'ouverture.

[3-b]

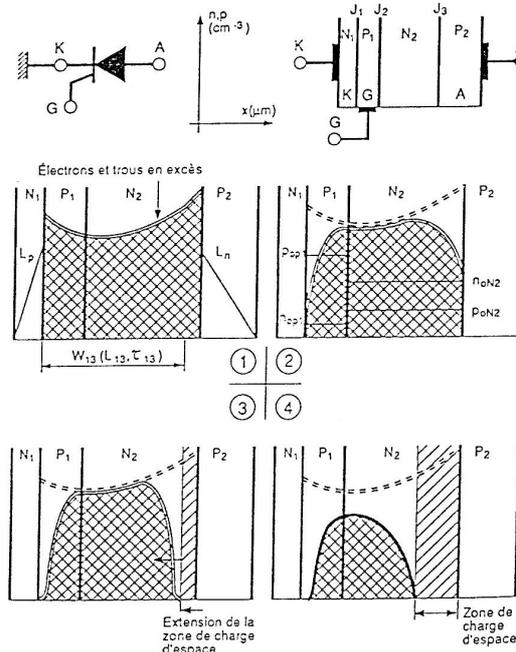


Figure 23 : Evolution des profils de charges au cours de l'ouverture.

[3-b]

RESUME SUR LE t_q

DEUX PHASES

INVERSION
 I_{AK} = Evacuation de 99 % des charges
 Reste Q_{IRM}

RECOMBINAISON SUR PLACE
 Diminution de Q_{IRM} à $Q_H - C \frac{dV}{dt}$, via τ_{23}

MINIMISER t_q

DIMINUER Q_{IRM} AU MOMENT DU BLOCAGE INVERSE
 Côté technologie : par diminution de W_{V_1} et ρ_{opB}
 Côté circuit : par diminution de I_{AK} , augmentation de V_{RM}

AUGMENTER dQ_{IRM}/dt
 par réduction de τ_v (technologie)

AUGMENTER LE SEUIL DE REARMORCAGE $Q_H - C \frac{dV}{dt}$
 Côté technologie : par diminution de :
 pas des trous
 zone de recul des trous
 ρ_{SN_2/P_2}
 τ_v
 surface de contact gâchette
 capacité de la jonction 2

Côté circuit : par diminution de :
 $\frac{dV}{dt}$
 V_{DM}
 R_{GK} extérieure
 θ_j générale ou locale (dI/dt)
 par augmentation de $|V_{GK} < 0|$

**LE POINT LE PLUS SENSIBLE DU THYRISTOR
 CONTROLERA I_H et t_q DE L'ENSEMBLE**

Figure 24 : Points essentiels à mémoriser sur le t_q . [3-b]

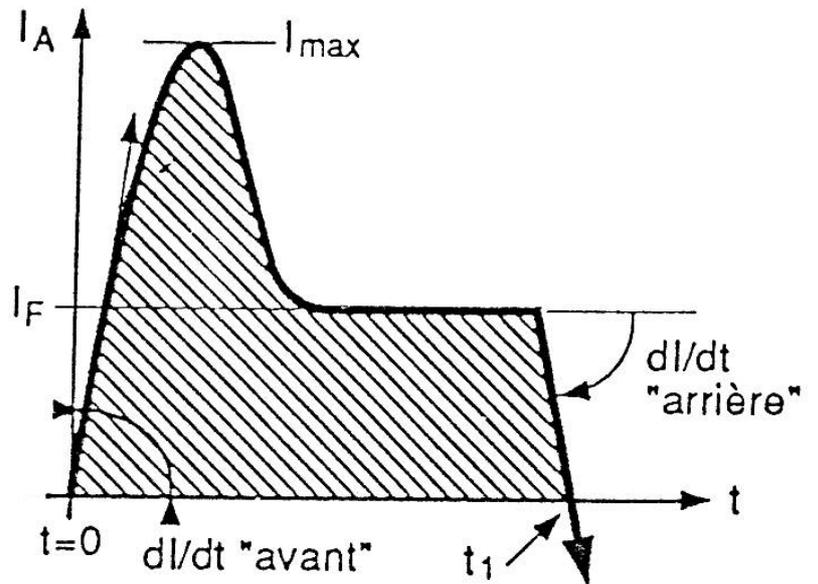


Figure 25 : Définition des fronts "avant" et "arriere" de dI/dt .

[3-b]

