

DIODES ET THYRISTORS RAPIDES DE PUISSANCE

Mr. Clément C.D.S. Westinghouse Le Mans FRANCE

SOMMAIRE

Cet article évoque la nouvelle technique d'irradiation des semi-conducteurs rapides de Puissance et l'impact de cette technique sur les réalisations industrielles actuelles.

Il montre l'intérêt et la nécessité d'utilisation des diodes et thyristors rapides dans les applications de puissance à fréquence élevée et s'attache en particulier aux phénomènes liés au recouvrement.

IRRADIATION ELECTRONIQUE

Les applications des thyristors et diodes rapides de Puissance n'ont cessé de se développer ces dernières années en particulier dans des domaines tels que traction et convertisseur d'énergie.

La fourniture des composants destinés à ce type d'utilisation n'a été rendu possible que grâce à de nouvelles techniques de fabrication. Ainsi le contrôle de la durée de vie des porteurs minoritaires par les procédés classiques de dopage à l'or, aux rendements aléatoires, a été remplacé par la technique de l'irradiation électronique. (R.1).

Si l'on désigne par τ_0 et τ les durées de vie des porteurs minoritaires respectivement avant et après irradiation d'un flux ϕ (ou dose d'irradiation), il vient :

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_0} + K\phi \quad (1)$$

Cette technique permet, à partir de composants normaux, d'obtenir des composants rapides avec des rendements élevés.

Par ailleurs, les courants de fuite à chaud des composants sont plus faibles et plus stables que ceux relevés sur les composants rapides obtenus par dopage or. (R2-R3).

RECOUVREMENTDescription du phénomène

Avant d'examiner les problèmes liés aux diodes et thyristors rapides, nous ferons au préalable une excursion dans le domaine d'application des diodes et thyristors normaux ou lents. Un schéma d'application classique est représenté en Figure 1 dans lequel pour des raisons de clarification, nous n'avons pas représenté les réseaux R C de protection des semi-conducteurs.

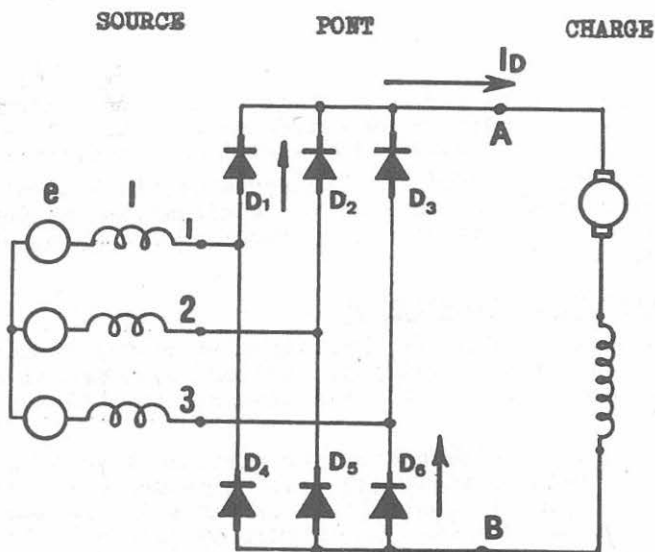


FIG. 1 . ALIMENTATION PAR PONT
REDRESSEUR

Pour une telle application, la Figure 2 montre le phénomène de commutation de courant d'un semi-conducteur sur l'autre (en supposant la charge inductive). On constate que la diode (ou le thyristor) D_1 ne devient pas instantanément bloquante lorsque le courant qui la traverse atteint la valeur 0. Ayant été conductrice dans le sens passant, il subsiste dans la diode à l'instant où $ID_1 = 0$, des charges positives et négatives.

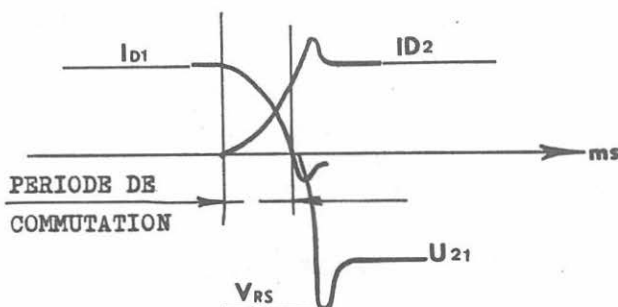


FIG. 2 . COMMUTATION DU COURANT

La recombinaison de ces charges stockées Q_{rr} , nécessite un certain temps dit "temps de recouvrement" pendant lequel le courant s'inverse, passe par un maximum I_{rr} et tend ensuite vers 0.

