

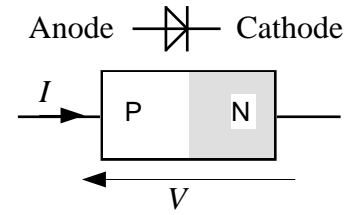
## C21 - Commutateurs de puissance

### Rappels : propriétés des diodes PN

Caractéristique d'une diode jonction :

$I$  : courant dans la diode

$$I = I_s \left( e^{\frac{qV}{k\theta}} - 1 \right)$$



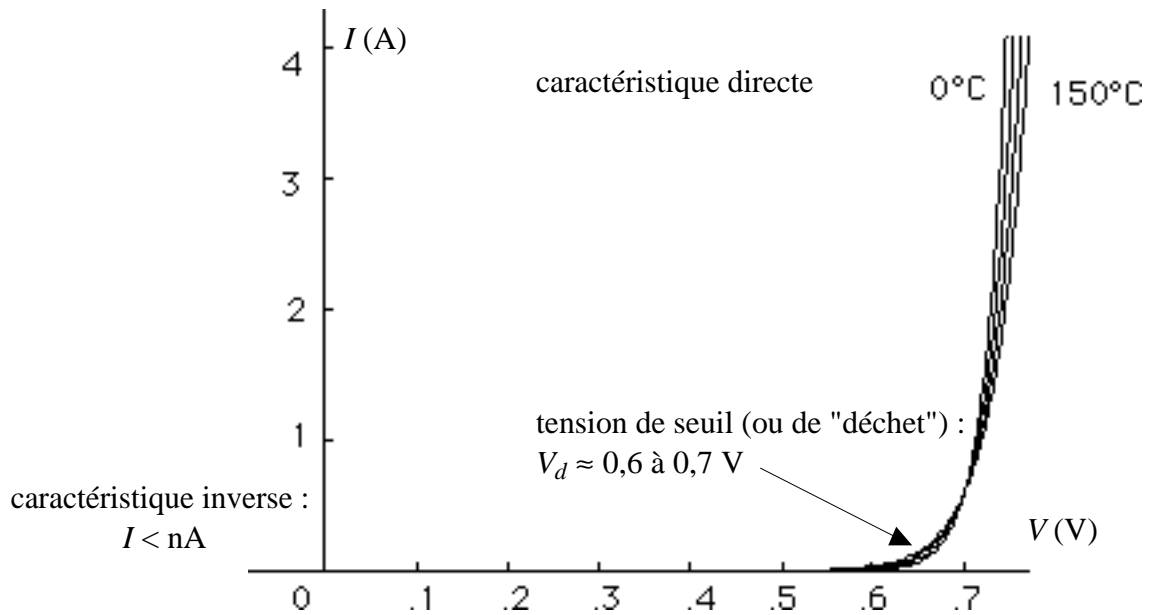
$V$  : ddp aux bornes de la diode

$I_s$  : courant de saturation  $\approx 1$  pA à 25 °C

$q$  : charge élémentaire (électron)  $\approx 1,6 \cdot 10^{-19}$  Cb

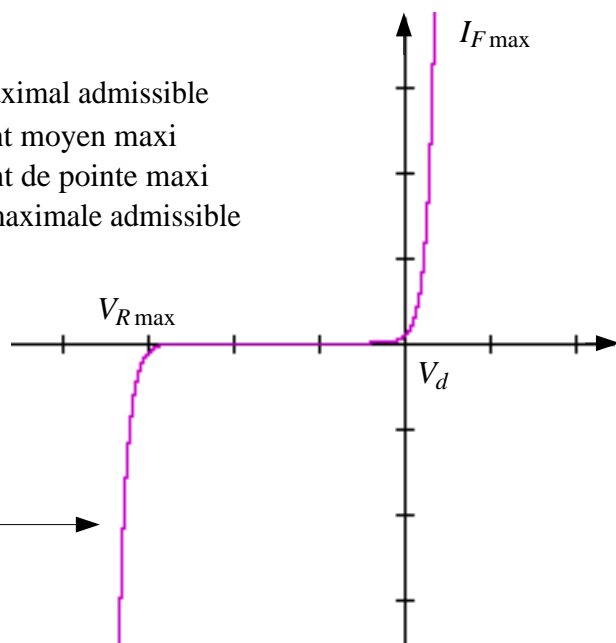
$k$  : constante de Boltzmann  $\approx 1,38 \cdot 10^{-23}$  J/°K

$\theta$  : température en Kelvin

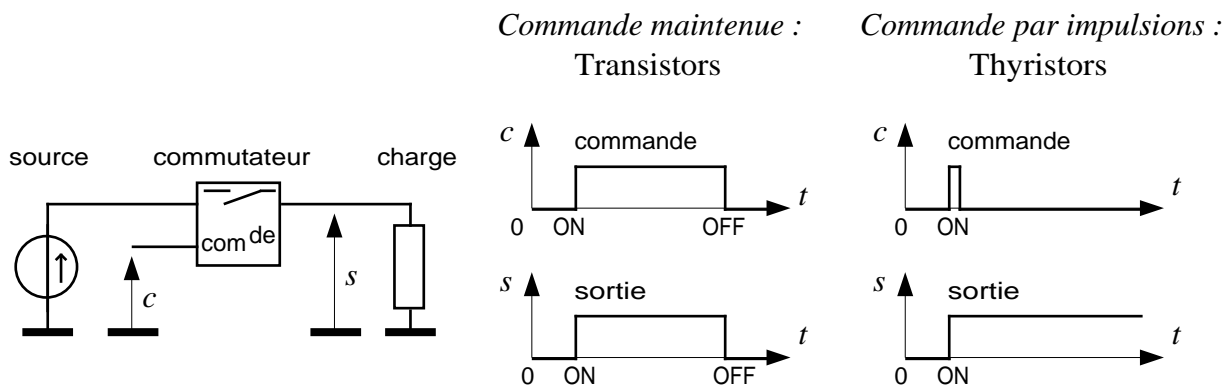


Valeurs maximales admissibles :

- $I_{F\max}$  : courant direct (*Forward*) maximal admissible
- NB : il faut distinguer entre : - courant moyen maxi  
- courant de pointe maxi
- $V_{R\max}$  : tension inverse (*Reverse*) maximale admissible  
( $\approx 10^2$  à  $10^3$  V)



**Propriétés générales des commutateurs de puissance**



Extinction des commutateurs à commande maintenue : dès que la commande est supprimée.

Extinction des commutateurs à commande par impulsions, par :

- une autre impulsion (par ex. impulsion < 0 sur les thyristors GTO)
- blocage par extinction du courant commandé ou *commutation naturelle* (ex. en AC)
- blocage par inversion forcée du courant commandé à l'aide d'un circuit auxiliaire ou *commutation forcée* (ex. : thyristors en DC).

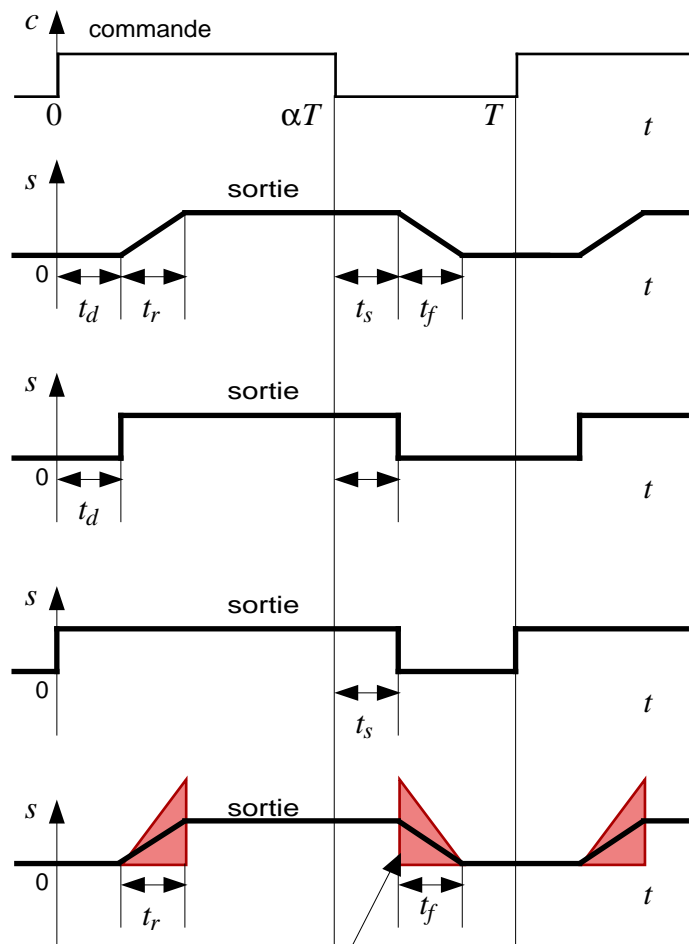
• **Temps de commutation et conséquences**

