

Diodes rapides : conduction et blocage

par J. REDOUTEY et J.M. PETER (*)

La plupart des circuits de conversion d'énergie utilisés en électronique de puissance font appel à une ou plusieurs diodes qui jouent le rôle de commutateur. Le transistor étant un commutateur rapide, il est indispensable de lui associer une diode rapide.

Quelques rappels concernant les diodes

Une diode de puissance est caractérisée au premier ordre par la tension inverse qu'elle peut supporter en régime répétitif V_{RRM} et par sa chute de tension à l'état passant V_F .

Tension de blocage inverse

Lorsqu'une diode est polarisée en inverse, il s'établit dans le matériau un champ électrique dont la valeur est maximale à la jonction. Si l'on augmente la tension inverse, le champ augmente et lorsqu'il atteint la valeur critique il se produit un effet d'avalanche qui peut conduire à la destruction du composant. Le constructeur spécifie donc la tension d'utilisation maximale V_{RRM} à une valeur inférieure à la tension d'avalanche. L'utilisateur devra veiller à ce que la tension inverse appliquée à la diode dans le circuit ne dépasse jamais la valeur spécifiée.

Chute de tension directe

A l'état passant, la chute de tension dans une diode est due à deux facteurs :

— la hauteur de la barrière de potentiel,

— la somme des résistances d'accès à la jonction.

Le constructeur donne dans la notice une courbe d'évolution de la chute de tension directe V_F en fonction du courant dans la diode. Cette courbe donne une bonne précision mais n'est pas très commode d'emploi pour le calcul des pertes de conduction. Pour cette raison, on préfère utiliser dans ce cas un schéma équivalent de la diode constitué d'une force contre électromotrice E_0 en série avec une résistance R_0 (figure 1).

$$V_F = E_0' + R_0 I_F$$

Pertes de conduction

$$P_d = E_0 I_{F(AV)} + R_0 I_{F(RMS)}^2$$

$I_{F(AV)}$ = valeur moyenne du courant dans la diode.

$I_{F(RMS)}$ = valeur efficace du courant dans la diode.

Les paramètres E_0 et R_0 sont donnés à température de jonction élevée (en général $T_j = 100^\circ\text{C}$) de manière à se rapprocher le plus possible des conditions d'utilisation réelles. On sait que les semi-conducteurs sont très sensibles à la température. Le paramètre E_0 présente un coefficient de température négatif (environ $-2 \text{ mV}/^\circ$) alors que celui de R_0 est positif.

Commutation au blocage [1]

Lorsqu'on applique brusquement une tension inverse aux bornes d'une diode en conduction, on constate qu'elle ne se bloque pas instantanément. Il s'écoule en effet un certain temps avant qu'elle ne retrouve son pouvoir de blocage, c'est le temps de recouvrement inverse t_{rr} . Durant la majeure partie de ce temps, la diode peut être considérée comme un court-circuit en inverse. Ce phénomène est dû à la présence d'une certaine quantité de charges emmagasinées dans la diode durant la conduction, cette charge appelée charge stockée s'écrit :

τ : Durée de vie des porteurs minoritaires.

$$Q_S = \tau I_F$$

I_F : Courant direct traversant la diode.

Pendant la commutation, une partie de ces charges disparaît spontanément par recombinaison à l'intérieur du matériau. L'autre partie, appelée charge recouvrée Q_R est évacuée par le courant inverse circulant dans la diode. C'est celle-ci qui produit le courant inverse de recouvrement

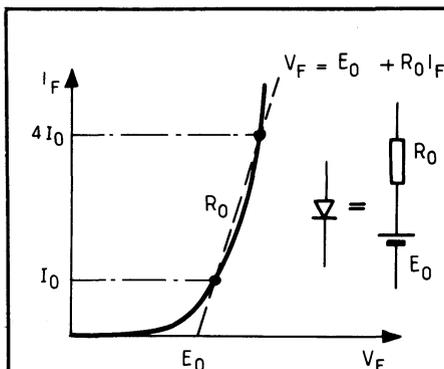


Fig. 1. - Modélisation de la caractéristique directe d'une diode.

