



# **SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE**

Rev 10/2010

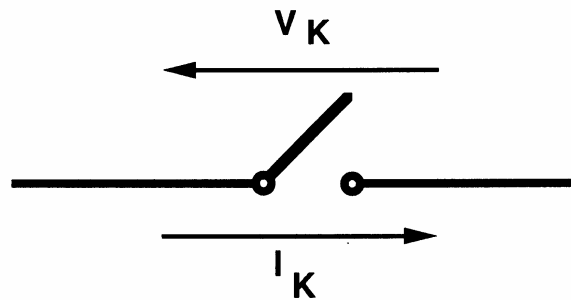
Joël REDOUTEY

# SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE

- Les interrupteurs en électronique de puissance
- Les diodes rapides
- Les transistors bipolaires de puissance
- Les thyristors et les triacs
- Les transistors à effet de champ MOS
- Les IGBT

# L'INTERRUPTEUR de PUISSANCE

## INTERRUPTEUR



TENUE EN TENSION ( $V_k \text{ max}$ )

CALIBRE EN COURANT ( $I_k \text{ max}$ )

CHUTE DE TENSION A L'ETAT PASSANT

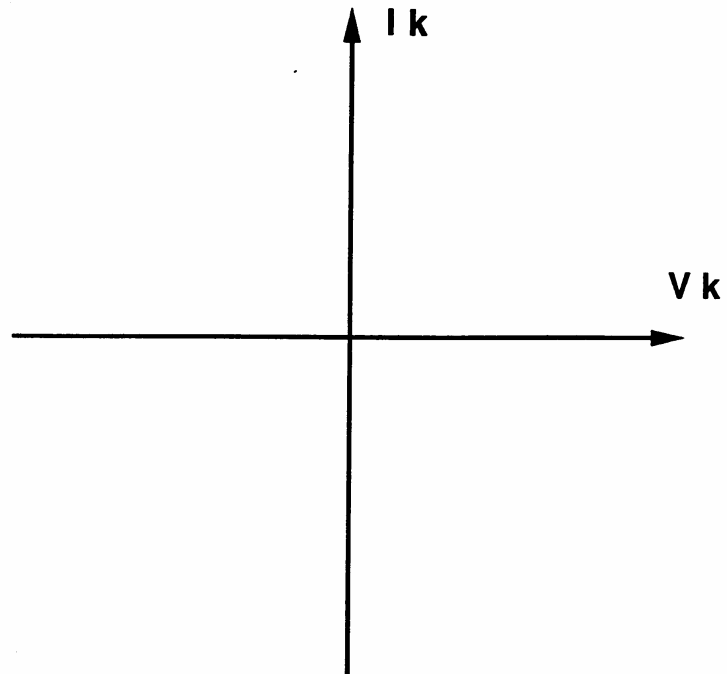
RAPIDITE DE COMMUTATION

POUVOIR DE COUPURE

METHODE DE COMMANDE

COUT

**REPRESENTATION SYMBOLIQUE  
D'UN INTERRUPTEUR**

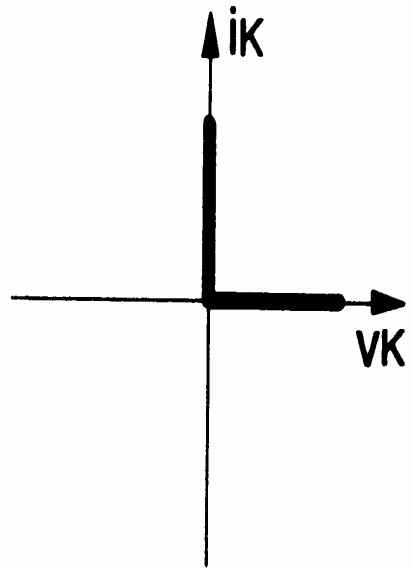


**UNIDIRECTIONNEL  
BIDIRECTIONNEL**

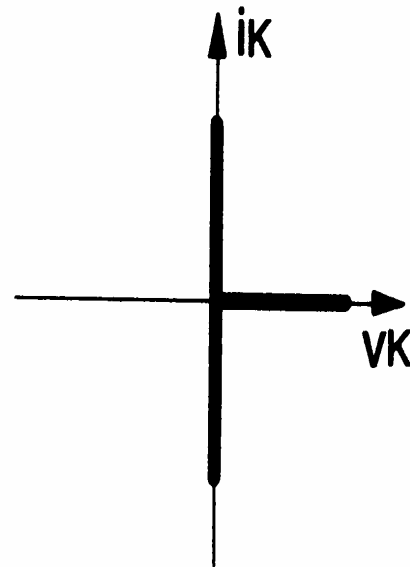
**COMMUTATION**

**EN TENSION  
EN COURANT**

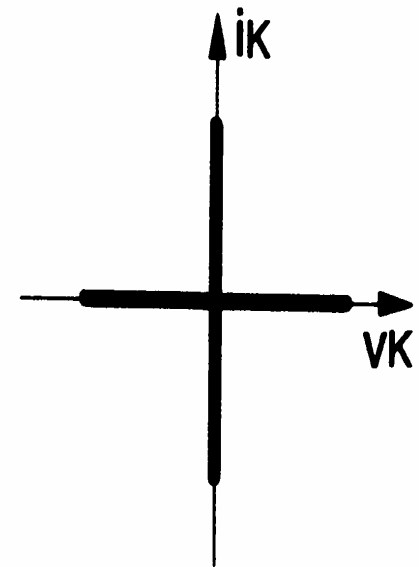
**COMMANDEE  
NATURELLE**



*Caractéristiques à deux segments*

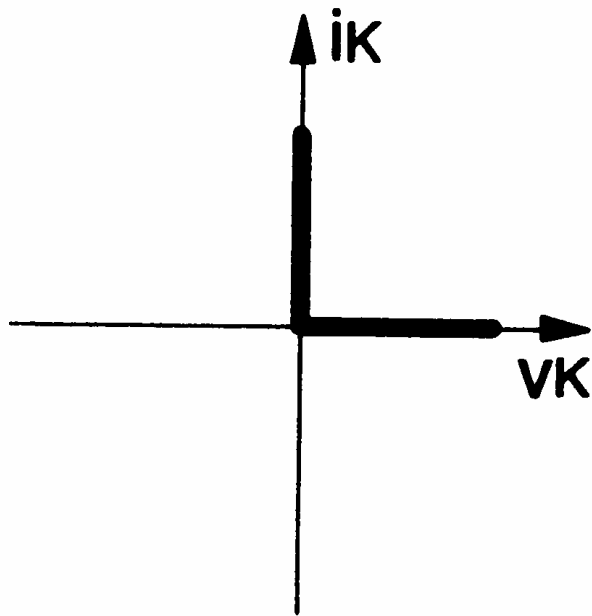


*Caractéristiques à trois segments*

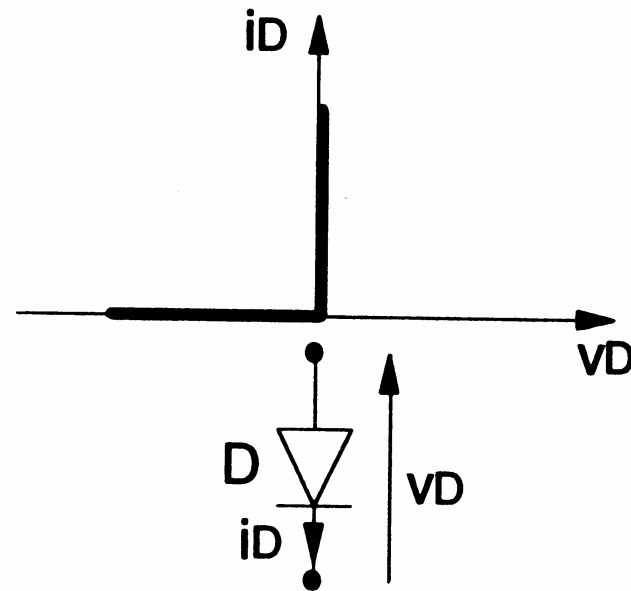


*Caractéristiques à quatre segments*

# Exemple : La diode

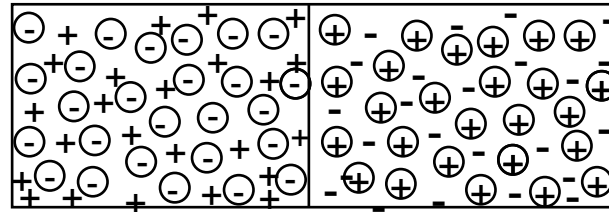
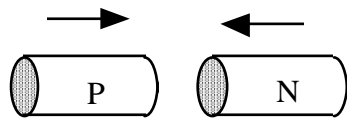


*Caractéristiques à deux segments*

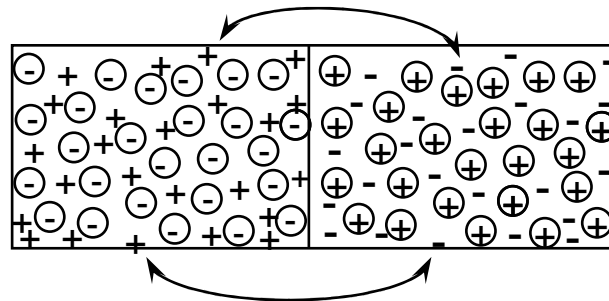


*Diode D*

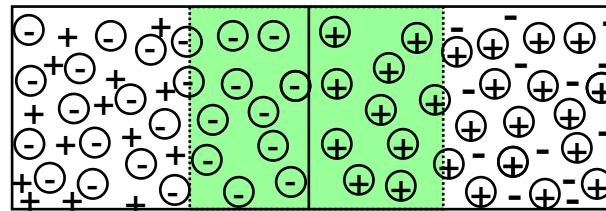
# Représentation imagée d'une jonction



- ⊕ Ion positif
- ⊖ Ion négatif
- Electron libre
- + Trou

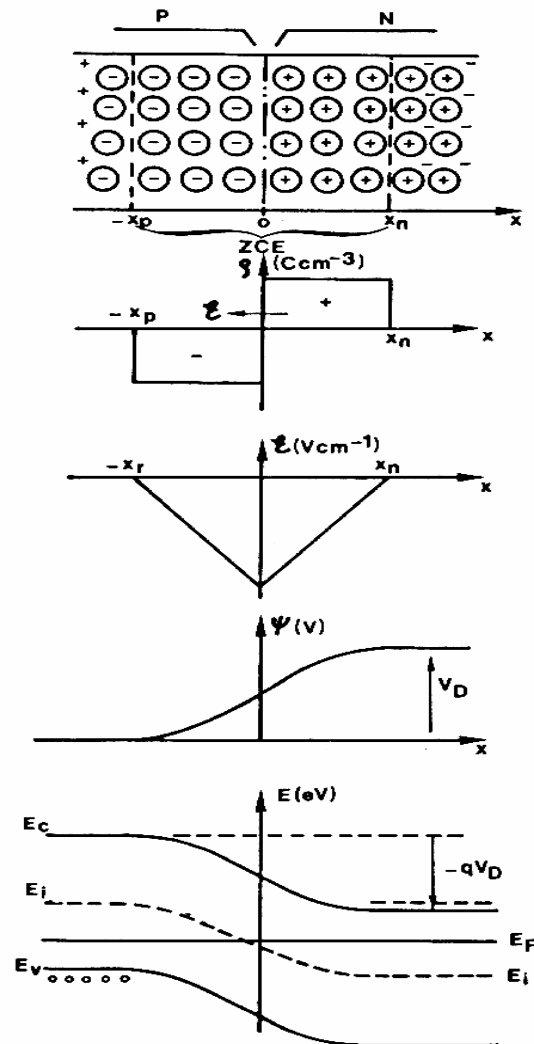


recombinaison d'électrons avec des trous



↔  
ZCE

# Jonction PN à l'équilibre



(a)

(b)

(c)

$$\frac{d\mathcal{E}}{dx} = \frac{\rho}{\epsilon \epsilon_0}$$

(d)

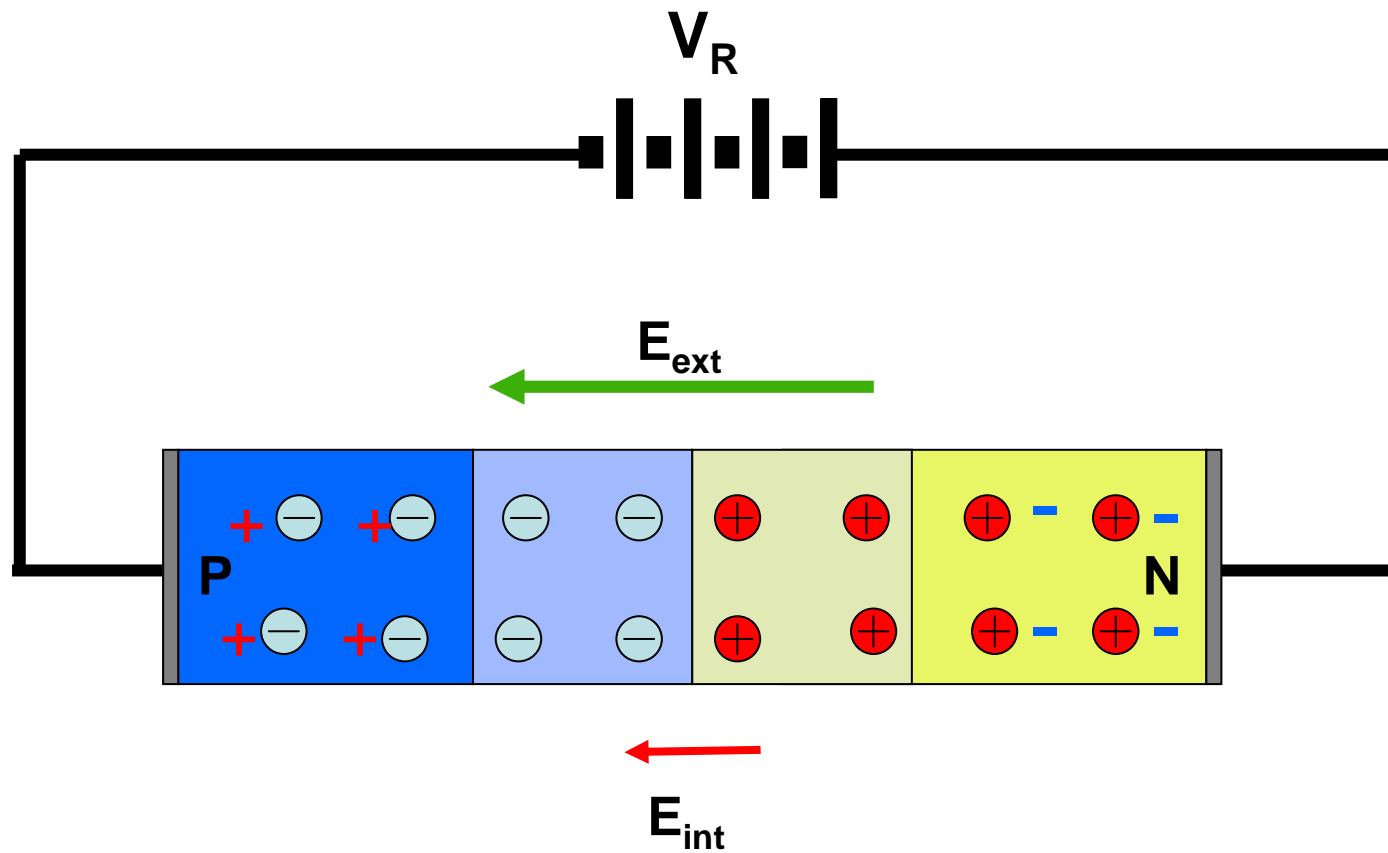
$$-\frac{d\Psi}{dx} = \mathcal{E}$$

(e)

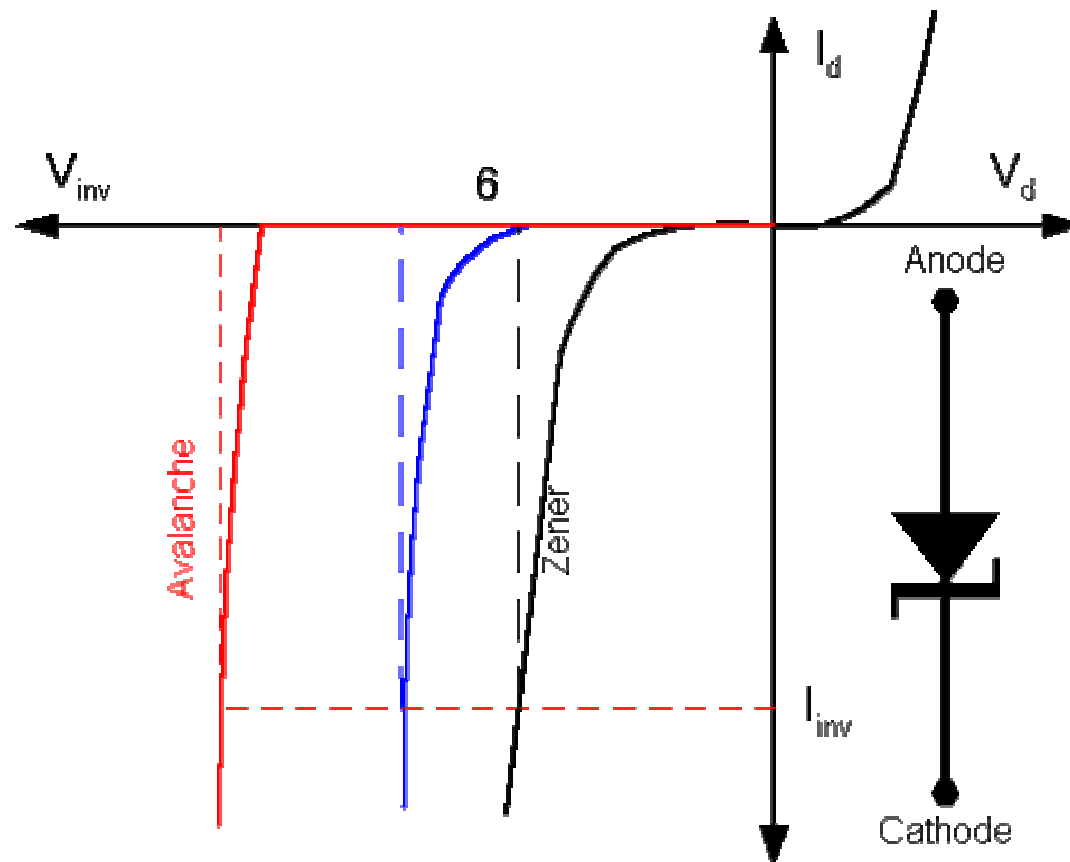
$$E_i = -q\Psi$$



# Jonction PN en polarisation inverse



# caractéristique inverse

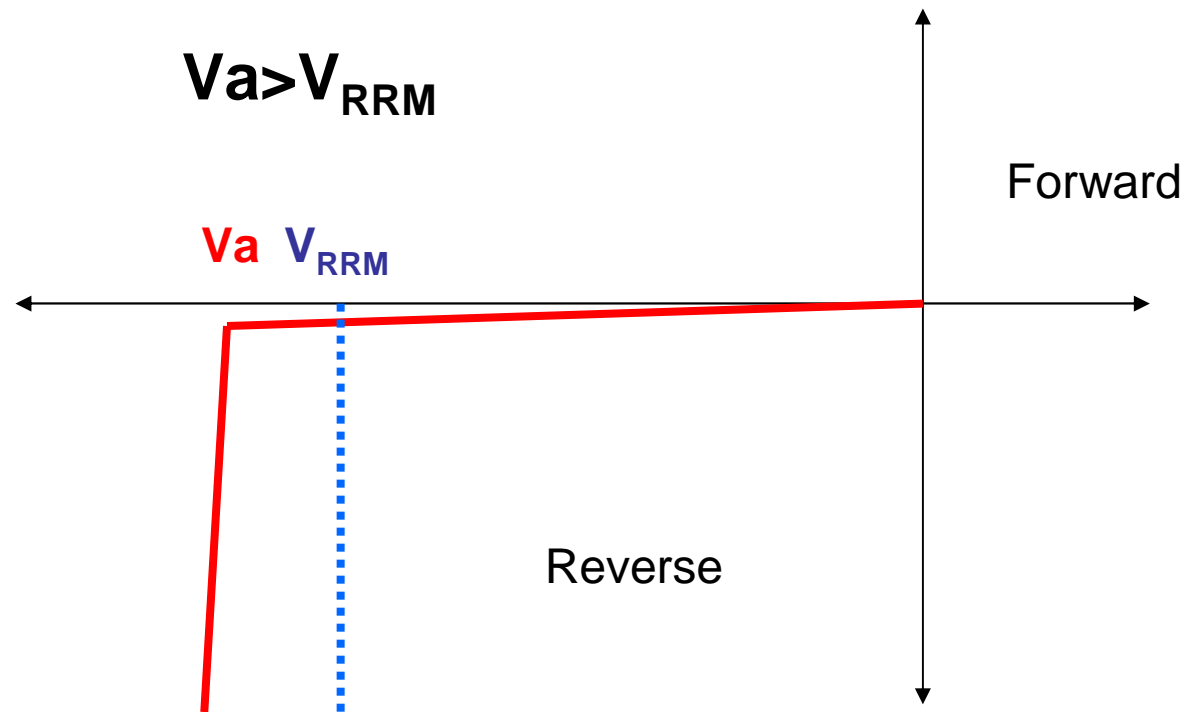


$V_R > 6V$  effet d'avalanche - CTP

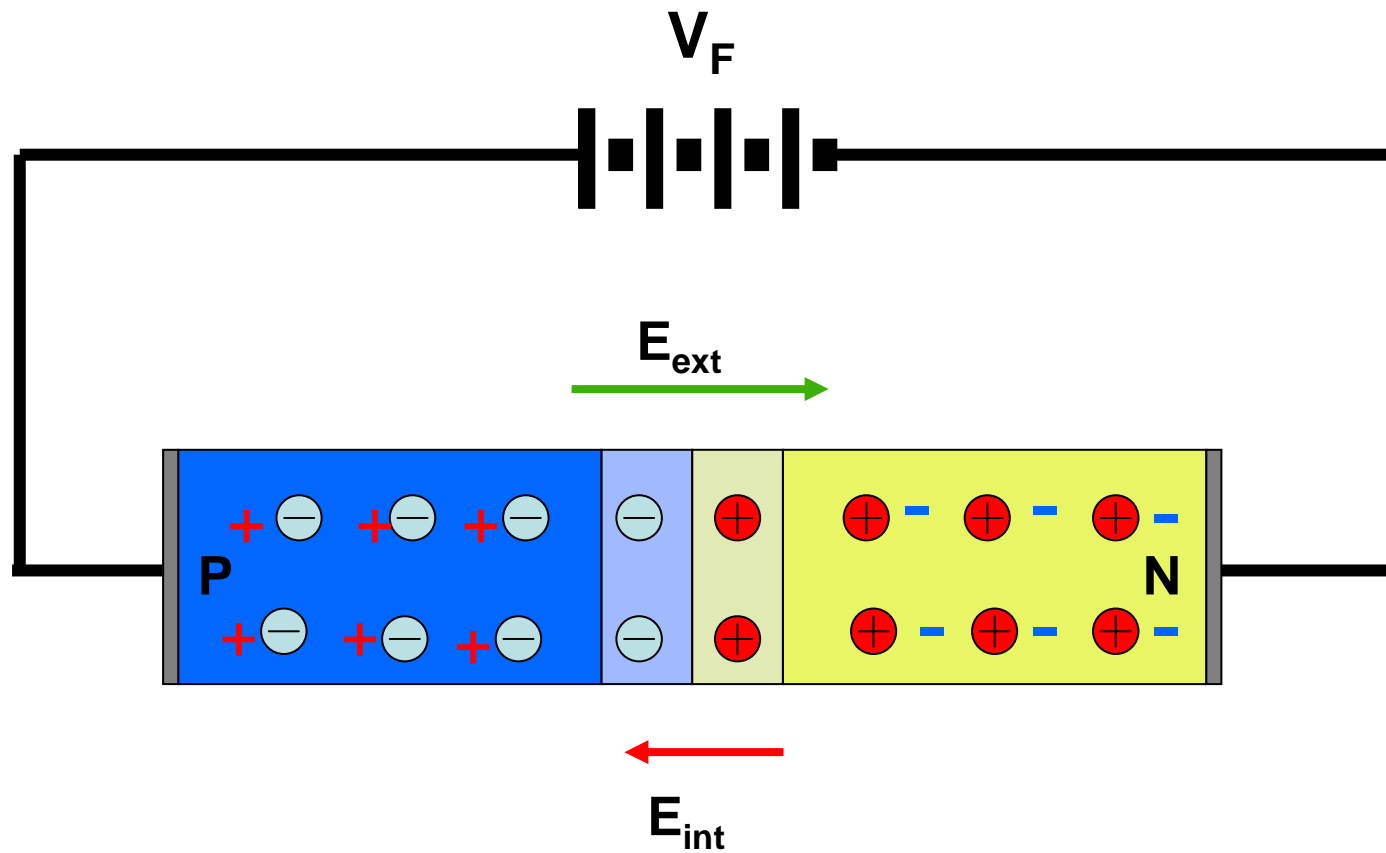
$V_R < 6V$  effet Zener – CTN

# Limite de tension inverse

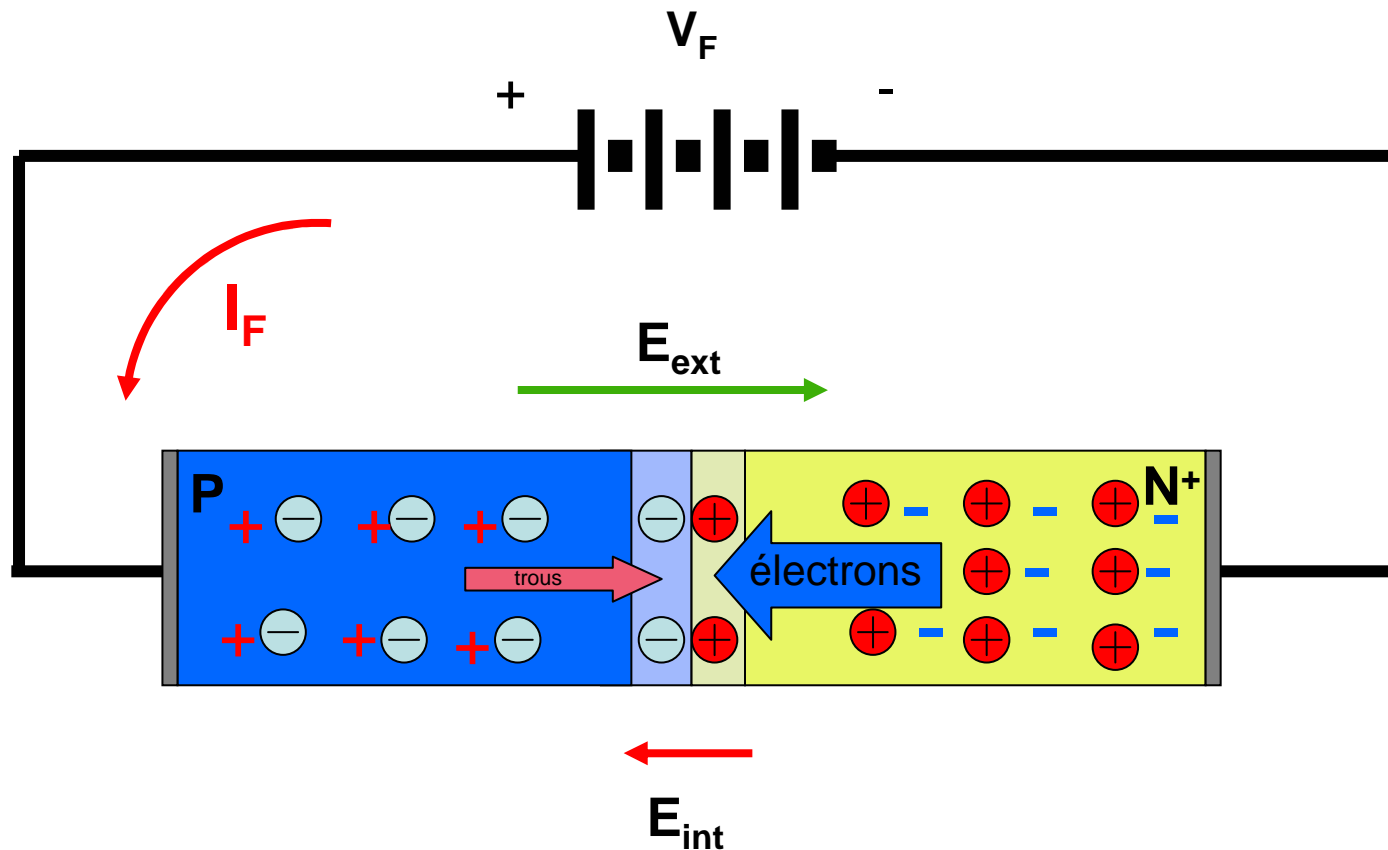
$V_{RRM}$  : Reverse Repetitive Maximum Voltage  
Valeur garantie par le constructeur