- $t_d$  (delay) : temps de retard
- $t_r$  (rise) : temps de montée
- $t_s$  (storage) : temps de stockage (transistors)
- $t_f$  (fall) : temps de descente

Introduction d'un **retard pur** dans les systèmes de régulation rapide

Modification du **rapport cyclique** (cas des hacheurs, onduleurs,...)

**Pertes par commutation** (tous systèmes, du pentium au TGV, du nW au MW !)



énergie perdue par effet Joule pendant la commutation

*Conséquences : limitations fonctionnelles des commutateurs :*

- . Fréquence de commutation maximale : qq 10 kHz dans un hacheur, qq GHz dans un pentium...
- . Pertes Joule : nécessité d'un **radiateur**, voire d'un **ventilateur**.
- . Rendement :  $\eta$  toujours  $< 100\%$

*Commutateur idéalisé :*

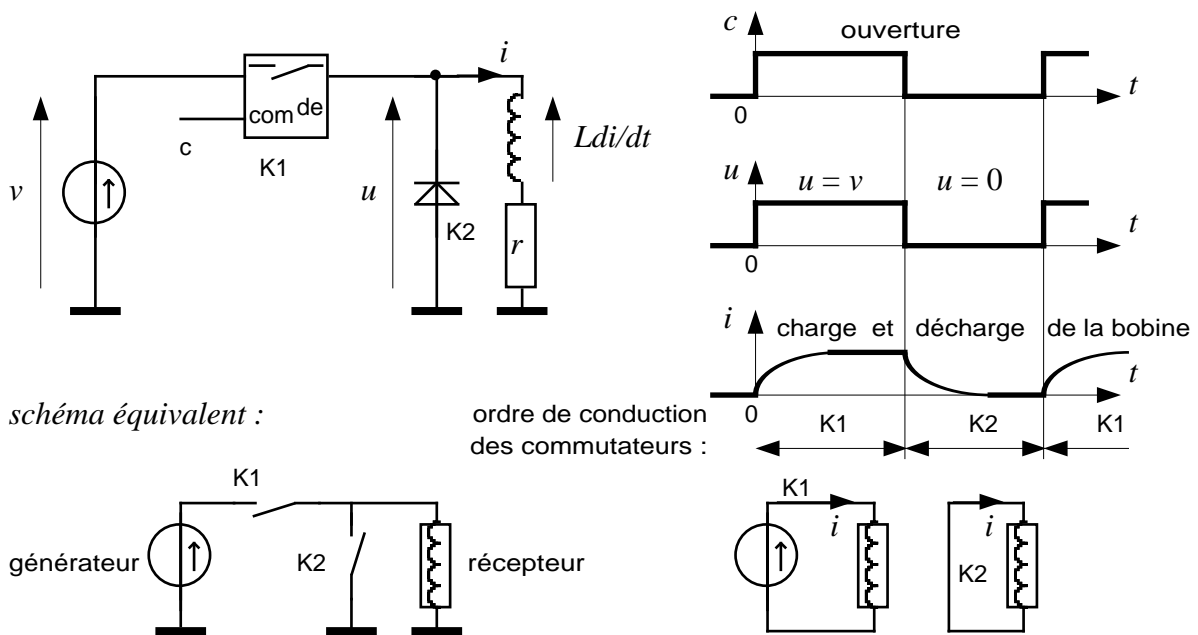
- . Fréquence de commutation illimitée
- . Pertes Joule négligées et rendement  $\eta \equiv 100\%$

**• Commutation sur charge inductive**

A l'ouverture d'un circuit inductif d'inductance  $L$  se produit une surtension  $Ldi/dt$  d'autant plus importante que la coupure du courant est rapide. Cette surtension peut entraîner un défaut de fonctionnement du commutateur, voire sa destruction.

Pour éviter cela, il faut assurer la décharge du circuit inductif (à l'ouverture) en plaçant en parallèle sur celui-ci une diode dite "diode de récupération" ou "diode de roue libre".

*Exemples : commandes de moteurs, de relais, de contacteurs,...*



**• Génération de courants harmoniques par commutation**

Tout système de commutation modifie la forme des signaux fournis par le réseau de distribution, normalement purement sinusoïdaux. Le signal découpé, non sinusoïdal, contient donc des harmoniques, dont il convient de tenir compte :

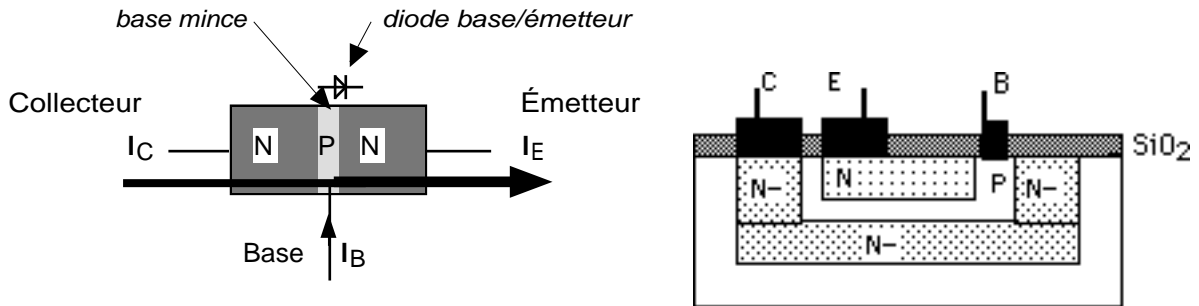
- au niveau du réseau de distribution, parcouru par des courants non sinusoïdaux.
- au niveau de l'équipement, alimenté par des tensions et/ou des courants non sinusoïdaux.

Voir notamment § B24 (transformation de Fourier), C22 (redresseurs), C25 (onduleurs).

### Commutateurs à transistors bipolaires

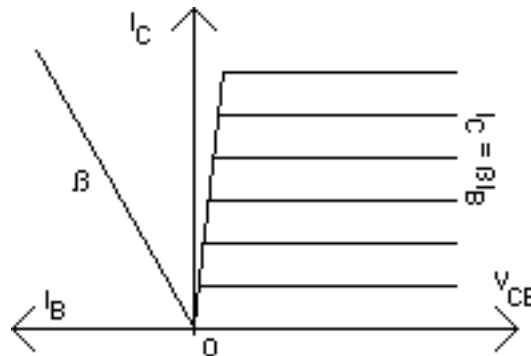
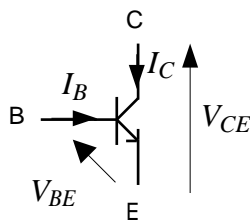
• **Principe : effet transistor :**

Effet de base mince, qui permet le contrôle du courant principal par  $I_B \Rightarrow I_C = \beta I_B$



• **Caractéristique de sortie**

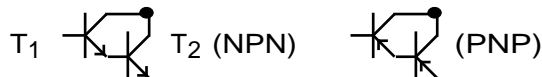
Le transistor bipolaire est un générateur de courant commandé en courant :



- Effet transistor :  $I_C = \beta \cdot I_B$   
 $\beta$  (également noté  $h_{21E}$ )  $\gg 1$   
 coeff. d'amplification de courant
- Loi des nœuds :  $I_E = I_C + I_B \approx I_C$
- Jonction base-émetteur :  $V_{BE} \approx 0,7 \text{ V}$