Ce phénomène est représenté d'une façon plus détaillée en Figure 3. Simultanément, un peu avant que le courant atteigne sa valeur maximum I_{rr} , la tension inverse est appliquée sur le composant. Pendant cette période, le semi-conducteur est soumis à des puissances et tensions instantanées d'autant plus élevées que I_{rr} est élevé et que la chute de I_{rr} à 0 est rapide. La limitation de ces deux paramètres est obtenue à l'aide de circuits R C montés directement aux bornes des composants.

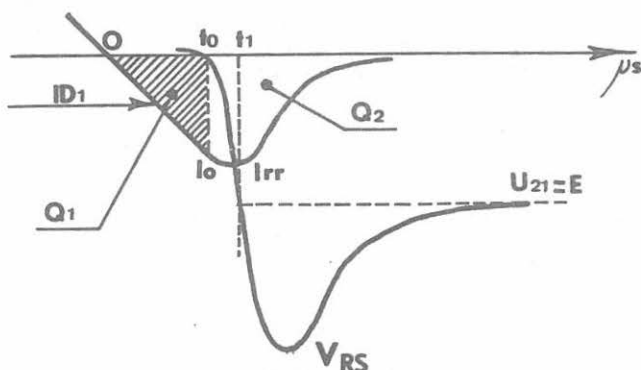


FIG. 3 . COURANT ET SURTENSION

Le phénomène que nous venons de décrire pour les applications à fréquence industrielle (50 Hz) où les taux de décroissance du courant sont relativement faibles (3 à 8 A/μs) se retrouve également dans les applications à fréquence élevée telles que onduleurs, hâcheurs etc.. dans lesquels les taux de décroissance du courant sont de l'ordre de 30 à 80 A/μs.

La Figure 4 montre un exemple d'une telle application. Le thyristor principal THP étant conducteur, son extinction est provoquée par l'allumage de THE. Le taux de décroissance du courant dans THP est donné par le rapport E_1/L_1 .

De même, lorsque la diode de roue libre D est parcourue par le courant de décharge de l'inductance L, l'allumage de THP provoque l'extinction de D avec un taux de décroissance du courant donné par E_2/L_2 .

La configuration commune des circuits que nous venons d'examiner est représentée en Figure 5 dans laquelle E est la tension instantanée appliquée à la diode (ou au thyristor) en série avec l'inductance L.

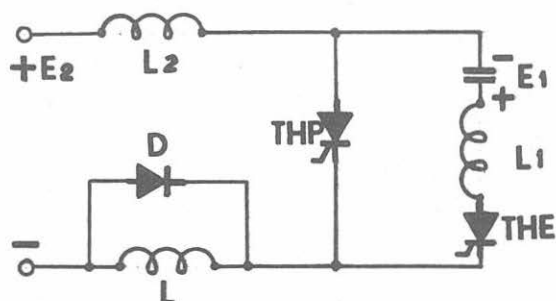


FIG. 4 . ELEMENT DE HACHEUR

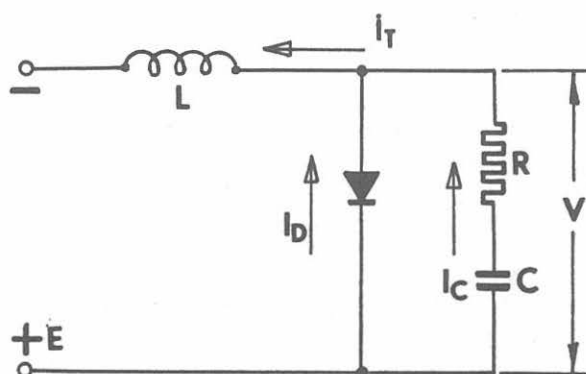


FIG. 5 . SCHEMA DE PRINCIPE

Surtensions - Energie - Pertes au recouvrement

La configuration Figure 5 permet de calculer l'énergie dissipée dans le composant semi-conducteur dans le cas hypothétique simple où le R C est supprimé.