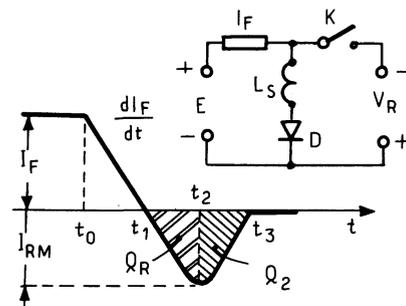
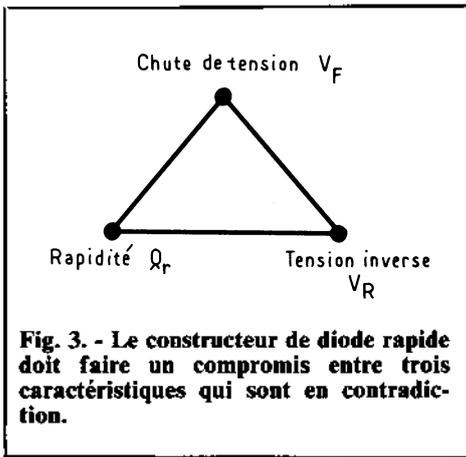


Fig. 2. - Phénomène du recouvrement inverse.

(*) Thomson-CSF Division Semiconducteurs Laboratoire d'applications d'Aix-en-Provence.



ainsi que toutes ses conséquences. Si la vitesse de variation du courant di_F/dt pendant la commutation est extrêmement grande, la recombinaison interne est négligeable et la charge recouvrée est très voisine de la charge stockée.

Le phénomène de recouvrement inverse peut être décomposé en deux phases (fig. 2). Lorsqu'on ferme l'interrupteur K, le courant direct s'annule et il s'établit un courant inverse I_R . La vitesse de variation du courant di_F/dt est imposée par le commutateur K ou plus généralement par le circuit extérieur. A l'instant t_2 le courant inverse passe par son maximum I_{RM} . A cet instant la majorité de la charge recouvrée a été évacuée et la diode commence à retrouver son pouvoir de blocage. Pendant cette première phase qui s'étend de t_0 à t_2 la charge Q_R a été évacuée. La charge Q_2 est évacuée pendant la deuxième phase qui s'étend de t_2 à t_3 . Elle est en général faible et se localise dans la partie de la zone centrale qui n'est pas occupée par la charge d'espace.

On distinguera deux types de diodes selon l'allure de remontée du courant de recouvrement :

- les diodes à remontée brutale (snap off),
- les diodes à remontée progressive (soft recovery),

Les diodes rapides

On appelle diode rapide, une diode présentant une charge recouvrée réduite par rapport à une diode ordinaire. Autrement dit, une diode rapide est une diode à blocage rapide.

Les compromis

La physique du solide impose de sérieuses limitations au constructeur de diodes rapides (fig. 3). Il n'est pas possible d'avoir simultanément une grande rapidité, une tenue en ten-

sion inverse élevée et une faible chute de tension. La réalisation de chaque diode rapide est donc un compromis.

Le tableau de la figure 4 montre les caractéristiques comparées de quelques diodes pour lesquelles on a choisi des compromis différents suivant la tension inverse choisie.

Un premier progrès dû à l'utilisation de technologie épitaxiée a permis de repousser les limites du compromis pour les diodes « basse tension » (< 200 V). On a pu ainsi réaliser les séries de diodes « haut rendement », FRED, qui, tout en étant très rapides, ont une chute de tension très faible, voisine des limites théoriques du silicium ($0,85$ V à I_n , $0,65$ V à $I_n/4$).

En 1982, des nouvelles technologies ont été appliquées aux diodes de tension inverse 400 V. Ceci a encore permis de repousser les limites du compromis, et dans ce cas, on a privilégié la rapidité. Les diodes 400 V de la nouvelle série « SUPER-SWITCH 2 » sont deux fois plus rapides que les séries précédentes et elles conservent un recouvrement très progressif.

Caractérisation

Les constructeurs ont pris l'habitude de caractériser la rapidité des diodes par une très ancienne méthode dite « t_{rr} JEDEC » (méthode déposée en 1969 pour les diodes

1N 3879) avec conditions de mesure suivantes :

- courant direct $I_F = 1$ A,
- blocage à -15 A/ μ s avec une tension inverse $V_R = -30$ V.

Cette méthode ne correspond pas à la réalité des applications.

Une autre méthode $I_F = 0,50$ A, $I_R = -1$ A, est apparue ensuite. Cette méthode a encore moins de sens car la diode est mesurée dans des conditions totalement différentes de celles que l'on peut rencontrer dans les circuits. Mais il y a plus grave, ces deux méthodes donnent des résultats totalement différents. La figure 5 montre qu'une même diode peut être classée « 100 ns » ou « 45 ns » suivant le procédé de mesure.

