

# Les diodes rapides

## Comment en optimiser le choix

**L**ES fréquences de fonctionnement augmentent, la puissance à commuter croît et le rendement doit être meilleur. Si les commutateurs (transistors — Darlingtons — MOS) ont beaucoup progressé ces dernières années, les diodes rapides semblent être restées les parents pauvres. Mais récemment, la situation a changé ; de nouvelles technologies ont permis d'améliorer considérablement les diodes rapides et des progrès ont été effectués dans la connaissance du processus de commutation.

Le but de cette étude est :

— D'exposer les éléments maintenant mieux connus qui régissent la commutation des diodes rapides de puissance, c'est l'objet de la première partie.

— De donner au concepteur les éléments nécessaires pour optimiser le choix des diodes, ce sera l'objet de la seconde partie.

### Comportement des diodes au blocage

Lorsque l'on fait décroître rapidement le courant dans une diode initialement conductrice, on constate (figure 1) qu'elle ne se bloque pas instantanément, mais que pendant un certain temps  $t_r$  elle reste passante. Ce phénomène est dû à la présence d'une certaine quantité de charges stockées dans la diode pendant la conduction :

$$Q_s \approx \tau I_F \quad (\tau \text{ durée de vie des porteurs minoritaires})$$

( $Q_s$  charge stockée)  
( $I_F$  courant direct.)

Pendant la décroissance du courant une partie de ces charges disparaît spontanément, l'autre partie, appelée charge recouverte,  $Q_r$  est évacuée par le courant inverse circulant dans la diode pendant le recouvrement. Cette charge recouverte varie beaucoup avec la vitesse de descente du courant dans la diode  $dI_F/dt$ .

Or on constate qu'une même diode (figure 2), traversée par un courant identique décroissant à la même vitesse, peut avoir des comportements totalement différents suivant le type de circuit « redresseur » ou « roue libre ». La diode provoque et subit des contraintes différentes.

### Les diodes rapides utilisées en « roue libre »

Dans un circuit hacheur (figure 3) en régime de conduction continue, le courant circule dans la charge lorsque le transistor est bloqué. Au temps  $t_0$ , on rend le transistor conducteur, le courant croît avec une vitesse imposée par le transistor. Le courant dans la diode est complémentaire ; il s'inverse au temps  $t_1$  et atteint sa valeur maximale  $I_{RM}$  au temps  $t_2$ . A l'instant  $t_2$ , on considère que la charge stockée est évacuée au niveau de la jonction de la diode et que celle-ci retrouve son pouvoir de blocage. Entre  $t_2$  et  $t_3$  le courant dans la diode s'annule, et c'est la diode qui régît la pente  $dI_R/dt$ . La vitesse de remontée de la tension négative qui passe de 0 à  $-V_R$  dépend surtout du transistor.

### Energie dissipée dans la diode

$$W_{DRL} = \int_{t_2}^{t_3} v i dt$$

Cette énergie ne peut pas être déterminée de façon simple à partir des paramètres de la diode.

# diodes rapides

Une formule empirique (1) a été mise au point à partir des données de bases (voir encadré).

$$W_{DRL} \approx 0,2 I_{RM} t_{IRM} V_R$$

## Energie dissipée dans le transistor

Une énergie importante est perdue dans le transistor, car ce composant limite la vitesse  $di_F/dt$ .

$$W_T = \int_0^{t_2} v_{id} dt \quad I_F = I_C \quad di_F/dt = di_C/dt$$

$$W_T = \frac{V_R}{2} \cdot \frac{(I_F + I_{RM})^2}{di_F/dt}$$

## Les diodes rapides utilisées en « redresseur »

Le fonctionnement diffère de celui des diodes de « roue libre » (figure 3). On suppose l'interrupteur K infiniment rapide : la vitesse de descente du courant dans la diode  $di_F/dt$  est donc fixée par l'inductance L.

$$di_F/dt = V_R/L$$

Cette inductance représente en général la somme des inductances parasites du circuit (câblage - inductance de fuite des transformateurs). Entre les instants  $t_1$  et  $T_2$ , le courant inverse de recouvrement évacue la charge  $Q_1$  : à l'instant  $T_2$  on considère que la charge stockée est évacuée et que la diode retrouve son pouvoir de blocage. Jusque-là le fonctionnement est analogue à celui de la diode de « roue libre ». Mais une énergie  $1/2 L I_{RM}^2$  est stockée dans l'inductance L.