On peut écrire en admettant $i_c = 0$; $i_T = i_D = i$

$$E = L \frac{di}{dt} + v \quad (2)$$

v = tension aux bornes du composant

Lorsque la pente du courant dans le composant commence à se modifier, la tension inverse commence à s'établir - voir Figure 3.

Lorsque le courant atteint sa valeur crête I_{rr} , $di/dt = 0$ et d'après la relation (2), la tension aux bornes du composant est :

$$v = E$$

- Si nous dérivons l'expression (2), il vient :

$$0 = L d^2i/dt^2 + dv/dt \quad (3)$$

Cette expression montre que quand $d^2i/dt^2 = 0$ c'est-à-dire quand la concavité change de signe, $dv/dt = 0$, par conséquent v passe par sa valeur maximum V_{RS} .

- Si nous multiplions l'expression (2) par idt , il vient :

$$Eidt = Lidi + vidt \quad (4)$$

Pour $0 < i < I_0$, la tension aux bornes du composant est pratiquement nulle et on peut écrire :

$$E \int_0^{t_0} idt = L \int_0^{I_0} idi \quad \text{d'où :}$$

$$E Q_1 = L I_0^2 / 2 \quad (5)$$

Pour $t > t_0$ l'intégration de (4) donne

$$E \int_0^{\infty} idt = L \int_{I_0}^0 idi + \int_0^{\infty} vidt$$

$$\int_0^{\infty} vidt = W_D = \text{Energie dissipée dans le composant}$$

$$\int_0^{\infty} idt = Q_2$$

$$L \int_{I_0}^0 idi = - \frac{L I_0^2}{2} = - E Q_1$$

Finalement il vient :

$$\begin{aligned} E Q_2 &= - E Q_1 + W_D \quad \text{ou} \\ W_D &= E (Q_1 + Q_2) = E Q_{rr} \end{aligned} \quad (6)$$

La puissance moyenne due aux pertes par recombinaison devient, en appelant F la fréquence :

$$P_{rr} = E \cdot Q_{rr} \cdot F \quad (7)$$

En supposant en première approximation que la charge stockée est proportionnelle à di/dt et en remarquant que la pente de décroissance est elle-même proportionnelle à E , on peut écrire :

$$P_{rr} = k E^2 F \quad (8)$$

Ces relations montrent tout l'intérêt qu'il y a à utiliser des composants dits rapides lorsque les fréquences et taux de décroissance augmentent. Malheureusement, cette rapidité se paie par un accroissement des pertes en conduction directe.

Dés lors les constructeurs ont déterminé 2 grandes familles de composants :

- Les composants dits lents présentant des charges stockées de 500 à 1000 μc à 5 A/us, 25°C destinés aux applications à Fréquence industrielle.

- Les composants dits rapides dont les charges stockées sont de l'ordre de 40 à 200 μc à 25 A/us, 25°C et destinés aux applications à Fréquence élevée.

Mise en série

Dans le cas d'équipements à tension élevée, du fait de la mise en série des composants, se pose le problème de la dispersion des caractéristiques de recouvrement. Il est nécessaire de réaliser l'équilibrage des tensions transitoires développées aux bornes de chaque composant. Cet équilibrage est obtenu à l'aide d'un circuit R C. Sans ce circuit, le composant présentant la plus grande rapidité de coupure supporterait la tension de rétablissement.

- Le circuit de protection permet d'absorber les différentes de charges stockées entre les composants. Si ΔV est la dispersion en tension et ΔQ_{rr} la dispersion des charges stockées, on a :

$$\Delta V = \Delta Q_{rr} / C \quad (9)$$

Cette relation montre qu'il y a intérêt à augmenter la valeur de C pour minimiser la dispersion des tensions.

Par ailleurs pour que C ait une influence il faut que R soit faible.

Il ne faut cependant pas aller trop loin dans cette voie et il convient de s'assurer que le circuit L R C n'est pas générateur d'oscillations.

Les constructeurs de composants semi-conducteurs peuvent, à la demande, établir différentes classes de charge stockée, facilitant ainsi la mise en série des composants.