En 1983, ces méthodes doivent être considérées comme un héritage du passé. Les nouvelles diodes rapides de Thomson-CSF seront caractérisées et spécifiées au courant nominal et avec une vitesse de décroissance du courant di_F/dt réaliste. (Pour les diodes plus anciennes, il existe néanmoins des courbes permettant au concepteur de calculer ses circuits.)

Les grandeurs qui intéressent le circuitteur sont :

- le courant inverse I_{RM} ,
- le temps t_{IRM} (cas des diodes de récupération),
- la charge recouvrée Q_R (cas des diodes de redressement).

Type	Catégorie	Tension max. (V)	T_{rr} Catalogue (ns)	Grandeurs utiles (1)	
				I_{RM} (A)	Q_R (μ C)
BYW81	Ht rendement FRED	200	35	1,25	0,025
BYX61	Très rapide	400	100	2,5	0,12
BYX62	Rapide	600	200	8	1,3
BYX66	H.T.	1 000	500	16	8
BYW88	Ordinaire	1 200	non spéc.	38	23
Nouvelle technologie 1982/1983					
BYT12	Superswitch 2	400	50	1,1	0,025
BYT61	Rapide H.T.	1 000	200	9	1,3

Figure 4.

Caractéristiques principales de plusieurs diodes toutes de calibre $i_0 = 12$ A. Conditions de mesure pour I_{RM} et Q_C : $I_F = 12$ A, $di_F/dt = -60$ A/ μ s, $T_j = 25$ °C. Les diodes de technologies anciennes sont dans des cases hachurées. Les nouvelles diodes « SYT » représentent un net progrès.

①

Comportement des diodes rapides dans les circuits

Selon la fonction remplie dans un circuit et donc selon l'environnement, une diode rapide peut avoir un comportement différent. Dans la pratique, on doit considérer deux applications importantes :

- les applications de type « redressement »,
- les applications de type « roue libre ».

Ces deux cas sont assez différents et selon qu'il s'agit de l'un ou de l'autre type, les critères de choix de la diode la mieux adaptée ne sont pas les mêmes.

Les diodes rapides utilisées en redressement

C'est le cas général des diodes de sortie des convertisseurs à transistors. Le fonctionnement de la diode dans ce cas peut se ramener à celui du schéma équivalent de la figure 7. Lorsqu'on ferme l'interrupteur K, le courant dans la diode décroît avec une pente,

$$\frac{di_F}{dt} = -\frac{V_R}{L}$$

imposée par l'inductance L en série avec la diode.

Dans la pratique cette inductance représente la somme de l'inductance de fuite des transformateurs, de l'inductance parasite du câblage, etc. et elle ne peut jamais être négligée dans la fonction de redressement.

La première phase du recouvrement inverse est tout à fait classique (fig. 7). Entre les instants t_1 et t_2 , le courant de recouvrement évacue la charge Q_R . A l'instant t_2 , le courant de recouvrement inverse passe par son maximum I_{RM} . La pente di_F/dt du courant s'annule et la tension aux bornes de la diode est égale à la tension V_R de la source. Durant la seconde phase qui s'étend entre t_2 et t_3 , la diode impose la vitesse de remontée dI_R/dt .

Il en résulte une surtension $\Delta V = L_s di_R/dt$ qui prend naissance dans l'inductance L_s et s'ajoute à la tension V_R . La diode est alors soumise à une tension inverse, $V_{RM} = V_R + \Delta V$.

Pour limiter la surtension, on veillera à n'utiliser dans ce type de circuit que des diodes rapides à recouvrement progressif, car dans ce type de diode la vitesse de remontée dI_R/dt est plus faible.

On démontre [1] que dans ce circuit les pertes de commutation au recouvrement peuvent s'écrire :

Q_R : charge recouverte,

$$\textcircled{1} P_C = Q_R \times V_R \times f$$

V_R : tension inverse réappliquée,

f : fréquence de commutation.

En résumé

Lorsqu'une diode rapide doit être utilisée dans une fonction de redressement, les critères principaux du choix de la rapidité sont :

- une rapidité suffisante pour assurer des pertes faibles (donc une faible charge recouverte Q_R),
- un recouvrement progressif, (donc un di_R/dt faible pour limiter les surtensions).