Au cours des phases ultérieures toute cette énergie  $E_C$  sera perdue et dissipée en chaleur.

$$\text{Comme } Q_1 = \int_{t_1}^{t_2} i dt = (t_{IRM} \times I_{RM})^2 \text{ et } di_F/dt = V_R/L$$

$$E_C = Q_1 \cdot V_R = 0,5 I_{RM} \cdot t_{IRM} \cdot V_R$$

Au temps  $t_2$  la diode se bloque et on peut considérer en première approximation que le courant qui la traverse est dû au recouvrement des charges restantes et à la capacité parasite. Entre  $t_2$  et  $T_2$  le courant continue à décroître : à l'instant  $t'_2$  (qui correspond au point N de la figure 3) le courant inverse de recouvrement  $I'_{RM}$  est légèrement supérieur à la valeur  $I_{RM}$ . (Il faut lui ajouter un courant capacitif). Par la suite, nous supposons

$$I_{RM} = I'_{RM}$$

Le circuit équivalent se compose de l'inductance L, de la capacité équivalente C (2) et de la résistance d'amortissement r introduite par la

diode. Il y aura donc *toujours une surtension*, et un risque d'oscillation, qui dépend de l'amortissement du circuit.

## Energie dissipée dans la diode

$$W_{DR} = \int_{t_2}^{t_3} v_{id} dt$$

Cette énergie est égale à la somme :

— de l'énergie  $E_C$  stockée dans l'inductance (nous supposons qu'il n'y a pas de circuit de protection et aucune perte dans le circuit),

— de l'énergie de recouvrement  $W_{DRL}$  calculée précédemment :

$$W_{DR} \approx 0,75 I_{RM} \cdot t_{IRM} \cdot V_R$$

On remarque que les pertes dans une diode de redressement sont beaucoup plus élevées que dans une diode de roue libre.

## Surtension

Dans le fonctionnement « diode de redressement » tel que nous l'avons défini, c'est-à-dire sans réseau de protection et sans perte dans le circuit, il y a toujours une surtension  $\Delta V$  :

$$\Delta V = V_{RM} - V_R \approx L \quad di_R/dt$$

La valeur crête de la surtension :

$$V_{RM} = V_R \left( 1 + \frac{di_F/dt}{di_R/dt} \right)$$

La « progressivité » de la diode peut être caractérisée par le rapport :

$$S = \frac{di_R/dt}{di_F/dt}$$

Nous avons préféré (voir encadré) la caractériser par le facteur de surtension C accessible à la mesure et qui définit la grandeur qui intéresse l'utilisateur, c'est-à-dire la surtension :

$$C = 1 + \frac{di_R/dt}{di_F/dt}$$

$$C = \frac{V_{RM}}{V_R}$$

(1) Valable pour les diodes rapides TH-CSF de technologie postérieure à 1981.

(2) A ne pas confondre avec la capacité parasite.

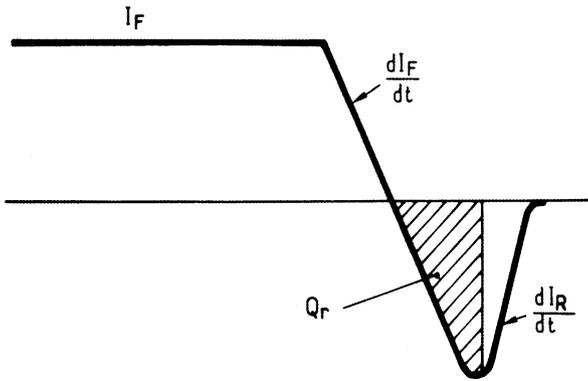


Figure 1. Courant dans la diode pendant le blocage.

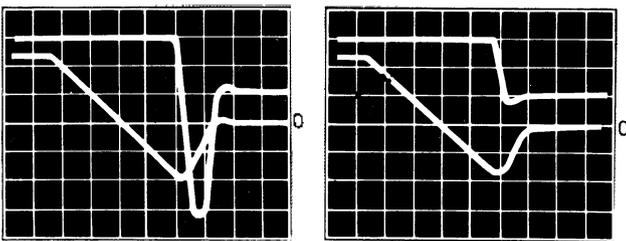


Figure 2. Commutation d'une diode rapide BYT 61.1000.  
A gauche « redresseur », à droite « roue libre ».  
Dans les deux cas, la diode traversée par un courant initial de 12 A est soumise à une rampe de courant  $di_F/dt = 150 \text{ A}/\mu\text{s}$  ( $T_j = 25^\circ$ ).  
En fonctionnement redresseur, il y a une surtension importante.

