

L'essentiel sur le transistor bipolaire de puissance

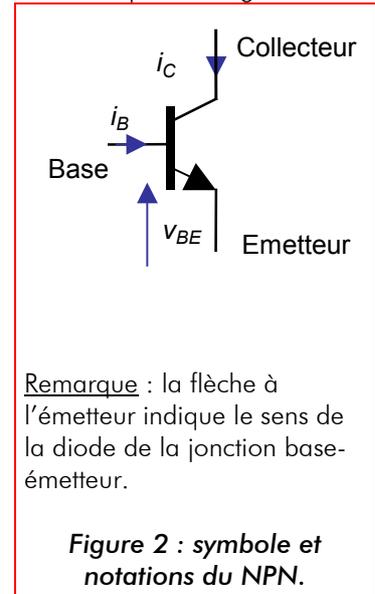
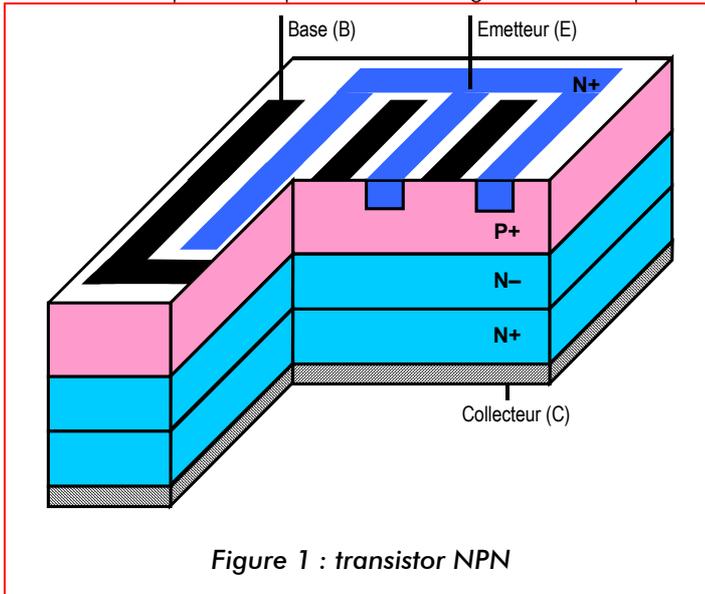
— Fiche technique EnPu —

I. Introduction

Le transistor bipolaire est le plus ancien des composants commandés utilisés dans les convertisseurs de puissance. Il est aujourd'hui remplacé par le transistor MOSFET ou le transistor IGBT qui font l'objet de fiches spécifiques.

II. Principe du transistor bipolaire

Contrairement au composant « signal », le transistor de puissance est limité aux types NPN. Sa structure simplifiée est présentée à la Figure 1 tandis que son symbole est indiqué à la Figure 2.



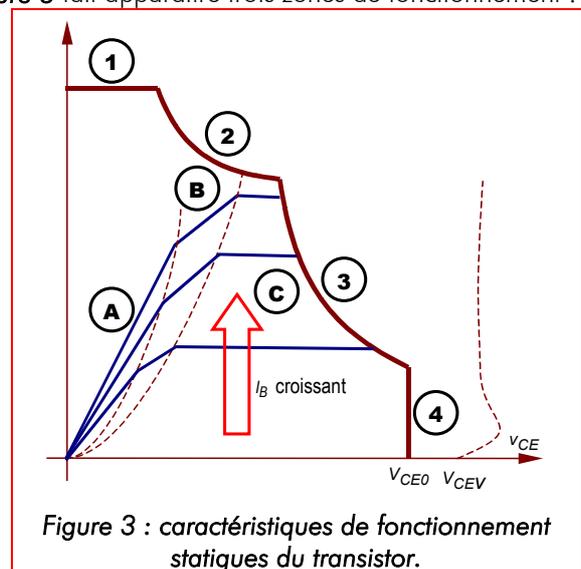
Il reprend le principe de la diode PIN en utilisant 3 couches pour assurer des performances accrues en régime saturé. La base (P+) et l'émetteur (N+) sont fortement interdigités (comme deux peignes) pour accentuer l'interaction entre la base et l'émetteur.

III. Fonctionnement du transistor réel

III.1. Comportement statique

La caractéristique de fonctionnement de la Figure 3 fait apparaître trois zones de fonctionnement :

- La zone **A** correspond au régime linéaire où le transistor se comporte comme une source de courant i_C commandée par le courant i_B : $i_C = \beta \cdot i_B$ (β est le gain en courant) ;
- La zone **B** est transitoire au fonctionnement strictement non linéaire ;
- La zone **C** est la zone de saturation où le fonctionnement est non linéaire pour une chute de tension $V_{CE\text{sat}}$ minimale (de 1 à 2 V).



