

# Thyristor : une nouvelle méthode de mesure du $di/dt$

par M. BAIRANZADE

*Dans de nombreuses applications mettant en œuvre un thyristor, ou un triac, la vitesse critique d'établissement du courant d'anode est un critère de sélection particulièrement important. Cet article a pour but de familiariser le lecteur avec le  $di/dt$  et d'en donner une méthode de mesure originale.*

## Définitions

A la mise en conduction d'un thyristor, le courant d'anode est concentré dans la zone de gâchette. La vitesse de déplacement du plasma dans la pastille de silicium ne permet pas au courant de s'établir spontanément sur toute la surface active du thyristor.

Dans le même temps, la tension  $V_{ak}$  ne s'annule pas et il s'ensuit une dissipation de puissance importante sur la jonction anode, cathode du composant (voir figure 1).

Dans ces conditions, la densité de courant peut entraîner la localisation de points chauds à la surface du silicium, ceux-ci pouvant détruire le thyristor par fusion de la jonction anode/cathode.

Un paramètre dynamique permet de caractériser la tenue en vitesse de croissance maximale du courant d'anode : le  $di/dt$ .

Ce paramètre est spécifié par *Motrola* dans les caractéristiques électriques des thyristors.

Différentes technologies de fabrication du semi-conducteur permettent d'améliorer la tenue en  $di/dt$  des thyristors (voir fig. 2a et 2b).

Des valeurs de plusieurs centaines d'ampères par microseconde peu-

vent être atteintes avec des thyristors optimisés pour ce paramètre.

Il faut remarquer que les technologies interdigitées et en spirale sont réservées aux thyristors de forte puissance (plusieurs centaines d'ampères de courant RMS)

Chaque technologie est adaptée à un type d'application particulière, la décharge instantanée d'un condensateur de lampe à éclat ne demandant pas le même  $di/dt$  que la commande d'une bobine d'électrovanne.

Les standards de l'industrie définissent, dans les spécifications JEDEC, la caractéristique de tenue en vitesse critique d'établissement du courant d'anode ; la figure 3 regroupe les définitions qui s'appli-

quent au  $di/dt$ . La tension appliquée au composant sous test est égale à la tension VDRM nominale du thyristor ; la température d'essais doit être égale à la température maximale de fonctionnement du composant.

$$\frac{di}{dt} = \frac{ITM}{2t_1} \text{ (A/}\mu\text{s)}$$

ITM = 2. It RMS nominal

$t_1 \geq 1 \mu\text{s}$

VAK = VDRM du composant  
fréquence de répétition : 50 Hz.

## Mesure du $di/dt$

Dans leurs spécification, les normes JEDEC définissent un circuit de mesure du  $di/dt$  applicable à la caractérisation et aux essais de fiabilité des thyristors (figure 4).

Ce montage ne permet pas d'obtenir des variations fines de la pente  $di/dt$  ; de même, les variations de la pente  $di/dt$  étant obtenue en ajustant l'inductance L en fonction des mesures à réaliser, son emploi manque de souplesse. Le variostat P permet de régler la tension directe appliquée au composant sous test (DUT).

L'application des normes JEDEC impose un courant d'anode minimal donné par :  $ITM = 2t_1 di/dt$ . Le temps  $t_1$  devant être égal ou supérieur à  $1 \mu\text{s}$ , un thyristor ayant un  $di/dt$  de  $100 \text{ A/}\mu\text{s}$ , le courant ITM sera alors égal à  $200 \text{ A}$ .