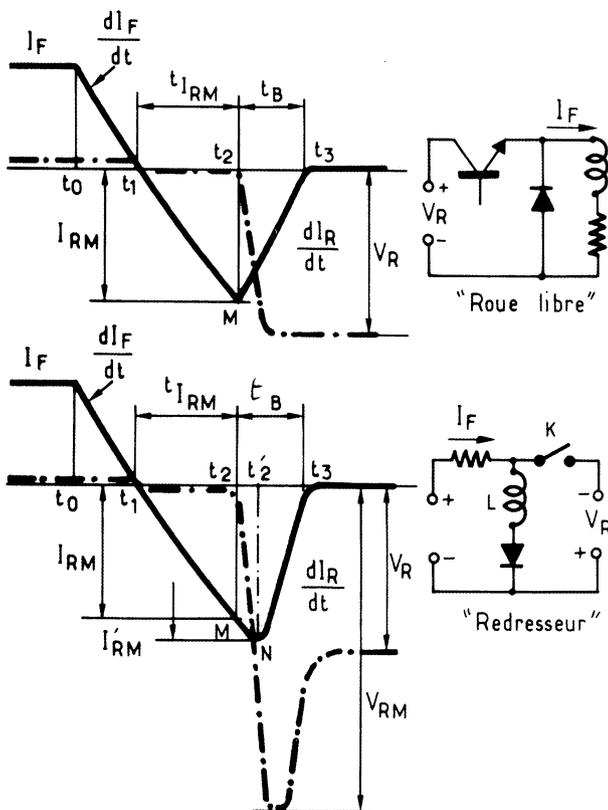


Figure 3. Comparaison du fonctionnement en « redresseur » et en « roue libre ».

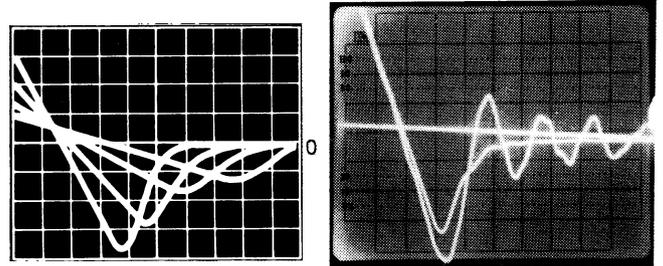


Figure 4 : Variation du recouvrement en fonction de la pente  $di_F/dt$ . On note que :

- 1) Le courant de recouvrement est proportionnel à  $di_F/dt$ ,
- 2) Le rapport des pentes  $(di_F/dt) / (di_R/dt)$  varie entre 3 et 1,8 lorsque la vitesse  $di_F/dt$  varie entre 100 et 400  $\text{A}/\mu\text{s}$ .

Figure 5. Courant pendant le blocage dans une diode BYT 12.400 commutant dans les mêmes conditions ( $I_F = 12 \text{ A}$ ,  $di/dt = -100 \text{ A}/\mu\text{s}$ )

- En montage roue libre sans oscillation,
  - En montage redresseur avec oscillations.
- 1 A/C - 20 ns/C