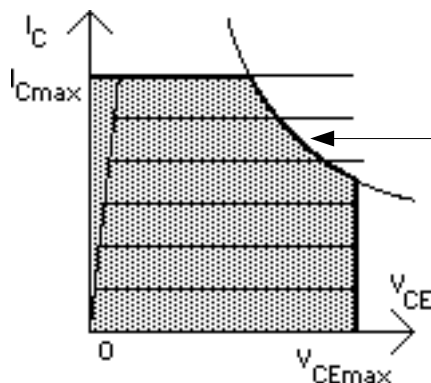
NB : montage "Darlington" :

$\beta \approx \beta_1 \beta_2$



Limites de fonctionnement d'un transistor : Aire de sécurité

Le point de fonctionnement doit toujours se situer à l'intérieur d'une zone, appelée **aire de sécurité**, délimitée dans le réseau  $I_C(V_{CE})$  par le courant direct maximal admissible  $I_{Cmax}$ , la tension collecteur/émetteur maximale  $V_{CEmax}$ , et la puissance maximale  $P_{dmax}$  que peut dissiper le transistor :



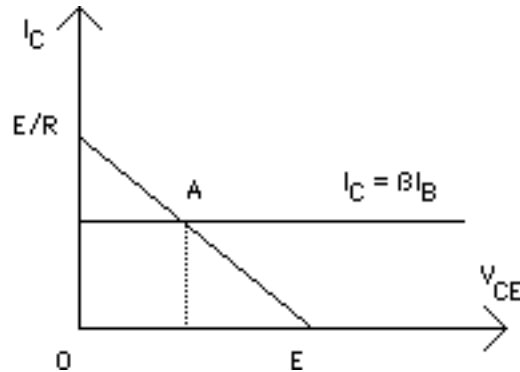
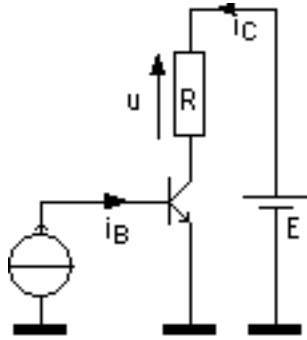
"hyperbole de dissipation" :

$$P_d = I_C \cdot V_{CE} \Rightarrow I_C = \frac{P_{dmax}}{V_{CE}}$$

• **Fonctionnement en classe A (régime linéaire, schéma unipolaire)**

*Polarisation* (= détermination du point de repos) :

a) *Polarisation en courant* (ou "attaque en courant")  $\Leftrightarrow$  charge au collecteur



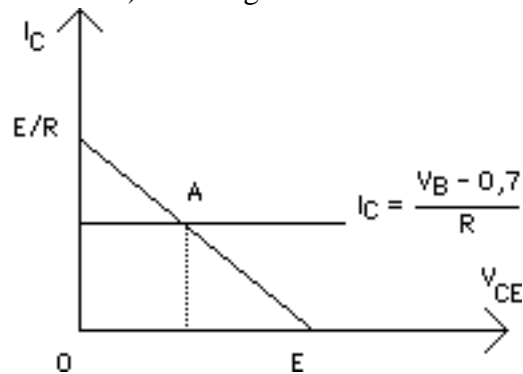
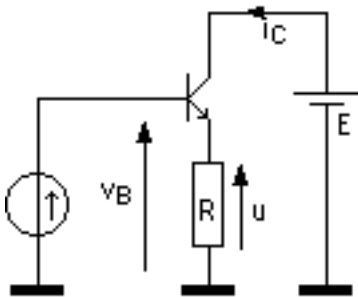
$$E = V_{CE} + RI_C \Rightarrow I_C = -\frac{1}{R}V_{CE} + \frac{E}{R}$$

Cette équation se traduit sur la caractéristique de sortie par une droite de pente négative en  $-1/R$ , appelée **droite de charge**. Le point de repos du transistor (point A) est déterminé par l'intersection de cette droite avec le réseau  $I_C = \beta I_B$ , pour une valeur de  $I_B$  donnée.

• **Avantage** : ce montage amplifie en courant et en tension

• **Inconvénient** : ce montage présente une grande sensibilité aux incertitudes sur la valeur de  $\beta$ , qui varie selon le type de transistor, les conditions de fonctionnement (courant faible ou fort), la température, etc.

b) *Polarisation en tension* (ou "attaque en tension")  $\Leftrightarrow$  charge à l'émetteur



$$E = V_{CE} + RI_E \approx V_{CE} + RI_C \Rightarrow I_C \approx -\frac{1}{R}V_{CE} + \frac{E}{R} \text{ (droite de charge)}$$

$$V_B = V_{BE} + R \cdot I_E \approx 0,7 + R \cdot I_C \Rightarrow I_C \approx \frac{V_B - 0,7}{R}$$

• Le point de repos du transistor (point A) est déterminé par l'intersection de la droite de charge avec la droite  $I_C = c^{te}$ , fixée par la tension d'entrée du montage ( $V_B$ )

• **Avantage** : le fonctionnement du montage est indépendant de  $\beta$ .

• **Inconvénient** :  $u \approx V_B \Rightarrow$  ce montage n'amplifie pas en tension.

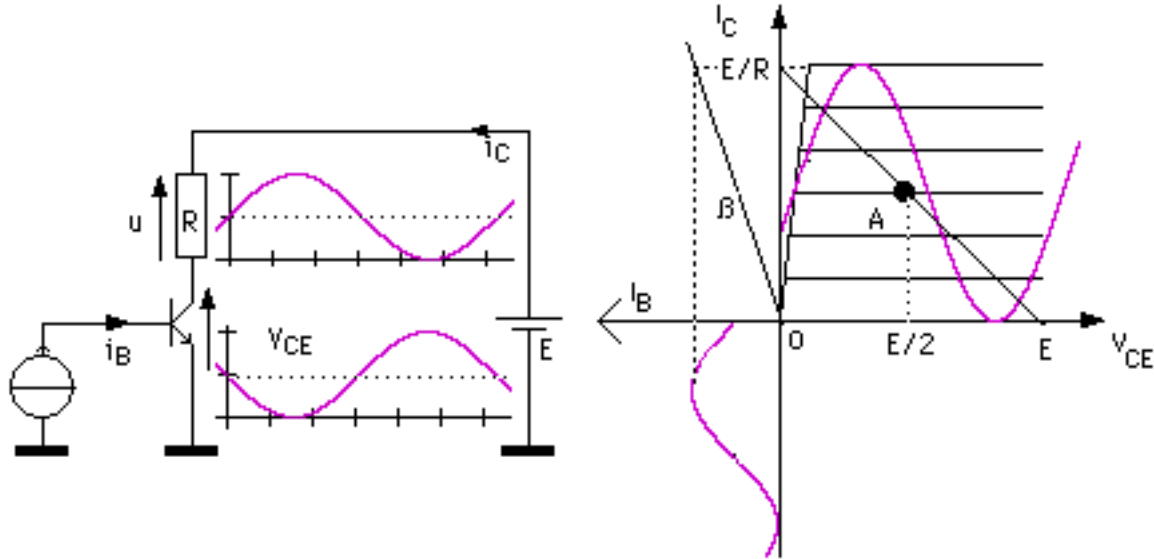
*Amplification en classe A*

C'est le schéma unipolaire basique. Le point de repos est fixé en milieu de droite de charge. Si l'excursion de courant est maximale (= comprise entre 0 et  $I_{C_{sat}} = E/R$ ), la tension aux bornes de la charge vaut :

$$u(t) = \frac{E}{2} + \frac{E}{2} \sin \omega t$$

Inconvénient : même au repos, ce montage dissipe de la puissance :  $P_{do} = E \cdot I_{C \text{ sat}} / 4 \Rightarrow$  nécessité de radiateurs volumineux dans le cas d'un système de puissance.

Avantage : excellente linéarité.