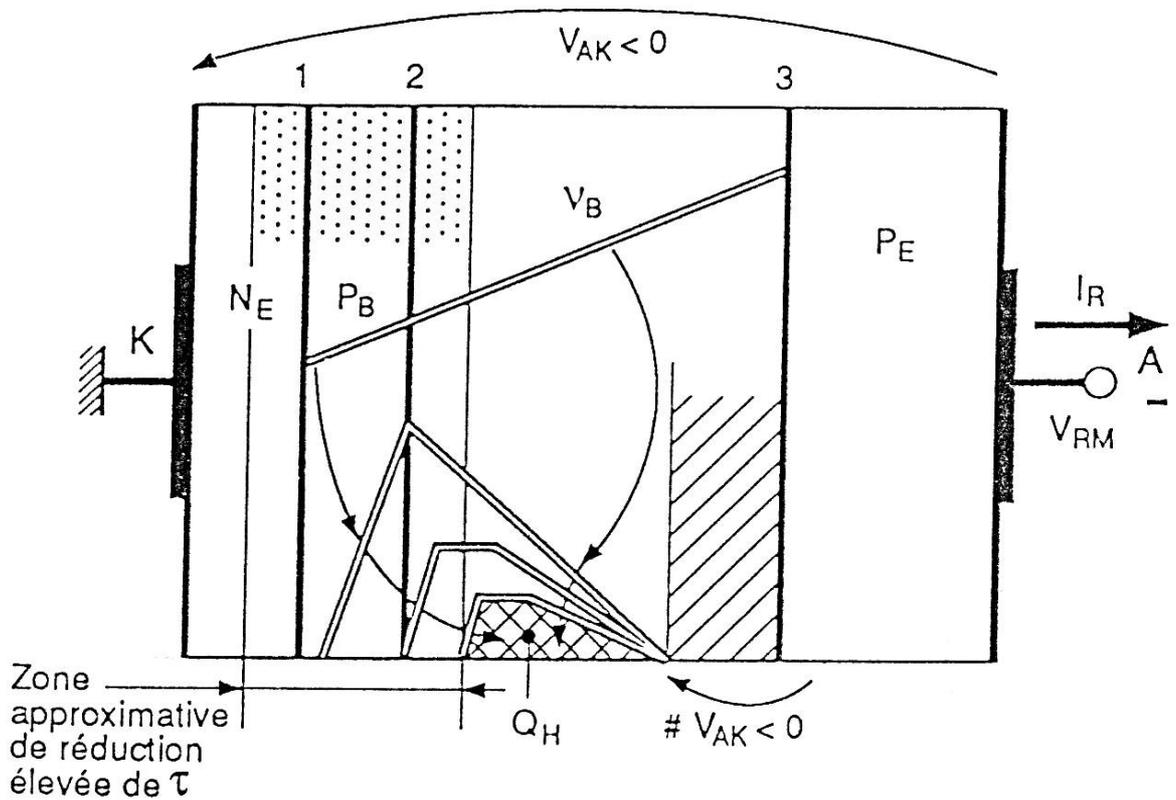


Figure 26 : Représentation schématique de l'effet de réduction localisée de la durée de vie.

[3-b]

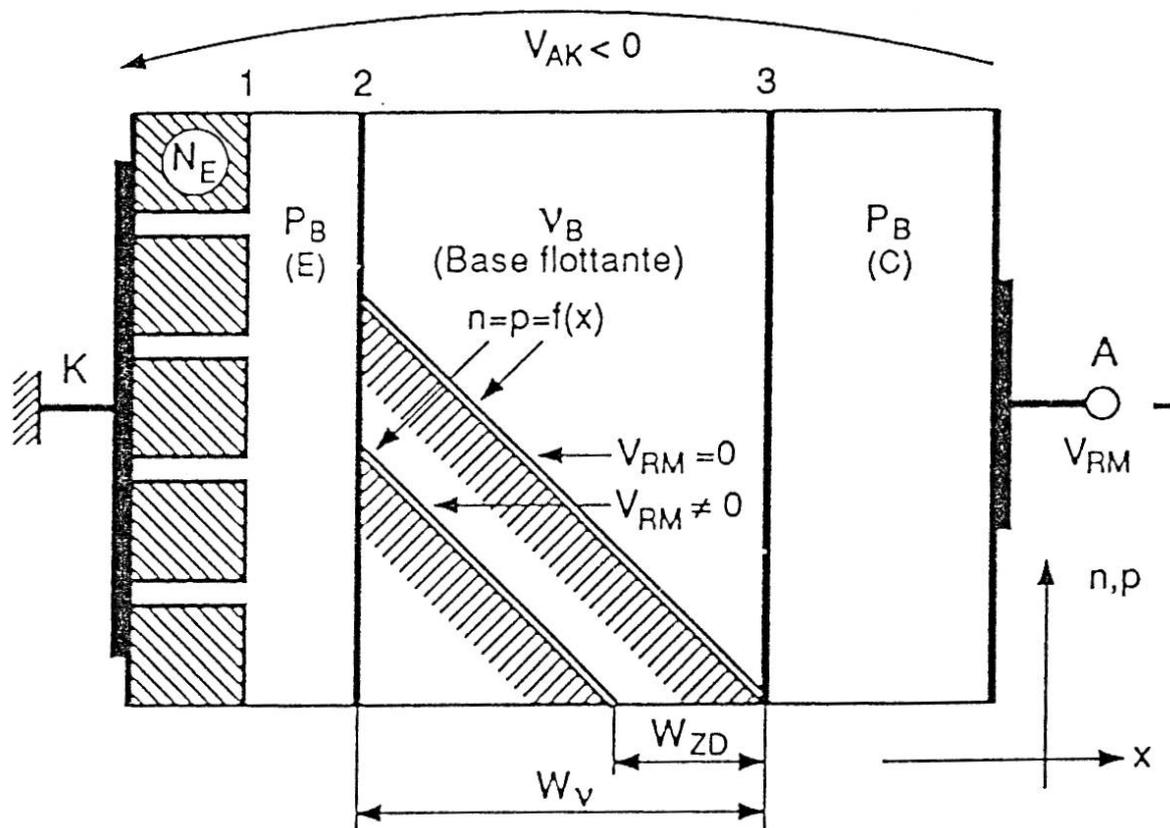


Figure 27 : Effet schématique de V_{RM} sur le tq.

[3-b]