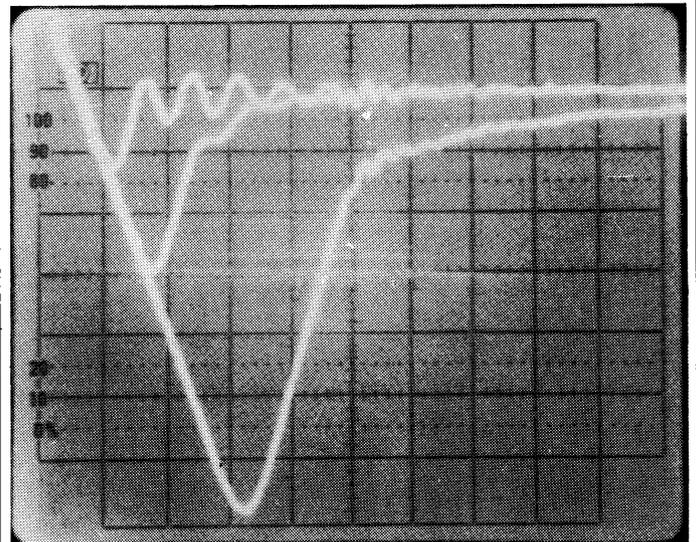


Figure 6. Courant pendant le blocage de 3 diodes ultra rapides modernes. Dans les conditions de mesures :  $I = 12 \text{ A}$ ,  $di/dt = -330 \text{ A}/\mu\text{s}$ ,  $T_j = 25^\circ$

- la diode 200 V à un temps  $t_{IRM}$  de 10 ns
- la diode 400 V à un temps  $t_{IRM}$  de 15 ns
- la diode 800 V à un temps  $t_{IRM}$  de 30 ns

On remarque sur ces oscillogrammes :

- 1) Que ces 3 diodes de tension et de rapidité différentes, ont un recouvrement progressif à peu près identique : le rapport  $(di_F/dt)/(di_R/dt)$  est le même pour les 3 diodes.
- 2) Que la tendance à l'oscillation est beaucoup plus marquée pour les diodes « basse tension » que pour les diodes « haute tension ».

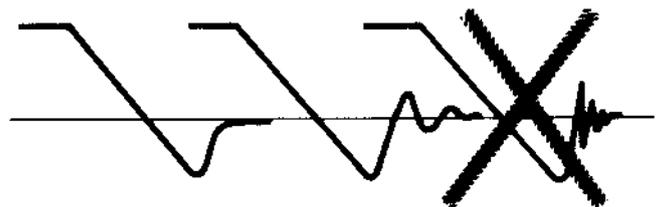


Figure 7. Recouvrement progressif (à gauche).  
— Recouvrement progressif suivi d'oscillations provoquées par les capacités parasites et les inductances du circuit (au milieu).  
— Recouvrement brutal (à droite). Les diodes rapides modernes ne présentent plus ce phénomène qui introduisait beaucoup de parasites.

# diodes rapides

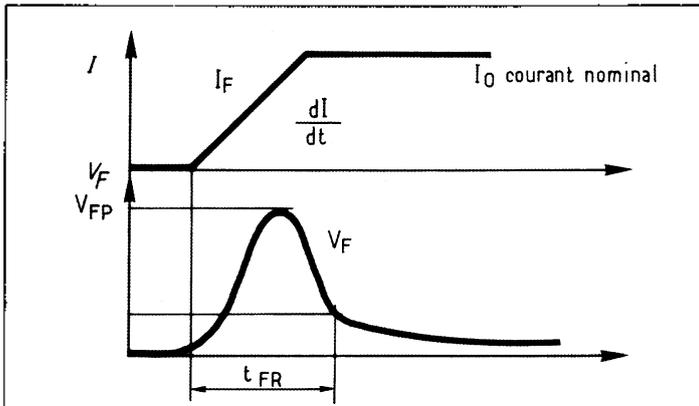


Figure 8. Etablissement du courant dans une diode.

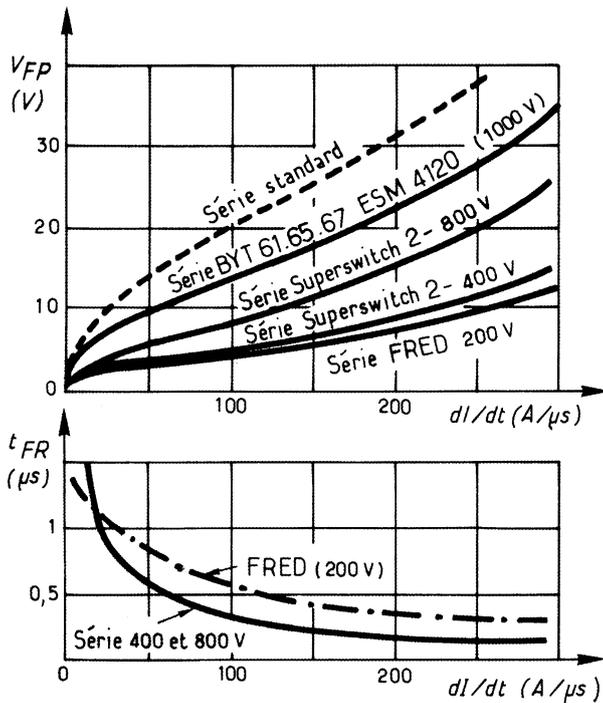


Figure 9. Surtension  $V_{FP}$ , temps d'établissement  $t_{FR}$  en fonction de la vitesse de montée du courant.