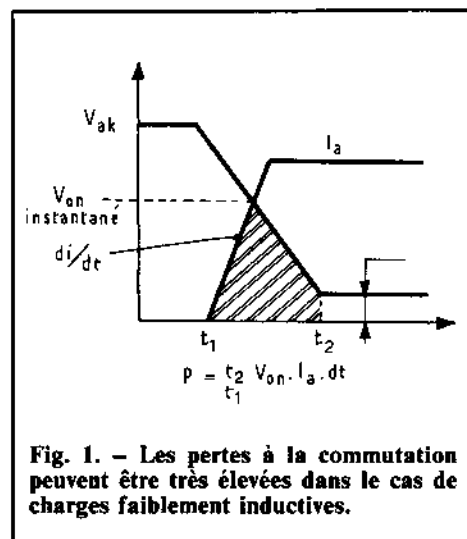
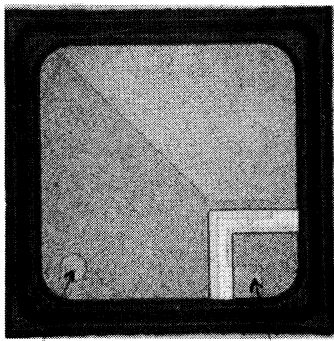


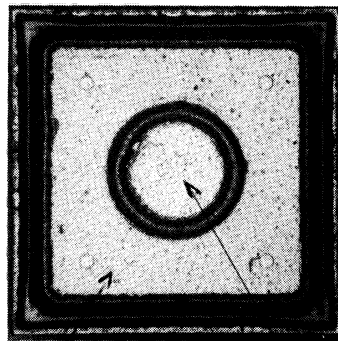
Fig. 1. - Les pertes à la commutation peuvent être très élevées dans le cas de charges faiblement inductives.



Cathode

Gâchette

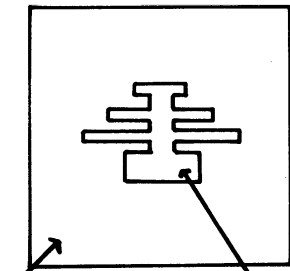
Technologie : corner gate



Cathode

Gâchette

Technologie : center gate

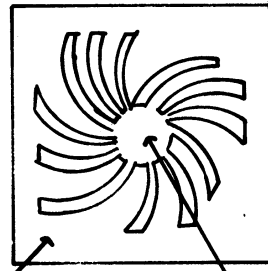


Cathode

Gâchette

Technologie interdigité

Tenue en  $di/dt$  : élevé



Cathode

Gâchette

Technologie spirale

Tenue en  $di/dt$  : très élevé

Fig. 2 a. - Technologie possible pour les thyristors.

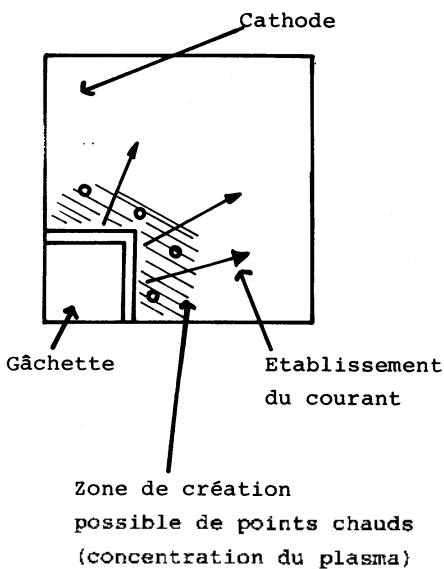


Fig. 2 b

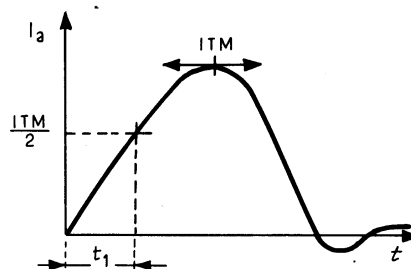


Fig. 3. - Définition du  $di/dt$ , spécification JEDEC.