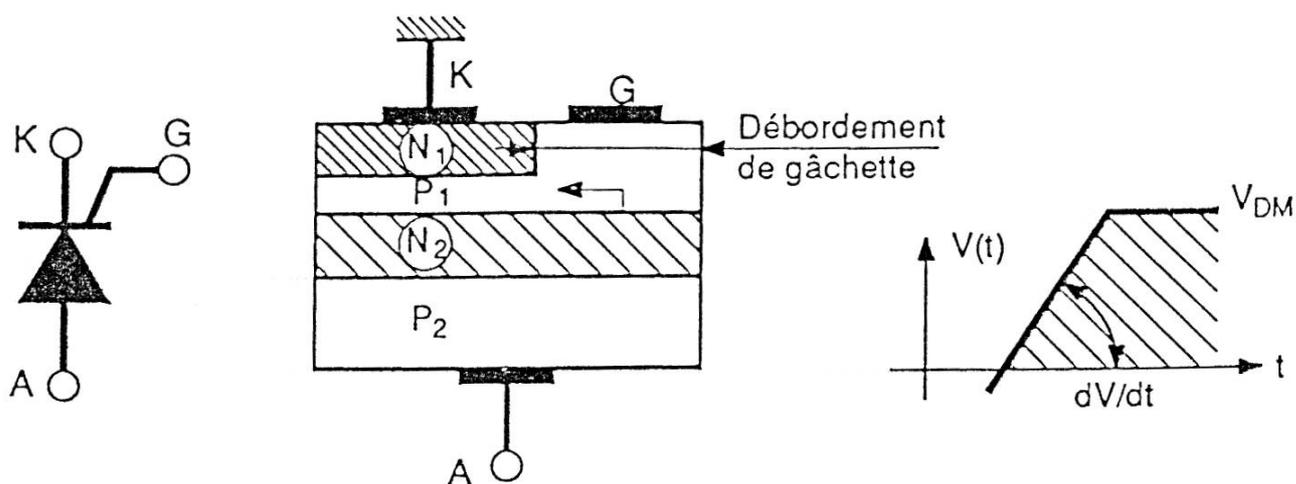


Figure 28 : Origine du courant parasite de dV/dt par le débordement de gâchette.

[3-b]

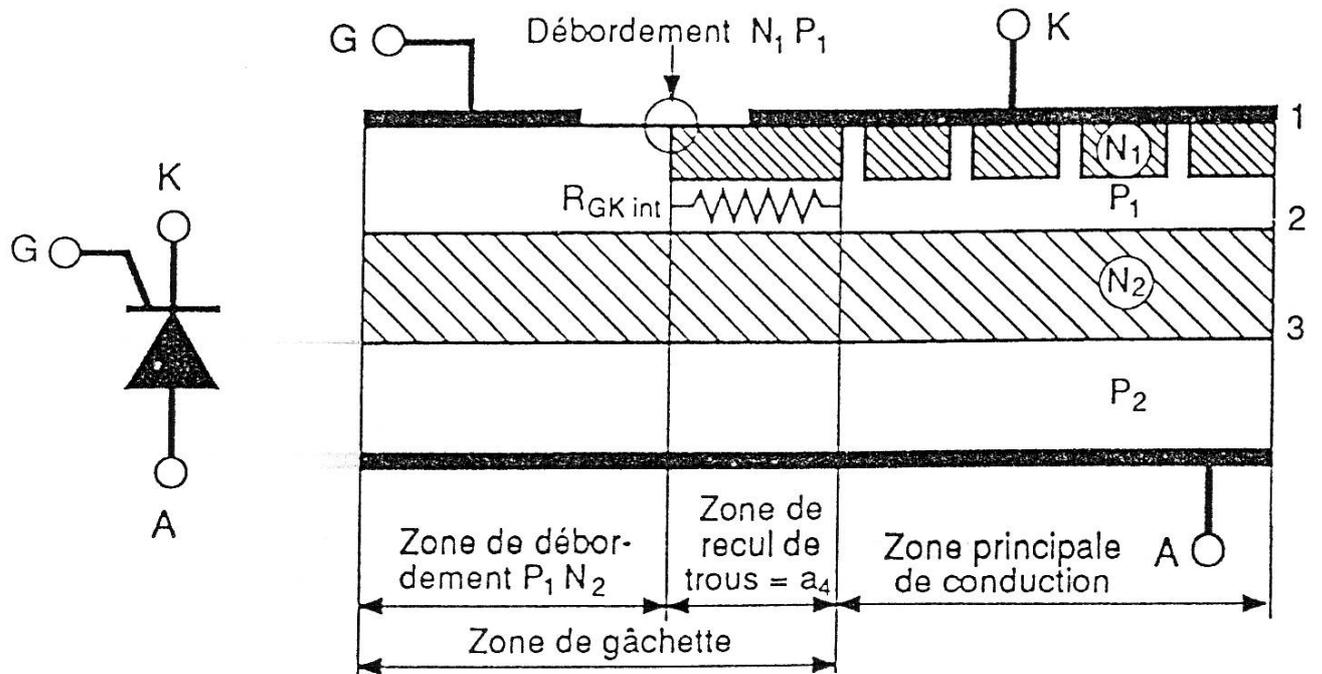


Figure 29 : Représentation de la zone critique de recul de trous.

[3-b]

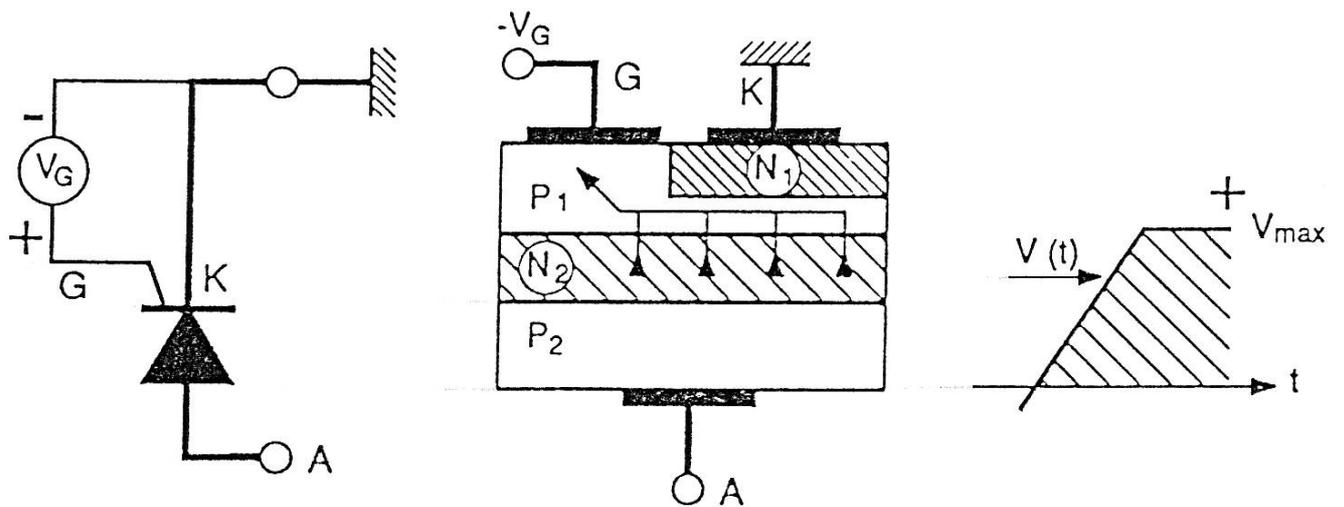


Figure 30 : Mode de réduction par la présence de $V_G < 0$ des risques de déclenchement parasite dus aux dV/dt .