Les diodes rapides utilisées en « roue libre »

C'est le cas des diodes de roue libre dans les hacheurs.

Le fonctionnement peut se ramener au circuit équivalent de la figure 7 ; on suppose l'inductance parasite négligeable.

Lorsque l'on ferme le transistor K, le courant qui traversait la diode décroît avec une vitesse di_F/dt qui est imposée par le commutateur. A l'instant t_1 , le courant s'annule.

Pendant le temps $t_{IRM} = t_2 - t_1$, un courant inverse circule dans la diode jusqu'à évacuation totale de la charge recouverte Q_R . A l'instant t_2 , le courant de recouvrement inverse passe par son maximum I_{RM} .

Il est important de noter que l'intégralité du courant de recouvrement traverse le transistor K et la source, ce qui a pour conséquence immédiate :

- une surcharge en courant du transistor à la mise en conduction à la fermeture,
- des pertes très importantes dans le transistor K.

Il y a une grande différence entre le fonctionnement.

En redressement, où la vitesse de décroissance du courant est fixée par l'inductance série L_s qui restitue l'énergie qu'elle a emmagasinée au moment du blocage sous forme de surtension.

En roue libre, où la vitesse de décroissance du courant dans la diode est fixée par le transistor qui dissipe de l'énergie pendant toute cette phase.

On peut en tirer les conclusions suivantes dans le cas du fonctionnement en « roue libre » associé à un transistor ; (on suppose négligeables les inductances parasites).

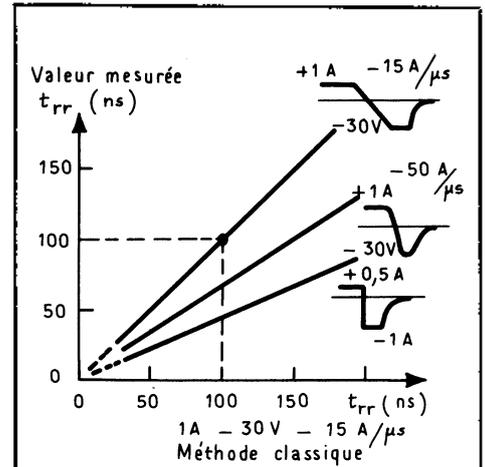


Fig. 5. - Corrélation entre le temps de recouvrement t_{rr} mesuré par la méthode classique (JEDEC IN3879) introduite en 1969) et d'autres méthodes commerciales introduites par la suite. Une même diode peut être caractérisée « 100 ns », « 70 ns » ou « 45 ns » suivant la méthode de mesure.

Paramètres qui augmentent	T_j	I_F	$\frac{dI_F}{dt}$
Q_R	↗	↗	↗
I_{RM}	↗	↗	↗
t_{IRM}	↗	↗	↘
dI_R/dt	↗	↗	↘

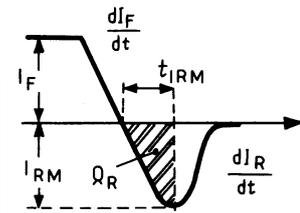


Fig. 6. - Variation des principaux paramètres avec les conditions d'utilisation.

1) Il n'y a pas de surtension au blocage de la diode.

2) Les pertes de commutation dans la diode sont données non pas par la formule 1 mais par une expression différente :