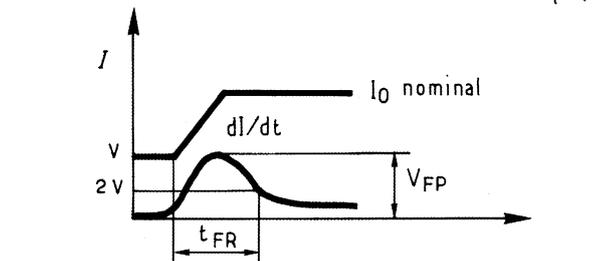


Figure 10. Etablissement du courant à partir d'un générateur de basse tension. La diode rapide FRED ne perturbe pas le circuit. La diode rapide « haute tension » BA 159 retarde considérablement la montée du courant.

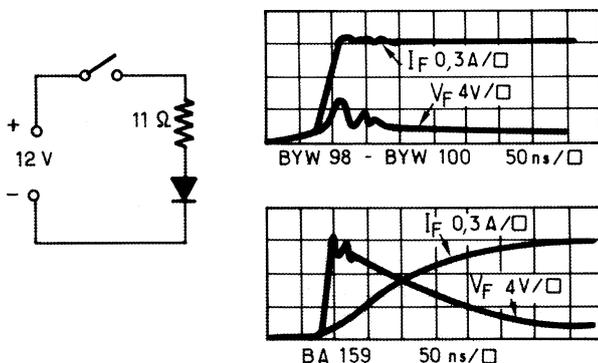


Figure 10. Etablissement du courant à partir d'un générateur de basse tension. La diode rapide FRED ne perturbe pas le circuit. La diode rapide « haute tension » BA 159 retarde considérablement la montée du courant.

## Oscillations

La figure 5 superpose et permet de comparer le fonctionnement « roue libre » et « redresseur » pour une diode basse tension. On constate un phénomène d'oscillation dans la fonction redresseur. Ce phénomène d'oscillation ne se rencontre qu'avec les diodes très rapides réalisées pour de faibles tensions de blocage. En effet, les diodes « haute tension » sont construites avec une zone centrale épaisse et de forte résistivité : leur capacité est donc faible, et la résistance d'amortissement  $r$  en série avec la diode est relativement élevée. Les diodes « basse tension » réalisées avec une zone centrale mince et de faible résistivité ont des capacités plus élevées et une faible résistance d'amortissement (figure 6).

En aucun cas ce phénomène d'oscillations ne doit être confondu avec le phénomène de recouvrement brutal (snap off) (figure 7).

Le recouvrement brutal n'existe plus dans les diodes de technologie moderne réalisées par Thomson-CSF et la définition du paramètre C en donne une garantie.

## Influence de la température

Baucoup de concepteurs oublient que la charge recouvrée augmente très vite avec la température. Le courant inverse  $I_{RM}$  qui est la grandeur caractéristique augmente d'un facteur qui varie de 1,5 à 2 (suivant la technologie) lorsque la température de jonction passe de 25 à 100 °.

## Conséquence pour les diodes de roue libre

Les pertes dans le transistor associé augmentent proportionnellement à la température.

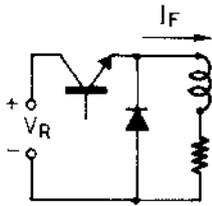
## Conséquence pour les diodes de redressement

La capacité équivalente varie peu avec la température. La pente d' $I_M/dt$  du courant au moment du blocage va donc augmenter avec la température. Le rapport  $C = V_{RM}/V_R$  qui caractérise la surtension, varie entre 2,2 et 3,2 à 25 °. A haute température il peut atteindre 5. Autrement dit, lorsque la température de jonction s'élève de 25 à 100 :

— Le rapport  $V_{RM}/V_R$  qui caractérise la surtension augmente et peut être multipliée par 1,5,

— L'énergie perdue à chaque commutation est multipliée par un facteur qui varie entre 2 et 3.