Cette méthode est inapplicable aux composants de faible et moyenne puissance : en effet, un thyristor peut être conçu pour admettre plusieurs dizaines d'ampères par microseconde, tout en ayant un courant maximum admissible de quelques ampères (exemple : le 2N6240 de *Motorola*, est spécifié à 80 A/ $\mu$ s, pour un courant ITM de 4 A RMS). Dès lors, il n'est pas possible de caractériser, ou de mesurer, le  $di/dt$  de toutes les familles thyristors « courant moyen », avec le circuit JEDEC

### Mesure du $di/dt$

La mesure du  $di/dt$  des thyristors bas niveau a conduit le laboratoire d'engineering des thyristors de puissance de *Motorola* Toulouse à l'étude et au développement d'un système de test particulier.

La figure 5 en donne le synoptique. Le principe retenu permet d'ajuster la pente  $di/dt$  à la valeur choisie sans le besoin d'une inductance variable.

La charge est interchangeable afin de permettre le réglage du courant d'anode du thyristor en test (DUT).

L'alimentation continue permet d'appliquer la tension anode/cathode égale au VDRM du thyristor.

La mesure du courant est faite à l'aide d'un transformateur de courant dont le temps de montée est nettement inférieur au temps devant être mesuré.

La définition du  $di/dt$  est donnée figure 6 : c'est la droite issue de l'origine et passant par le point  $I = \frac{ITM}{2}$ .

La durée  $t_1$  devient l'élément à mesurer et n'impose donc plus de temps minimum.

Ce principe permet de mener des essais à des fréquences de répétition variables entre 50 et 400 Hz.

Dans ce type de mesure, il est intéressant de connaître le comportement du semi-conducteur en régime de mono impulsion ou en fonctionnement répétitif. La logique de contrôle du courant  $I_{gt}$  permet de sélectionner les modes de fonctionnement suivants :

- 1 - mono impulsion
- 2 - multi impulsion (de 2 à 99)
- 3 - répétitif (fréquence variable de 50 à 400 Hz).

D'autre part, la tenue en  $di/dt$  d'un thyristor étant liée au courant  $I_{gt}$ , celui-ci sera réglable entre 1 mA et 1 A.

La largeur d'impulsion est fixée (3  $\mu$ s) et le temps de montée de 0,1  $\mu$ s maximum.

**Calcul des éléments du circuit**

Les composants devant être mesurés se situent dans la gamme 300 mA/25 A pour le courant d'anode, de 100 à 600 V pour le VDRM, et de 5 à 150 A/μs pour le di/dt. Dans ces conditions, la largeur d'impulsion du courant d'anode sera égale à :

$$T = \frac{ITM}{\frac{di}{dt}} = \frac{50}{5} = 10 \mu s$$

(cas maximum)

Energie maximale dissipée pendant une impulsion :