• **Fonctionnement en classe B (régime linéaire, schéma bipolaire)**

*Polarisation*

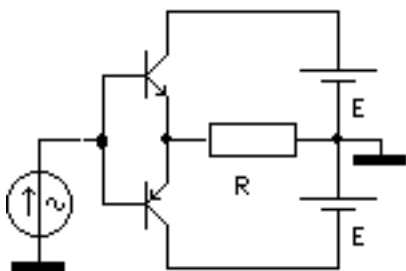
But : faire circuler dans la charge un courant de sens quelconque ( $>0$  ou  $<0$ )

Schéma : montages à transistors complémentaires (paires NPN/PNP), charge à l'émetteur.

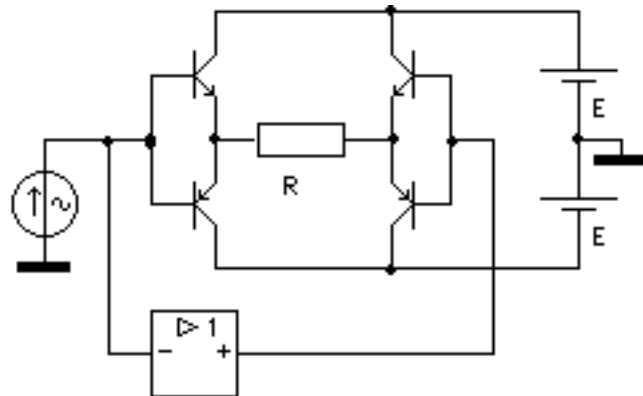
Principe de fonctionnement : dès que la tension d'entrée dépasse  $0,7V$ , le transistor NPN conduit, et le transistor PNP est bloqué. Dès qu'elle est inférieure à  $-0,7V$ , c'est le transistor PNP qui conduit.

NB : il existe des montages en pont ou demi-pont réalisés à l'aide de paires de transistors de même type. Mais leur polarisation, avec charge au collecteur, est plus complexe à réaliser.

Montage demi-pont (*push-pull*)



Montage en pont ("pont en H")



*Amplification classe B*

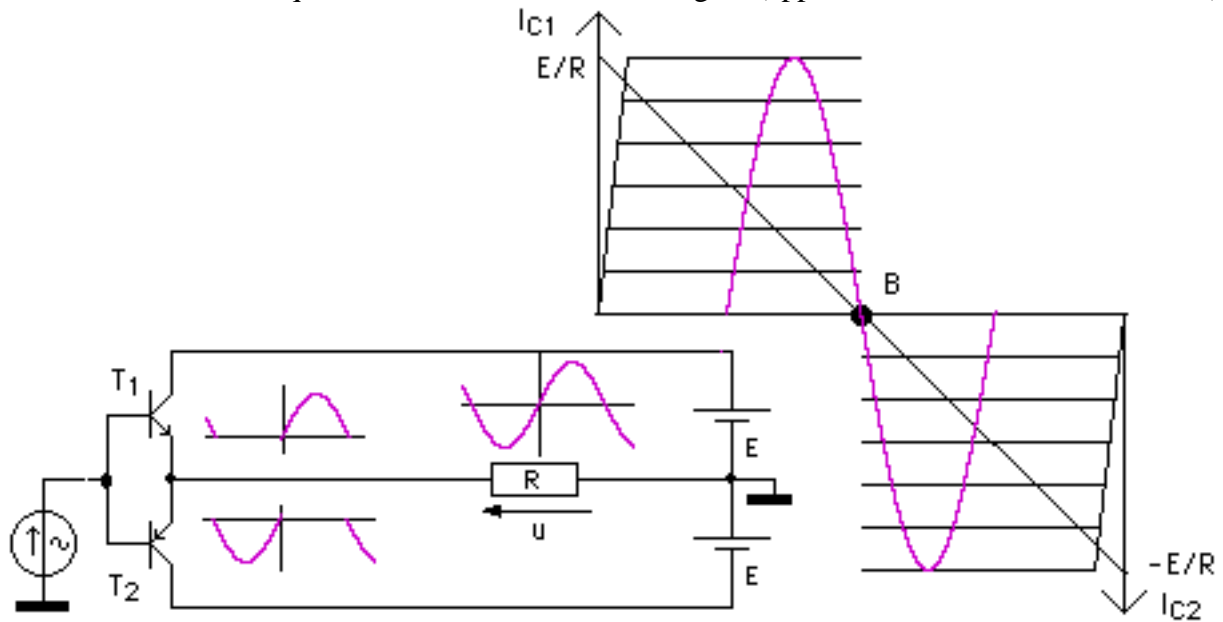
Au point de repos, les transistors sont bloqués.

Montage demi-pont :  $u(t) = E \sin \omega t$

Montage en pont :  $u(t) = 2E \sin \omega t$

Avantage : puissance dissipée nulle au repos (ne chauffe que si l'on s'en sert...)

Inconvénient : défaut de linéarité. En effet, pour  $-0,7 < v_e < +0,7V$ , il n'y a pas de conduction des transistors, ce qui entraîne une distorsion du signal (appelée "distorsion de croisement").



• **Fonctionnement en classe D (régime non linéaire, schéma unipolaire ou bipolaire)**

*Polarisation*

Fonctionnement en tout ou rien : régime de commutation bloqué/saturé :

a) *Blocage* :  $I_C = 0$  ;  $V_{CE} = E$

Le transistor est bloqué si - (polarisation en courant) :  $I_B = 0$   
 - (polarisation en tension) :  $V_B = 0$

b) *Saturation* :  $I_C = E/R$  ;  $V_{CE} \approx 0 V$

Le courant  $E/R$  est appelé **courant de saturation** (noté  $I_{C\text{ sat}}$ ). *Ce courant dépend de la charge, et non du transistor* (ce n'est pas une caractéristique propre à celui-ci).

Le transistor est saturé si - (polarisation en courant) :  $I_B \geq \frac{I_{C\text{ sat}}}{\beta} = \frac{E}{\beta R}$   
 - (polarisation en tension) :  $V_B \geq R \cdot I_{E\text{ sat}} + V_{BE} = E + 0,7V$

*Amplification classe D*

Montage unipolaire :  $u(t) = 0 \text{ ou } E$

Montage demi-pont :  $u(t) = \pm E$

Montage en pont :  $u(t) = \pm 2E$

• **Rendements comparés des classes A, B et D**







On suppose que l'excursion de courant (et de tension) est maximale. Pour la classe A, la puissance modulée dans la charge est celle que fournit la composante alternative du signal.

**Conclusion : le schéma en pont complet classe D fournit la puissance maximale avec le meilleur rendement. C'est pourquoi ce montage est utilisé en électronique de puissance.**

	puissance dissipée au repos	puissance modulée dans la charge	puissance fournie par l'alim.	rendement (%)
	$P_{do}$	$P_u$	$P_a$	$n = P_u/P_a$
A	$\frac{E^2}{4R}$	$\frac{E^2}{8R}$	$\frac{E^2}{2R}$	25%
B 1/2 pont	0	$\frac{E^2}{2R}$	$\frac{2E^2}{\pi R}$	78%
B pont complet	0	$\frac{2E^2}{R}$	$\frac{8E^2}{\pi R}$	78%
D 1/2 pont	0	$\frac{E^2}{R}$	$\frac{E^2}{R}$	100%
D pont complet	0	$\frac{4E^2}{R}$	$\frac{4E^2}{R}$	100%