[3-b]

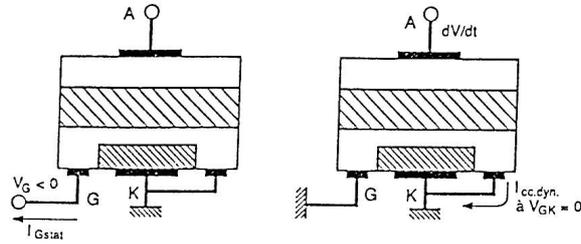


Figure 31 : Condition de non-déclenchement absolu : $I_{GSAT} \geq I_{CCdyn}$ à $V_{GK} = 0$.
[3-b]

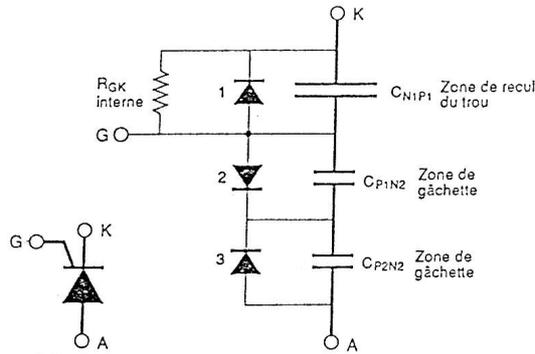
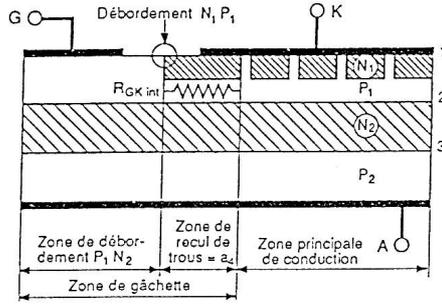


Figure 32 : Schéma équivalent illustrant le découplage capacitif de la zone de gâchette sensible au dV/dt .
[3-b]

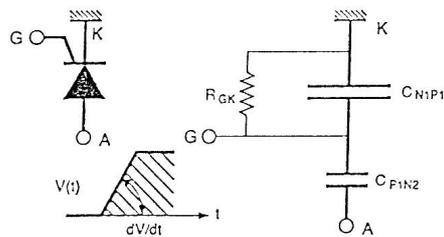


Figure 33 : Effet Miller découplage capacitif. Protection en dV/dt pour des thyristors "lents".
[3-b]

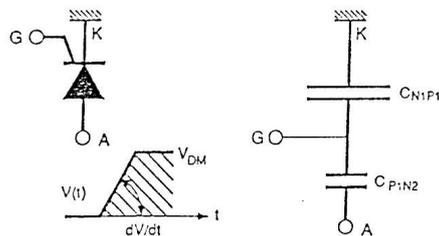


Figure 34 : Effet Miller découplage capacitif. Protection en dV/dt pour des thyristors sensibles.
[3-b]

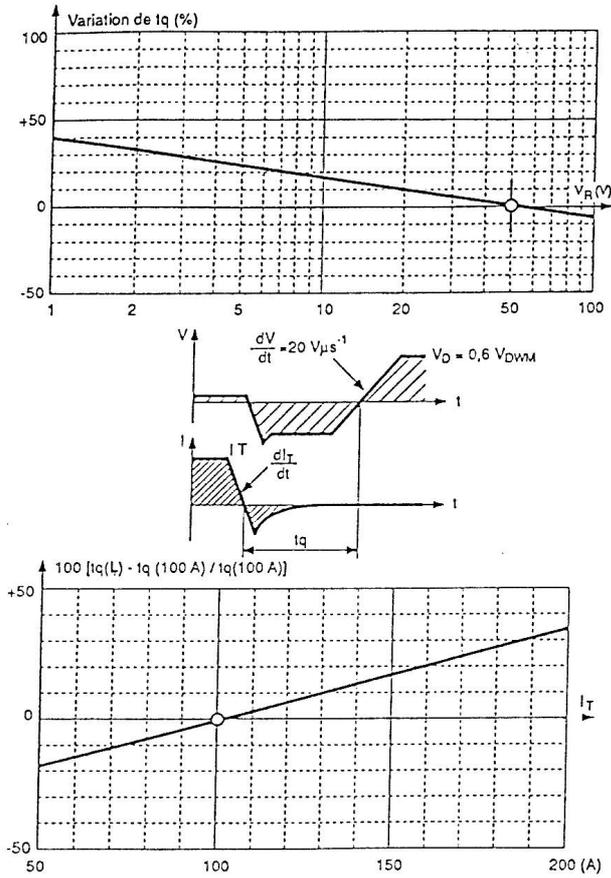


Figure 35 : Variation du t_q des thyristors en fonction de la tension inverse et du courant direct avant commutation.