## RESUME



### Roue libre

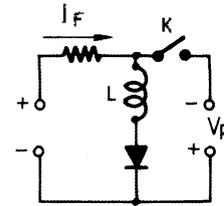
inductance parasite = 0

- $di_F/dt$  fixé par le transistor
- Energie dissipée dans le transistor
- Jamais d'oscillations
- Pas de surtension

$$- W_{DRL} \simeq 0,2 I_{RM} \cdot t_{IRM} \cdot V_R$$

$$- W_{trans} = \frac{V_R (I_F + I_{RM})^2}{2 \, di_F/dt}$$

- $W_{trans}$  augmente avec  $T_J$



### Redressement

Pas de RC ni de pertes dans le circuit

$$- di_F/dt = V_R/L$$

$$- E_C = 1/2 LI_{RM}^2$$

- Risque d'oscillations spécialement avec les diodes « basse tension »

$$- V_{RM} = C_{VR}$$

C caractérise la progressivité  
C augmente avec  $T_J$

$$- W_{DR} \simeq 0,75 I_{RM} \cdot t_{IRM} \cdot V_R$$

- C et  $W_{DR}$  augmentent avec  $T_J$

## Conditions de mesure

La rapidité des diodes était autrefois caractérisée par le paramètre  $t_r$ . Nous estimons que ce paramètre mesuré à 25 ° et à faible niveau (1 A ou 0,5 A) ne correspond pas aux conditions d'utilisations réelles, il ne donne qu'une indication « commerciale ».

Pour caractériser les diodes rapides modernes nous utiliserons les paramètres

$t_{IRM}$  et  $I_R$  (voir annexe)

mesurés à chaud et à fort niveau de courant, c'est-à-dire dans des conditions voisines de celles des circuits.

La mesure systématique du facteur de surtension C sur un circuit qui n'introduit aucun amortissement donne à l'utilisateur une garantie sur la progressivité de la diode.

Le concepteur dispose donc avec les diodes rapides modernes des éléments nécessaires pour calculer et connaître le comportement de la diode.

## Comportement des diodes à l'établissement du courant

Quand on applique à une diode initialement bloquée une rampe de courant, on observe un phénomène transitoire caractérisé par :

- une surtension  $V_{FP}$ ,
- un temps d'établissement  $t_{FR}$ .

Une diode est composée d'une zone dite centrale dans laquelle se développe la charge d'espace à l'état bloqué, et d'une zone fortement

dopée. Une diode « haute tension » est réalisée avec une zone centrale épaisse constituée par du silicium de forte résistivité.

Avant l'établissement du courant, la zone centrale présente une résistance importante. Pendant la durée de l'établissement, l'accroissement de la concentration des porteurs libres injectés dans la zone centrale diminue progressivement la résistance apparente. On tire de ceci plusieurs conclusions.

a) Une diode « haute tension » présentera une surtension à l'établissement  $V_{FP}$  beaucoup plus importante qu'une diode « basse tension ».

b) Une diode dite « rapide » est pour une tension  $V_R$  donnée, celle qui aura la plus faible surtension d'établissement  $V_{FP}$ . En effet, on appelle « diode rapide » une diode qui est rapide au blocage (faible charge recouverte). Pour la réaliser le constructeur qui doit respecter les compromis de la physique, cherchera à minimiser l'épaisseur de la zone centrale.

## Résultat des mesures

1) La diode est alimentée par un générateur de courant (cas général). Le principal paramètre à la mise en conduction est la surtension  $V_{FP}$ . Le temps d'établissement est un paramètre secondaire. On constate (figure 9) que les diodes FRED (haut rendement étudiées spécialement pour avoir une très faible chute de tension (0,85 V), donc construites avec une épaisseur minimale de la zone centrale, sont celles qui ont les plus faibles surtensions à l'établissement  $V_{FP}$ . Les diodes standard (c'est-à-dire qui ne sont pas

# diodes rapides

rapides) ont des surtensions dynamiques élevées et surtout présentent de très fortes dispersions.