$$E_j = ITM \cdot VDRM \times T$$

$$E_j = 50 \cdot 600 \cdot 10 \cdot 10^{-6}$$

$$E_j = 300 \text{ mJ}$$

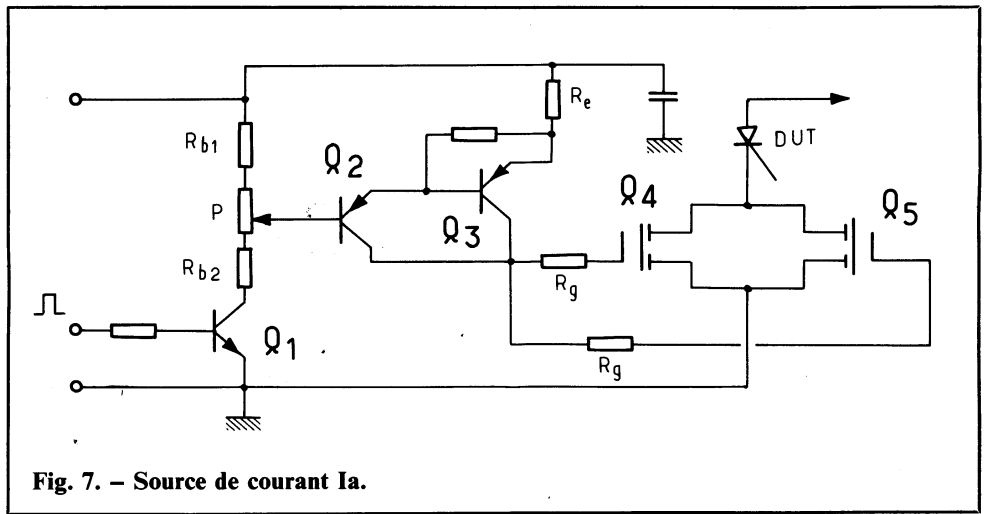


Fig. 7. - Source de courant Ia.

La valeur du condensateur nécessaire pour stocker cette énergie est alors égale à :

$$C = \frac{2E}{V^2} = \frac{2 \cdot 300 \cdot 10^{-3}}{600^2} = 1,66 \mu F$$

Ce condensateur sera entièrement déchargé à la fin de l'impulsion.

L'expérience montre que, dans ces conditions, la contrainte appliquée au composant sous test est insuffisante pour rendre la mesure significative.

La valeur calculée de C a été augmentée expérimentalement afin d'optimiser le test ; la valeur normalisée de 4,7 μF a été sélectionnée dans le système utilisé à MOTOROLA.

Pour recharger ce condensateur lorsque le système fonctionne à la fréquence maximum de 400 Hz, la constante de temps du circuit RC doit être inférieure à 2,5 ms, ce qui donne pour R une valeur maximale de :

$$R = \frac{T}{C}$$

$$R = \frac{2,5 \cdot 10^{-3}}{4,7 \cdot 10^{-6}} \quad R = 531 \Omega$$

La valeur sélectionnée pour R est de 300 afin d'avoir un temps de recharge égal à 63 % de la période de répétition maximale. Le courant instantané maximal que devra délivrer l'alimentation VDRM sera égal à

$$I = \frac{VDRM}{R} = \frac{600}{330} = 1,8 \text{ A}$$

La puissance moyenne dissipée dans la charge est égale à  $I \times VDRM \times DC$  avec DC : rapport cyclique :

$$\frac{T}{1/F} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{2,5 \cdot 10^{-3}} = 0,4 \%$$

d'où :  $P_{rc} = 50 \times 600 \cdot 4 \cdot 10^{-4} = 12 \text{ W}$ . Cette résistance doit être rigoureusement non inductive.

**Asservissement de la pente di/dt**

Le courant circulant dans un circuit série étant homogène, la source de courant située dans la cathode du thyristor en test devra admettre le courant ITM maximal et permettre son établissement en moins de 40 ns (ITM 5 A avec di/dt = 150 A/μs).

Par ailleurs, cette source permettra de faire varier la pente du courant appliquée au composant en test.

L'utilisation d'un transistor de puissance TMOS permet de satisfaire à ces conditions (voir figure 7). Le temps de montée du courant, sur un court-circuit, est de 200 μs, ceci incluant la constante de temps de l'ensemble du circuit.

(Inductance série parasite) (voir figure 15).

Dans ce circuit, la commande des deux TMOS permet de faire varier la pente du courant Ia.

Le principe retenu pour obtenir une variation linéaire du courant d'anode met en jeu la capacité d'entrée Cib des TMOS et l'effet MILLER. La source de courant constituée par les transistors Q2/Q3 charge les capacités gate/source des TMOS. Le courant étant constant, l'équation

$$t = \frac{CV}{I}$$

permet de déterminer un temps de charge fonction de I, ce qui implique une variation de V en fonction du temps. Dans ces conditions, la tension V variant linéairement, il en est de même du courant traversant les TMOS (application des équations du réseau de sortie, en source commune,  $I_d = f(V_{gs})$  avec  $V_{DS} = \text{constante}$ ).