[3-b]

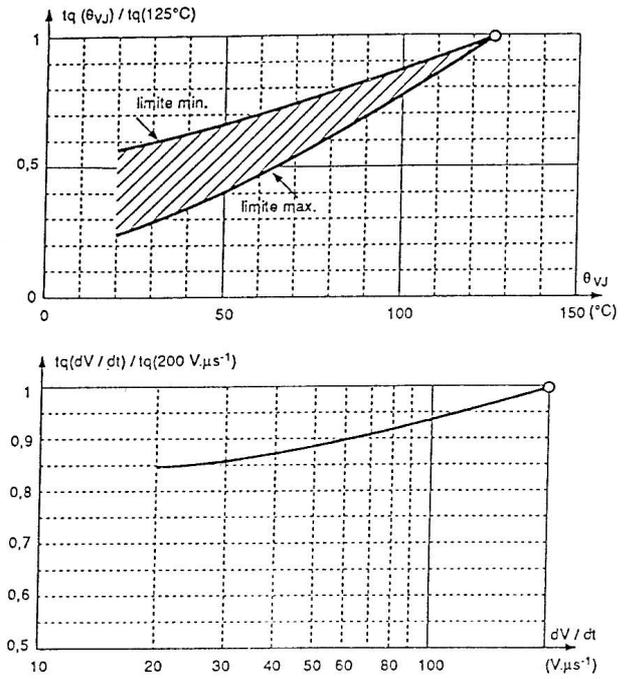


Figure 35 : Variation du t_q des thyristors en fonction de la température et du dV/dt .

[3-b]

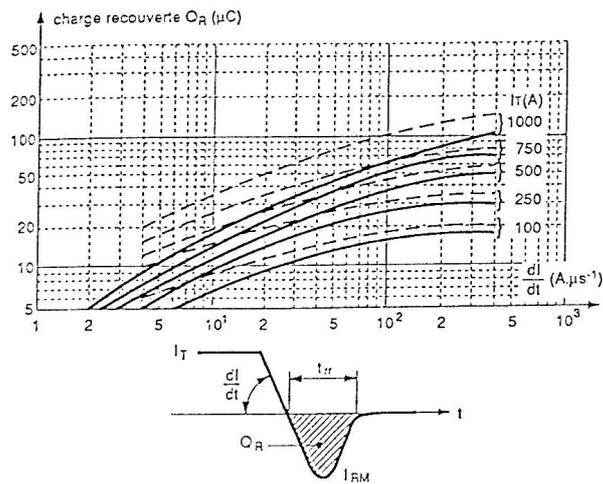


Figure 36 : Variation de la charge stockée en fonction du dI/dt , du courant direct et de la température de jonction (traits pleins : $\theta_{VJ} = 25^\circ\text{C}$, traits pointillés : $\theta_{VJ} = 125^\circ\text{C}$).
 $t_{rr} = [2O_R (dI/dt)^{-1}]^{1/2}$ $I_{RM} = [2O_R (dI/dt)]^{1/2}$

[3-b]

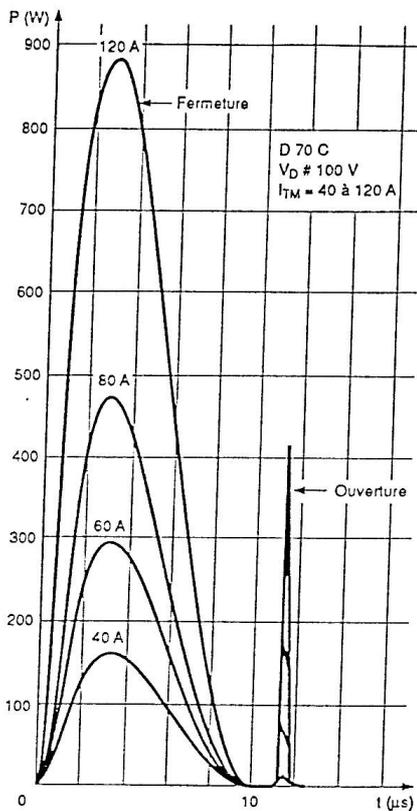


Figure 37 : Exemples de commutation. Variations de puissance instantanée $P(t)$, au cours des cycles de fermeture et d'ouverture. Darlistor rapide de performances nominales : T_O 65, 600 V, $I_{eff} = 63$ A, $t_q \leq 10 \mu s$ à 100 A 100 °C (technologie Al As Ga, carré de 8,5 mm, surface de cathode 50 mm², épaisseur de tranche 200 μm).

[3-b]

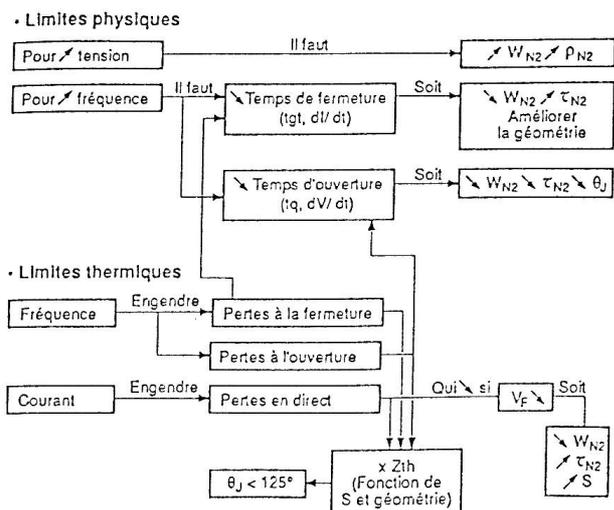


Figure 38 : Interaction des éléments de structure d'un thyristor.