# Jonction PN en polarisation directe

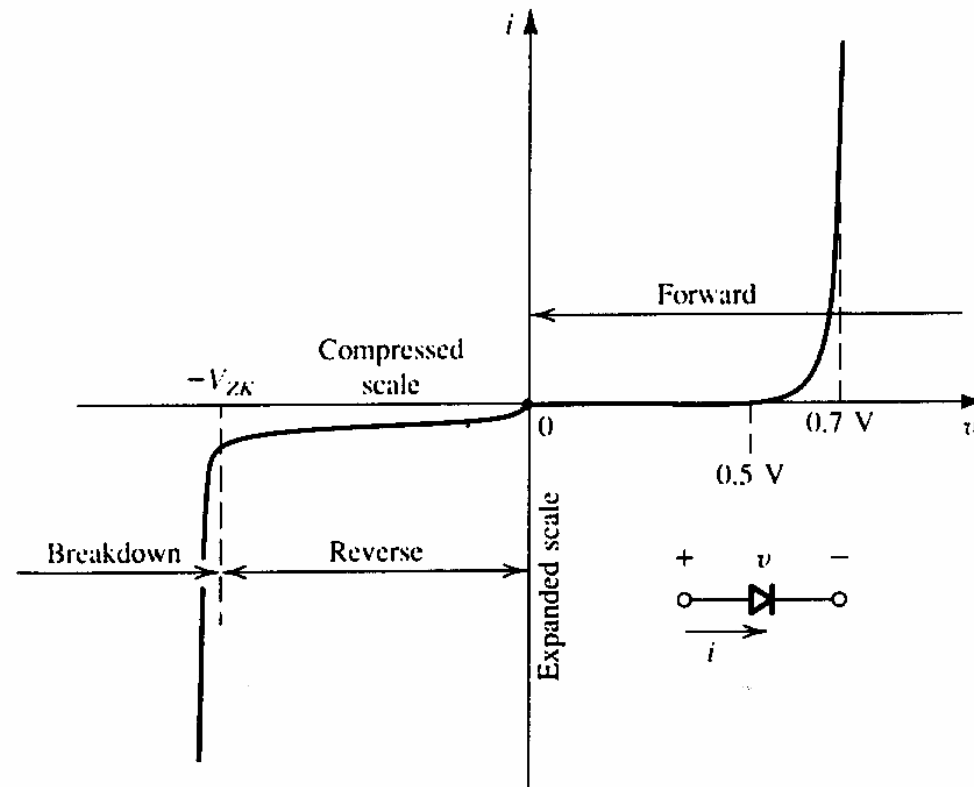


# Conduction dans une jonction PN<sup>+</sup>



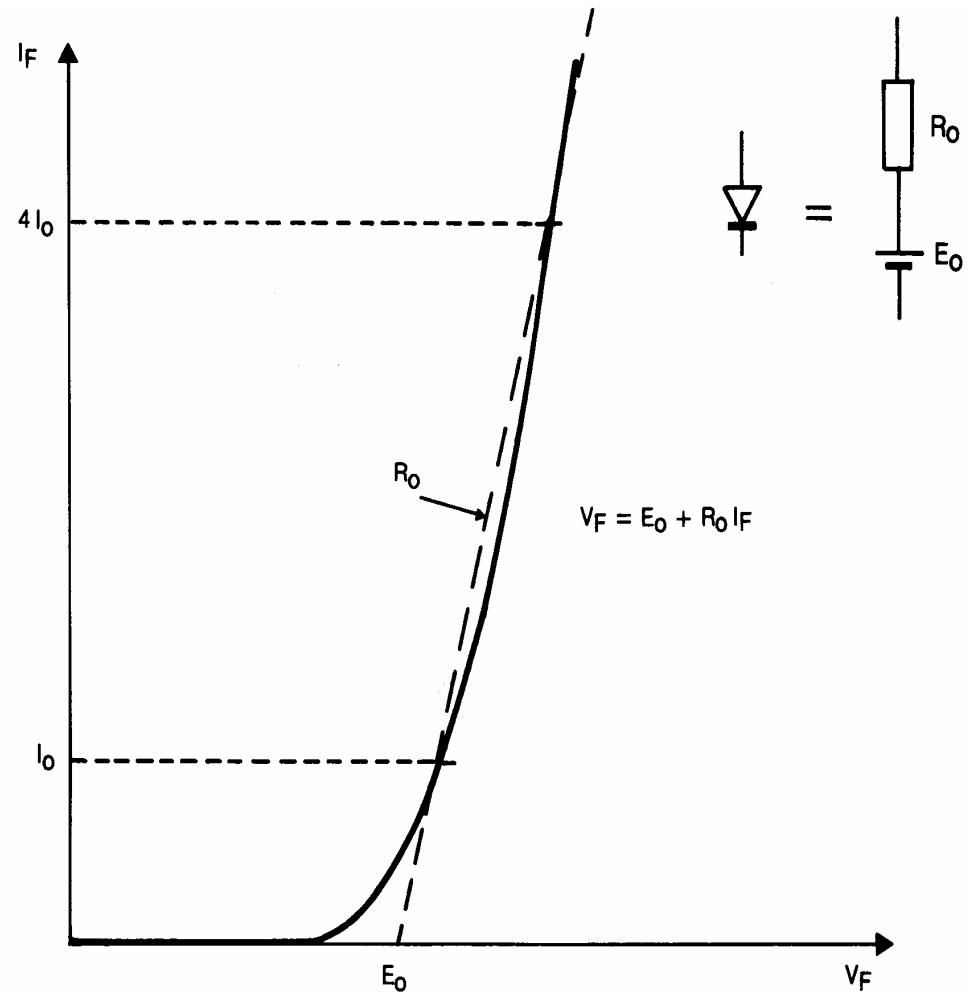
$$I_F \approx I_0 \exp(qV/kT)$$

# Caractéristique I-V d'une jonction PN



# Modélisation de la caractéristique directe

A fort niveau de courant il faut tenir compte de la résistance série de la diode



# Puissance dissipée

$$P_d = \frac{1}{T} \int_0^T V_F I_F dt \quad V_F = E_0 + R_0 I_F$$

$$P_d = \frac{1}{T} \int_0^T (E_0 + R_0 I_F) I_F dt$$

$$P_d = \frac{1}{T} \int_0^T E_0 I_F dt + \frac{1}{T} \int_0^T R_0 I_F^2 dt$$

$$P_d = E_0 \frac{1}{T} \int_0^T I_F dt + R_0 \frac{1}{T} \int_0^T I_F^2 dt$$

$$P_d = E_0 I_{moy} + R_0 I_{eff}^2$$



## COURANT EFFICACE

### Définition

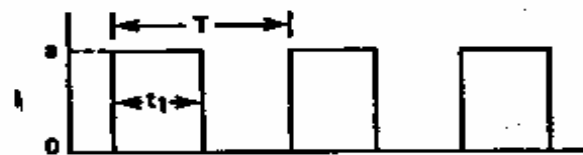
$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}$$

### Terminologie

Valeur quadratique moyenne = Root Mean Square

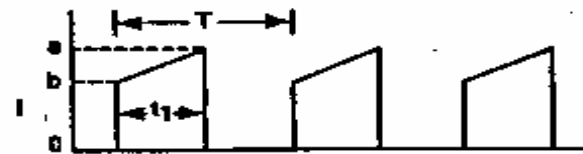
$$I_{\text{eff}} = I_{\text{RMS}}$$

### Quelques valeurs usuelles



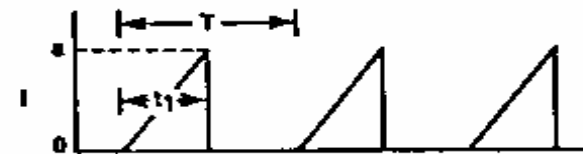
$$D = \frac{t_1}{T} = \alpha$$

$$I_{\text{RMS}} = a\sqrt{D}$$



$$D = \frac{t_1}{T} = \alpha$$

$$I_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{D(a^2 + ab + b^2)}{3}}$$



$$D = \frac{t_1}{T} = \alpha$$

$$I_{\text{RMS}} = a\sqrt{\frac{D}{3}}$$



$$I_{\text{RMS}} = \frac{a}{\sqrt{2}}$$

## Température maximale de jonction $T_{j \max}$

Le courant de fuite en inverse d'une diode à jonction PN croît très vite avec la température.

→ **risque d'emballement thermique**

La température maximale de fonctionnement appelée **température maximale de jonction** est spécifiée par le constructeur.

Pour des composants silicium  $T_{j \max}$  est toujours inférieure à 200 °C.

## Courant maximal admissible

$$P_d = E_0 I_{moy} + R_0 I_{eff}^2$$

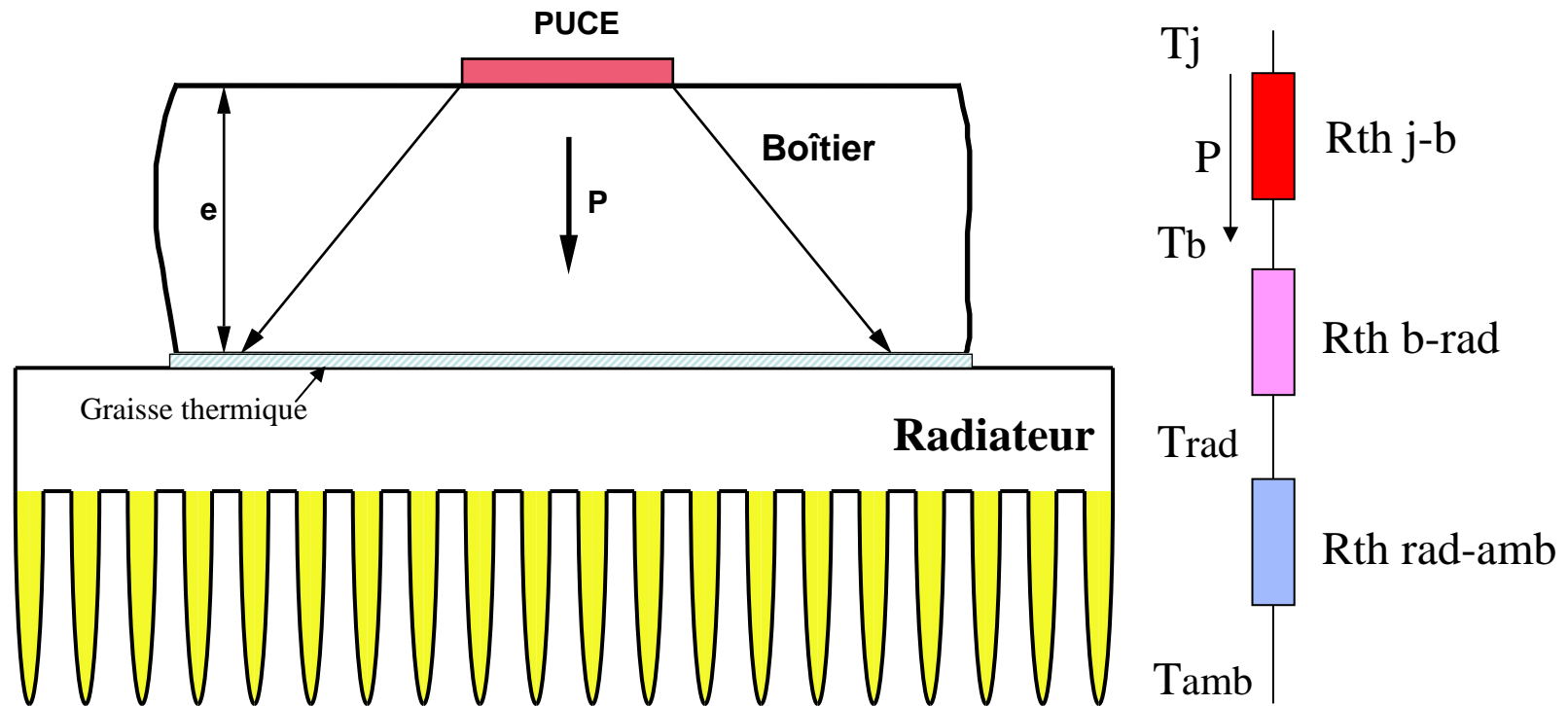
En général, le terme  $E_0 I_{moy}$  est nettement supérieur au terme  $R_0 I_{eff}^2$

On classe donc les diodes par calibre de courant moyen maximal:

**$I_{avg}$  max**

Le courant maximal admissible est celui qui permet à la température de jonction de ne pas dépasser sa valeur maximale dans des conditions de refroidissement données.

# Évacuation de la chaleur



Loi d'Ohm thermique:  $\Delta T = R_{th} \cdot P$

# Exemple

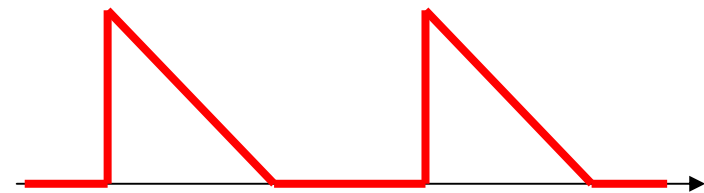
Une diode BYT08P est utilisée dans un convertisseur flyback.

Le courant qui la traverse est triangulaire de valeur crête 20A et de rapport cyclique 0,5.



Le constructeur donne:

$$E_0 = 1,1V \quad R_0 = 24m\Omega$$



Calculer la puissance dissipée dans la diode

# Calcul de radiateur

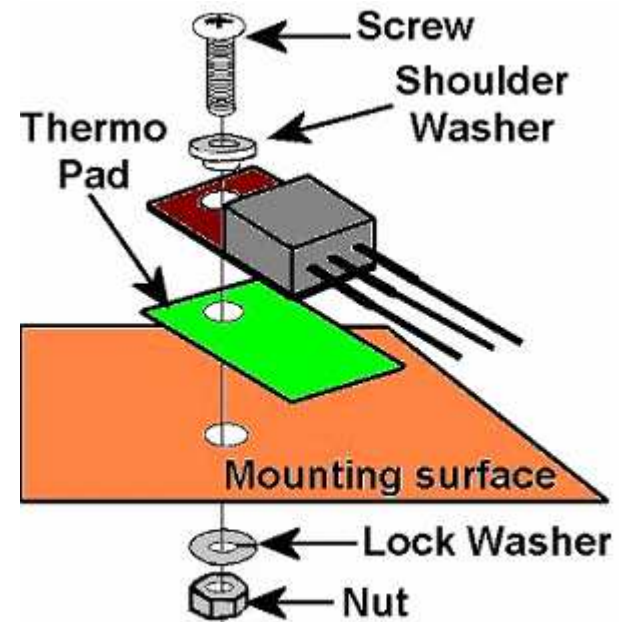
Le constructeur donne:

$$T_j \text{ max}=175^\circ\text{C}$$

$$R_{thj-b}=2,5^\circ\text{C/W}$$

La diode est montée sur un refroidisseur par l'intermédiaire d'un film isolant dont la résistance thermique est

$$R_{thb-rad}=0,5^\circ\text{C/W}$$



# Calcul de radiateur

La température ambiante  $T_{amb}$  est de  $50^{\circ}\text{C}$  et par sécurité on désire que la température de jonction ne dépasse pas  $150^{\circ}\text{C}$ .

Calculer la résistance thermique du radiateur nécessaire et sa température.



# Calcul de radiateur

Le radiateur est fixé à l'extérieur du boîtier de l'appareil et on désire que sa température ne dépasse pas  $80^{\circ}\text{C}$  par sécurité pour les utilisateurs.



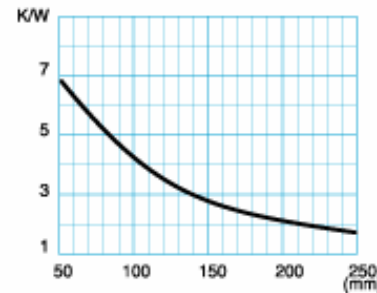
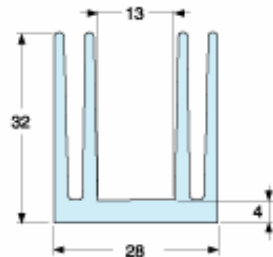
Calculer la nouvelle valeur de la résistance thermique du radiateur adapté et la température de jonction.



# Choix du radiateur

## CO 336 P

Ech. / Scale : 1/1

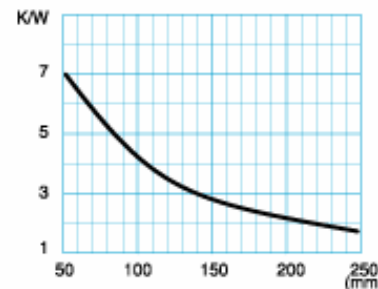
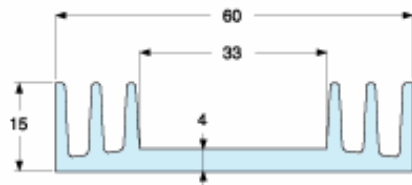


Longueur / Length	1000	1000
Usinage / Layout	-	-
Finition / Finish	Brut /Raw	Anodisé Noir /Black anodized
CODE	31033610	31033613

## CO 341 P

Ech. / Scale : 1/1

GAM. T1.



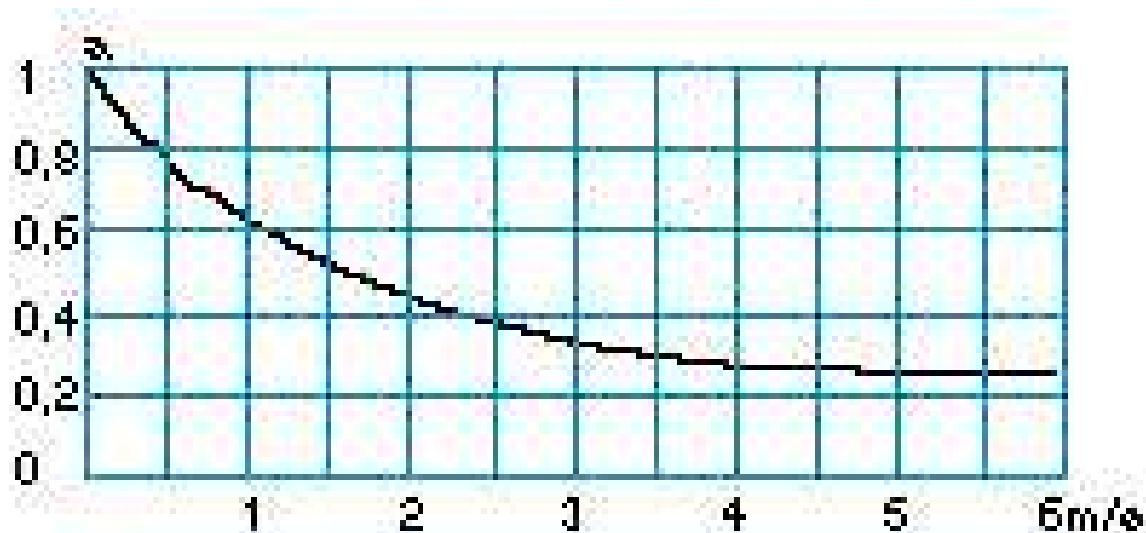
Longueur / Length	1000	1000	75	75	37,5	37,5
Usinage / Layout	-	-	TO 3	2 TO 3	-	TO 3
Finition / Finish	Brut /Raw	Anodisé Noir /Black anodized				
CODE	31034110	31034113	31034109	31034116	31034101	31034103

Radiateur en aluminium  
anodisé noir  
Montage vertical  
Convection naturelle

# Conditions d'utilisation

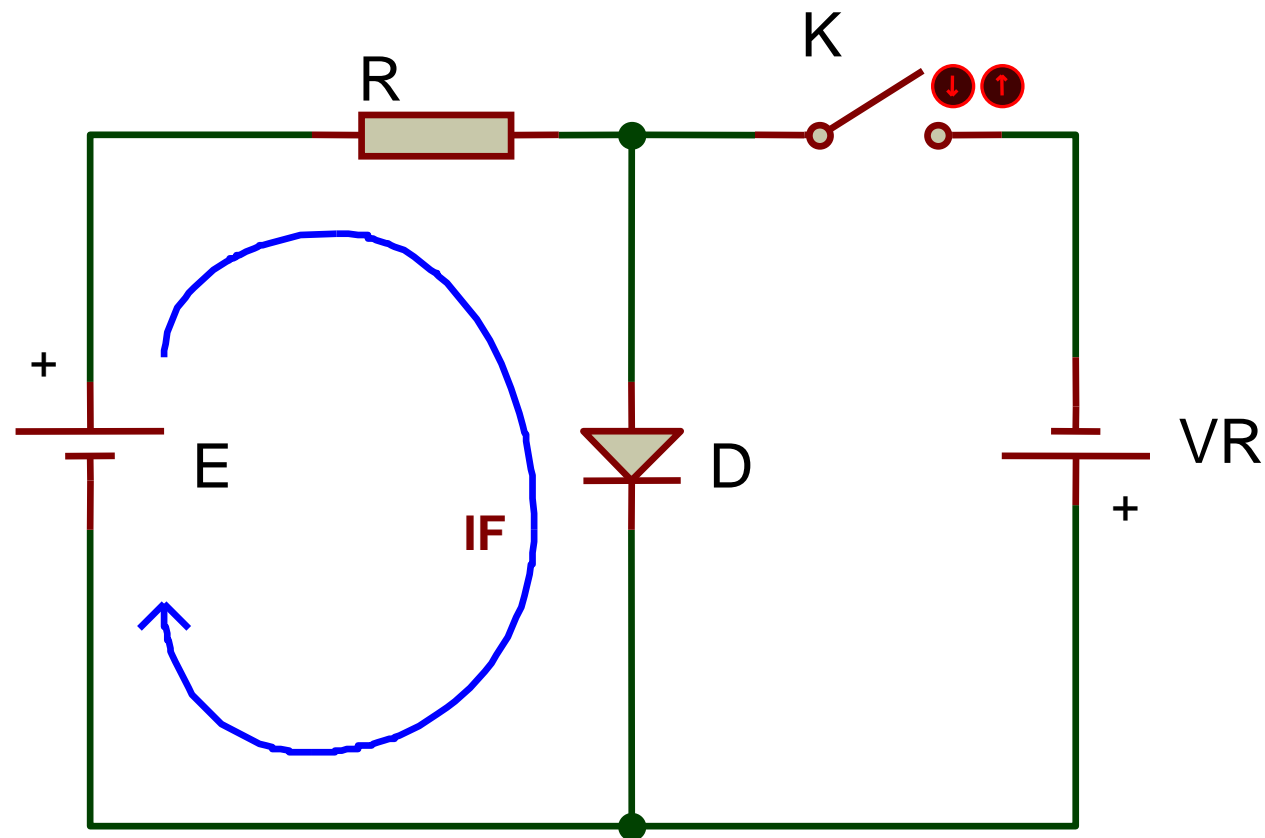
	Rth
Aluminium brut	: +10%
Montage Horizontal	: +20%