Le courant délivré par les transistors Q2/Q3 est donné par l'équation

$$I_o = \frac{V_{bb} - V_{be}}{R_e}$$

le potentiomètre P

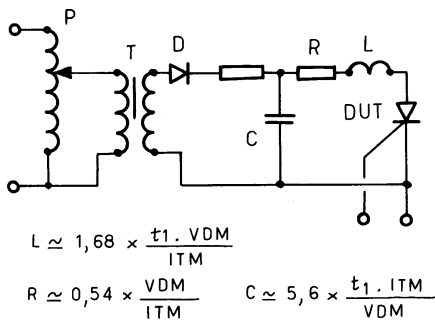


Fig. 4. - La diode D doit pouvoir supporter le courant ITM.

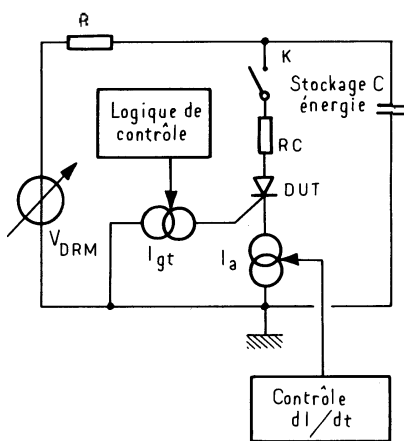


Fig. 5. - Schéma synoptique.

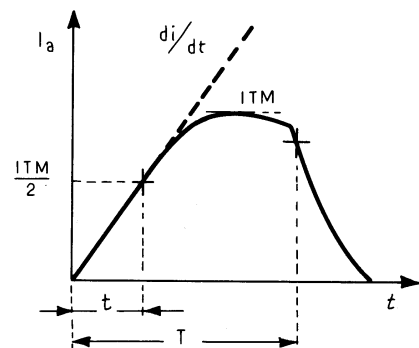


Fig. 6

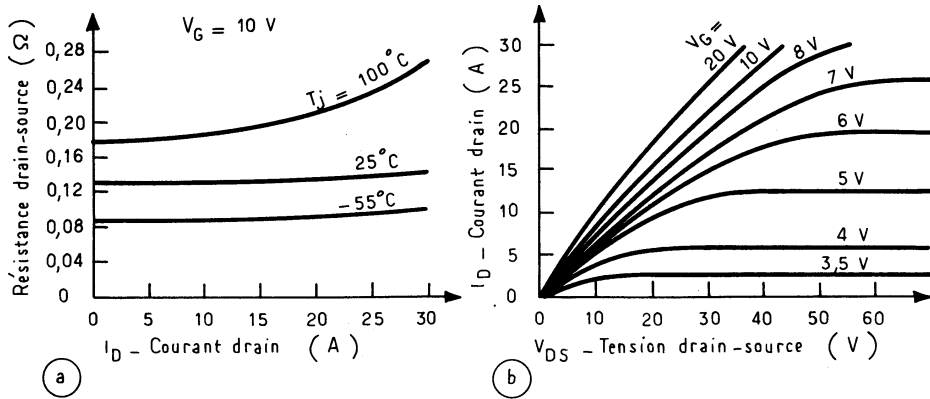
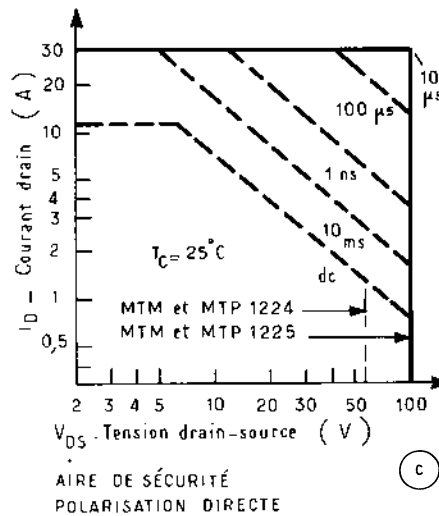