[3-b]

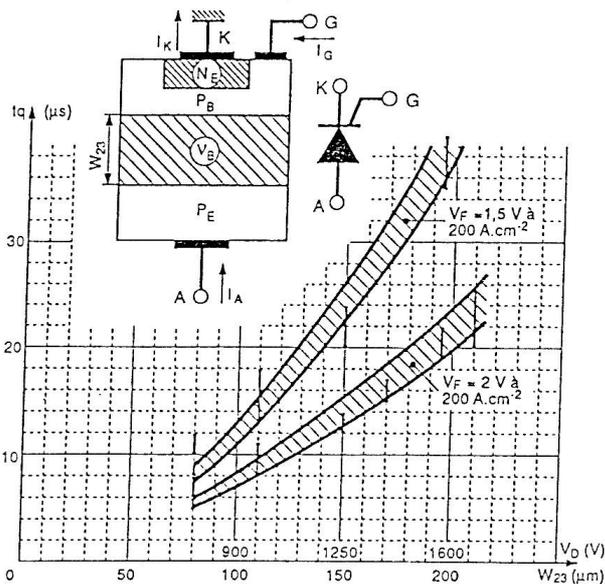


Figure 39 : Variations du t_q avec la largeur de la zone v, W_{23} , à chute de tension directe constante. Sur l'axe horizontal est reportée la tension que l'on devrait tenir pour la largeur de zone déserte affichée, et un dispositif parfait, c'est-à-dire sensiblement 8 à 9 $V \cdot \mu m^{-1}$.

[3-b]

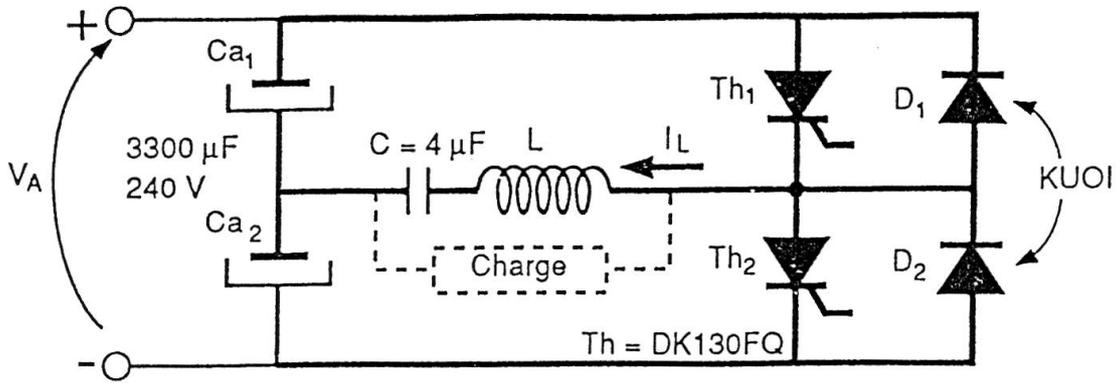


Figure 40 : Evaluation des limites fréquentielles des thyristors sur un onduleur série. Principe de l'appareillage et forme d'onde d'ensemble des courants.

[3-6]

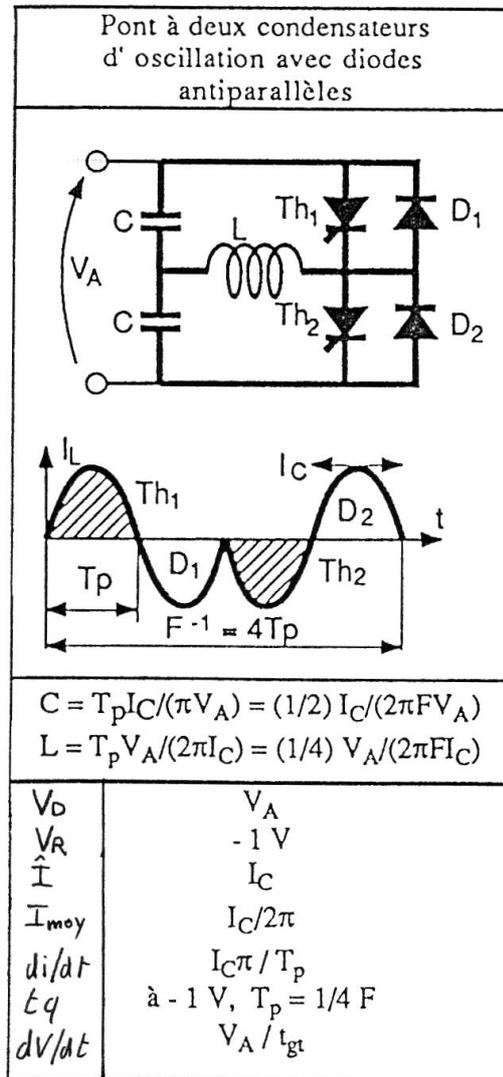


Figure 41 : Exemple typique d'onduleur HF à résonance pour thyristor.

[3-6]