Mesure des Charges Stockées

Les classes de Charges stockées sont obtenues à l'aide de 2 circuits différents selon les types d'applications.

La Figure 6 représente le schéma utilisé pour la mesure de la charge stockée des composants lents.

Lors du recouvrement de G1, le condensateur de valeur $4\mu\text{F}$ se charge à la tension $\frac{1}{C} \int i dt$

Cette tension est mesurée par l'appareil : Qrr, qui donne donc, à un coefficient près, la valeur de la charge stockée. On note qu'une très faible partie de cette charge est dérivée par le circuit G2, DR. (Ce dernier composant étant une diode très rapide l'erreur de mesure est de l'ordre de 4 à 5 μs).

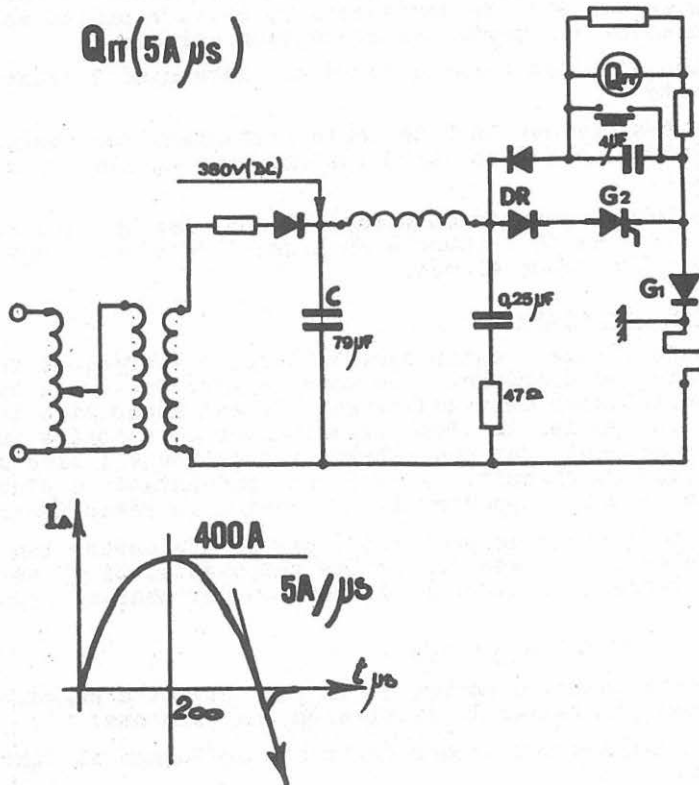


FIG. 6 . QRR METRE . COMPOSANTS LENTS

La Figure 7 représente le schéma utilisé pour la détermination de la charge stockée des composants rapides. Les mesures effectuées à l'aide de cette appareil permettent de déterminer respectivement :

- Le temps de recouvrement défini par :

$$t_{rr} = t_1 + 2t_2 \quad (10)$$

t_1 et t_2 étant représenté en Figure 8

- La charge stockée définie par

$$Q_{rr} = \frac{I_{rr}}{2} \times t_{rr} \quad (11)$$

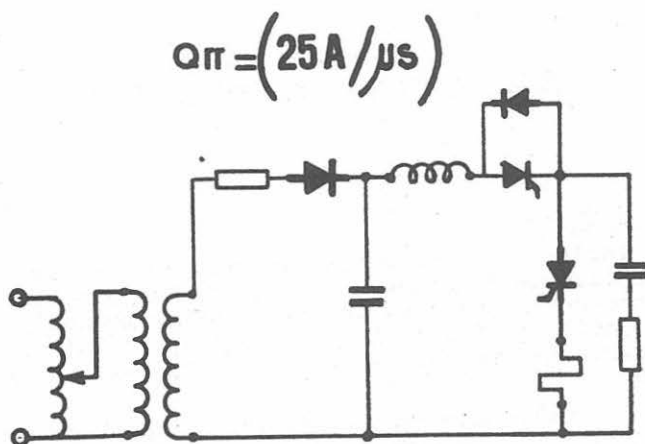


FIG. 7 . Q_{RR} METRE . COMPOSANTS RAPIDES

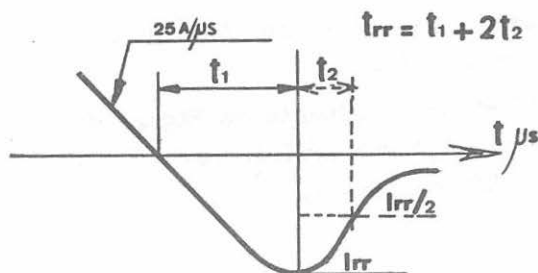


FIG. 8 , COURANT DE RECOUVREMENT

RESULTATS :