Ventilation forcée suivant la courbe ci-dessous



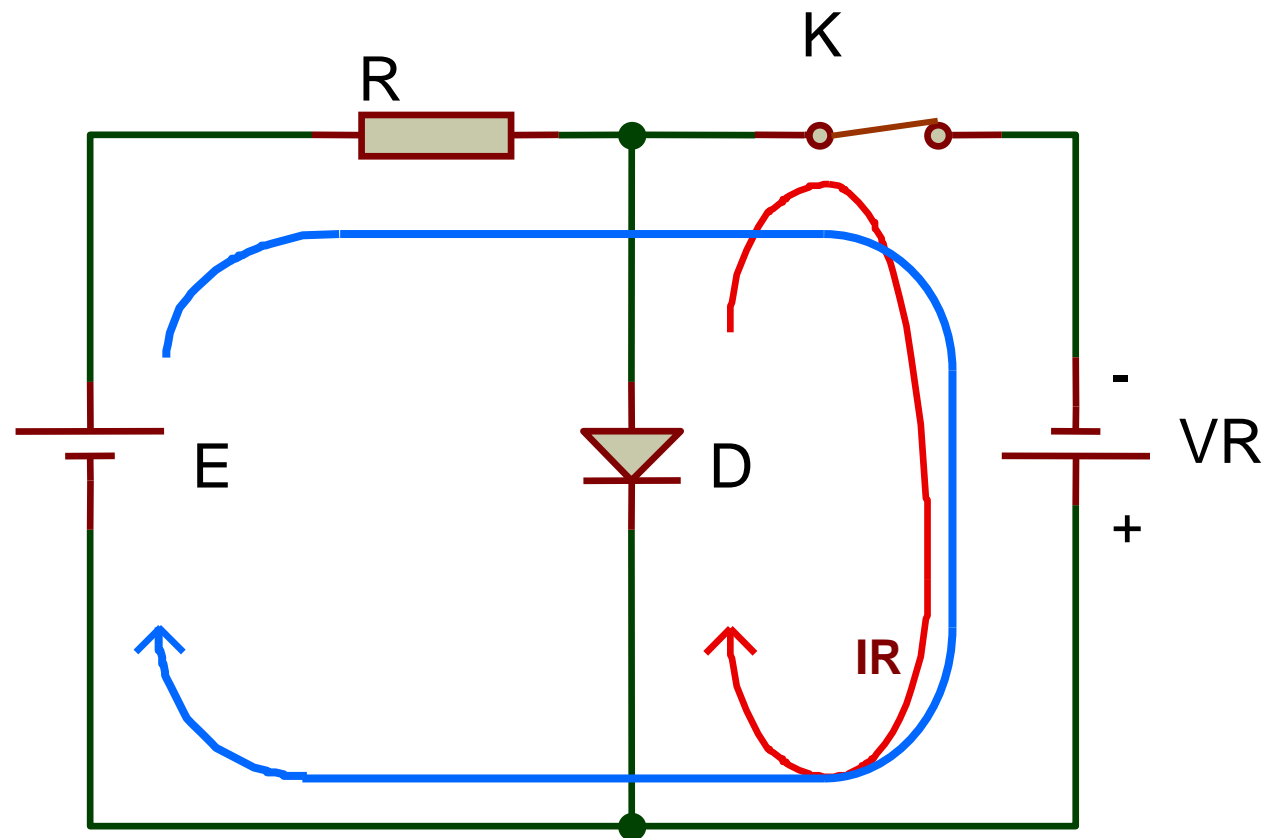
# Comportement dynamique au blocage

Phase de conduction, K ouvert

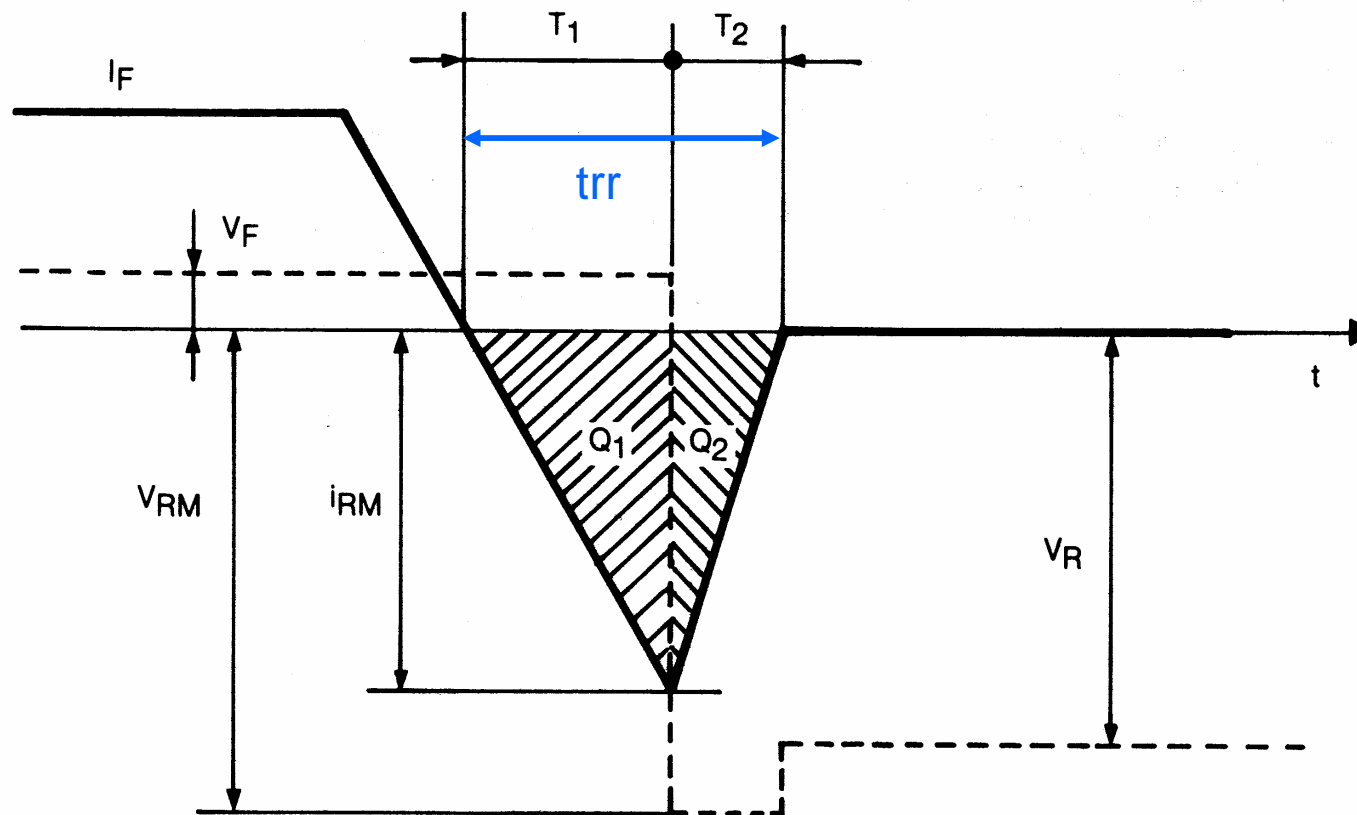


# Comportement dynamique au blocage

On ferme K, la diode conduit en inverse un court instant avant de se bloquer



# Recouvrement inverse



$t_{rr}$  est le temps de recouvrement inverse (reverse recovery)

# Charge stockée

La charge stockée durant la conduction dépend de l'intensité du courant direct et de la durée de vie des porteurs minoritaires (temps statistique pour qu'un électron libre et un trou se recombinent)

$$Q_S = \tau I_F$$

$\tau$  : durée de vie des porteurs minoritaires

$I_F$  : courant direct traversant la diode.

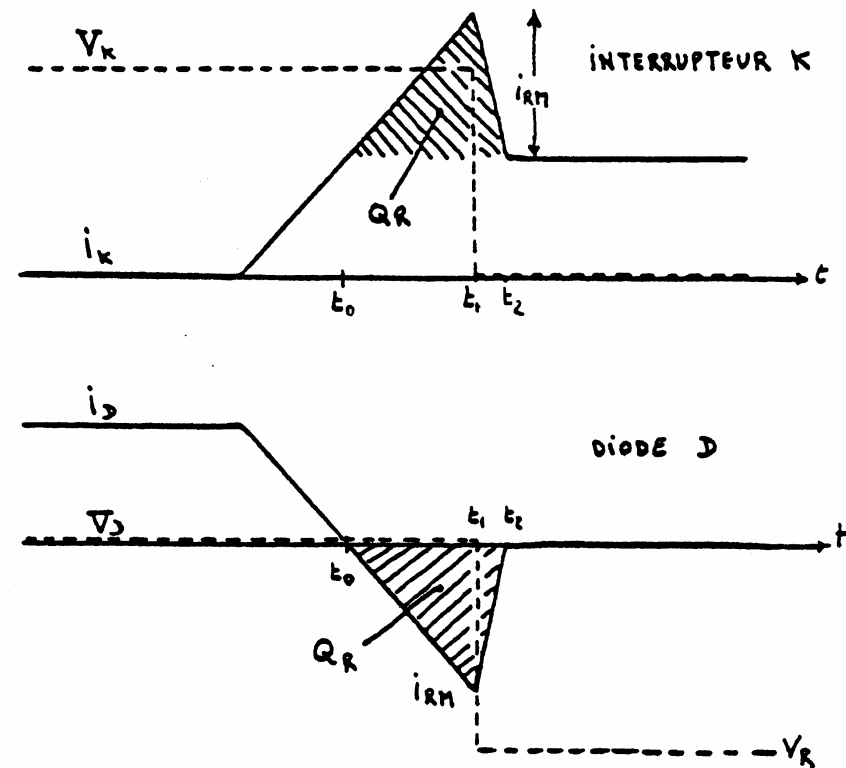
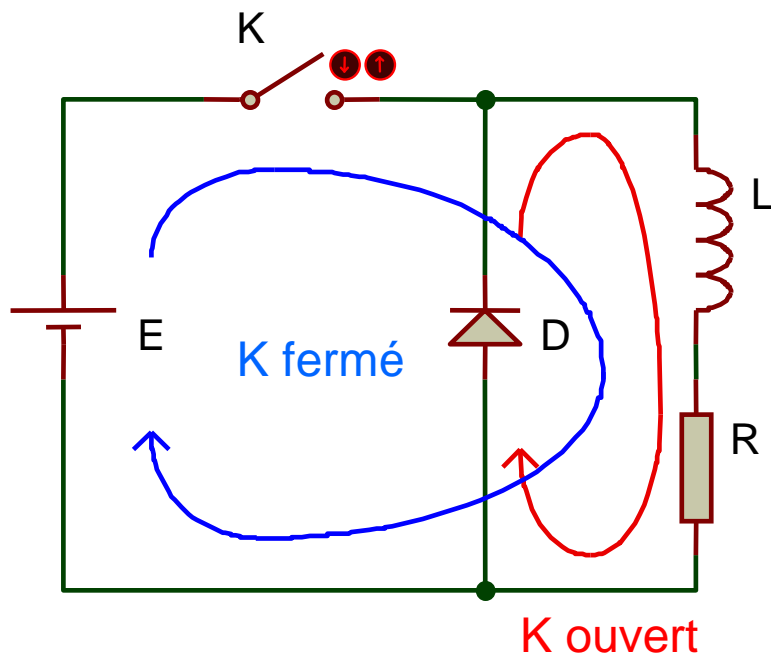
Pour réduire le recouvrement inverse, il faut diminuer la durée de vie

# Diodes rapides

Catégorie	VRRM(V) max	VF(V) typ	Trr (ns) typ
standard	2000	1,2	600...1000
Ultra fast	1200	1,4	50
Ultra fast	600	1,3	30
Ultra fast	400	1	25
Ultra fast	200	0,9	20

# Conséquence du recouvrement

Cas du hacheur sur charge inductive en conduction continue

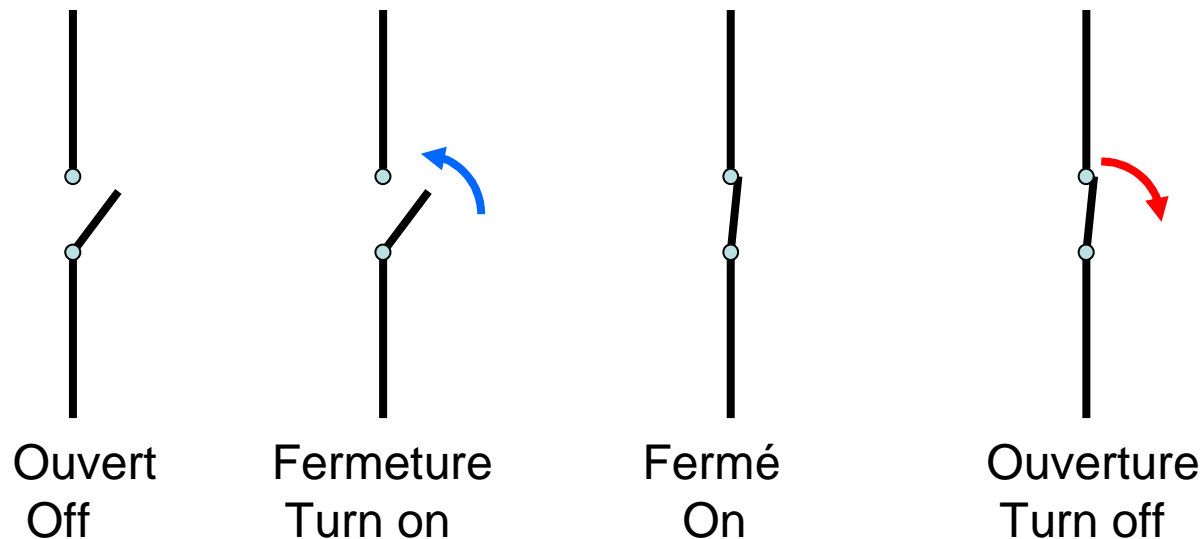


K ouvert    commutation    K fermé



# Régime de commutation

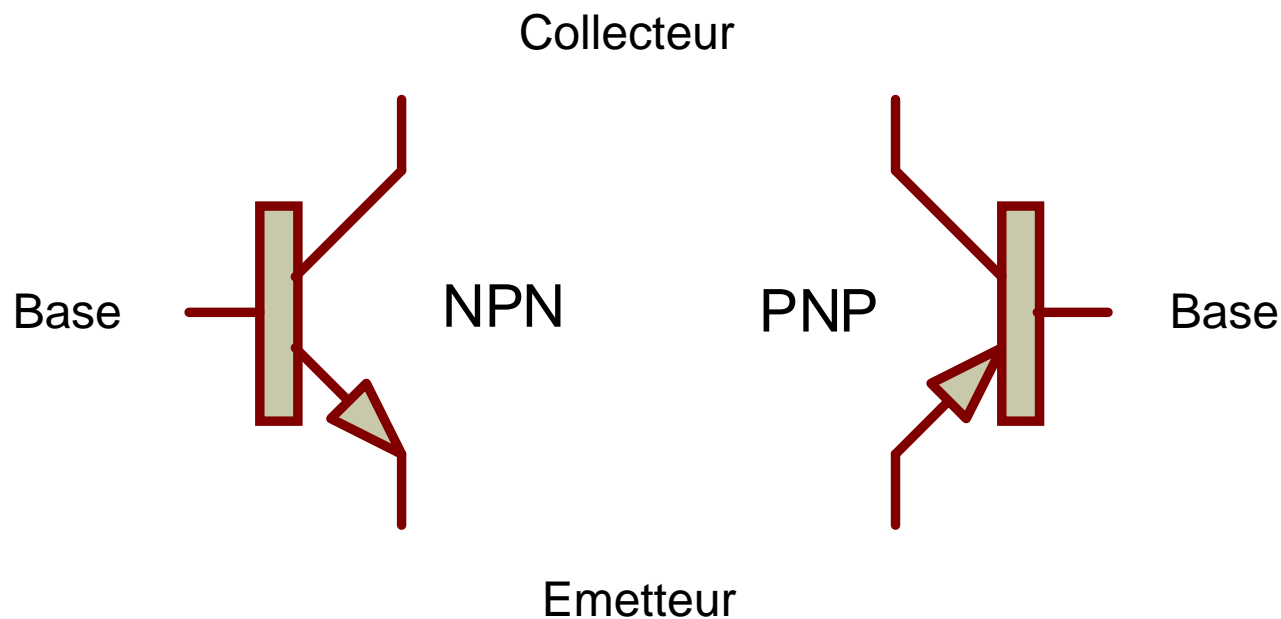
En électronique de puissance les transistors sont utilisés comme des interrupteurs



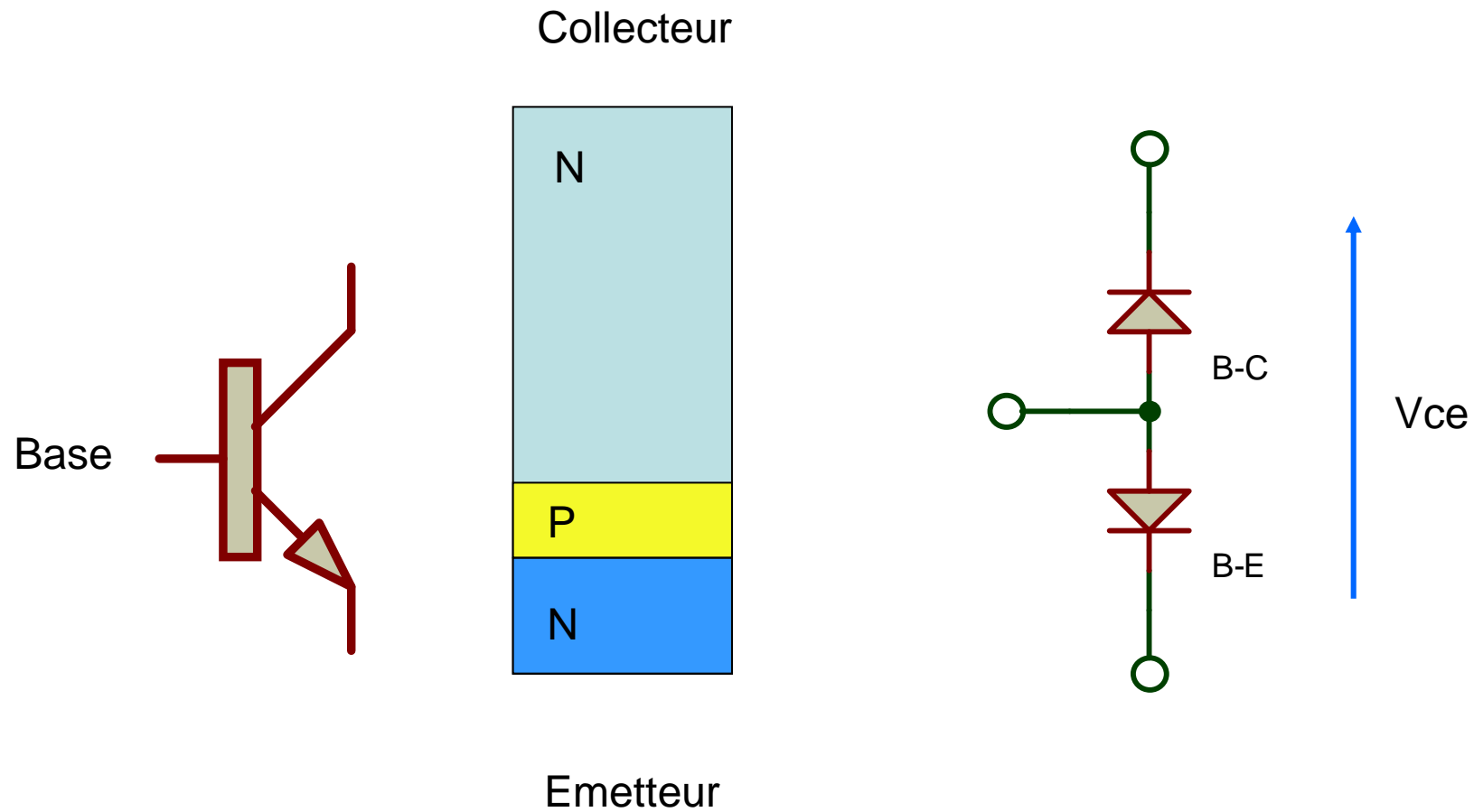
# Transistor bipolaire de puissance

## NPN et PNP

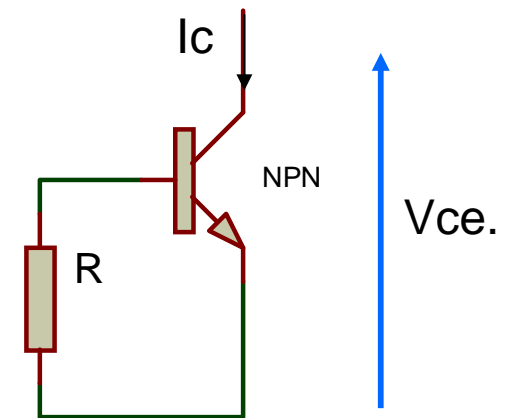
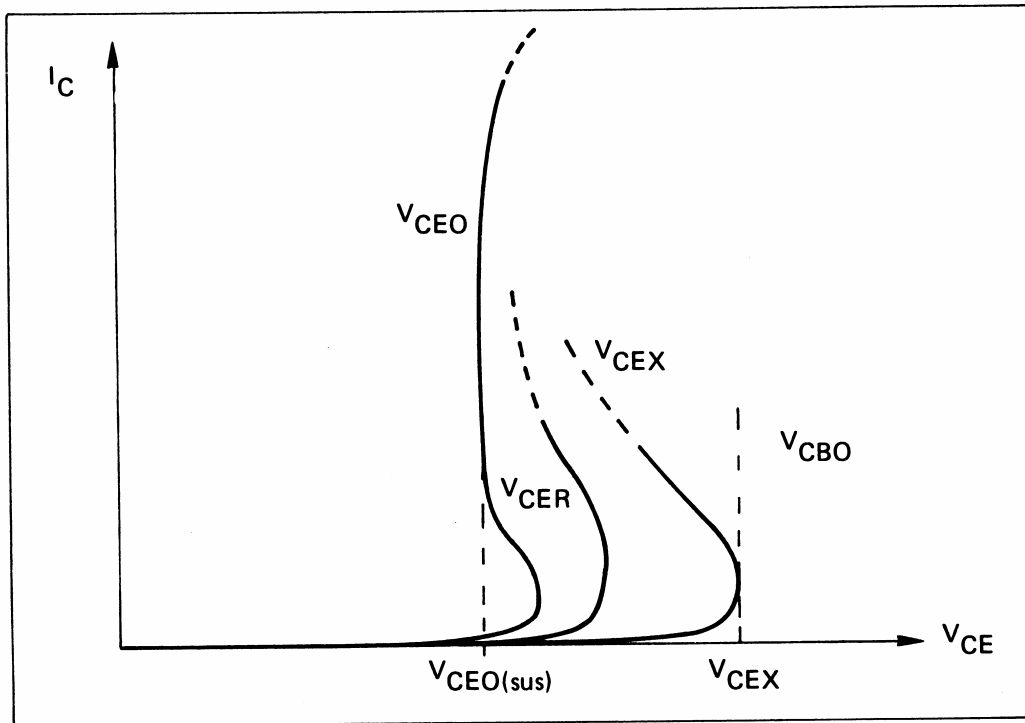
Dans la pratique essentiellement des NPN



# Tenue en tension



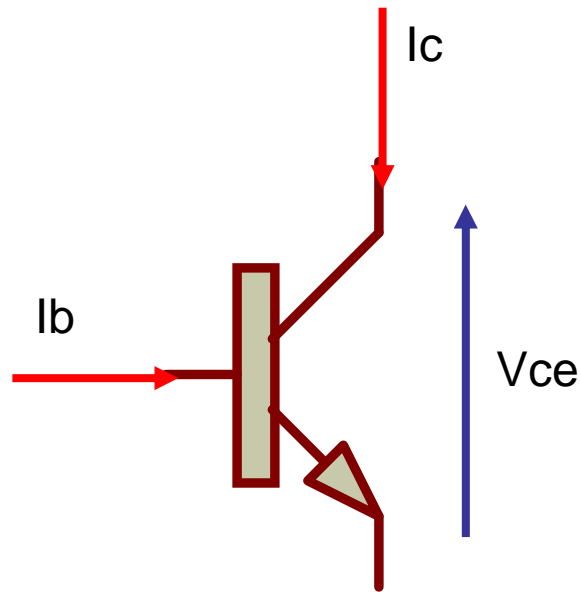
# Tension collecteur-émetteur maximale



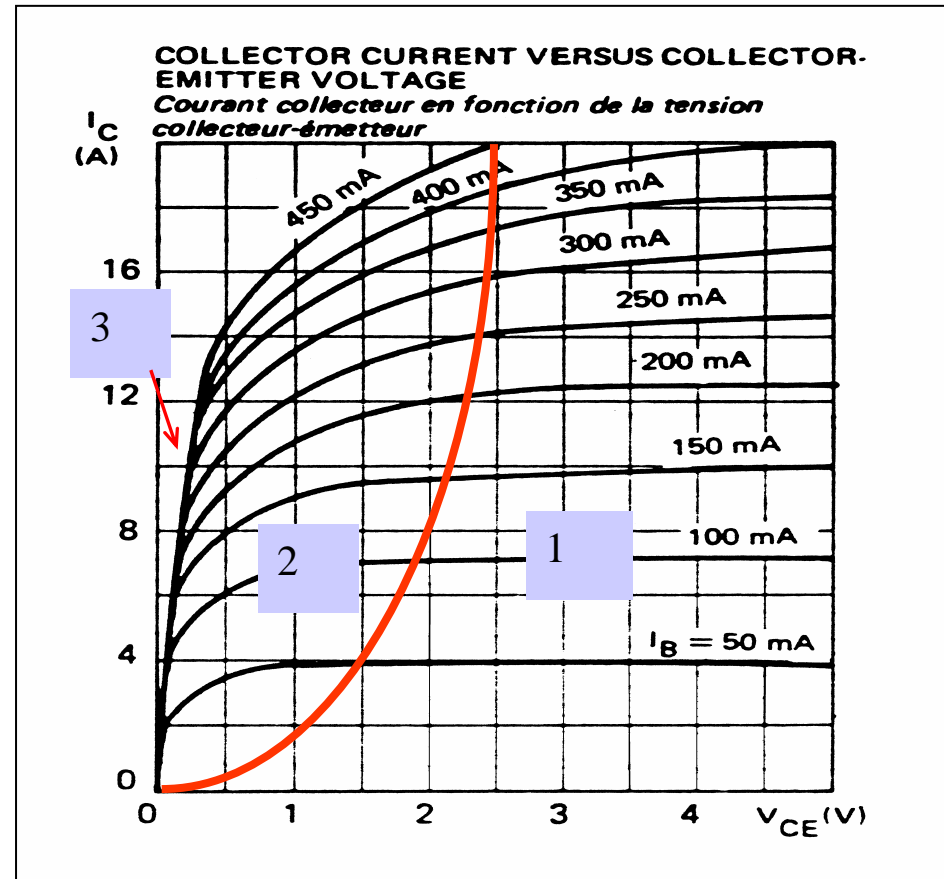
$V_{ceo} \rightarrow R = \infty$  open  
 $V_{ces} \rightarrow R=0$  short