Fig. 8

MESURE	SYMBOLE	MTM et MTP 1224	1225	Unités
Drain → tension source	$V_{DSS}$	60	100	V =
Drain → tension gate	$V_{DGD}$	60	100	V =
Gate → tension source	$V_{GS}$	± 20		V =
Courant drain continu	$I_D$	12		A
Courant drain pulsé	$I_{DM}$	30		A
Courant gate pulsé	$I_{GM}$	15		A
Puissance totale dissipation à $T_C = 25^\circ C$ au-dessus de $25^\circ C$	$T_j$	0,6		W/°C
Température de fonctionnement	$T_{slq}$	- 65 à 150		°C

Fig. 9



- Courant maximum en régime d'impulsion
- Transconductance
- Résistance dynamique drain/source
- Turn on et turn off time
- Capacité d'entrée.

L'analyse des courbes caractéristiques des TMOS de MOTOROLA nous montre que le type MTM 1224 est bien adaptée au circuit étudié. La figure 9 résume les principaux paramètres de ce composant.

### Réalisation

L'examen du circuit de puissance (voir figure 10) nous montre que le courant de mesure la circule entre les deux armatures du condensateur C, via le relais de protection K, la charge RC, le composant en test DUT et la source de courant  $I_p$ .

Une approche plus précise du problème met en évidence les composants inductifs et résistifs dont la prise en considération est indispensable au vue de la vitesse de montée du courant souhaitée (voir figure 11).

En particulier, les composantes inductives doivent être minimisées car elles seront l'élément prédominant dans l'établissement du courant  $I_a$ . L'équation de la constante de temps d'un circuit L-R série  $\theta = \frac{L}{R}$  appliquée à l'étage de puissance

permet de faire varier  $V_{bb}$ , donc le courant  $I_o$ .

Les caractéristiques des TMOS MTM1225 nous donnent une valeur de 1200 pF comme  $C_{ib}$  typique. Pour obtenir un  $di/dt$  variable entre 5 et 150 A/μs, le courant  $I_o$  devra varier entre les valeurs données par l'équation

$$I_o = \frac{CV}{t}, \text{ avec } t = 40 \text{ ns à } 1 \mu\text{s}$$

$$I_o = \frac{1200 \cdot 10^{-12} \cdot 8}{40 \cdot 10^{-9}} = 240 \text{ mA}$$

$$\text{et } I_o = \frac{1200 \cdot 10^{-12} \cdot 8}{10^{-6}} = 9,6 \text{ mA.}$$

En prenant  $R_e = 5 \Omega$  et  $V_{cc} = 24 \text{ V}$ , cela nous donne  $V_{bb1} = I_o \cdot R_e = V_{be} = (240 \times 10^{-3} \times 5) + 1,6 = 2,8 \text{ V}$   
 $V_{bb2} = (9,610^{-3} \times 5) + 1,6 = 1,65 \text{ V.}$

Le gain du darlington Q2/Q3 étant au minimum égal à 2000, le courant circulant dans le pont de polarisation est égal à

$$10 I_b = \frac{240}{2000} \times 10 = 1,2 \text{ mA.}$$

D'où l'on tire les valeurs des composants du pont :

$$R_{b1} = 8660 \Omega$$

$$P = 9950 \Omega$$

$$R_{b2} = 950 \Omega$$

L'on prendra pour  $R_{b1}$  et  $R_{b2}$  des résistances ajustables de 10000 Ω et 1500 Ω respectivement et pour P un potentiomètre de 10000 Ω.

Les résistances  $R_g$  permettent l'équilibrage éventuel des commandes de l'étage de puissance constitué par Q4 et Q5.

### Sélection des composants de puissance.

Les vitesses de commutation mises en jeu impliquent le choix de transistors MOS de puissance, les bipolaires les plus rapides actuellement disponibles ne permettant pas d'atteindre les pentes de  $di/dt$  spécifiées.