Pour assurer une bonne saturation, le courant injecté par la base n'est pas proportionnel au courant de collecteur, mais bien supérieur i_C/β , limite du fonctionnement linéaire. Ce courant important conduit à un excès de charges dont l'avantage est, certes, d'assurer une tension V_{CE} faible en conduction (V_{CEsat}) pour garantir des **pertes en conduction (statiques)** faibles, mais ceci est obtenu au détriment de **pertes en commutation (dynamiques)** plus importantes. Un compromis est donc trouvé pour optimiser globalement les pertes : la zone **B** privilégie les performances dynamiques, tandis que la **C** privilégie la chute de tension en conduction.

Les **limites de fonctionnement statiques** apparaissent aussi sur la **Figure 3** :

- la limite **1** (courant maximal admissible, I_{CM}) est liée à la densité de courant admissible ;
- la limite **2** est la classique hyperbole de dissipation (puissance dissipée constante) ;
- la limite **3** est due au phénomène de second claquage qui accentue localement la densité de courant dans l'émetteur ;
- la limite **4** (tension maximale) résulte de l'existence d'une tension d'avalanche V_{CE0} entre collecteur et émetteur lorsque le courant de base est nul.

Enfin, la dernière limite (V_{CEV}) est la caractéristique d'avalanche lorsque la base est polarisée négativement. Cette limite est parfois utile pour bloquer une tension comprise entre V_{CE0} et V_{CEV} si le courant de collecteur est nul.

III.2. Comportement dynamique

Le comportement dynamique est indissociable de la commande (i_B) et du contexte (évolution de i_C contrainte par la charge). On s'intéresse alors aux évolutions idéalisées (Figure 4) du courant de collecteur i_C et de base i_B .

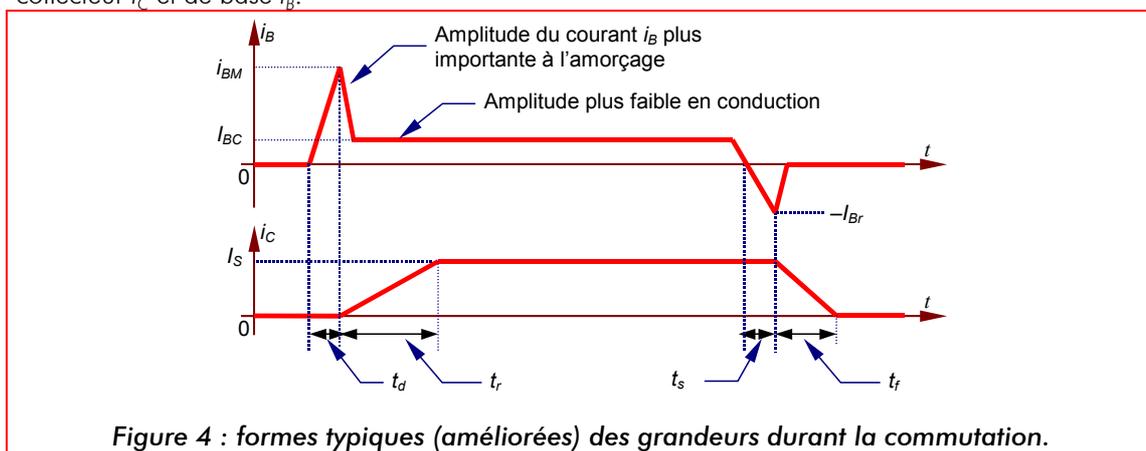


Figure 4 : formes typiques (améliorées) des grandeurs durant la commutation.

La mise en conduction est obtenue avec un retard t_d (**d** pour **delay**, **retard**) par rapport au début de l'injection du courant de base. Le courant de collecteur croît ensuite jusqu'à la valeur I_S pendant la durée t_r (**r** pour **rise**, **montée**). Pour assurer des durées t_d et t_r minimales, la valeur crête du courant de base est largement supérieure à celle au régime établi (pour assurer une forte injection de charges et donc une saturation rapide). Le courant de base peut ensuite revenir à une valeur plus faible dès que le composant en conduction.

Le blocage consiste à évacuer rapidement les charges qui avaient été accumulées dans la base lors de la saturation. Cette extraction des charges est caractérisée par la durée t_s (**s** pour **storage**, **stockage**). La diminution de cette valeur est favorisée par une pointe de courant de base négative. Après cette phase, le courant de collecteur décroît durant t_f (**f** pour **fall**, **descente**).

Amélioration de la commutation

La Figure 5 présente un procédé d'anti-saturation très efficace. En écrivant la loi sur les tensions en tenant compte des courants qui les influencent, on obtient :

$$v_{CE} = v_{Db}(i_B) + v_{BE}(i_B) - v_{Das}(i_B^+ - i_B)$$

Cette relation montre que si $i_C \uparrow$ alors $i_B \uparrow$ et conduit à une compensation de la tension v_{CE} par un effet de contre-réaction.