La tension collecteur – émetteur base ouverte  $V_{ceo}$  est la plus faible tenue en tension

# Caractéristique à fort niveau de courant

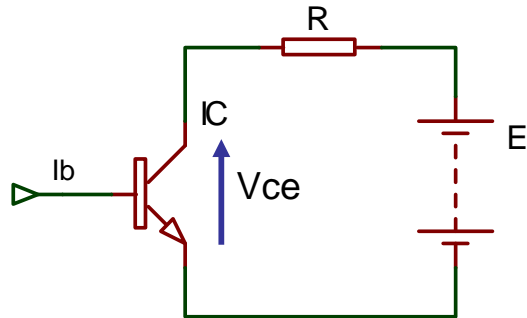


- 1 : Zone linéaire
- 2 : zone de quasi saturation
- 3 : saturation vraie



Lorsque  $V_{ce}$  devient faible, le gain en courant  $\beta = I_c/I_b$  décroît fortement

# Tension de saturation collecteur-émetteur $V_{ce}$ (sat)



$$E = V_{ce} + R I_C \quad \text{droite de charge}$$

On cherche  $V_{ce}$  minimal

$$I_b = 150 \text{ mA} \rightarrow V_{ce} = 4 \text{ V}$$

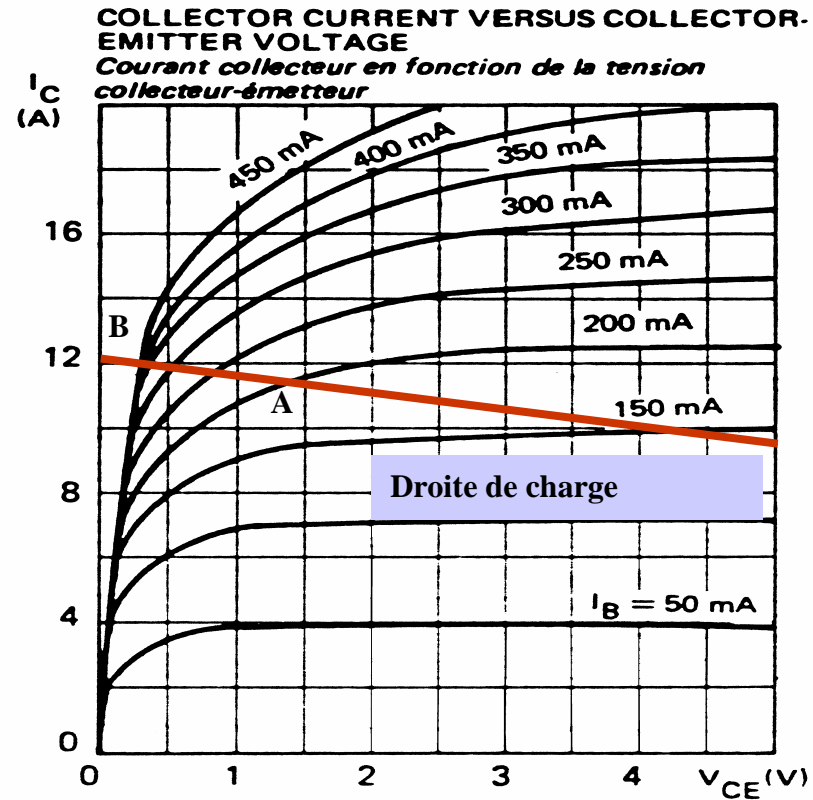
$$I_b = 200 \text{ mA} \rightarrow V_{ce} = 1,4 \text{ V} \rightarrow \text{point A}$$

$$I_b = 350 \text{ mA} \rightarrow V_{ce} = 0,4 \text{ V} \rightarrow \text{point B}$$

$$I_b = 450 \text{ mA} \rightarrow V_{ce} = 0,4 \text{ V} \rightarrow \text{point B}$$

Le transistor est saturé.

On définit  $V_{ce}(\text{sat})$  à  $(I_C \text{ sat}, I_b \text{ sat})$ , le rapport  $\beta_f = I_C \text{ sat} / I_b \text{ sat}$  est appelé gain forcé



$$\beta_f < \beta$$

# Pertes de conduction

$$P_d = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CE} I_C dt$$

Dans les convertisseurs à transistors, le courant collecteur est souvent trapézoïdal ou triangulaire. En prenant  $V_{ce} (sat)$  à  $I_c = I_{crête}$  on peut écrire:

$$P_d \approx V_{CE} (sat) \frac{1}{T} \int_0^T I_C dt \quad \text{Valeur par excès}$$

# Puissance maximale dissipable

$$P = V_{ce} I_c + V_{be} I_b \approx V_{ce} I_c$$

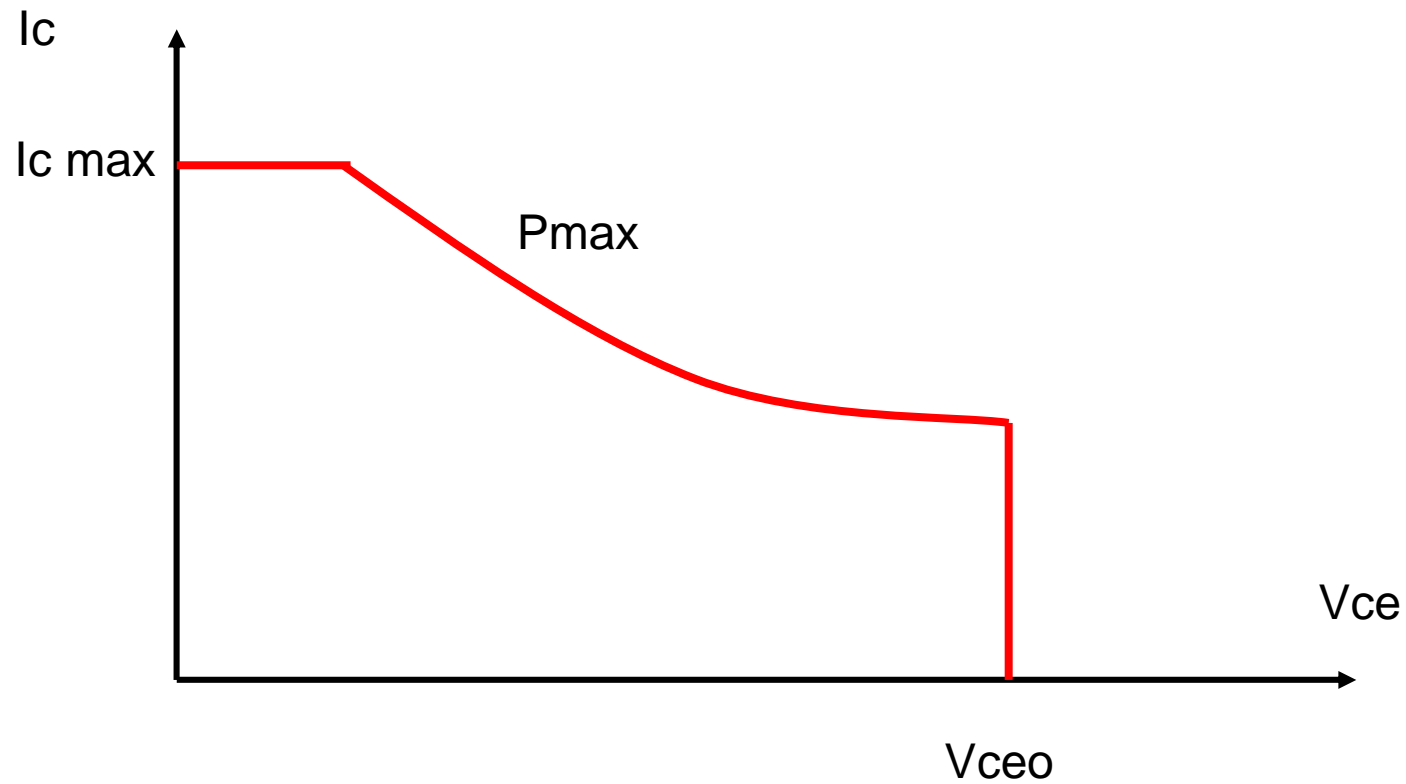
$P_{max}$  : puissance dissipée correspondant à  $T_j = T_{jmax}$  pour  $T_{boitier} = 25^\circ\text{C}$

Dans le plan  $I_c - V_{ce}$ ,  $P_{max} = V_{ce} I_c$  est l'équation d'une hyperbole appelée *hyperbole de dissipation maximale*

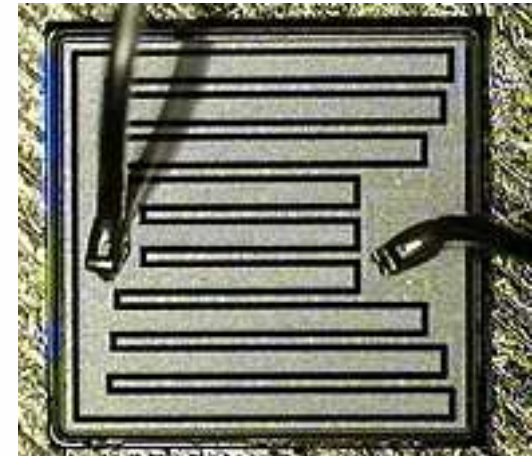
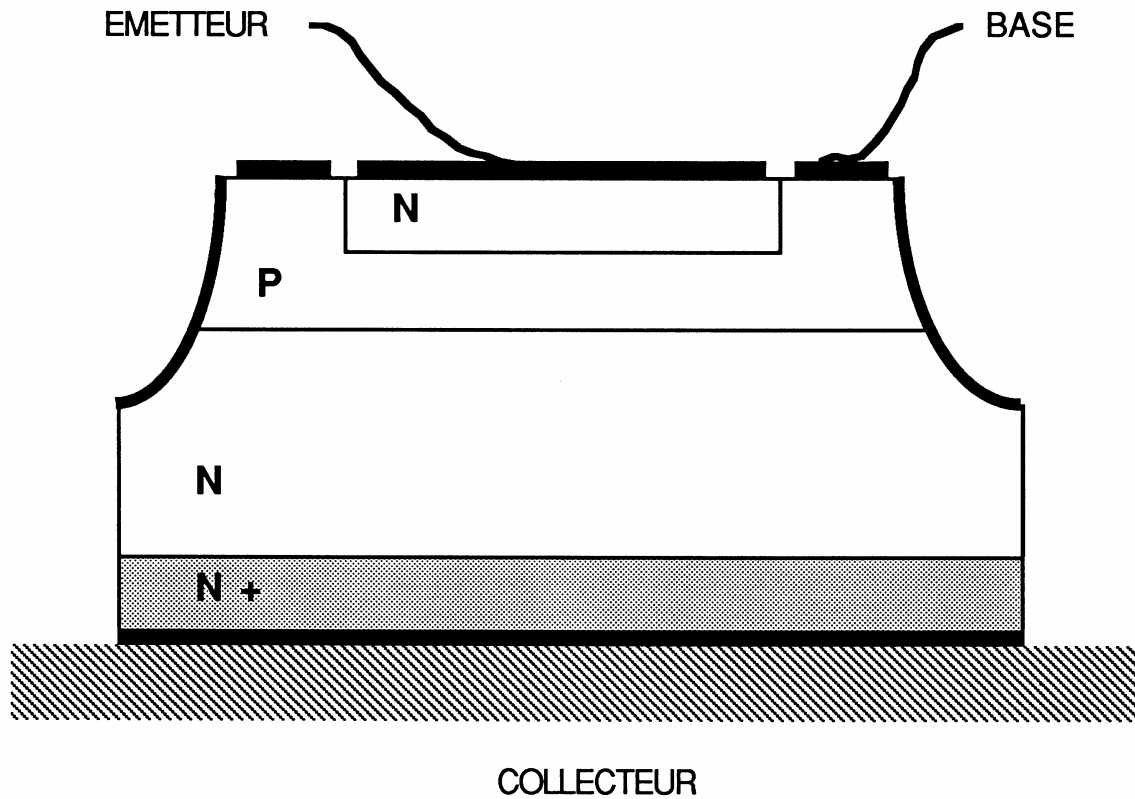


# Aire de sécurité

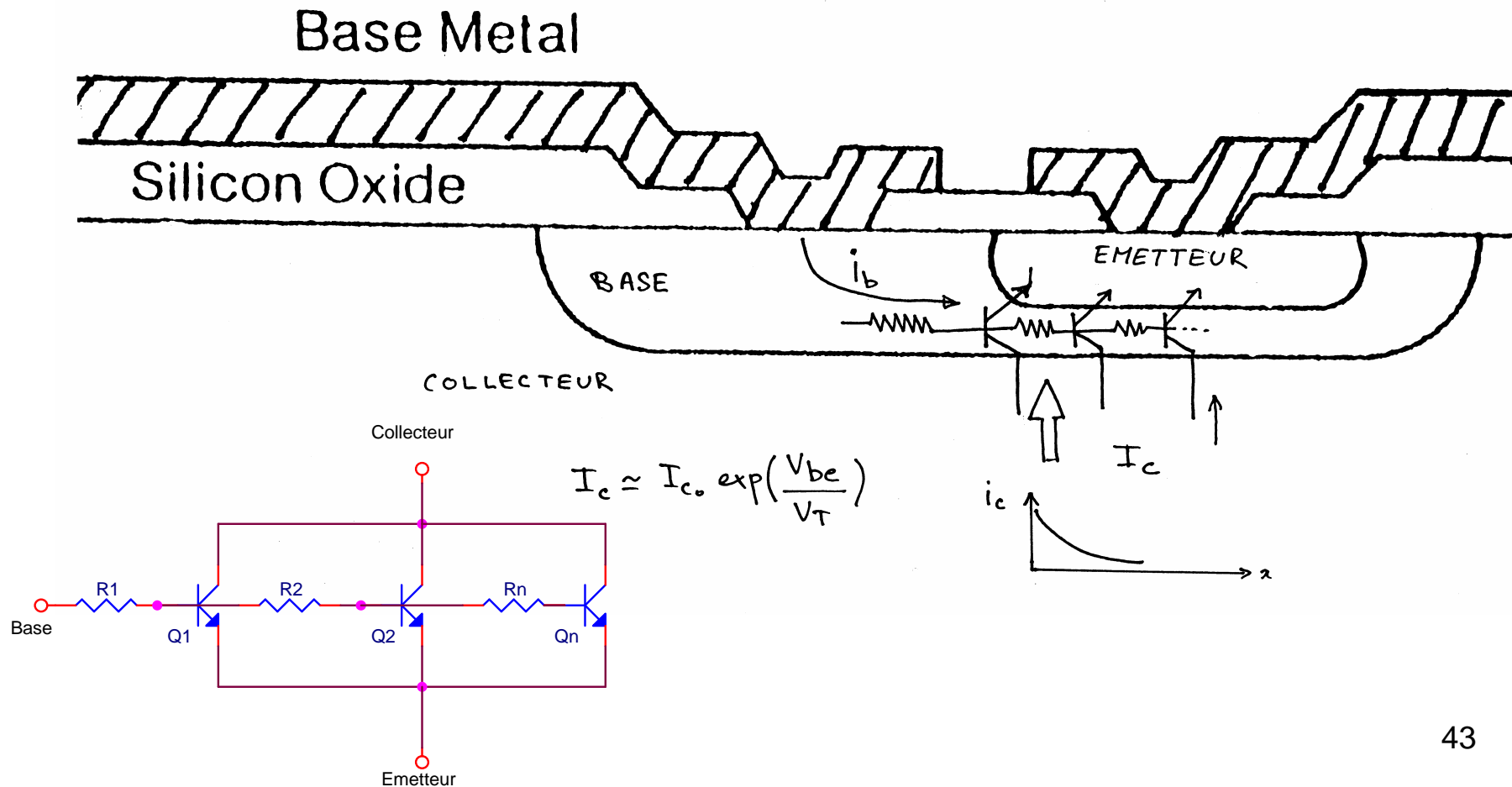
On regroupe les limites du transistor sur un même diagramme  $I_c$ - $V_{ce}$  appelé aire de sécurité (safe operating area)



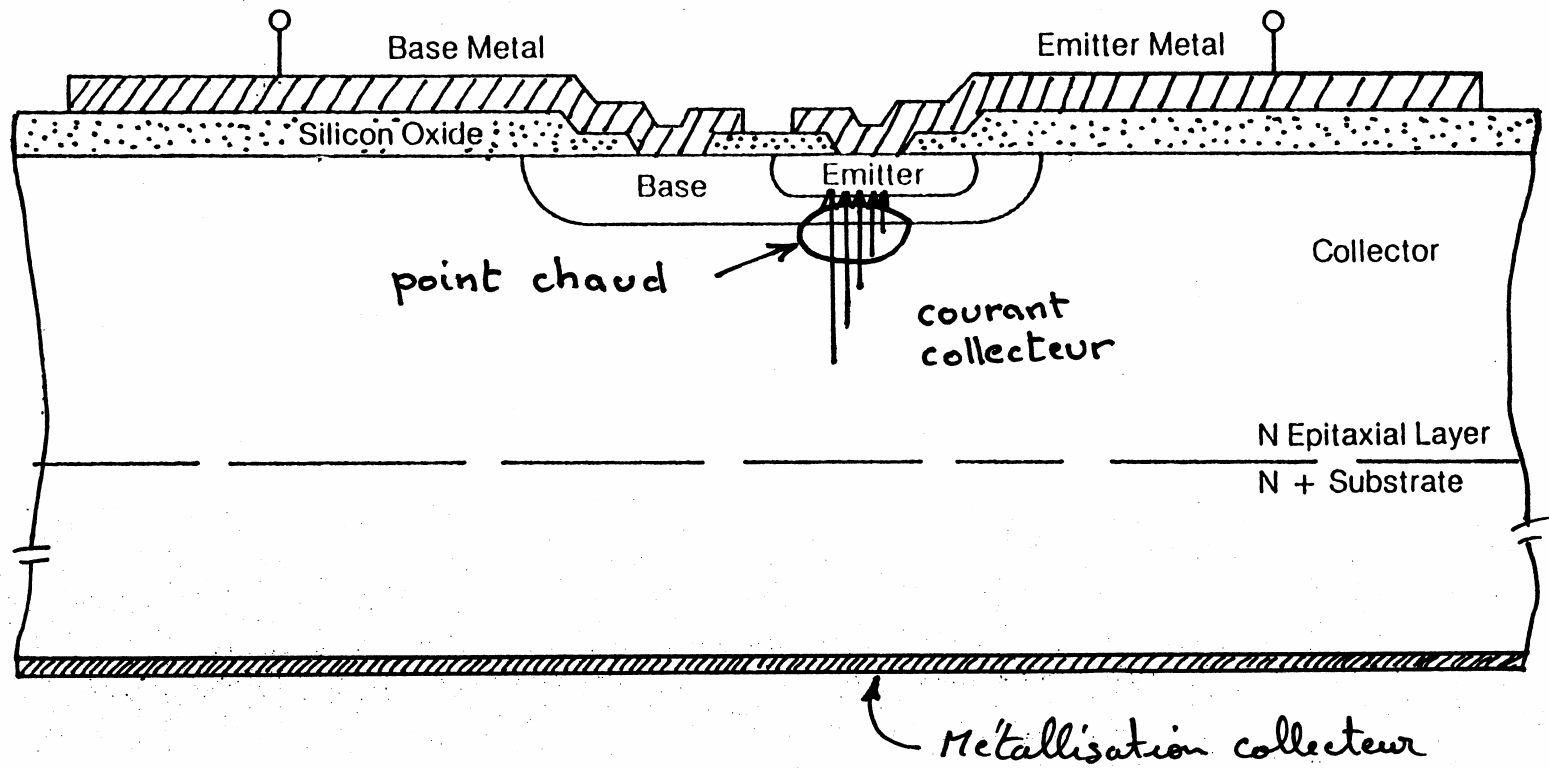
# Transistor bipolaire de puissance



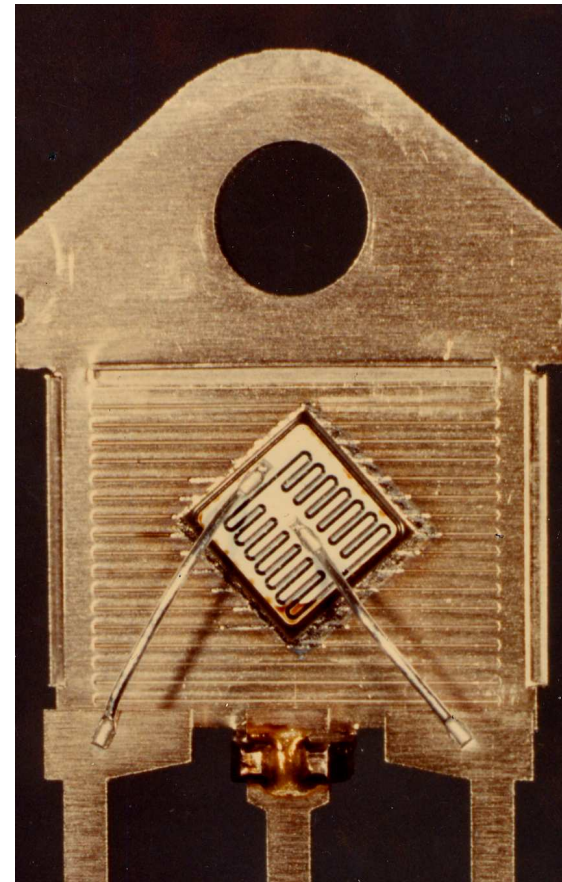
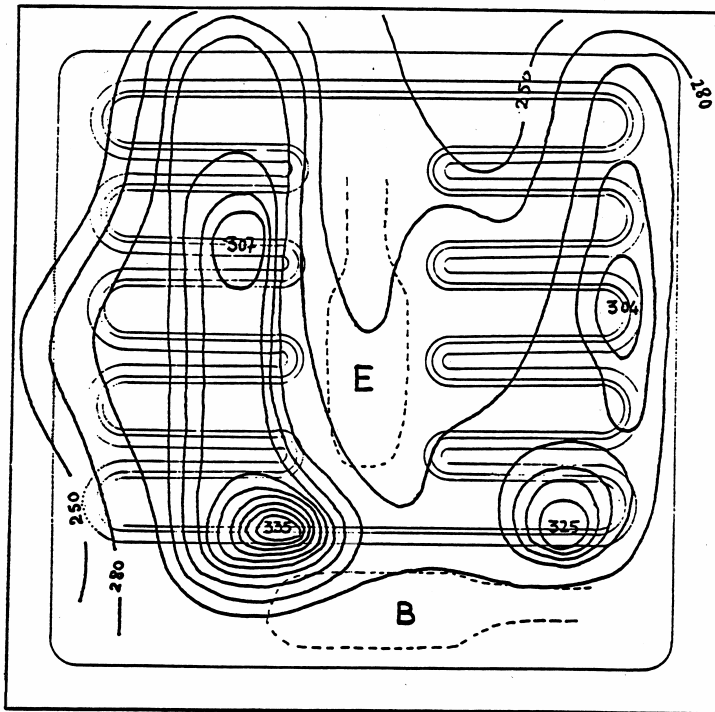
# Transistor bipolaire de puissance