Dans ce type d'applications, trois paramètres statiques et deux paramètres dynamiques sont particulièrement important pour le choix des MOS de puissance :

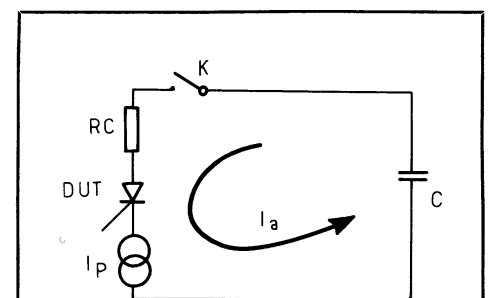


Fig. 10. - Circuit de puissance

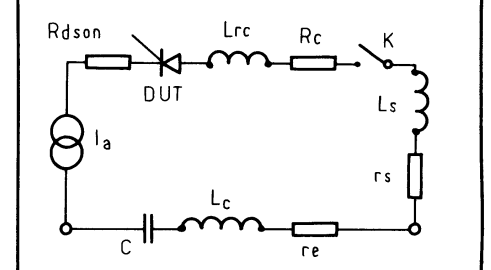


Fig. 11

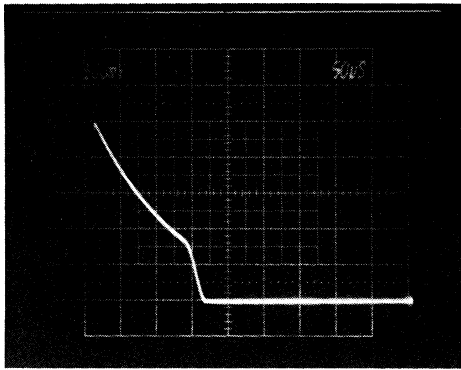


Fig. 12. - Impulsion de puissance  
V = 2 A/div  
H = 50µs

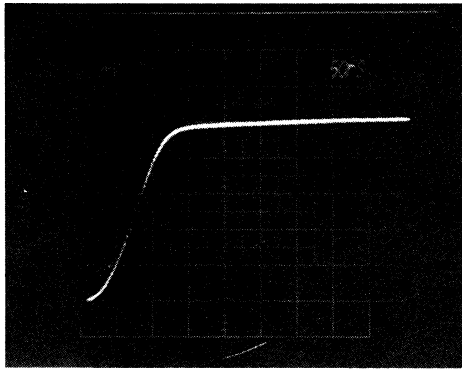


Fig. 14. - Pente di/dt  
V = 2 A/div  
H = 50ns/div  
di/dt = 100 A/µs

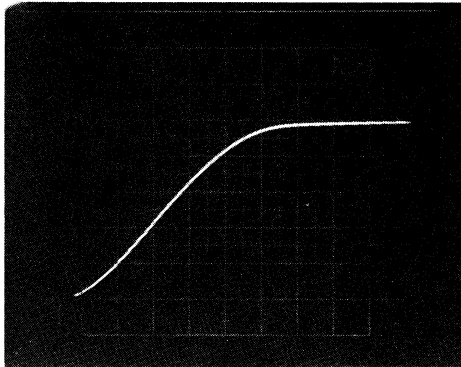


Fig. 13. - Pente di/dt  
V = 2 A/div.  
H = 200ns/div.  
di/dt = 10 A/µs

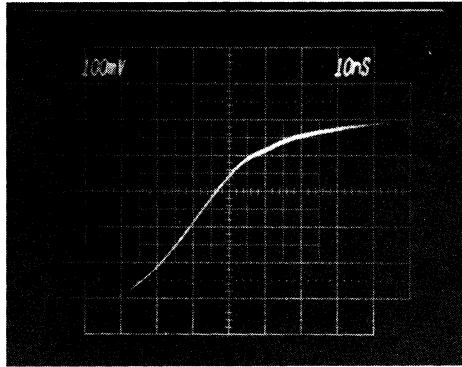


Fig. 15. - Pente di/dt  
V = 2 A/div.  
H = 10ns/div.  
di/dt ≈ 200 A/µs.