Les résultats suivants ont été relevés avec des diodes et thyristors rapides de Puissance, obtenus par le procédé d'irradiation électronique. Il convient de noter que ce procédé conduit au phénomène de "soft recovery", à savoir que la recombinaison s'effectue lentement, le passage de I_{rr} à 0 ne se faisant pas d'une façon abrupte.

Dans les relations empiriques qui suivent nous avons désigné par m la pente de décroissance du courant soit :

$$m = E/L = di/dt \quad (12)$$

Courant inverse crête de recombinaison : I_{rr}

Le courant inverse crête, pour une diode ou un thyristor rapide donné, peut être obtenu par la relation suivante :

$$I_{rr} = a \cdot T \cdot m^{0,82} \quad (13)$$

expression dans laquelle a est un coefficient tenant compte de la rapidité du composant et T , la température de la jonction, exprimée en degré KELVIN

Charge stockée : Q_{rr}

La relation (5) peut s'écrire également en tenant compte de la pente m :

$$Q_1 = I^2_0 / 2m$$

La charge stockée totale Q_{rr} est liée à la pente m et au courant I_{rr} par une relation analogue à celle ci-dessus :

$$Q_{rr} = I^2_{rr} / m \quad (14)$$

Temps de recombinaison : t_{rr}

La relation (11) exprime la valeur de la charge stockée calculée. Elle diffère quelque peu de la valeur réelle (14).

On a :

$$Q_{rr}(11) = 0,85 \frac{I_{rr}^2}{m} = \frac{I_{rr} \cdot t_{rr}}{2} \quad (15)$$

Il vient donc :

$$t_{rr} = 1,7 I_{rr}/m \quad (16)$$

Soit d'après (13) :

$$t_{rr} = 1,7 a T m^{-0,18} \quad (17)$$

Cette dernière expression montre que le temps de recombinaison diminue lorsque la pente de décroissance du courant augmente.

Il est possible de déterminer approximativement les durées t_1 et t_2 représentées en Figure 8 en remarquant que l'on a :

$$I_{rr} \neq 0,9 m t_1 \quad (18)$$

Pertes par recombinaison : P_{rr}

On peut écrire

$$P_{rr} = k E Q_{rr}^{1,64} \quad (19)$$

Les pertes sont de la forme $k E^{1,64} F$ au lieu de $k E^2 F$ comme exprimé précédemment. Il convient de noter que le coefficient k est très fortement influencé par les valeurs de R et C adoptées. Il est ainsi possible de diminuer les pertes par recombinaison dans le composant semi-conducteur en agissant sur les valeurs R et C du circuit de protection. Cependant cette réduction s'effectue au détriment des pertes dans le réseau RC. L'optimisation des valeurs de R et C résulte en définitive de compromis basés en grande partie sur les relevés expérimentaux.

CONCLUSIONS :

- La technique d'irradiation électronique est un procédé industriel utilisé pour réaliser, sous contrôle, les diodes et thyristors rapides de puissance.

Les relations que nous avons établies permettent de déterminer leur comportement en fonction de la température et de la pente de décroissance du courant dans les applications à fréquences élevées.

REFERENCES

- (1) Chu, Bartko, Felice "Electronic Radiated Fast Switch Power Thyristor" IAS, IEEE 1975 Annual meeting p.180-183
- (2) Balenovich - Tarneja "High Voltage, High Power Fast Recovery Silicon Rectifier For Chopper Applications" IAS, IEEE 1975 Annual meeting p.184-188
- (3) Sun "Lifetime Control In Semiconductor Devices By Electron Irradiation" IAS 77. Annual Meeting p.648-655