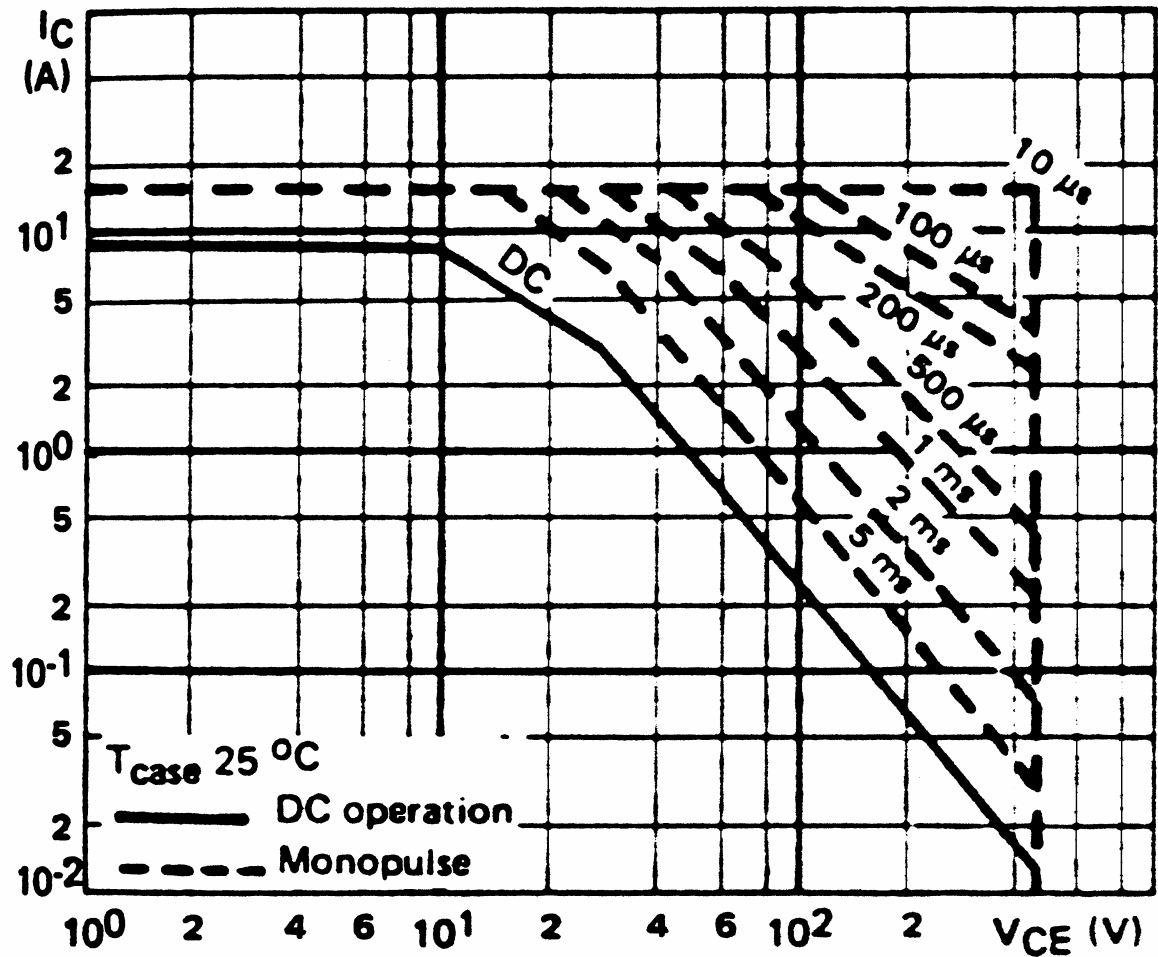
# Second claquage



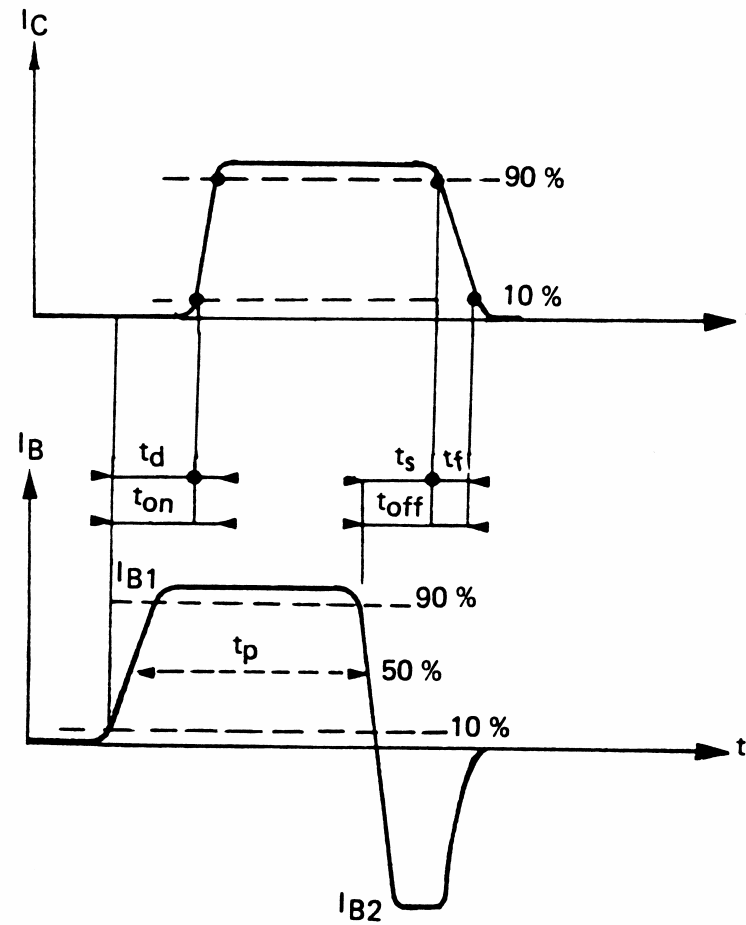
# Localisation des points chauds



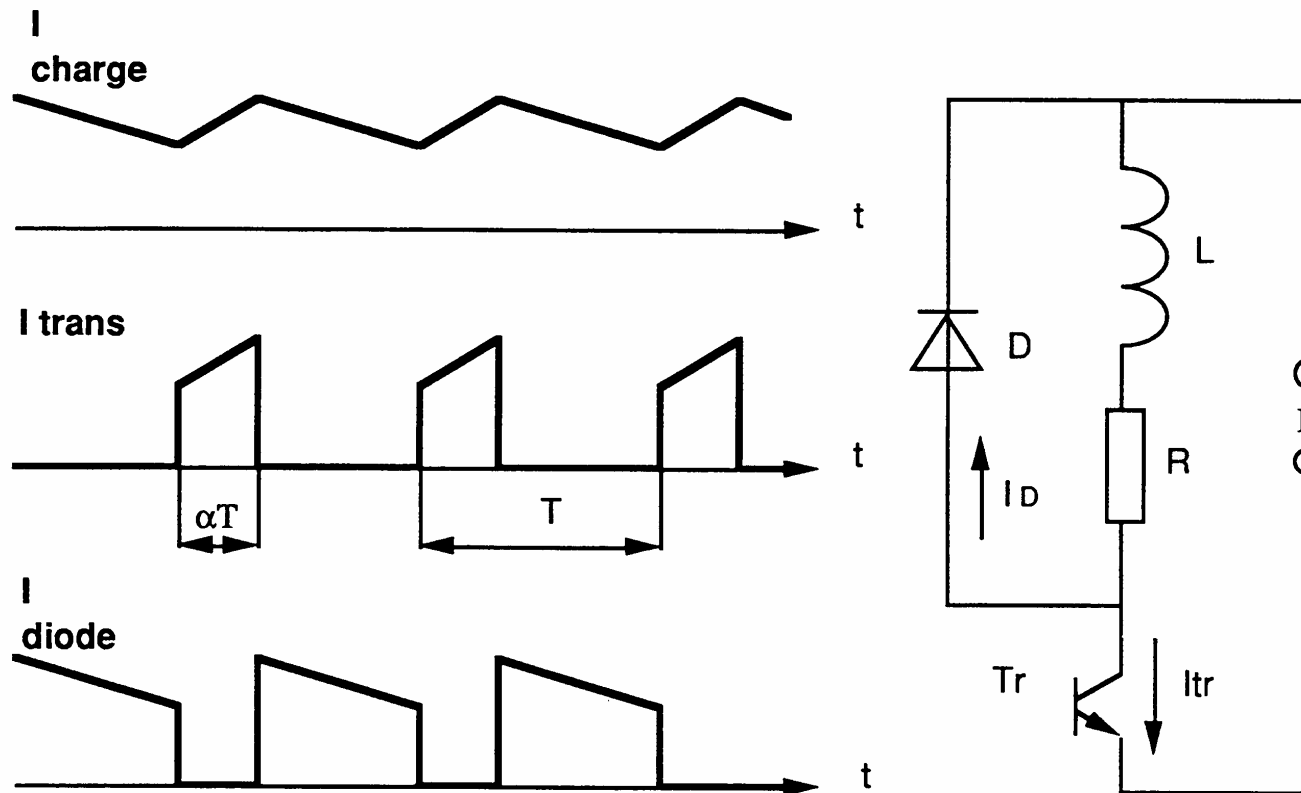
# Aire de sécurité



# Temps de commutation



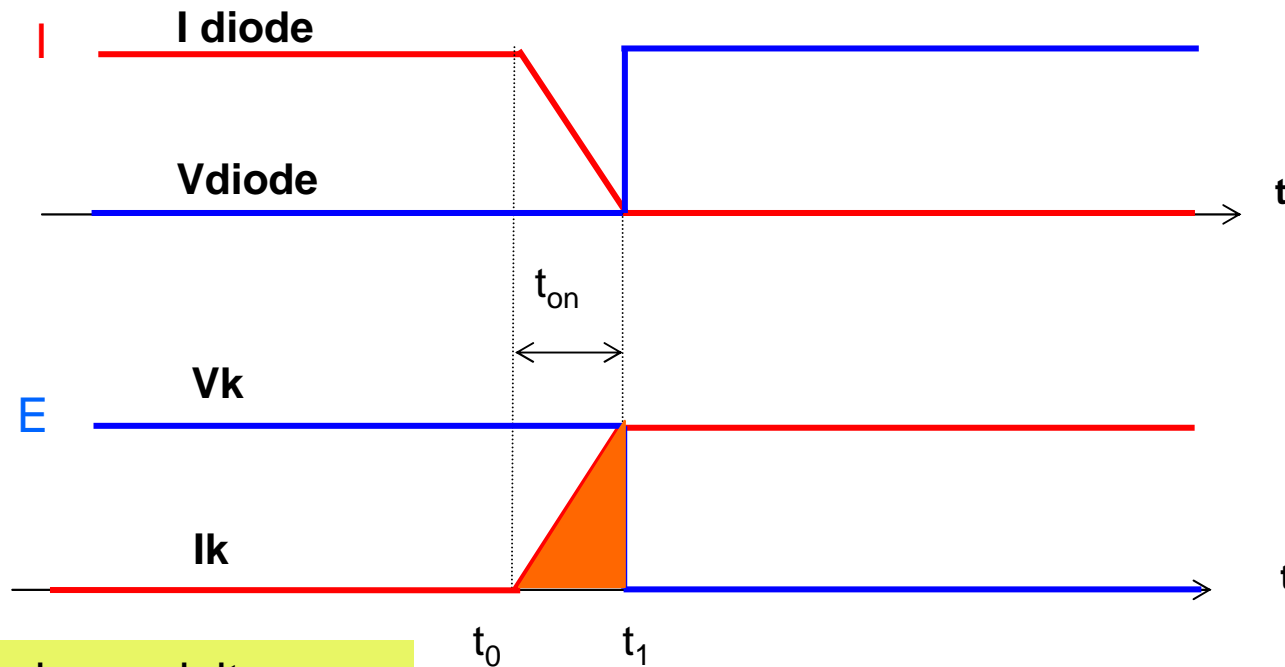
# Hacheur en conduction continue



Durant le temps de commutation ( $\ll T$ ) on peut considérer la charge comme un générateur de courant



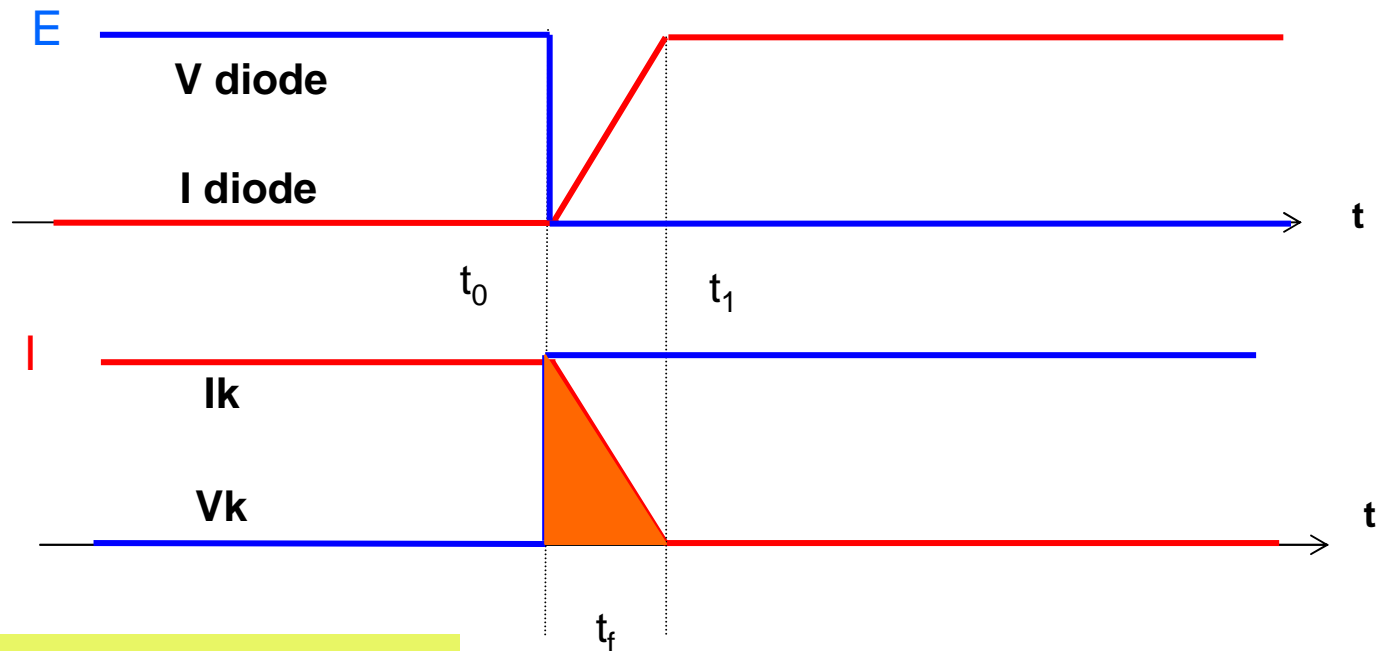
# Commutation à la fermeture



La diode conduit  
L'interrupteur est ouvert

Pertes de commutation  $W = 0,5 E I t_{on}$

# Commutation à l'ouverture



L'interrupteur est fermé  
La diode est bloquée

Pertes de commutation  $W=0,5 E I t_f$

# Pertes de commutation

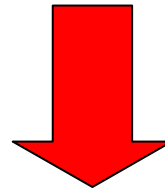
$$P_{\text{commut}} = (0,5 E I_{\text{ton}} + 0,5 E I_{\text{tf}}) F$$

F: fréquence de commutation

Les pertes de commutation sont proportionnelles à la fréquence de découpage et aux temps de commutation

# Puissance dissipée

**Pd** = pertes de conduction  
+ pertes de commutation



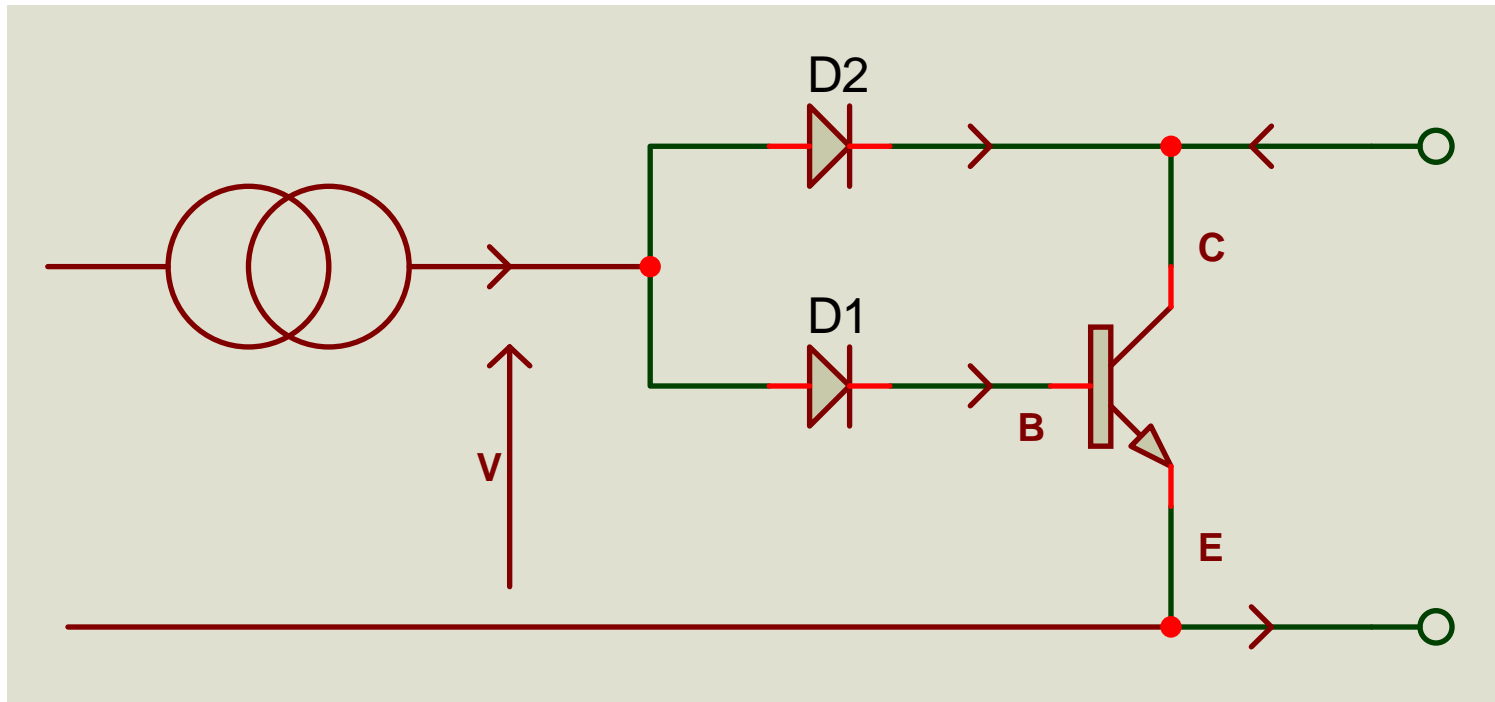
Calcul du refroidisseur



# Temps de stockage

- On sait que le fonctionnement en saturation d'un transistor est caractérisé par un phénomène d'élargissement de la base. Tout se passe comme si une partie du collecteur était transformée en base.
- Cette inversion du type de matériau nécessite une certaine quantité de charges, appelée charge stockée, qui sont apportées par le courant base.
- La décroissance du courant collecteur consécutive à l'inversion du courant base ne peut avoir lieu que lorsqu'une partie suffisante de la charge stockée a été évacuée. Le temps nécessaire à cette évacuation peut être assimilé au temps de stockage.
- Le temps de stockage est fortement dépendant du courant inverse de base et il existe des techniques de circuit permettant de maintenir ce temps à des valeurs faibles.

# Anti-saturation

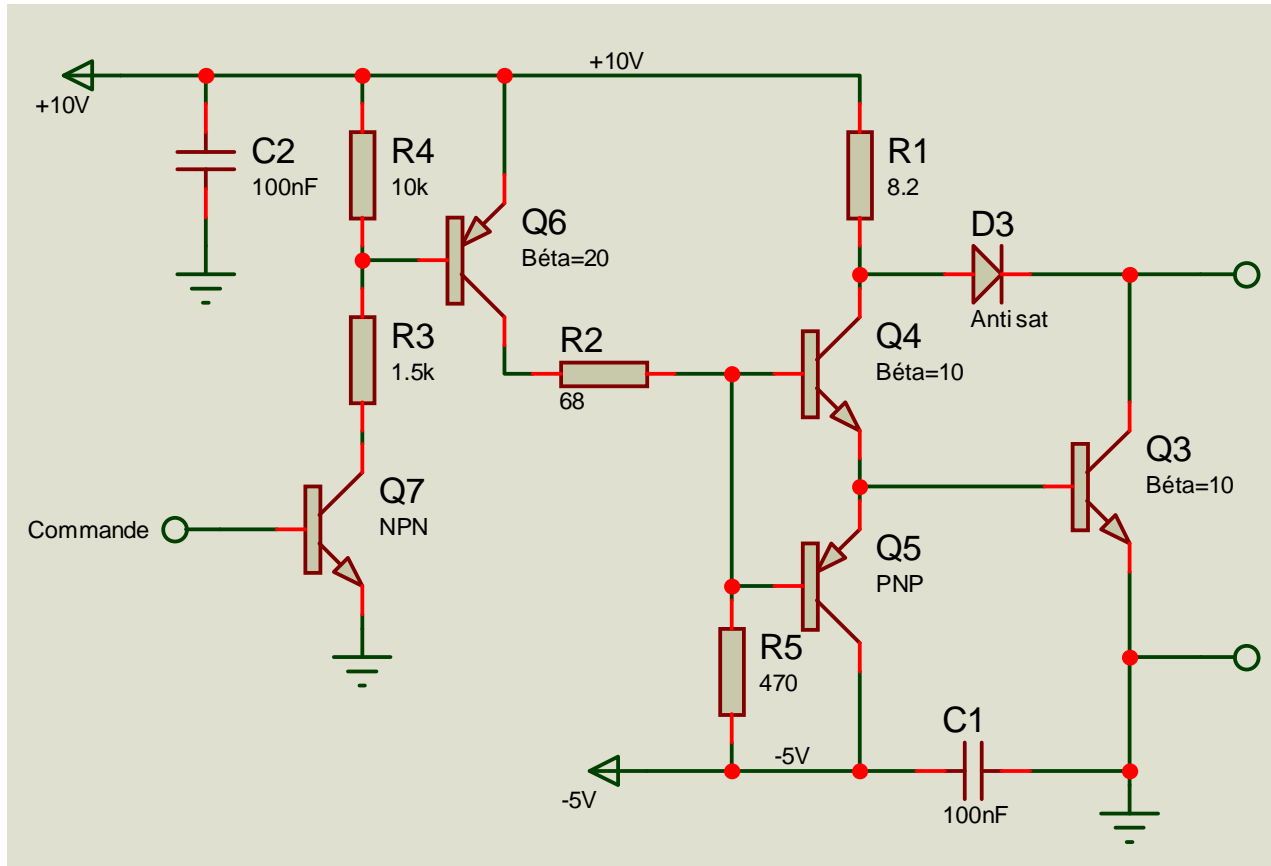


$$V = V_{d1} + V_{be} = V_{d2} + V_{ce}$$

$$\text{si } V_{d1} \approx V_{d2}$$

$$V_{ce} \approx V_{be}$$

# Circuit de commande



$I_c=10A$   
 $V_{ce\ max}=400V$

# Darlington

$$I_{c1} = \beta_1 I_{b1}$$

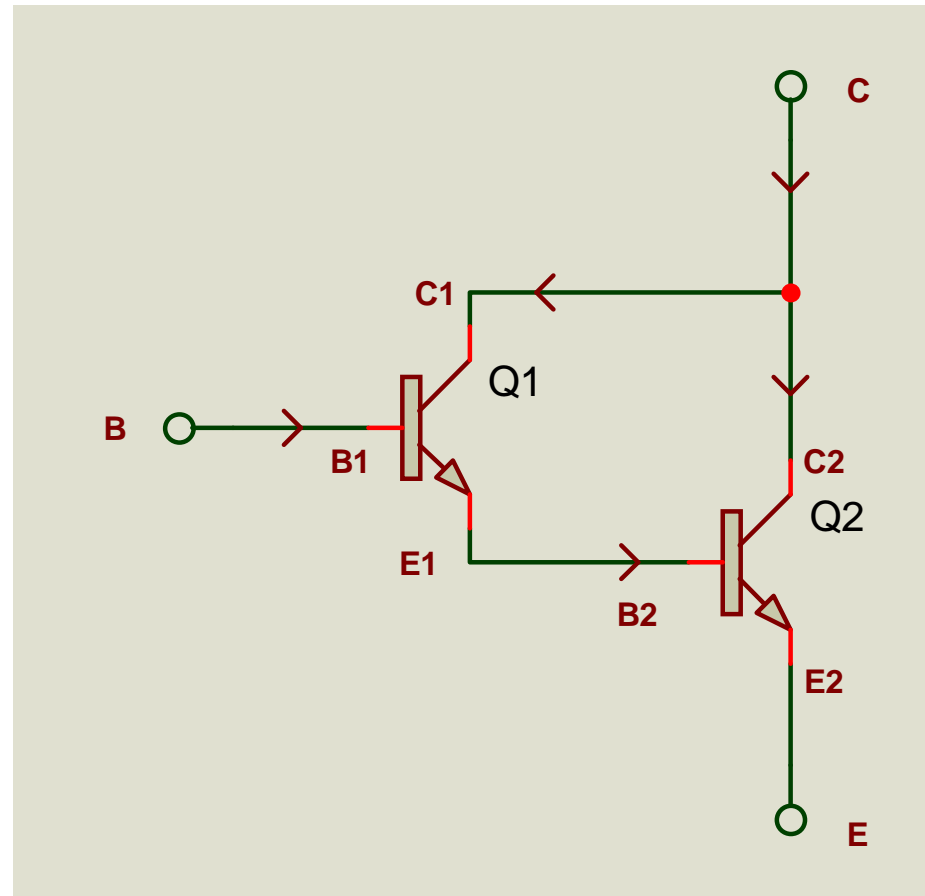
$$I_{e1} = I_{b2}$$

$$I_{e1} = (\beta_1 + 1) I_{b1}$$

$$I_{c2} = \beta_2 I_{b2}$$

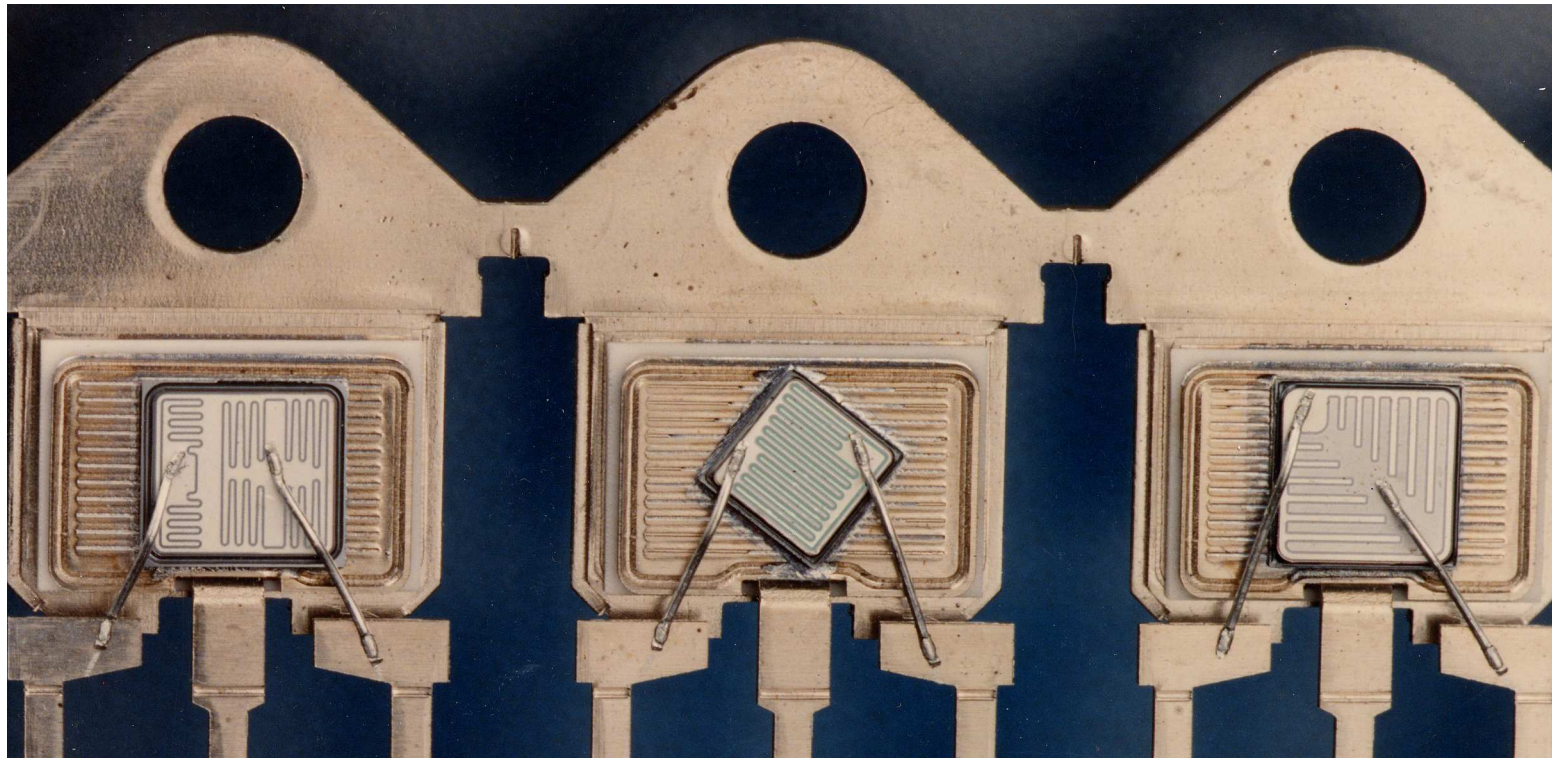
$$I_{c2} = (\beta_1 + 1) \beta_2 I_{b1}$$