nous donne :

$$\theta = \frac{L_c + L_s + L_{rc}}{r_c + r_s + R_c + R_{dson}}$$

Les éléments  $L_c$ ,  $L_s$ ,  $r_c$ ,  $r_s$ , et  $R_{dson}$  étant donnés, l'on peut calculer les deux constantes de temps du circuit dans les cas extrêmes :  $R_c$  mini et  $R_c$  maxi

Les valeurs de  $R_c$  découlent de la loi d'Ohm :

$$R_c \text{ mini} = \frac{V_{DRM} \text{ (mini)}}{I_a \text{ (max)}} - (R_{dson} + r_s) \cdot I_a \text{ (max)}$$

$$R_c \text{ maxi} = \frac{V_{drn} \text{ (max)}}{I_a \text{ (min)}} - (R_{dson} + r_s) \cdot I_a \text{ (min)}$$

L'application des spécifications du système de mesure et des caractéristiques des TMOS utilisés nous donne pour  $R_c$  mini : 2,5 Ω et pour  $R_c$  maxi : 748 Ω.

(Dans une première approche,  $r_s$  est estimé à 1 Ω.)

De ces valeurs, l'on peut déduire l'inductance maximale que devra présenter le circuit :

$$L \leq \theta \cdot R$$

$$L \leq 40 \cdot 10^{-9} (2.5 + 1.5)$$

$$L \leq 160 \text{ nH}$$

Cela implique la mise en œuvre d'une technologie de construction particulière où les connexions devront être largement dimensionnées afin d'assurer une inductance série

minimale. Le problème le plus important se situe au niveau du condensateur pour lequel il est difficile de trouver un composant très performant quant à son inductance série ; l'on fera un choix parmi ceux étudiés pour les alimentations à découpage dont l'ESR, Z et L sont spécifiées par les fabricants.

Le système de mesure réalisé par le laboratoire d'engineering des thyristors et transistors de puissance de *Motorola* présente les caractéristiques suivantes :

$r_s$  : 670 mΩ

$L_s$  : ≈ 90 nH

di/dt maximal applicable au composant : 240 A/µs théorique.

L'ensemble de l'électronique est regroupée dans un rack 9" standard. La lecture s'effectue sur un oscilloscope à mémoire dont la vitesse d'écriture est de 270 cm/µs (type 7834, *Tektronix*).

La mesure du courant est effectuée à l'aide d'un transformateur de courant modèle 411 développé par PEARSON ; le temps de montée utile de ce transformateur est de 10 ns, le courant maximal admissible étant de 50 A RMS.

Une extension de la lecture automatique, avec affichage direct de la mesure, est envisagée par la mise en œuvre d'un micro computer as-

socié à un convertisseur analogique/digital ultra rapide. Dans ces conditions, le MPU pourrait être utilisé pour l'étude complète de la tenue en di/dt des thyristors par variations itératives des conditions de mesure et analyse des résultats correspondants.

### Mesures

Les photos des figures 12 à 15 résument les mesures obtenues avec le système développé par *Motorola*. Les mesures à chaud sont faites à l'aide d'une enceinte thermostatée dont le taux de précision est de ± 1 % et la répétitivité meilleure que 0,5 °C.

### Conclusions

Les multiples applications des thyristors, tant dans le domaine industriel que grand public, demandent une étude rigoureuse du comportement du composant dans les conditions les plus défavorables. Le système proposé permet d'effectuer la mesure du di/dt avec précision. Son utilisation est utile pour le constructeur d'équipement et indispensable pour le fabricant de semi-conducteur : c'est, pour ce dernier, une meilleure garantie de la fiabilité de ses composants.

M.B.

### Bibliographie

- SCR manual, *General Electric*, 5<sup>e</sup> édition.
- *Motorola Thyristors data book*, 1980.