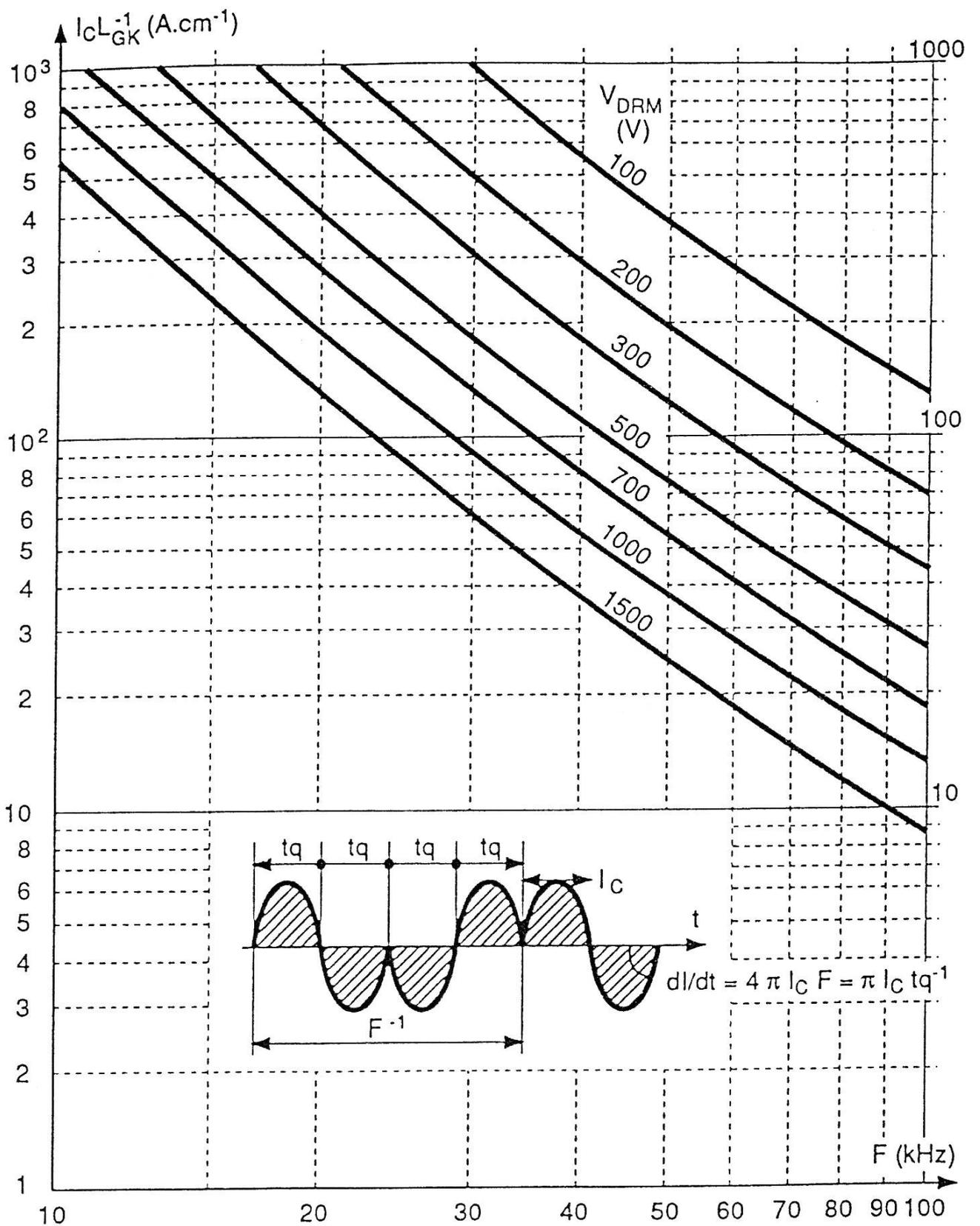


Figure 42 : $(I_c/L_{GK})=f(F, V_{DRM})$ selon : $V_{DRM}(I_c/L_{GK}) F [1 + (130 \cdot 10^3/F)]^{-1} = 4 \cdot 10^6 \Delta\theta/R_{th}^* = 5 \cdot 10^8$. Noter que $P^* = 125 \text{ W.cm}^{-2}$.

[3-b]

Bibliographie

- [1] : HOFTS R., *Power Electronics. Historical Review. Present Status and Future Prospects*, IPEC, Tokyo, 1983.
- [2] : DALMASSO J.L., *Electronique de Puissance*, Belin collection DIA, 1986.
- [3-a] : ARNOULD J., MERLE P., *Dispositifs de l'électronique de Puissance, Volume 1*, COLLECTION SEE, Editions HERMES, 1992.
- [3-b] : ARNOULD J., MERLE P., *Dispositifs de l'électronique de Puissance, Volume 2*, COLLECTION SEE, Editions HERMES, 1992.
- [4] : TAYLOR P., *Thyristor Design and Realization*, J.Wiley & Sons, 1987.
- [5] : ARNOULD J., Amélioration des paramètres de commutation des thyristors en silicium - Darlistor, thèse d'Etat, Orsay juin 70.
- [6] : ARNOULD J., Mécanismes de commutation dans les thyristors solides en silicium, NT (SSC), 20 oct. 69.
- [7] : ARNOULD J., *Dispositifs de l'électronique de Puissance*, cours ISIM et DEA, 1986-1988, université des sciences et techniques du Languedoc, Montpellier.
- [8] : CONWELL Esther, « Negative Differential Conductivity », *Physics today*, june 70, p.35.
- [9] : HOWER P.L., BLACKBURN D.L., OETTINGER F.F and RUBIN S., « Stable hot spots and second breakdown in power transistors », *IEE Power Electron Specialists Conf.*, 1976, p. 234.
- [10] : PEZZANI R., BACUVIER P., ARNOULD J., Etude et réalisation d'une fonction interrupteur de puissance pour fonctionnement à 100kHz, rapport final contrat DGRST 75-70-708 (SSC), déc. 76.
- [11] : MARILLIER A., Contribution à l'étude des pertes de commutation des dispositifs à 4 couches PNP. Application aux thyristors HF, thèse de 3^e cycle, Paris VI, 19 nov. 75.
- [12] : PEZZANI R., ARNOULD J., Exploration des performances limites en commutation des thyristors. Définition et étude d'un facteur de qualité, rapport de fin de contrat DGRST, n° 74.7 0431, juillet 75.

GLOSSAIRE

Autopolarisation interne : effet nuisible, qui pour un thyristor, empêche le courant de déclenchement, issu de la gâchette, d'être uniforme sous la cathode.

Bande interdite : « *Band Gap* », 1,1 eV pour le silicium. Distance énergétique entre la bande de conduction et celle de valence. On y trouve, entre autre, le niveau de Fermi, les centres de recombinaison et les pièges profonds .

C : capacité en F.

C* : capacité surfacique en F.cm⁻².

CALC : circuit d'aide à la commutation, se dit aussi « *Snubber* ».

Darlington : montage amplificateur à collecteur commun de Monsieur Darlington .

Darlistor : néologisme de la société française Silicium semi-conducteur. Le Darlistor est au thyristor ce que le Darlington est au transistor.

D_n : coefficient, ou constante de diffusion des électrons (# 35 cm²/s à 300K).

Dopage : opération légale destinée à augmenter les performances de rapidité quand on parle d'or, de platine, ou d'électrons. Usuellement, sert à contrôler la résistivité.

dV/dt : taux de variation de la tension par rapport au temps. (V/s).