$$I_c \approx \beta_1 \beta_2 I_b$$





# Puces de transistor bipolaire de puissance



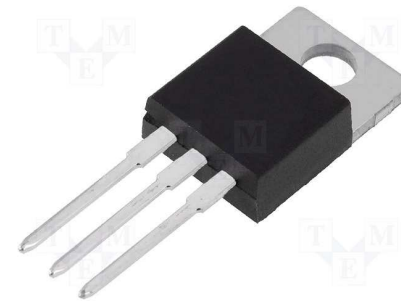
# Boîtiers de transistors de puissance



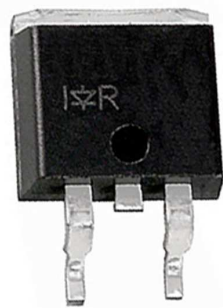
TO3



TOP3



TO220

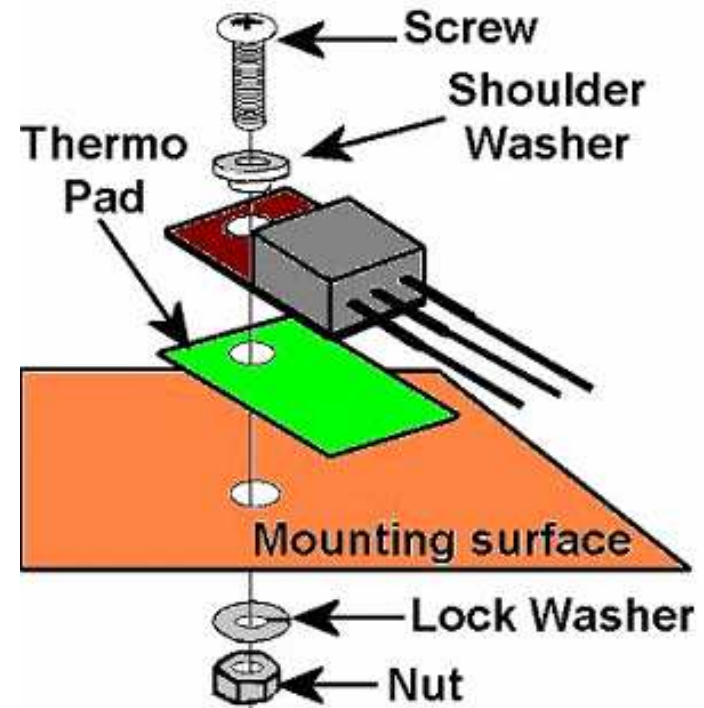
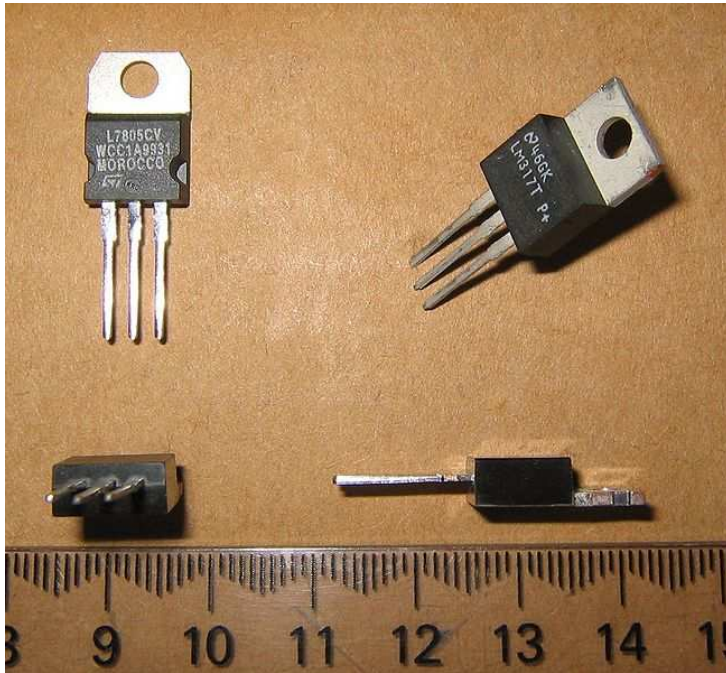


D2PAK

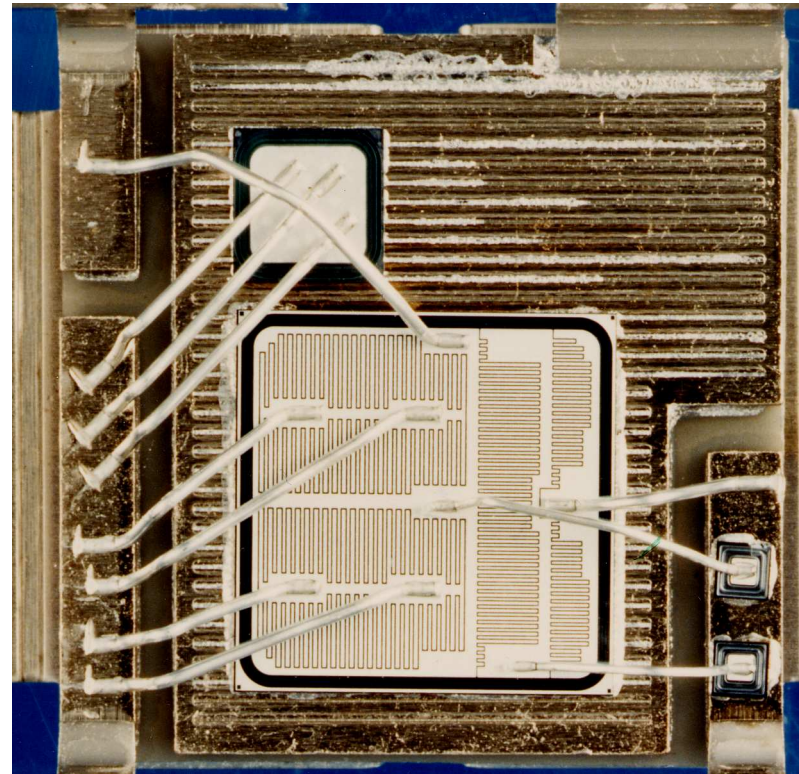
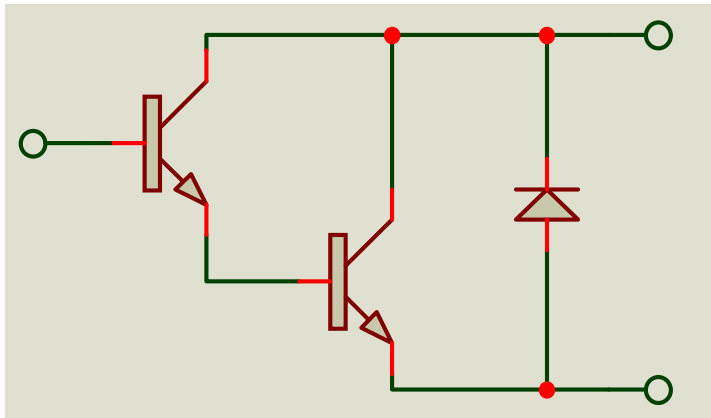


ISOTOP

# Boîtiers TO220



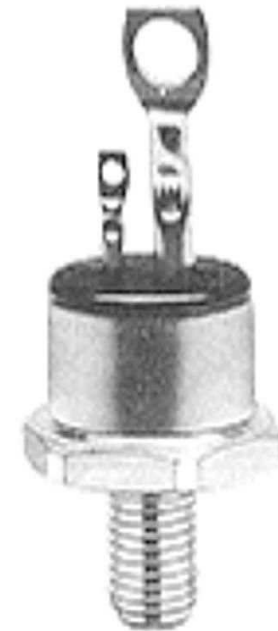
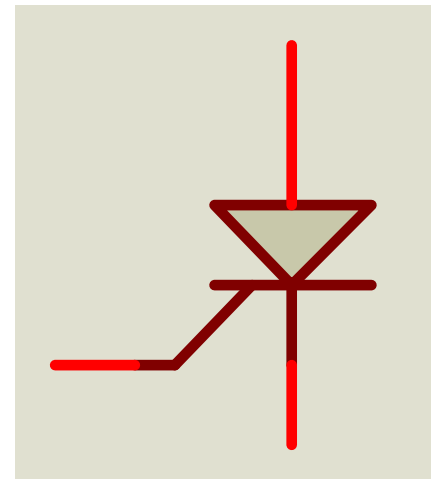
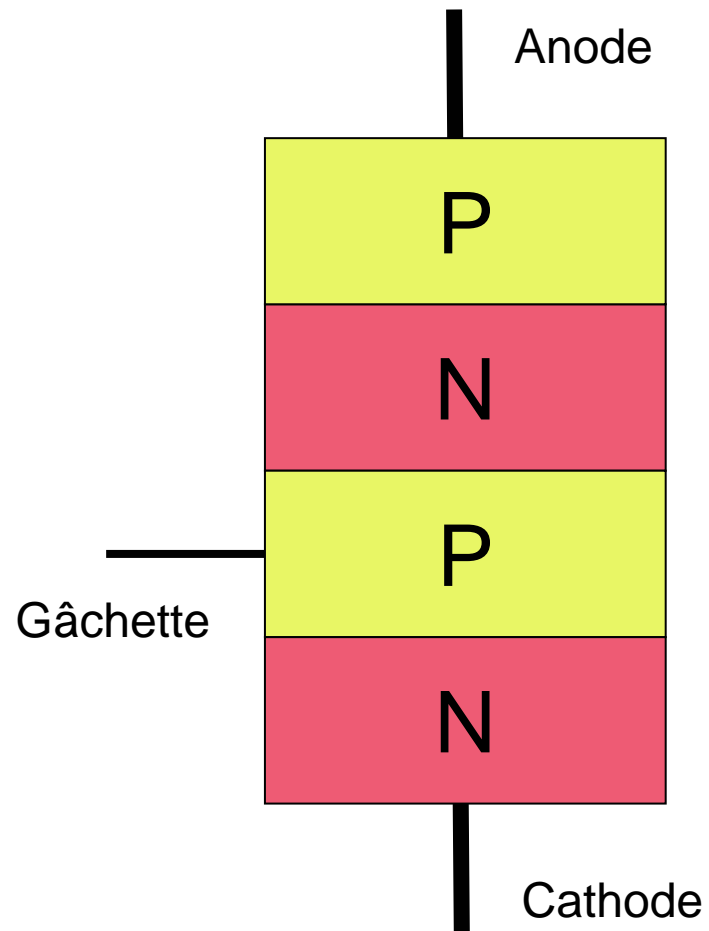
# Cellule de commutation



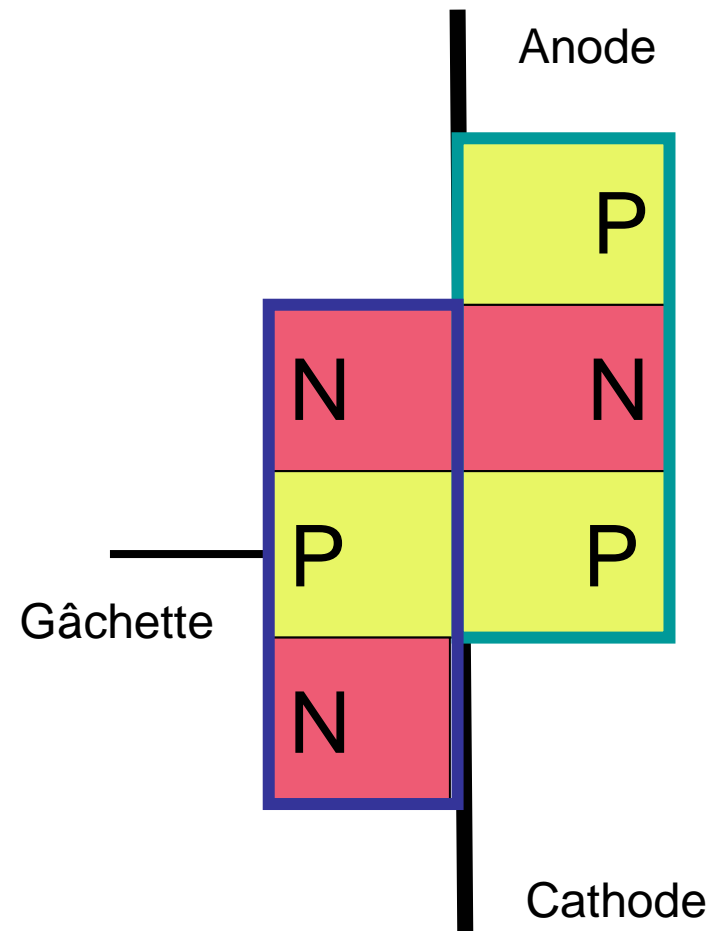
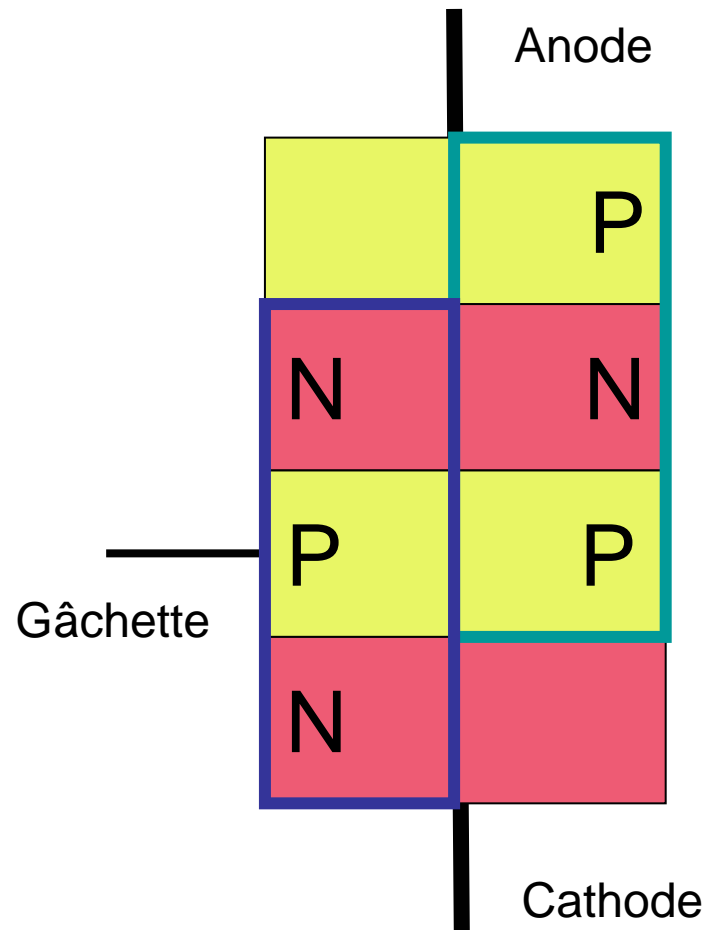
# Modules de puissance



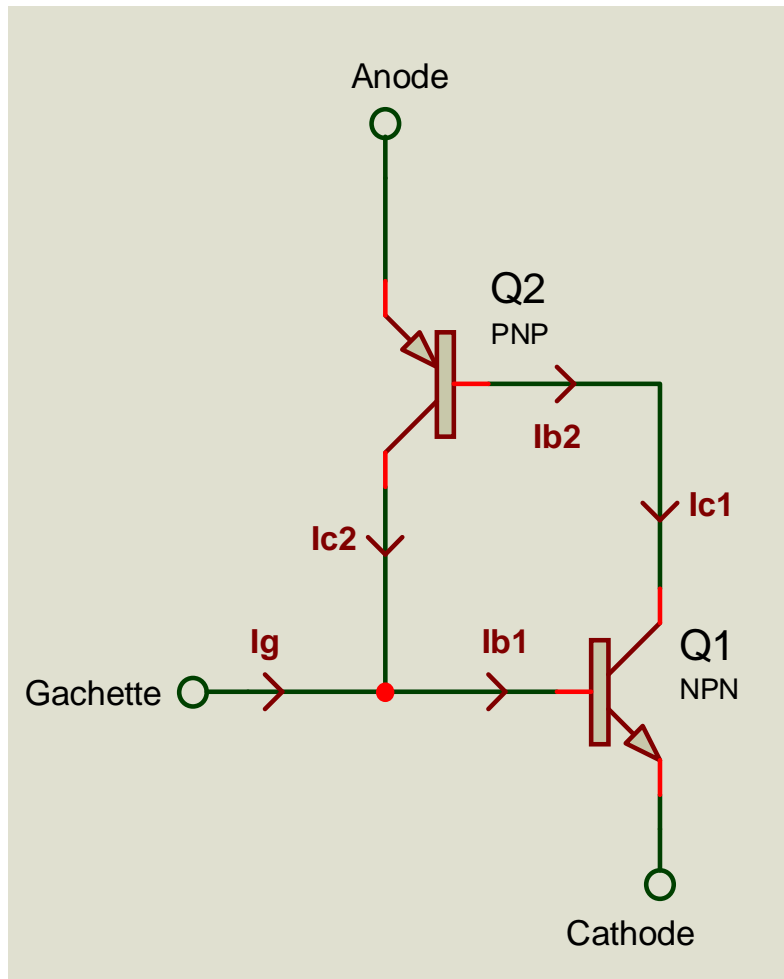
# THYRISTOR



# THYRISTOR



# THYRISTOR



$$I_{c1} = \beta_1 I_{b1}$$

$$I_{c1} = I_{b2}$$

$$I_{c2} = \beta_2 I_{b2} = \beta_1 \beta_2 I_{b1}$$

Au départ  $I_{b1} = I_g$

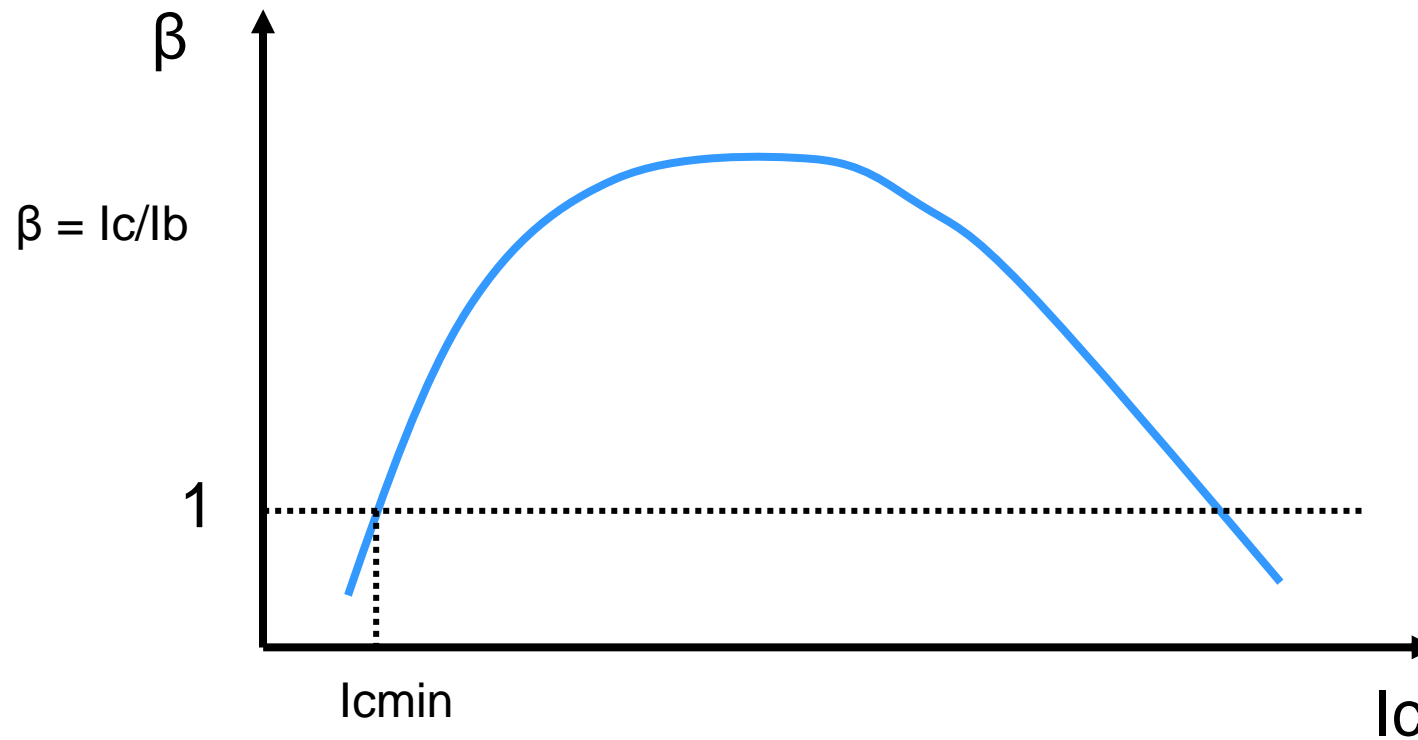
Si  $\beta_1 \beta_2 > 1$   $I_{c2} > I_g$

Le thyristor reste amorcé si on annule  $I_g$

Si  $\beta_1 \beta_2 < 1$   $I_{c2} < I_g$  le thyristor ne reste pas conducteur si on annule  $I_g$ .