**Commutateurs à transistors à effet de champ**

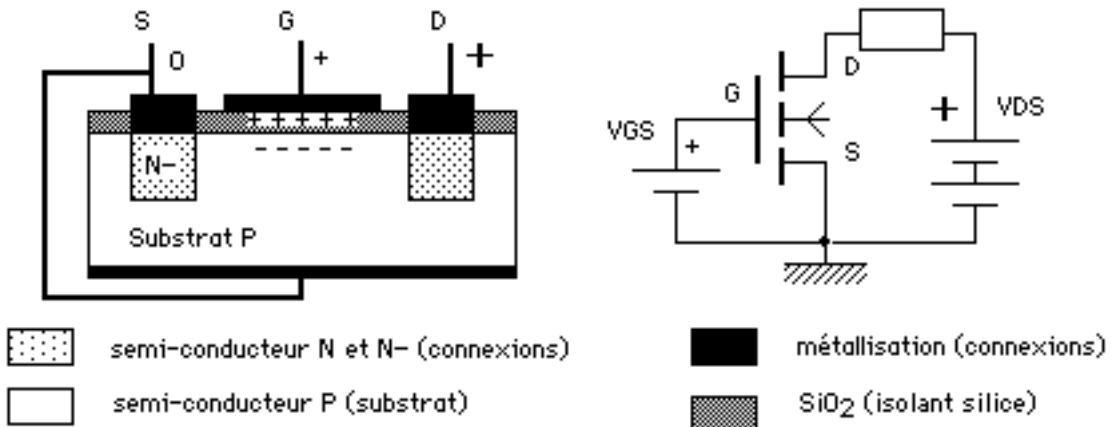
• Principe du Transistor à Effet de Champ ou TEC (Field Effect Transistor : FET)

- . TEC-jonction (JFET) : canal N :  canal P : 
- . TEC à grille isolée (MOS : Métal-Oxyde-Semiconducteur ou MOSFET) :  
 (NMOS) (PMOS)
- à déplétion : canal N :  canal P : 
- à enrichissement : canal N :  canal P : 

Exemple : MOS à enrichissement canal N (le plus courant)

Electrodes : G = Grille (commande) ; D = Drain S = Source

L'effet de champ est un effet électrostatique. La zone du substrat située entre drain et source, appelée "canal", devient conductrice lorsque la grille est polarisée positivement.



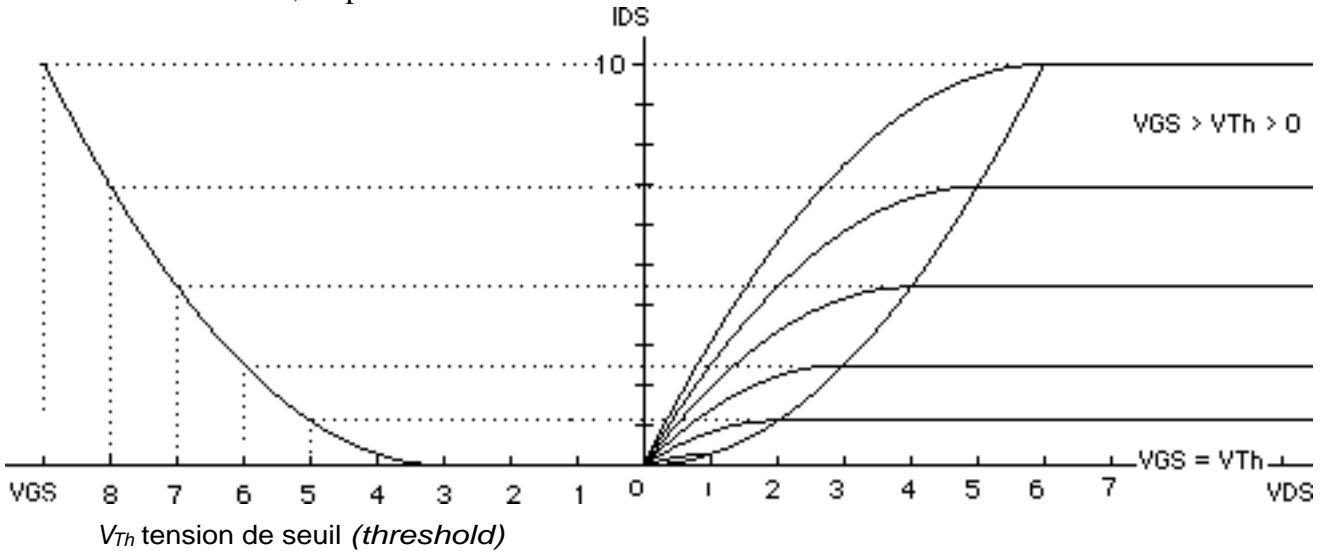


• **Caractéristique**

Le transistor à effet de champ est un générateur de courant commandé en tension

Avantage : très grande impédance d'entrée (à cause de l'isolation de la grille dans le cas du MOSFET) ⇒ interfaçage direct possible d'un système numérique avec un système de puissance.

Inconvénients : mauvaise linéarité (caractéristique d'entrée parabolique) ⇒ peu utilisé en classes A ou B ; dispositif limité vers les courants forts.



• **Fonctionnement en classe D : MOSFET en commutation**

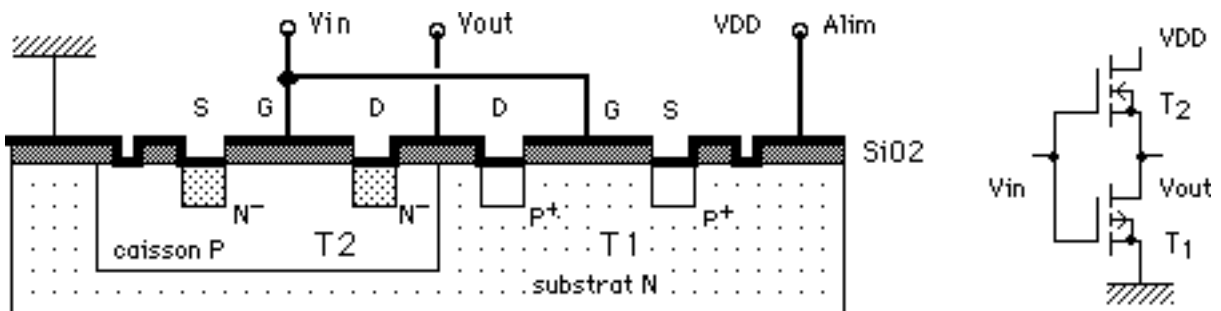
MOSFET utilisé en tant qu'interrupteur commandé en tension

$R_{DS}$  = résistance équivalente du canal entre Drain et Source

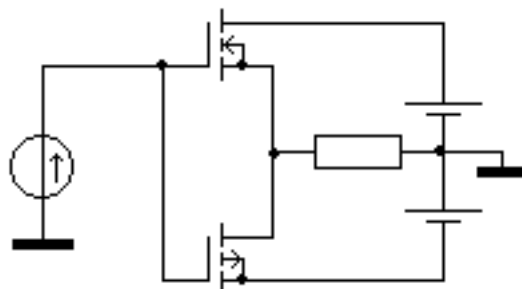
"OFF" ( $V_{GS} = 0$ ) :  $R_{DSOFF} > 1000 \text{ M}\Omega$

"ON" ( $V_{GS}$  maxi) :  $R_{DSON} \approx \text{qq } \Omega$

Schéma bipolaire : CMOS (MOS Complémentaires)



Application : amplificateur classe D (demi-pont ou pont complet) :



## Commutateurs à transistors IGBT

Un transistor IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor* ou transistor bipolaire à grille isolée) associe un transistor MOSFET en commande et un transistor bipolaire en sortie classe D.

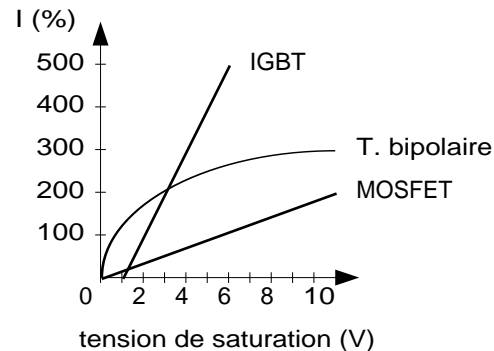
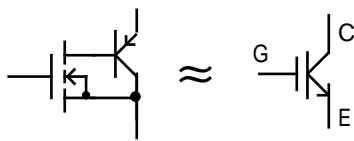
Electrodes : grille, collecteur et émetteur.