EP : Electronique de puissance.

Fatigue thermique : processus de dégradation métallurgique pratiqué par les soudures thermiquement cyclées.

GTO, TOG : « *Gate Turn Off Thyristor* » ou thyristor ouvrable par la gâchette. Mariage entre thyristor ordinaire et transistor bipolaire.

I_{AK} : courant traversant le thyristor. (A).

I_{COT} : courant de fuite du thyristor en mode direct bloqué. (A)

I_G : courant de gâchette. (A)

IGBT : « *Insulated Gate Bipolar Transistor* », transistor à grille bipolaire. Hybride monolithique entre un transistor MOS et bipolaire.

Ignitron : Triode à mercure amorcé par un courant. Encore utilisé pour des tensions

supérieures à 20 000 V. Se désamorce par passage à zéro du courant principal.

I_H : (A), courant de maintien du thyristor. En principe, courant nominal pour lequel le thyristor reste amorcé.

Interdigitation : moyen visant à augmenter la zone de fermeture primaire, en augmentant la longueur L_{GK} du périmètre gâchette-cathode du thyristor.

I_{RM} : courant inverse maximal lors du recouvrement. (A).

I_S ou I_{BC0} : (mA), courant dans le thyristor au moment du retournement ($\frac{dI}{dV} = \infty$).

L_d : longueur de diffusion (μm). L_d = (D.τ)^{1/2} [3-a].

L_{GK} : longueur du périmètre gâchette-cathode du thyristor. (m).

Mésoplasma : effet de focalisation avec création d'un point chaud de faible diamètre, 50 μm < Ø < 100μm, dont la température est telle que 400 °C < θ < 1000°C. Phénomène irréversible et destructif, intervenant lors du second claquage.

Microplasma : effet de focalisation avec création d'un point chaud de faible diamètre, 1 μm < Ø < 10μm intervenant lors du premier claquage. Réversible et non destructif, mais pouvant évoluer vers le mésoplasma.

Mobilité (m) : (en cm².V⁻¹.s⁻¹), caractérise la possibilité de déplacement d'un électron ou d'un trou par v = μ.E ou J = nqμE (loi d'ohm).

Modulation : Phénomène remarquable quand il s'applique aux dispositifs bipolaires de l'électronique de puissance. On fait varier la résistivité en injectant autant de charges supplémentaires > 0 (trous, p) que < 0 (électrons, n), c'est-à-dire en respectant la neutralité.

MU 86 : boîtier d'encapsulation du type pressé.
Ø 38 mm.

n : nombre d'électrons et nature de la charge négative.

N : nombre de dopants dans une zone précisée,
(N_{AP} : nombre d'accepteurs dans la région P,
 N_V : nombre d'impuretés donneuses d'électrons dans la région v.

p : nombre de trous et nature de la charge positive.

P : puissance en Watts.

P* : densité de puissance surfacique ($W.cm^{-2}$).

PCIM : *Power Conversion Intelligent Motion*.

Q : charge électrique (Q_{tr} : charge électrique recouvrée) (C).

Q* : densité surfacique de charges, (Q_s^* : densité surfacique de charge stockée) ($C.cm^{-2}$).

Q_H : charge de maintien du thyristor (voir I_H). (C).

Q_{IRM} : charge immobilisée en fin de recouvrement du courant inverse I_{RM} (C).

Recombinaison : disparition simultanée d'un électron libre et d'un trou.

r : résistivité en $\Omega.m$, ρ_v résistivité de la zone v.

R_{th}* : résistance thermique surfacique en $^{\circ}C.W^{-1}.cm^2$.

R_{GK} : résistance entre gâchette et cathode.

R_{th} : résistance thermique en $^{\circ}C/W$. ($R_{th} = R_{th}^* / S$).

Second claquage : « *second breakdown* », après un premier à bas courant, arrive un second à fort courant destructif. Surtout ne pas penser « secondaire » au sens figuré car il est primordial.

Tension de claquage : « *breakdown voltage* », claquage diélectrique par surtension. On devrait distinguer les claquages réversibles de ceux qui ne le sont pas.

q_B : température en $^{\circ}C$ du boîtier.

Thyratron : tube électronique à gaz avec cathode, anode, et grille de commande. Dispositif commandé en tension qui se désamorce par passage à zéro du courant principal. Utilisé pour des tensions supérieures

à 50 000 V, dans les radars par exemple où l'on a besoin de décharges très rapides.

q_i : température à laquelle on doit porter du silicium intrinsèque, pour que, par génération, on obtienne une conduction par porteurs libres équivalente à un dopage de concentration donné.

q_J : température en $^{\circ}C$ de la jonction.

t : durée de vie des porteurs excédentaires appelés aussi minoritaires. (τ_v : durée de vie dans la zone v, τ_{np} : durée de vie des porteurs n dans la zone P).

TO 5 : boîtier d'encapsulation faible puissance.

t_q : temps de récupération des propriétés blocantes du thyristor. (s).

TRIAC : « *Triode for Alternative Current* », correspond à 2 thyristors tête bêche.

V_B : tension de claquage « *breakdown* ». (V).

V_{DRM} ou V_{B0} : (V), tension de basculement en direct du thyristor.

V_j : différence de potentiel aux bornes d'une jonction PN. (V).

V_{GK} : tension entre gâchette et cathode du thyristor. (V).

V_{RRM} : (V), tension inverse de claquage du thyristor.

V_T ou V_F (V) : chute de tension en direct du thyristor pour un courant déterminé.

W : épaisseur ou largeur de la zone considérée. (W_{ZD} largeur de la zone de charge d'espace).

Y_{FP} : zone de fermeture primaire du thyristor. (μm).

Zone déserte : « *Depleted layer* » ou zone de déplétion, zone de charge d'espace. Région du silicium où les porteurs mobiles sont exclus.

Z_{th} : impédance thermique liée aux phénomènes transitoires. ($^{\circ}C/W$).