# Gain en fonction du courant collecteur



$$I_c < I_{cmin} \rightarrow \beta < 1$$

# Conditions d'amorçage

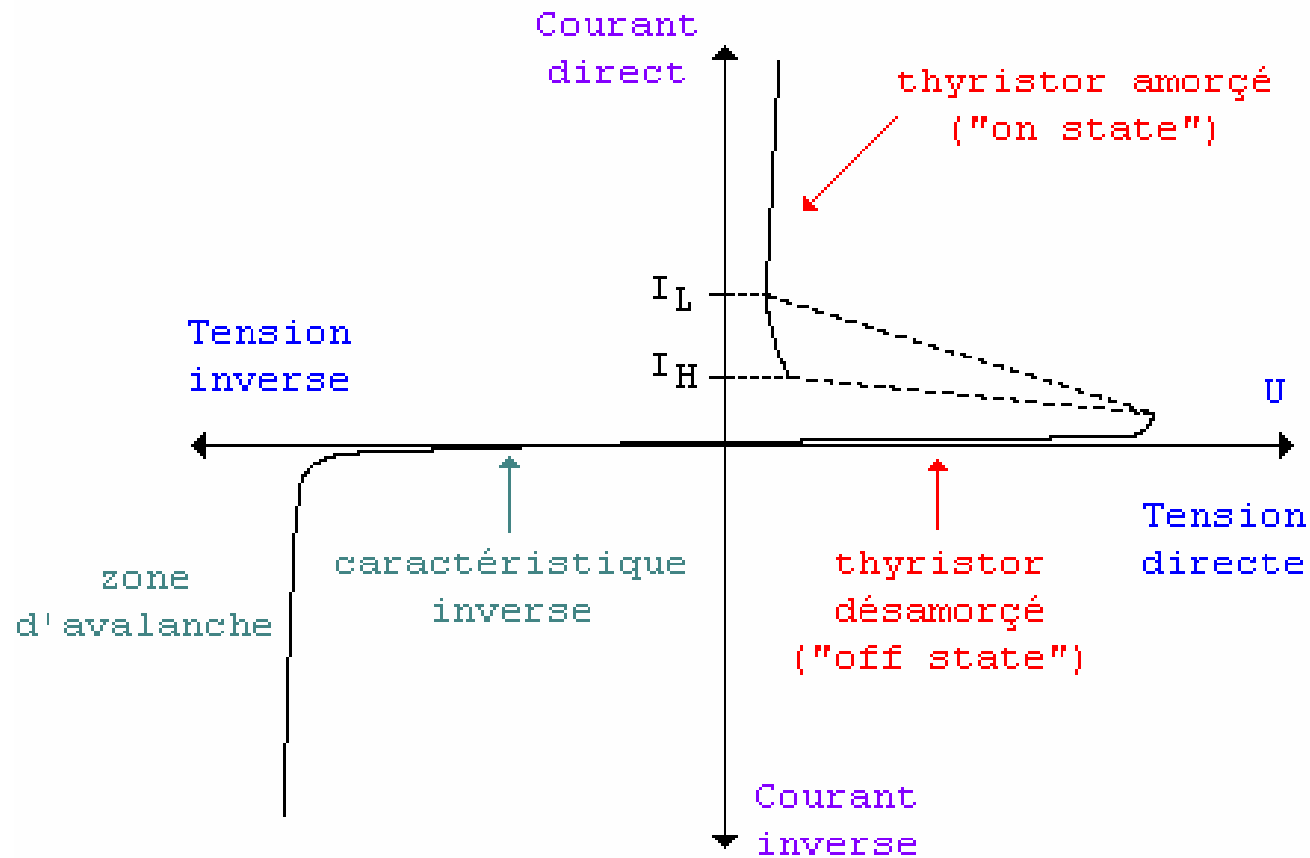
## Commandé

- $I_g > I_{gt}$  pendant un temps suffisant ( $t_{gt}$ )
- $I_{ak} > I_L$  pour assurer la condition  $\beta_1 \beta_2 > 1$

## Spontané

- $T_j > T_{jmax}$  →  $T_{jmax}$  faible  $\sim 110^\circ\text{C}$
- $dV_{ak}/dt$  élevé → Nécessité d'un réseau RC de protection

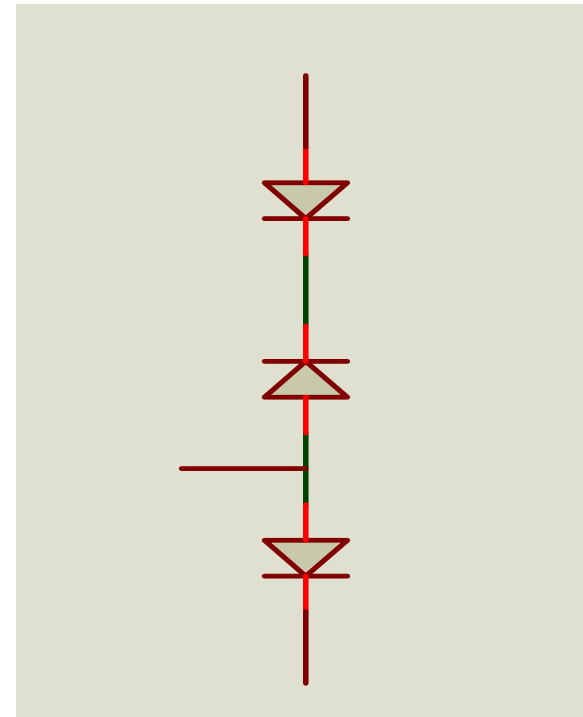
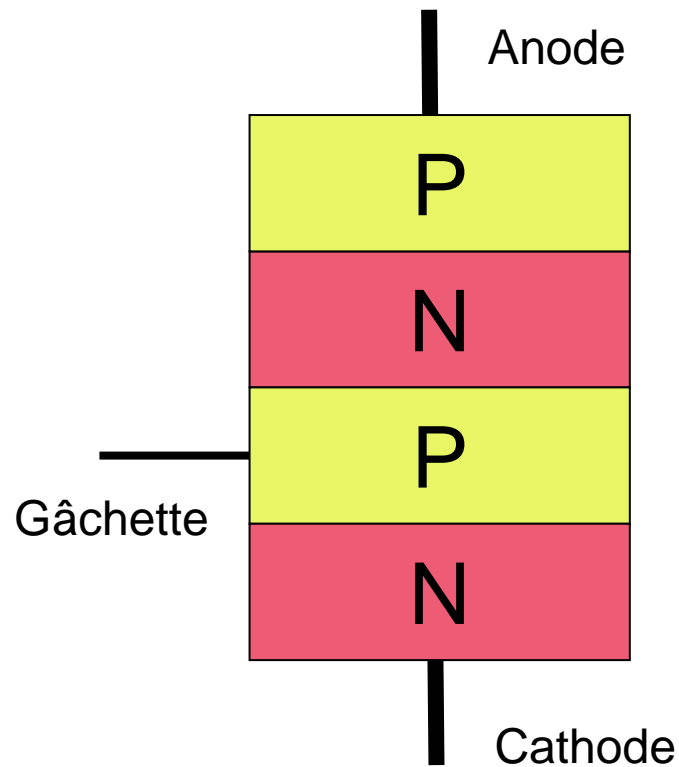
# Caractéristique d'un thyristor



# Conditions d'extinction

- Rendre  $\beta_1 \beta_2 < 1 \rightarrow I_{ak} < I_H$   
 $I_H$  courant de maintien  $\approx I_L$  courant d'accrochage
- Ne pas ré-appliquer de tension  $V_{ak} > 0$   
pendant un temps  $t_q$

# Tenue en tension



Bidirectionnel en tension Direct : VDWM Inverse : VRWM

# Calibre en courant

- Courant moyen max  $I_{Tav}$
- Courant efficace max  $I_{Trms}$   
Spécifiés pour un courant sinusoïdal avec angle de conduction de  $180^\circ$
- Courant de surcharge accidentel  $I_{TSM}$   
demi sinusoïde 10 ms → protection par fusible →  $I^2t$

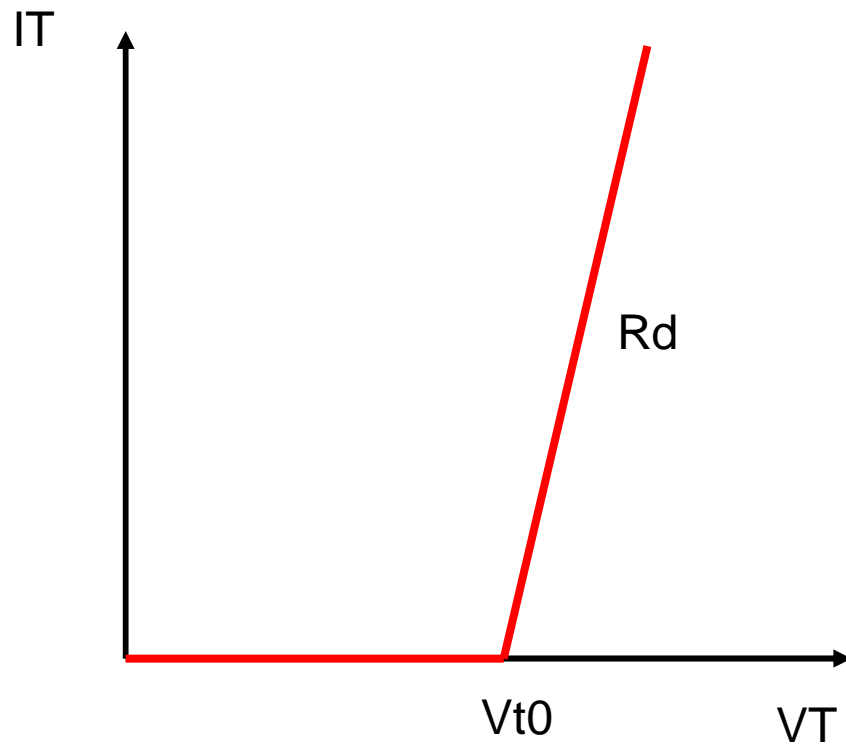
# Exemple BTW69

**Table 3: Absolute Ratings** (limiting values)

Symbol	Parameter		Value	Unit	
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current (180° conduction angle)	RD91	$T_c = 70^\circ\text{C}$	50	A
		TOP3 Ins.	$T_c = 75^\circ\text{C}$		
$I_{T(AV)}$	Average on-state current (180° conduction angle)	RD91	$T_c = 70^\circ\text{C}$	32	A
		TOP3 Ins.	$T_c = 75^\circ\text{C}$		
$I_{TSM}$	Non repetitive surge peak on-state current	$t_p = 8.3 \text{ ms}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	610	A
		$t_p = 10 \text{ ms}$		580	
$I^2t$	$I^2t$ Value for fusing		$T_j = 25^\circ\text{C}$	1680	$\text{A}^2\text{s}$
$di/dt$	Critical rate of rise of on-state current $I_G = 2$ $\times I_{GT}$ , $t_r \leq 100 \text{ ns}$	$F = 60 \text{ Hz}$	$T_j = 125^\circ\text{C}$	50	$\text{A}/\mu\text{s}$
$I_{GM}$	Peak gate current	$t_p = 20 \mu\text{s}$	$T_j = 125^\circ\text{C}$	8	A
$P_{G(AV)}$	Average gate power dissipation		$T_j = 125^\circ\text{C}$	1	W
$T_{stg}$ $T_j$	Storage junction temperature range Operating junction temperature range			- 40 to + 150 - 40 to + 125	$^\circ\text{C}$
$V_{RGM}$	Maximum peak reverse gate voltage			5	V

# Puissance dissipée

On modélise la caractéristique

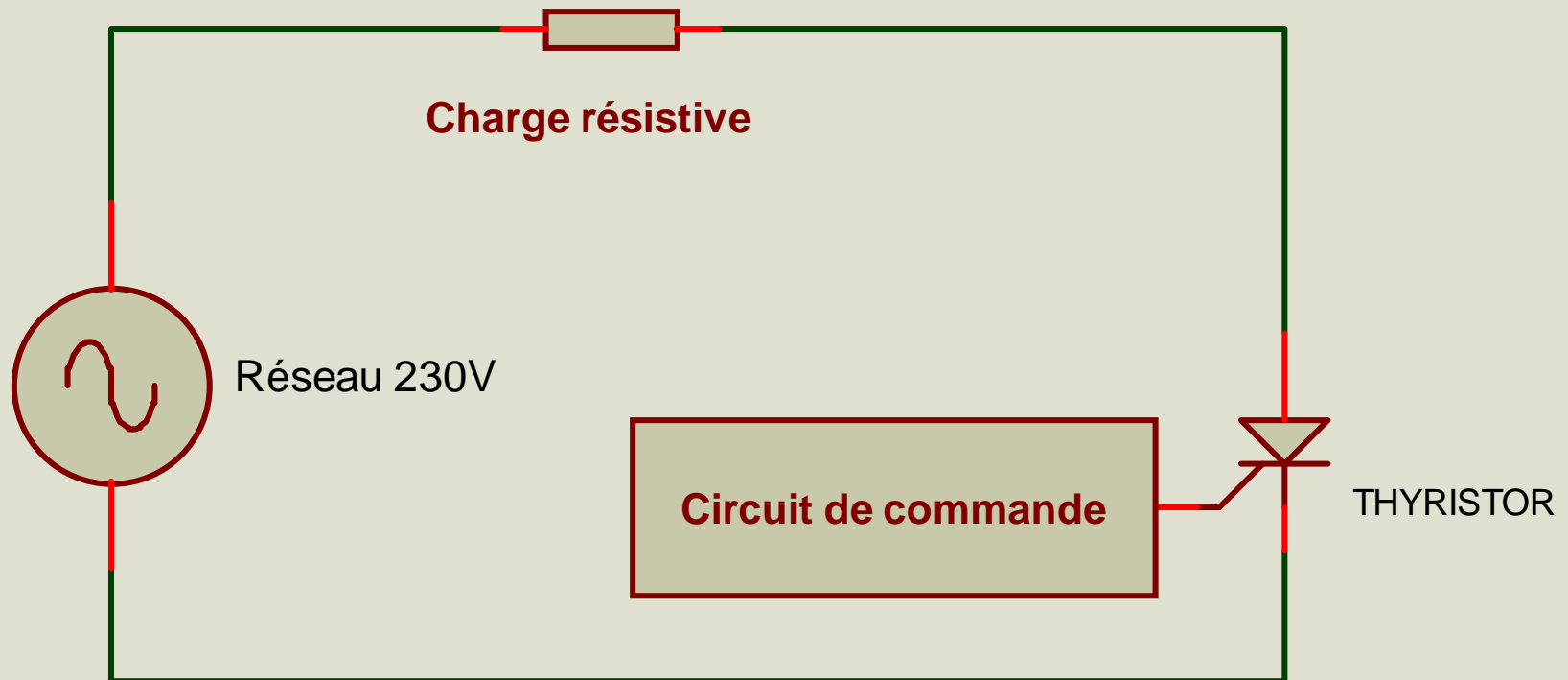


$$V_T = V_{t0} + R_d I_T$$

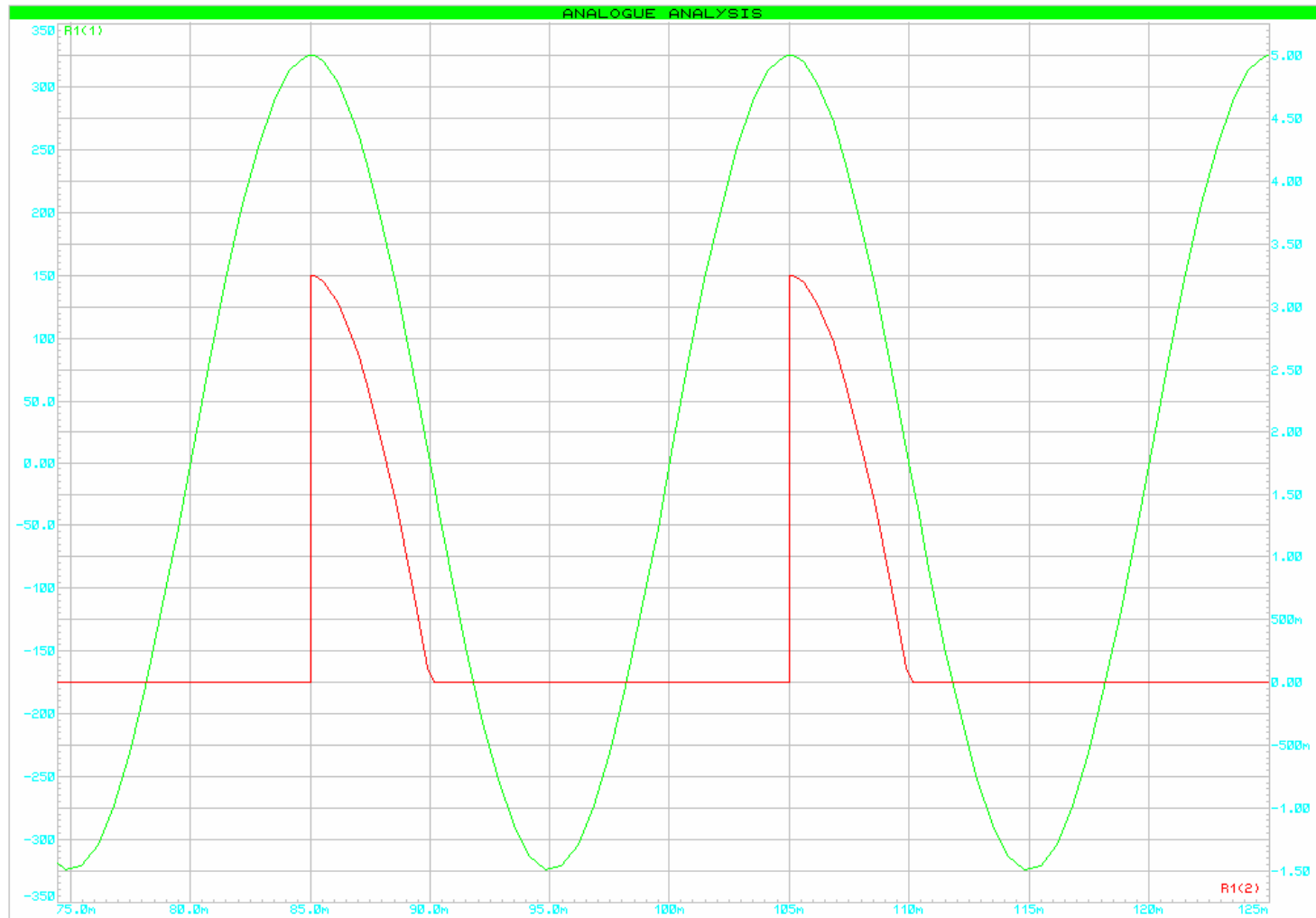
$$P_d = V_{t0} I_{Tav} + R_d I_T^2{}_{rms}$$



# Commande de phase



# Commutation naturelle



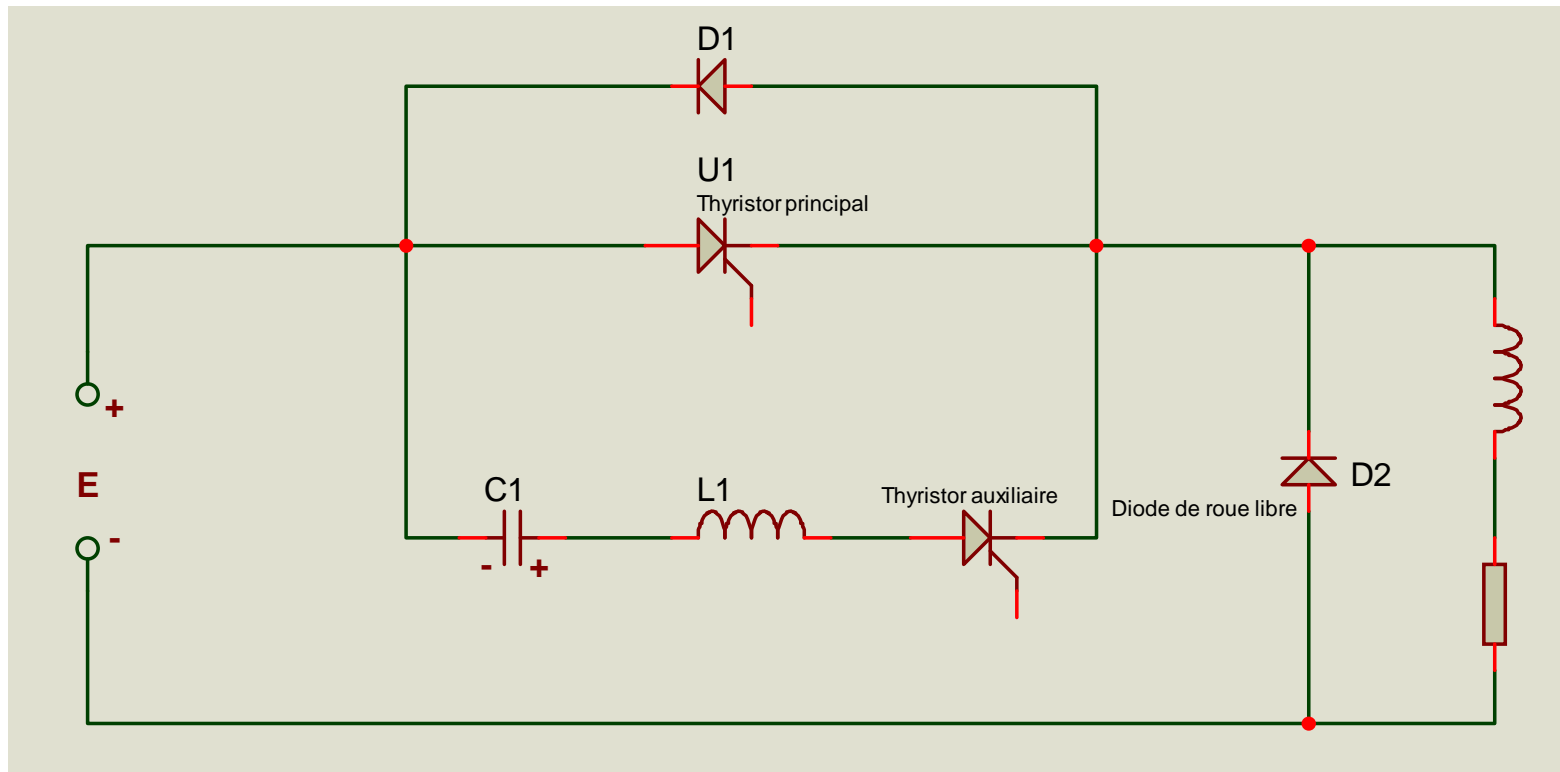
# Commutation forcée

Principe:

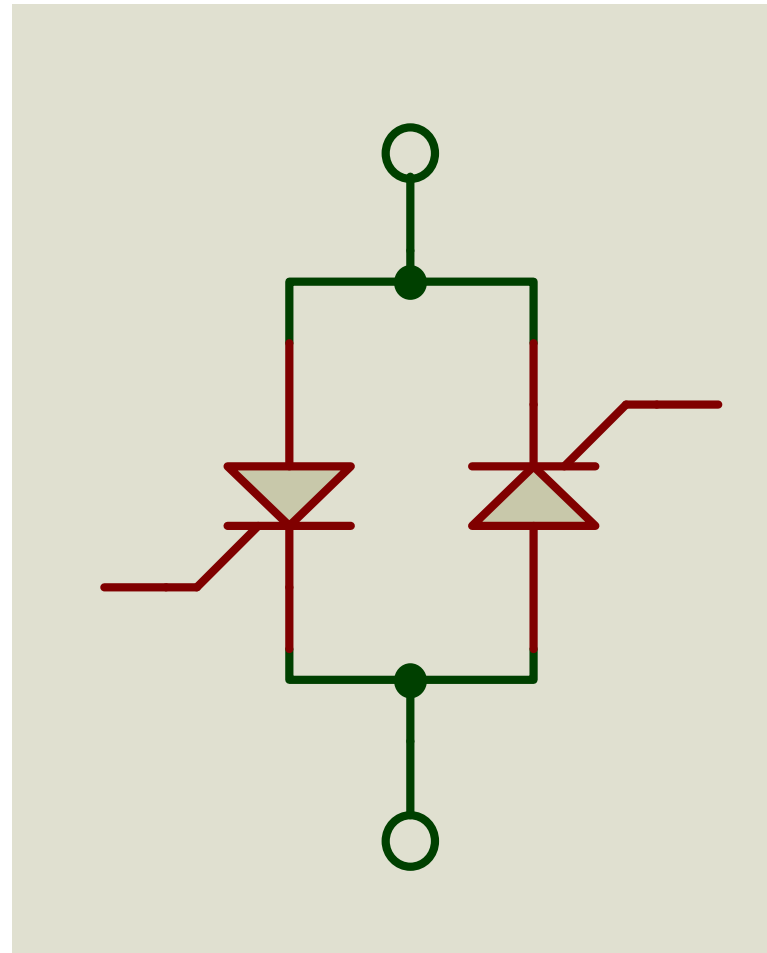
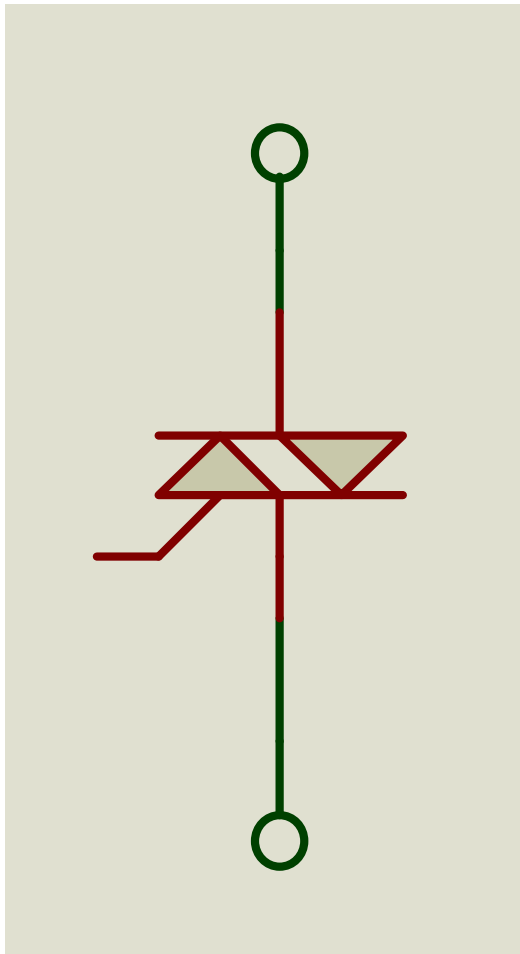
- Annuler le courant dans le thyristor ( $I_T < I_H$ )
- Ne pas ré-appliquer de tension  $V_{ak} > 0$  pendant un temps  $t_q$