Avantages : - grande impédance d'entrée (MOSFET)

- faible  $V_{CE\text{ sat}}$  (t. bipolaire), donc peu de pertes par  $R_{DS\text{ ON}}$

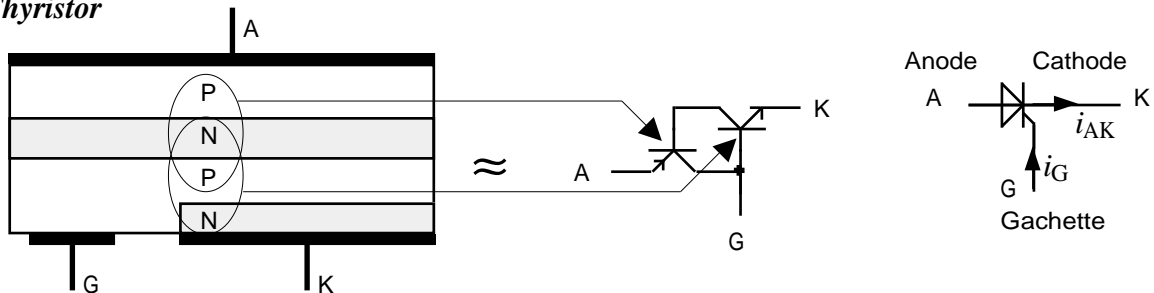
- temps de commutation réduits

- composant robuste (supporte des surcharges importantes de courant, idéal pour les démarrages moteurs)



## Commutateurs à thyristors

### • Thyristor



- thyristor  $\approx$  "diode" à mise en conduction commandée par une (brève) impulsion  $> 0$  sur la gachette.

- principe : association de 2 transistors NPN + PNP couplés par une réaction positive : lors de l'application d'une impulsion de gachette suffisante, le transistor NPN se sature, entraînant la saturation du transistor PNP. Une fois l'impulsion de gachette terminée, les deux transistors restent saturés car le courant collecteur de l'un est le courant de base de l'autre et inversement.

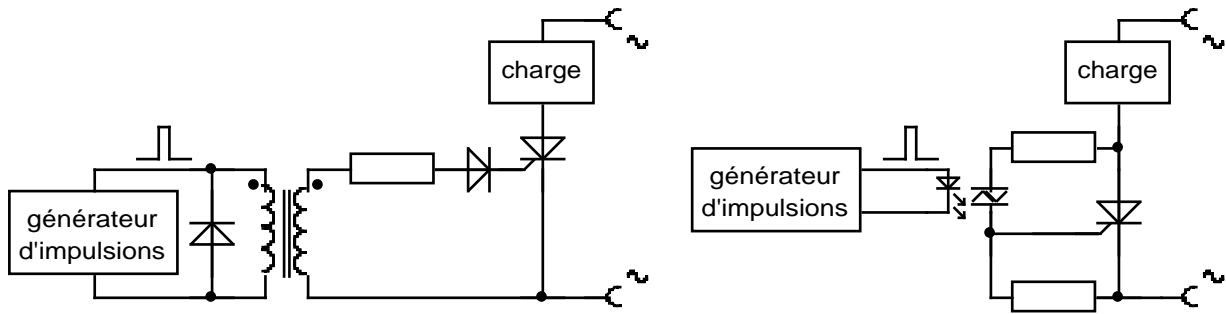
- extinction : lorsque le courant direct  $I_{AK}$  (courant anode/cathode) devient inférieur à une certaine valeur  $I_H$  appelée "courant de maintien" ( $\approx$  qq 10mA).

- avantage : supporte de très forts courants (qq kA), possibilité de commuter de très fortes puissances (qq 10 kW).

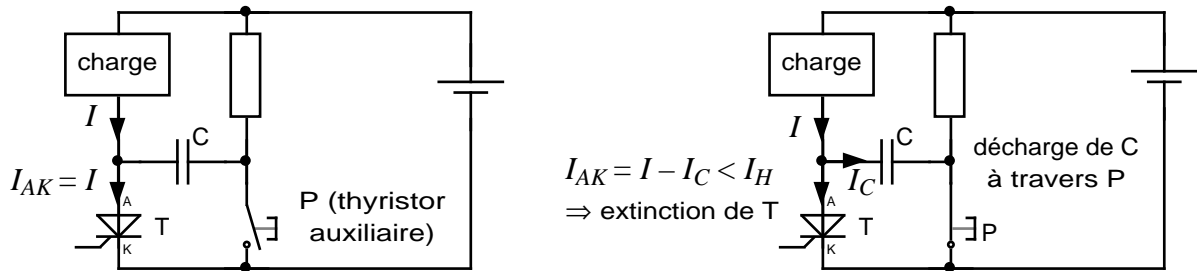
- inconvénients : fiabilité limitée du déclenchement (défauts d'allumage ou d'extinction) ; extinction naturelle impossible en DC.

### Circuit de commande

En général, il est nécessaire d'assurer un isolement galvanique entre le circuit de commande et le circuit de puissance. On utilise pour cela un transformateur d'impulsions ou un phototriac :



Circuit de désamorçage (pour thyristor utilisé en DC) : nécessite des composants auxiliaires.

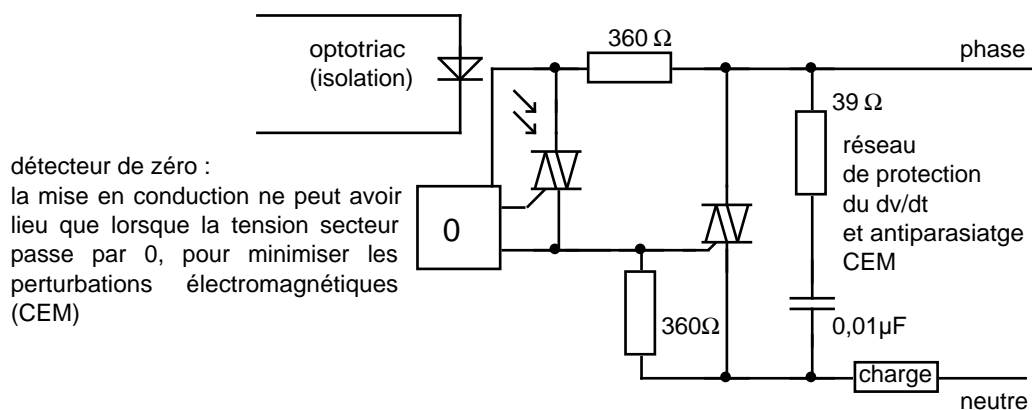


• Thyristor GTO : A K

- thyristor blocable par la gachette
- mise en conduction : impulsion  $> 0$  sur la gachette
- extinction : impulsion  $< 0$  sur la gachette

• Triac : Anode 1 Anode 2  $\approx$

- commutateur bidirectionnel
- mise en conduction : impulsion de courant  $> 0$  ou  $< 0$  sur la gachette, quelque soit le sens du courant  $I_{A1A2}$  qui traverse le triac.
- extinction : lorsque  $|I_{A1A2}| < |I_H|$
- application : *relais statique* (d'après doc Motorola MOC 3061) :



\*\*\*\*\* COMPLEMENTS \*\*\*\*\*

**Circuits de commande d'un transistor NPN de puissance fonctionnant en classe D**

Le coefficient d'amplification en courant  $\beta$  d'un transistor de puissance est en général assez faible (souvent  $< 10$ ). Il est donc nécessaire de préamplifier le courant de base à l'aide d'un transistor auxiliaire ou par un montage Darlington.