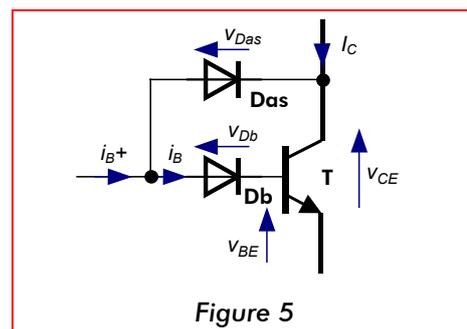


Figure 5

Enfin le montage de la Figure 6 permet d'assurer le profil de courant de la Figure 4.

Les transistors T_1 et T_2 permettent d'obtenir des courants de base respectivement positifs et négatifs. L'étage est piloté par une source de courant commandée délivrant des créneaux $0-i_{B1}$. Le courant i_{B1} met T_1 en conduction qui injecte i_B . Son absence met T_2 en conduction pour extraire i_B .

La boucle anti-saturation reprend le principe énoncé, en utilisant la jonction BE de T_1 pour la diode D_b . Ce montage de la diode anti-saturation la rend bloquée au front de courant i_{B1} . Ceci permet de délivrer une pointe de courant i_B qui revient à une valeur plus faible quand le transistor T_p devient passant.

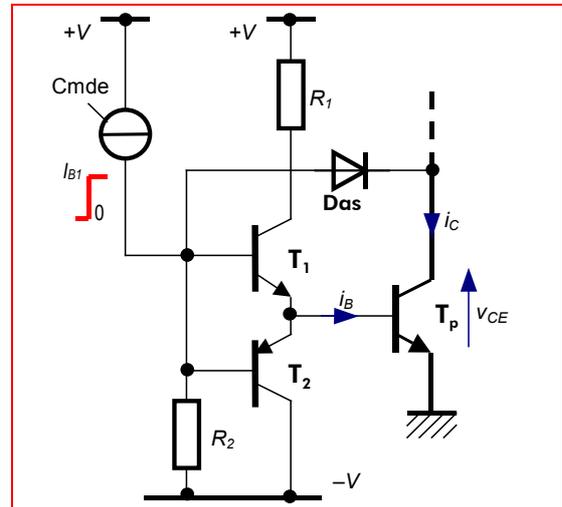


Figure 6 : exemple de commande de base.

IV. Le modèle parfait

Pour effectuer les études des montages à transistors de puissance, on utilise la caractéristique statique idéalisée de la Figure 8. Ceci correspond au modèle simplifié à l'état bloqué (interrupteur ouvert) de la Figure 7 et à l'état passant (interrupteur fermé) de la Figure 9.

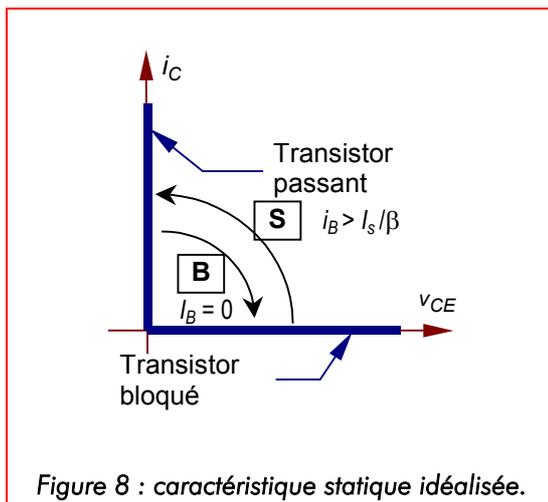


Figure 8 : caractéristique statique idéalisée.

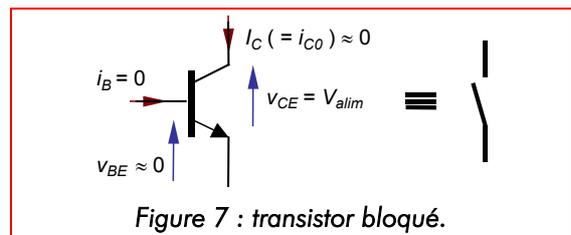


Figure 7 : transistor bloqué.

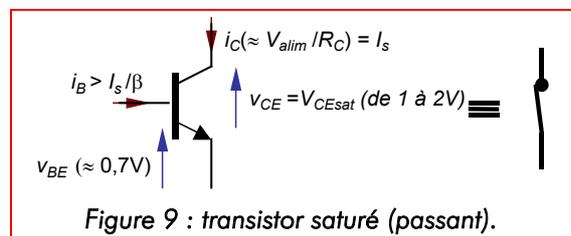


Figure 9 : transistor saturé (passant).

V. Quelques ordres de grandeur

On peut trouver à ce jour des transistors pouvant commuter des courants jusqu'à 1 000 A (I_{FM}) sous des tensions jusqu'à 1 000 V (V_{CE0}). Ceux-là sont surtout utilisés dans les hacheurs. Pour les convertisseurs à découpage, les grandeurs s'établissent autour de 500 V pour 20 A.

VI. Bibliographie

- Ferrieux J.-P. et Forest F. Alimentations à découpage – Convertisseurs à résonance. Collection technologies. Masson.