Q_2 : charge recouverte pendant la remontée du courant (fig. 8),

$$\textcircled{2} P_C = Q_2 \times V_R \times f$$

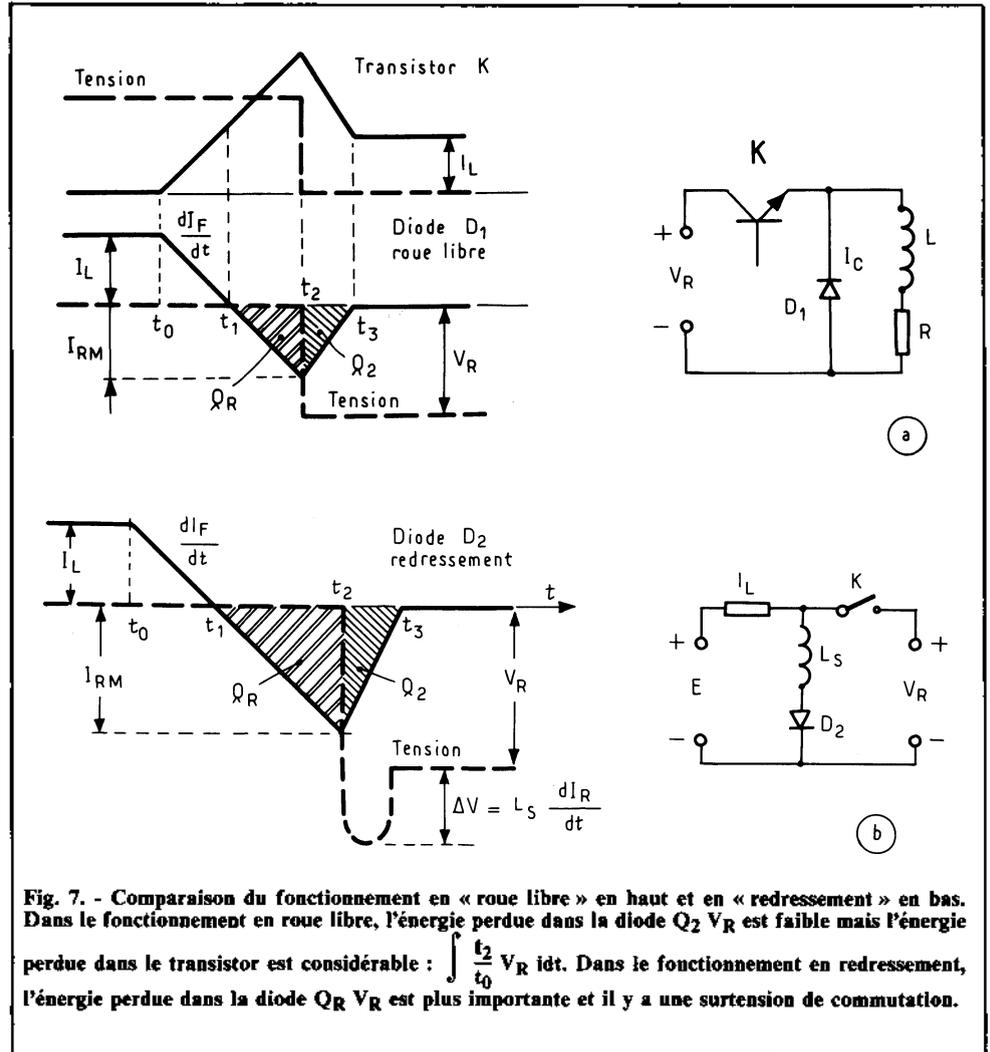
V_R : tension de la source
fréquence de commutation.

Q_2 est en général faible devant W_R .

Il ne faut pas oublier que si les pertes dans la diode peuvent dans ce cas paraître faibles, les pertes dans le transistor sont très élevées. [3].

En résumé

Lorsqu'une diode rapide est utilisée en « roue libre », le critère principal est la rapidité. On devra donc choisir la diode la plus rapide dans la gamme existante compatible avec le circuit.



Conclusion

Dans un circuit de commutation moderne, le choix de la diode rapide est aussi important que celui du transistor.

— La présence de charge recouverte au moment du blocage entraîne de nombreuses perturbations dans les circuits.

Dans le cas des circuits de roue libre, il faut utiliser la diode la plus rapide, compatible avec le circuit pour minimiser les pertes dans le transistor.

Dans le cas des circuits de redressement, il faut utiliser des diodes rapides à recouvrement progressif pour limiter les surtensions et les parasites.

— Les lois de la physique imposent au constructeur de faire un compromis pour réaliser une diode rapide. Un pas en avant a été effectué en 1982 avec la mise au point de diodes très rapides 400 V. De nouveaux progrès sont attendus ces prochaines années pour les séries « Super-switch 2 » 800 V.

J.R. et J.M.P.

Bibliographie

- [1] Le transistor de puissance dans son environnement. Publication Thomson CSF - DSD. Chapitres XIV et XV de ce livre.
- [2] Faut-il utiliser des diodes rapides dans les hacheurs basse fréquence à transistor. Thomson CSF - DSD - Note d'information technique n° 80-7.
- [3] C. Fraire. De la compréhension à la réduction des pertes. Chapitre II de ce livre.
- [4] K. Rischmüller. Have a closer look to switching losses. PCI Proceeding Sept. 1982.

Toute l'Electronique

UNE VERITABLE BIBLIOTHEQUE TECHNIQUE