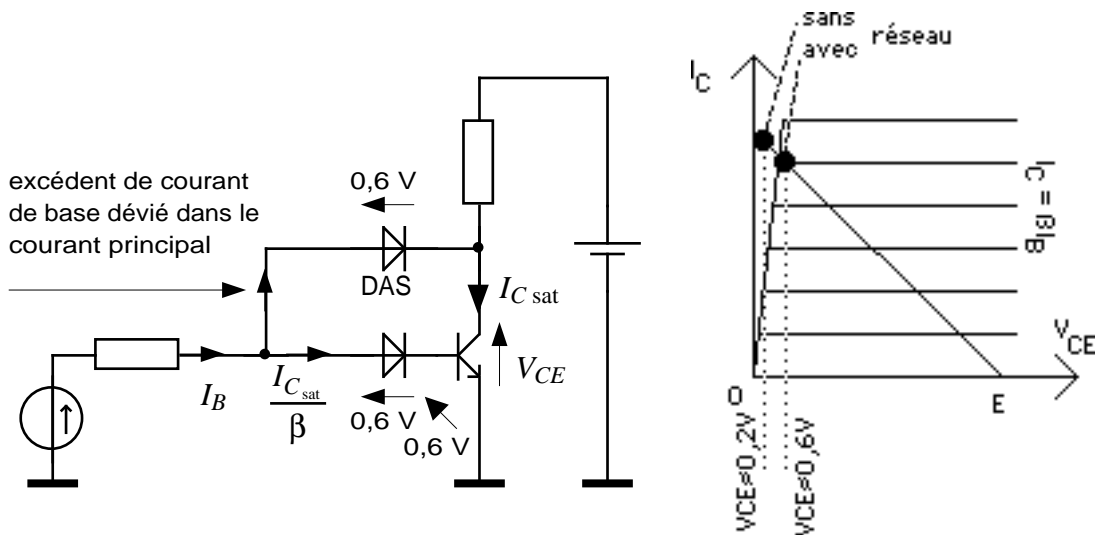
**Réseau d'anti-saturation**

Le blocage du transistor s'effectue avec un temps de retard  $t_s$  ou *temps de stockage*, car pendant la phase de conduction saturée le transistor accumule des charges conductrices superflues qu'il est ensuite nécessaire d'éliminer au blocage.

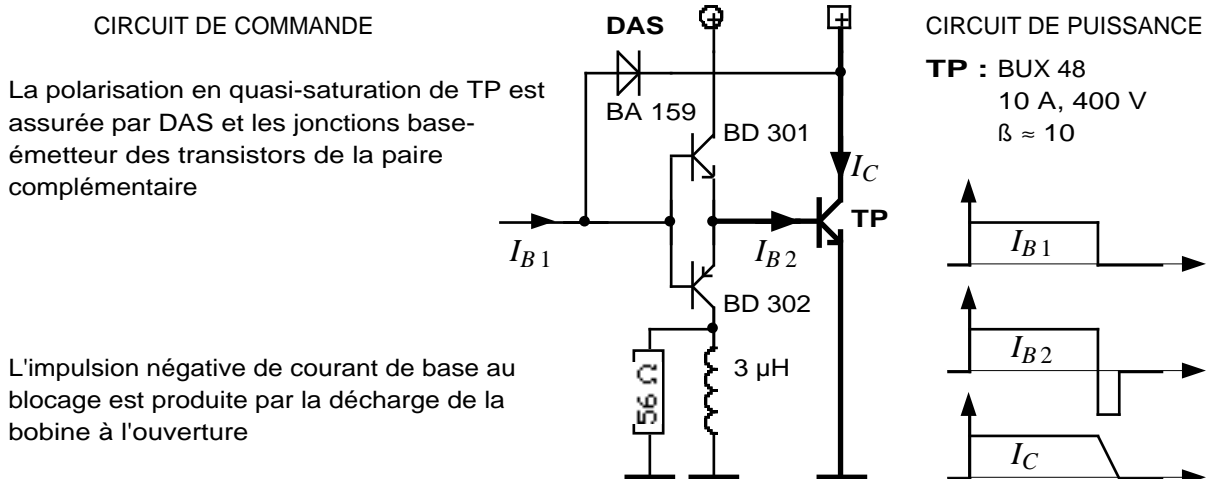
De façon analogue à un condensateur, la charge accumulée  $Q = I_{C\text{ sat}} \cdot t_s$  (exprimée en coulombs) est caractéristique du transistor  $\Rightarrow$  paradoxalement, plus le courant collecteur est faible, plus le temps de stockage est grand.

Pour diminuer  $t_s$ , il faut éviter que le transistor ne se sature trop profondément. La saturation du transistor ayant lieu pour  $V_{CE}$  très faible (typiquement 0,2V), il suffit d'imposer à  $V_{CE}$  une valeur minimale légèrement supérieure en polarisant le transistor en limite de saturation. On utilise pour cela un réseau de diodes qui impose  $V_{CE} \approx 0,6$  à 0,7V.

NB : pour un fonctionnement correct de ce dispositif, il faut que les diodes elle-mêmes commutent rapidement. On utilise pour cela des diodes spéciales à faible temps de commutation, notamment pour la diode base-collecteur, dite diode d'anti-saturation (DAS).

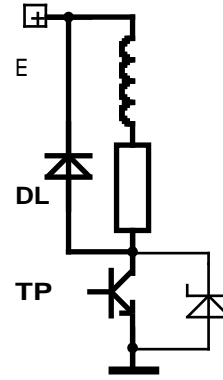


Un autre moyen de diminuer  $t_s$  au blocage est d'envoyer sur la base une courte impulsion de courant négative.  $\Rightarrow$  schéma du circuit de commande: préamplification + réseau d'anti-saturation + impulsion  $< 0$  de courant de base:



**Circuit de protection contre les surtensions**

On utilise une diode Transil pour écrêter d'éventuelles surtensions :



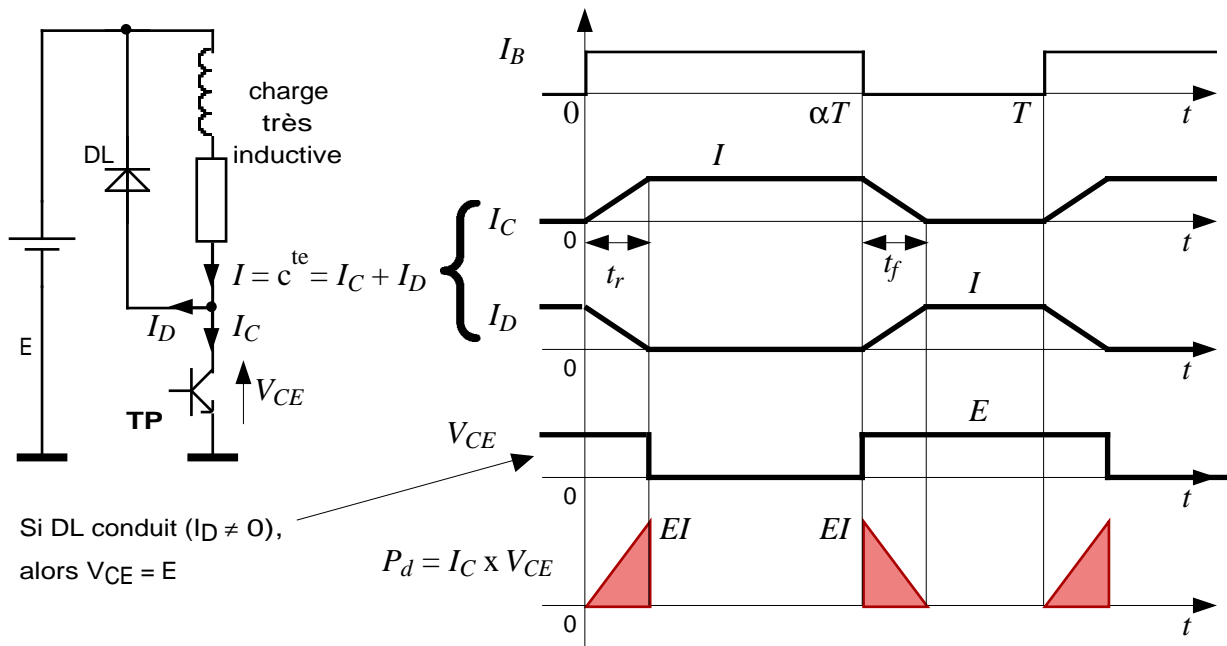
*NB* : protection contre les courts-circuits : un transistor équivalant à un générateur de courant, celle-ci est en principe inutile si l'on contrôle correctement le courant de base. Cela constitue un des points forts des commutateurs à transistors.