2) La diode est alimentée par un générateur de tension. Dans le cas particulier où la diode est alimentée par un générateur à basse tension, la tension  $V_{FP}$  est limitée par le générateur et l'établissement du courant se fait alors beaucoup plus lentement (figure 10). Ce phénomène peut être très gênant dans certaines applications.

Si on utilise des diodes type FRED (haut rendement) spécialement conçues pour les basses tensions ce retard devient négligeable.

## Influence des conditions d'utilisation

Paramètres qui augmentent	$I_F$	$\frac{dI_F}{dt}$	$T_J$
$V_{FP}$			+ 0,8 % deg
$t_{FR}$			+ 0,4 % deg

### Température

D'une façon générale, une augmentation de la température entraîne une augmentation de la composante résistive dans un semiconducteur.

La surtension  $V_{FP}$  augmente rapidement avec la température, elle est presque doublée entre 25 ° et 125 °.

Le temps  $t_{FR}$  augmente mais dans des proportions moindres.

### Densité de courant

Les mesures de la figure 9 ont été effectuées au courant nominal  $I_0$  de la diode. Si on fait fonctionner la diode à faible courant la surtension diminue légèrement. Par contre lorsque le courant dépasse la valeur nominale  $I_0$  la surtension  $V_{FP}$  augmente à peu près linéairement avec la densité de courant.

## Conclusion

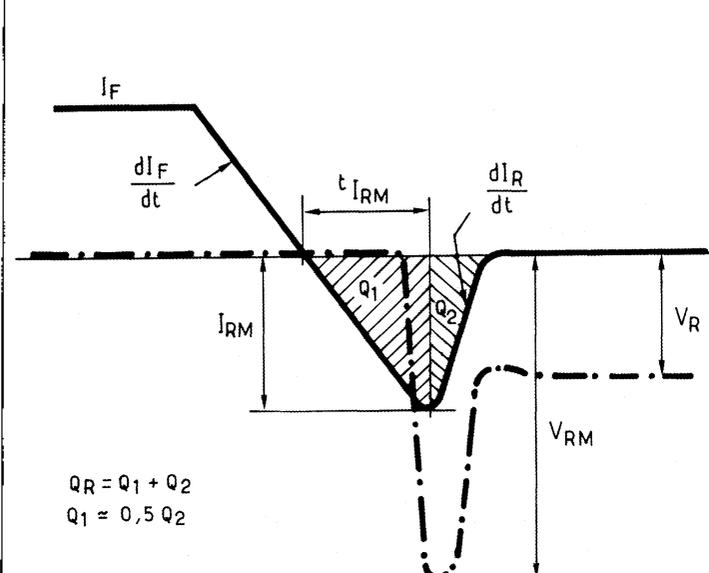
Les analyses et les essais de laboratoire ont permis de mieux connaître le processus de commutation des diodes rapides. On a été amené à redéfinir des conditions de mesure donnant des éléments réalistes, utilisables pour le concepteur. Dans la deuxième partie, nous verrons comment on peut à l'aide de ces éléments optimiser le choix des diodes et profiter des derniers progrès de la technologie.

Jean-Marie Peter - Claude Fraire  
THOMSON-CSF - DSD

## Références

1. K. Rischmüller  
« Have a closer look to switching losses », PCI Proceeding Sept. 82
2. C. Fraire  
« De la compréhension à la réduction des pertes » Chapitre II du livre « Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie », THOMSON-CSF - DSD - 1983.
3. A. Marques  
Les diodes rapides à la mise en conduction - Chapitre X du livre « Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie », THOMSON-CSF - DSD - 1983.

## Blocage d'une diode rapide



## Les paramètres modernes

Rapidité	$I_{RM}$	mesurée
	$t_{IRM}$	$I_F = I_0$
		$dI_F/dt = 4I_0/\mu s$
Progressivité	$C = V_{RM}/V_R$	$T_i = 100^\circ$

Les anciennes définitions du  $T_r$  sont difficiles à utiliser : le  $t_r$  est mesuré à 1 A. De plus il y a au moins 3 méthodes de mesure qui donnent des résultats très différents.

Méthode de mesure	Résultat obtenu
Jedec 1A 30 V - 15 A/ $\mu s$	200 ns
1A 30 V - 30 A/ $\mu s$	150 ns
+ 0,5 A - 1A	95 ns

Ce paramètre sera donc remplacé par les nouvelles définitions (ci-dessus).