**Circuits d'aide à la commutation**

**Problèmes de commutation sur charge très inductive**

Une commutation n'est jamais instantanée : dans un montage associant une charge très inductive (qui impose au courant une valeur à peu près constante) et une diode de roue libre,  $I_C$  et  $V_{CE}$  ont une valeur non nulle l'un et l'autre pendant les commutations.

⇒ problème : simultanéité d'une tension et d'un courant élevés dans le transistor.



Si DL conduit ( $I_D \neq 0$ ),  
alors  $V_{CE} = E$

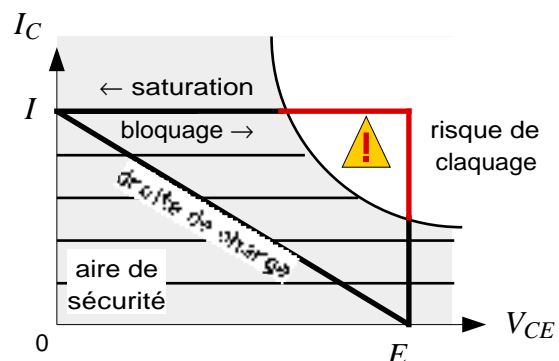
$$P_d = I_C \times V_{CE}$$

Conséquences :

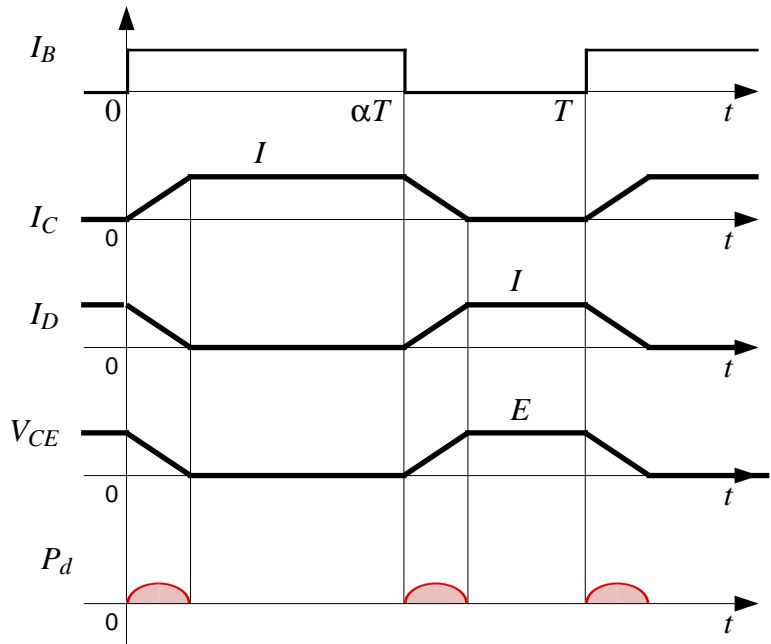
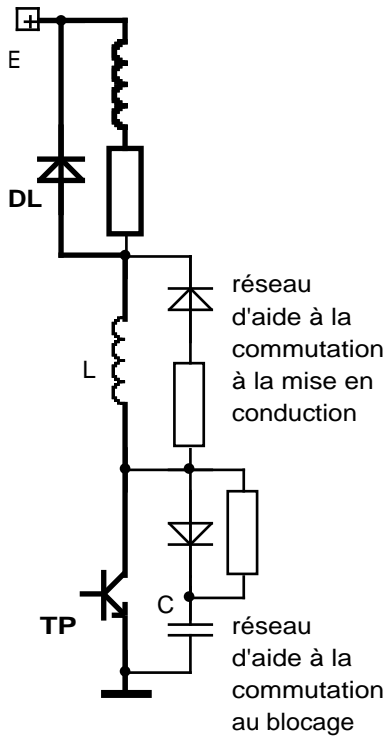
- pertes par commutation car puissance dissipée moyenne :

$$\langle P_d \rangle = E \cdot I \frac{t_r + t_f}{2T}$$

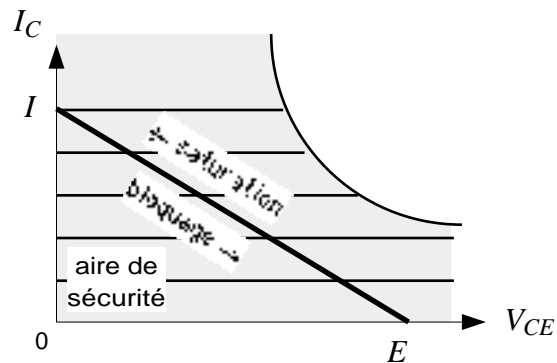
- risque de claquage car le graphe  $I_C(V_{CE})$  sort de l'aire de sécurité pendant les commutations.



**Réseau d'aide à la commutation**



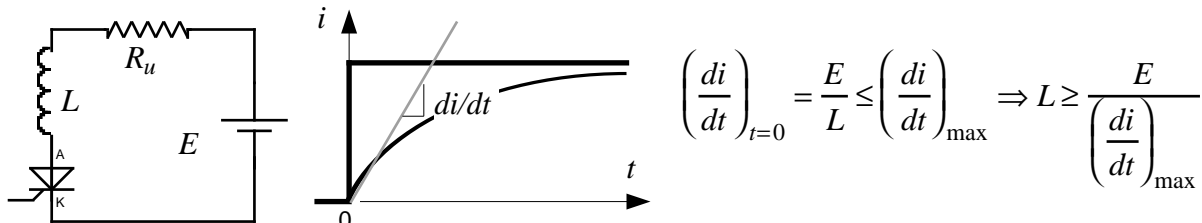
- à la mise en conduction : on ralentit la croissance du courant  $I_C$  par l'inductance  $L$  (qq  $\mu\text{H}$ )
- au blocage, on ralentit la croissance de la tension  $V_{CE}$  par le condensateur  $C$  (qq  $\text{nF}$ )



**Circuit de protection des thyristors**

**• Protection en  $di/dt$  (croissance du courant en  $\text{A}/\mu\text{s}$ )**

Au moment de l'amorçage, le courant anodique commence par s'établir dans une petite zone près de la gachette, puis cette zone s'étend progressivement à toute la jonction. Si le courant augmente trop vite, la densité de courant locale peut être élevée et entraîner la destruction du thyristor. On dit qu'il y a destruction par  $di/dt$ . Le constructeur renseigne l'utilisateur sur la vitesse de croissance limite  $(di/dt)_{\text{max}}$ . La protection contre le " $di/dt$ " consiste à connecter une inductance  $L$  en série.



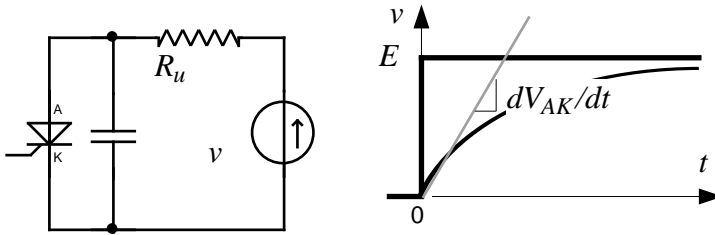
**• Protection en  $dV_{AK}/dt$  (amorçage intempestif)**

Lorsque la tension anode/cathode augmente brusquement, le thyristor étant à l'état bloqué, la capacité de jonction  $C_J$  se charge rapidement et injecte dans la gachette un courant

$i_G = C dV_{AK}/dt$ . Il y a amorçage intempestif par  $dV_{AK}/dt$ .

Le constructeur indique la valeur limite  $(dV_{AK}/dt)_{\max}$ , de l'ordre de qq 100V/ $\mu$ s.

Pour freiner la variation de la tension  $V_{AK}$ , la protection du thyristor consiste à connecter un condensateur en parallèle.



$$C \left( \frac{dV_{AK}}{dt} \right)_{t=0} = \frac{E}{R_u} \leq C \left( \frac{dV_{AK}}{dt} \right)_{\max} \Rightarrow C \geq \frac{E}{R_u \left( \frac{dV_{AK}}{dt} \right)_{\max}} \quad (\text{qq nF})$$