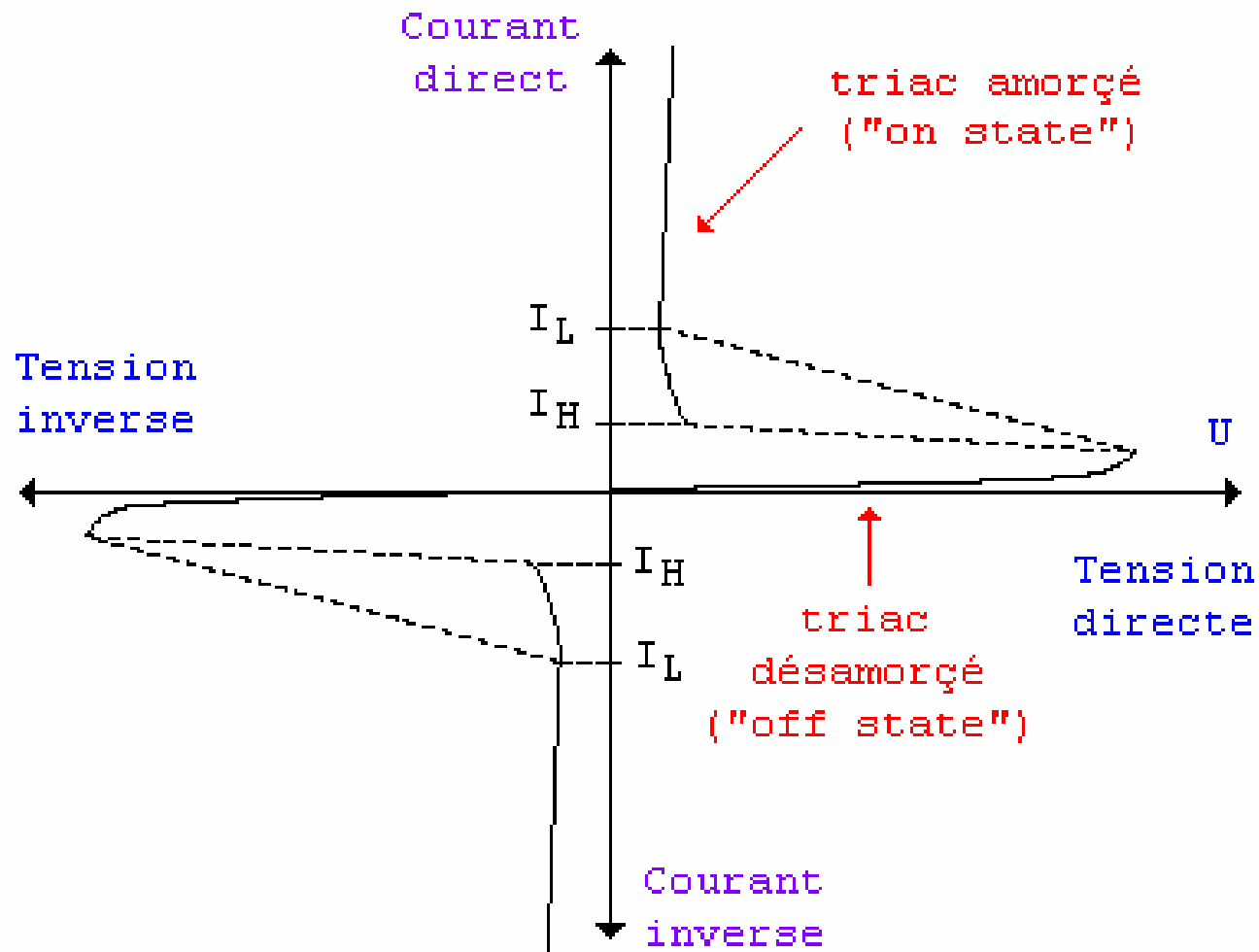
# Circuit de commutation forcée



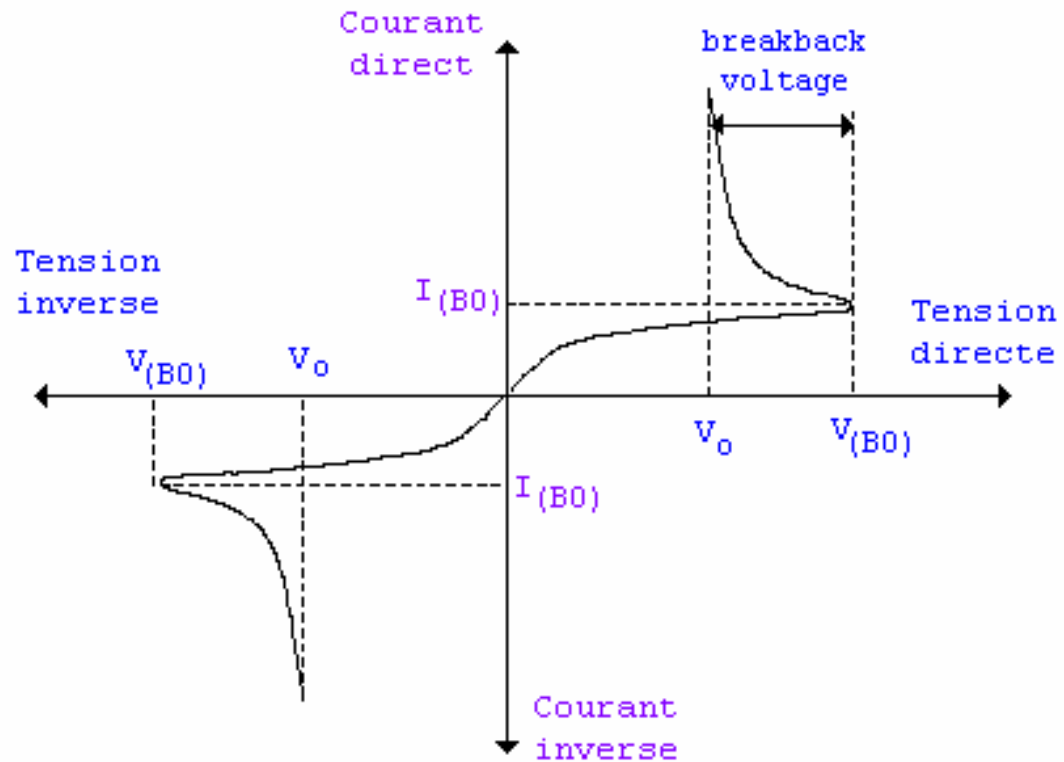
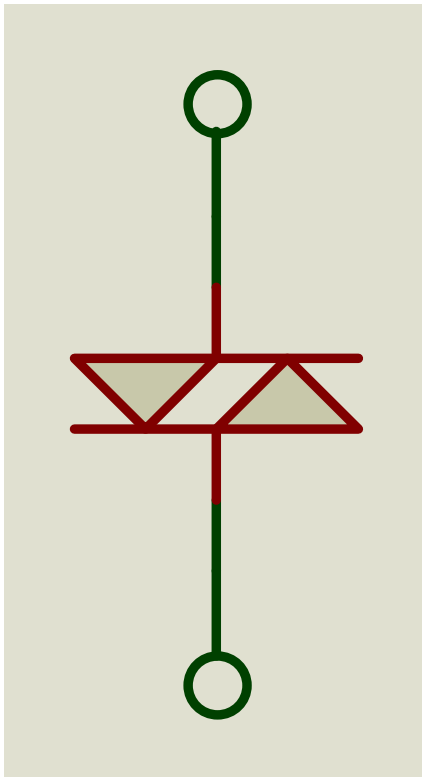
# TRIAC



# Caractéristique du TRIAC

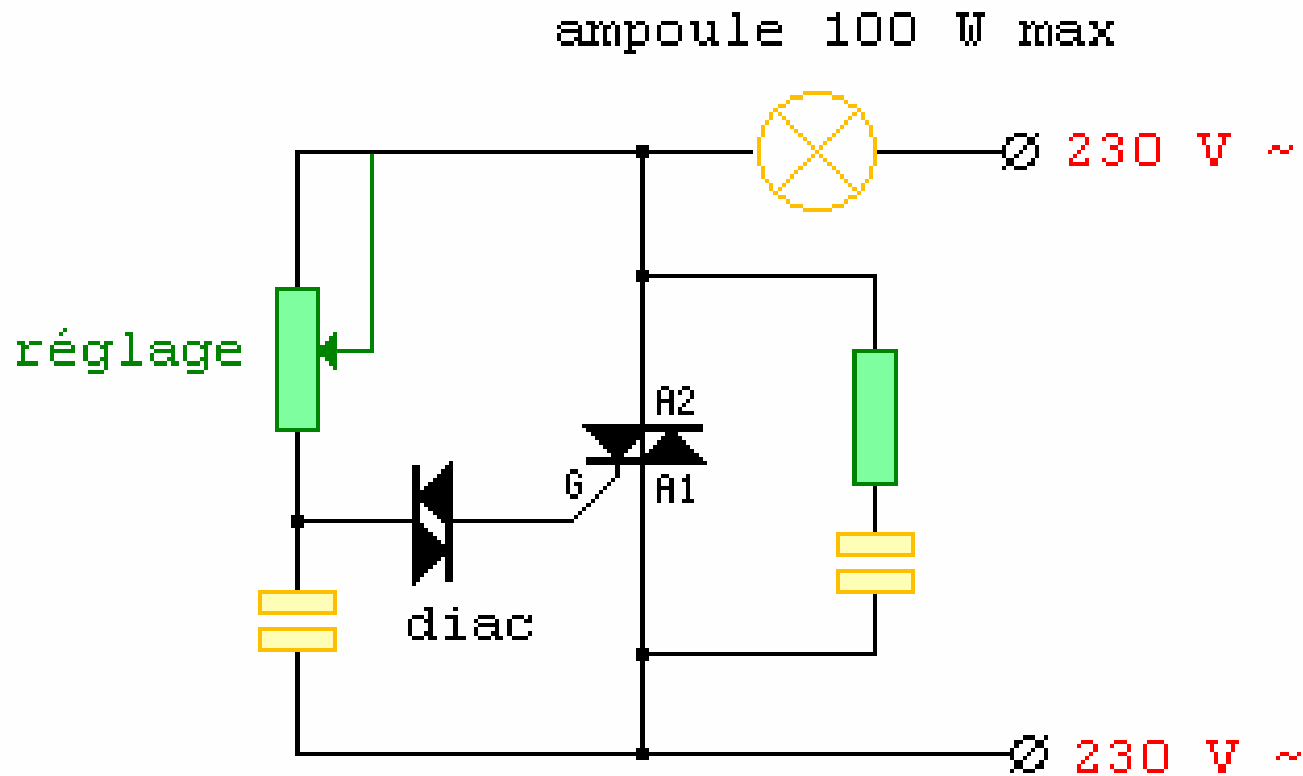


# Caractéristique du DIAC



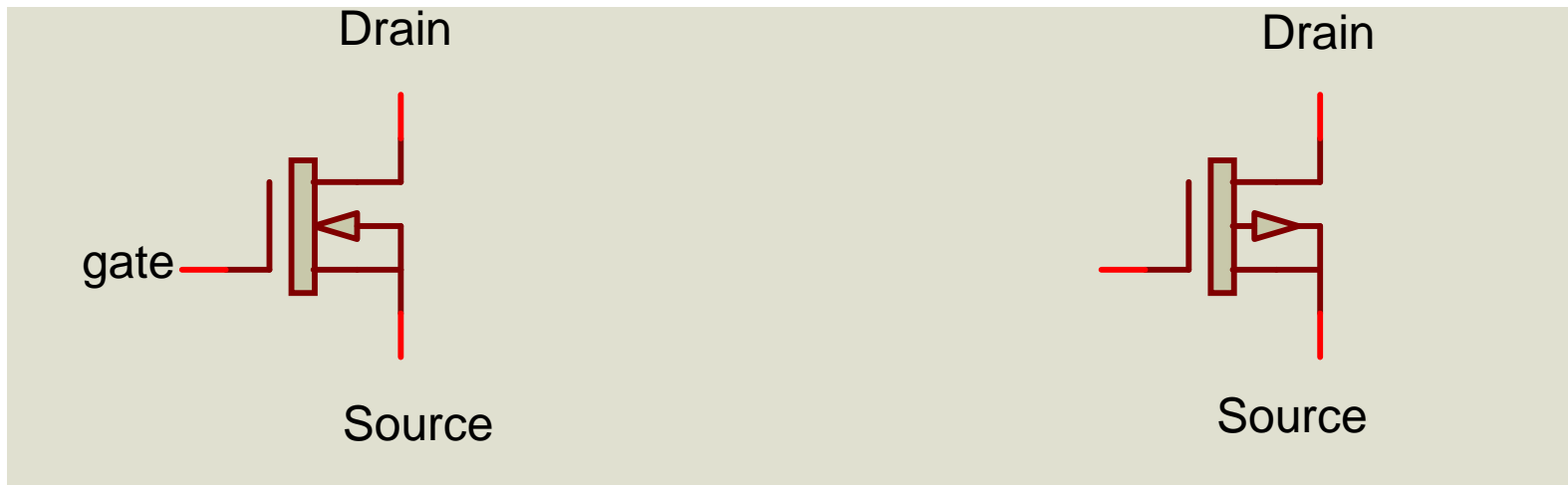
Transistor symétrique sans connexion de base

# Gradateur de lumière à TRIAC





# MOSFET de PUISSANCE

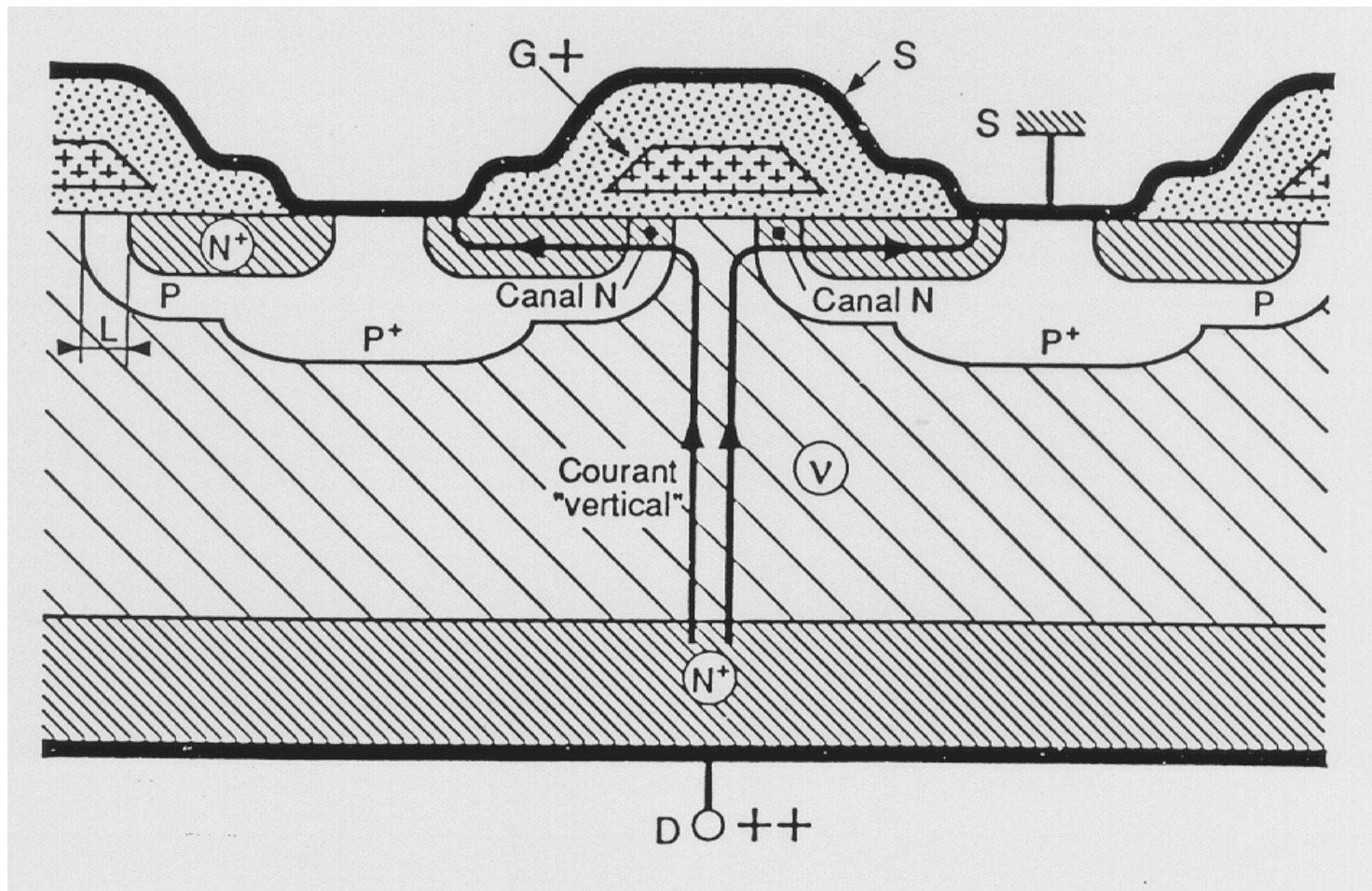


Canal N

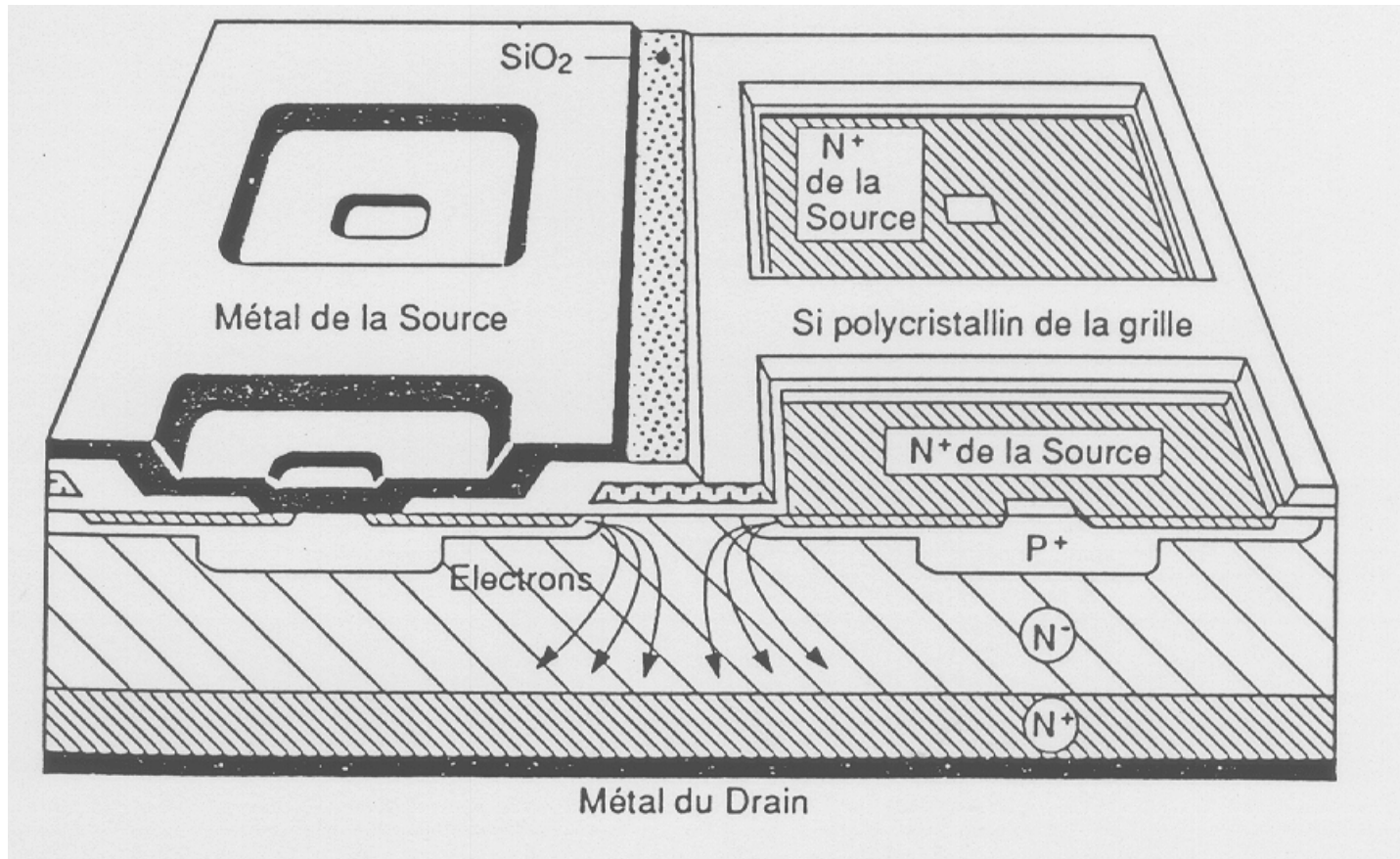
Canal P

**Symboles**

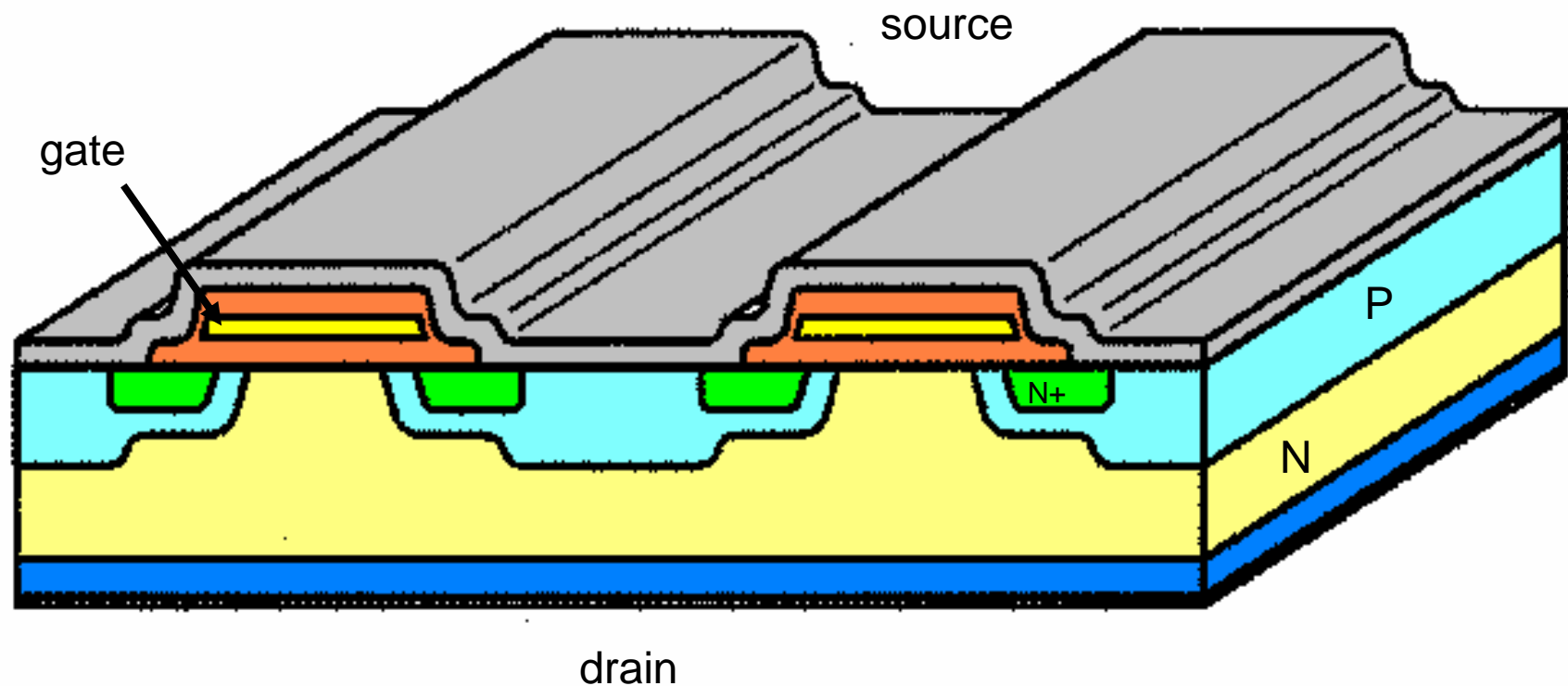
# MOSFET de PUISSANCE



# Structure cellulaire



# Structure en bandes



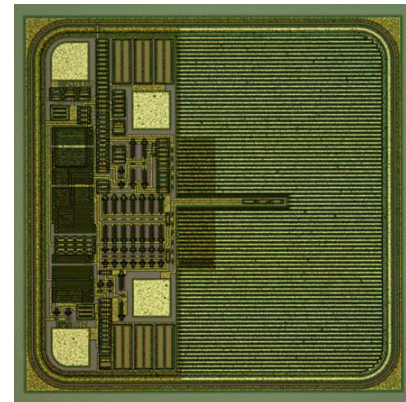
MOSFET basse tension, fort courant

# Fonctionnement linéaire

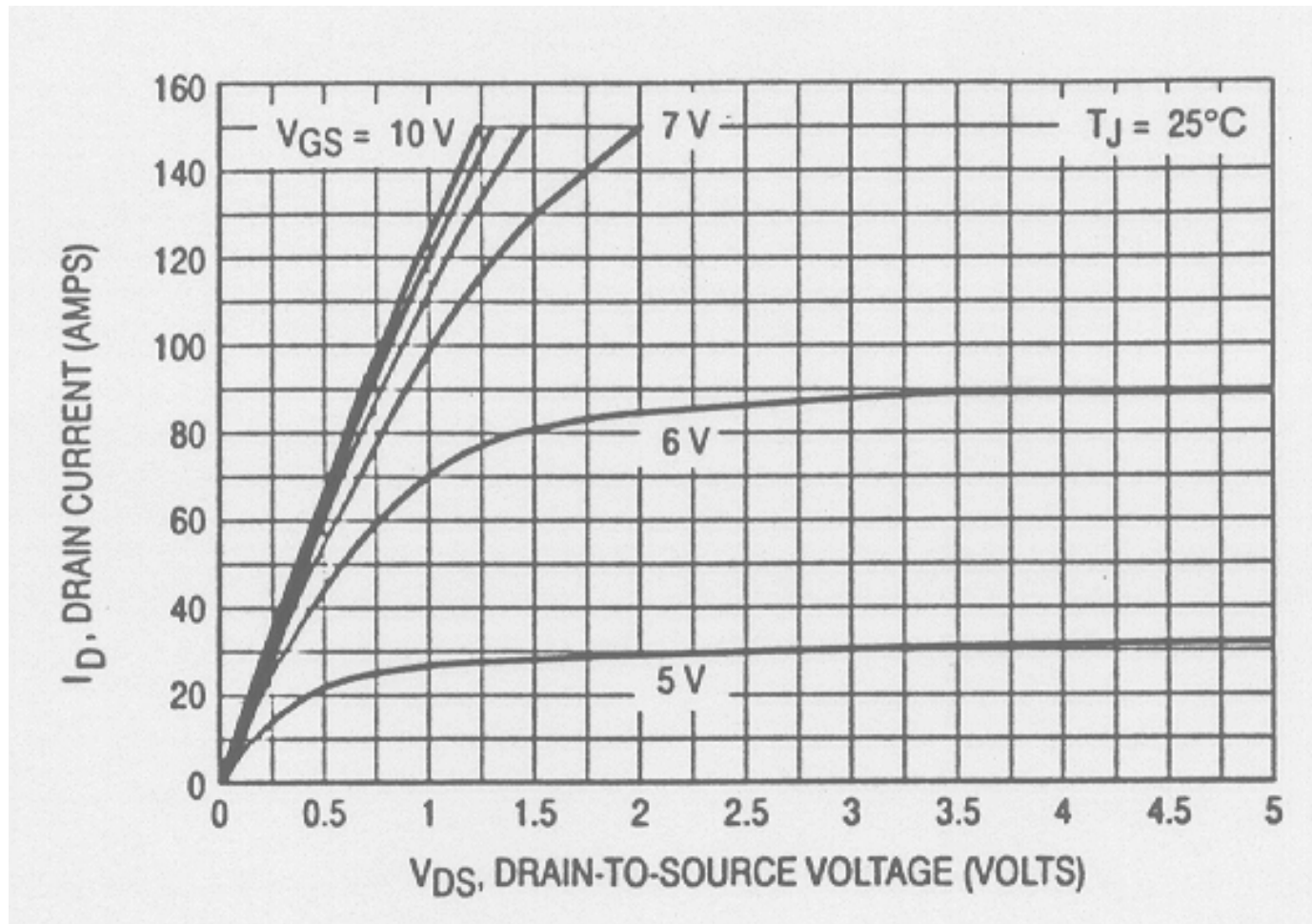
Dans la zone de fonctionnement linéaire (canal pincé)

$$I_D = K (V_{GS} - V_{th})^2$$

$V_{th}$  : tension de seuil



# Caractéristiques $I_D=f(V_{DS}, V_{GS})$



# MOSFET de PUISSANCE

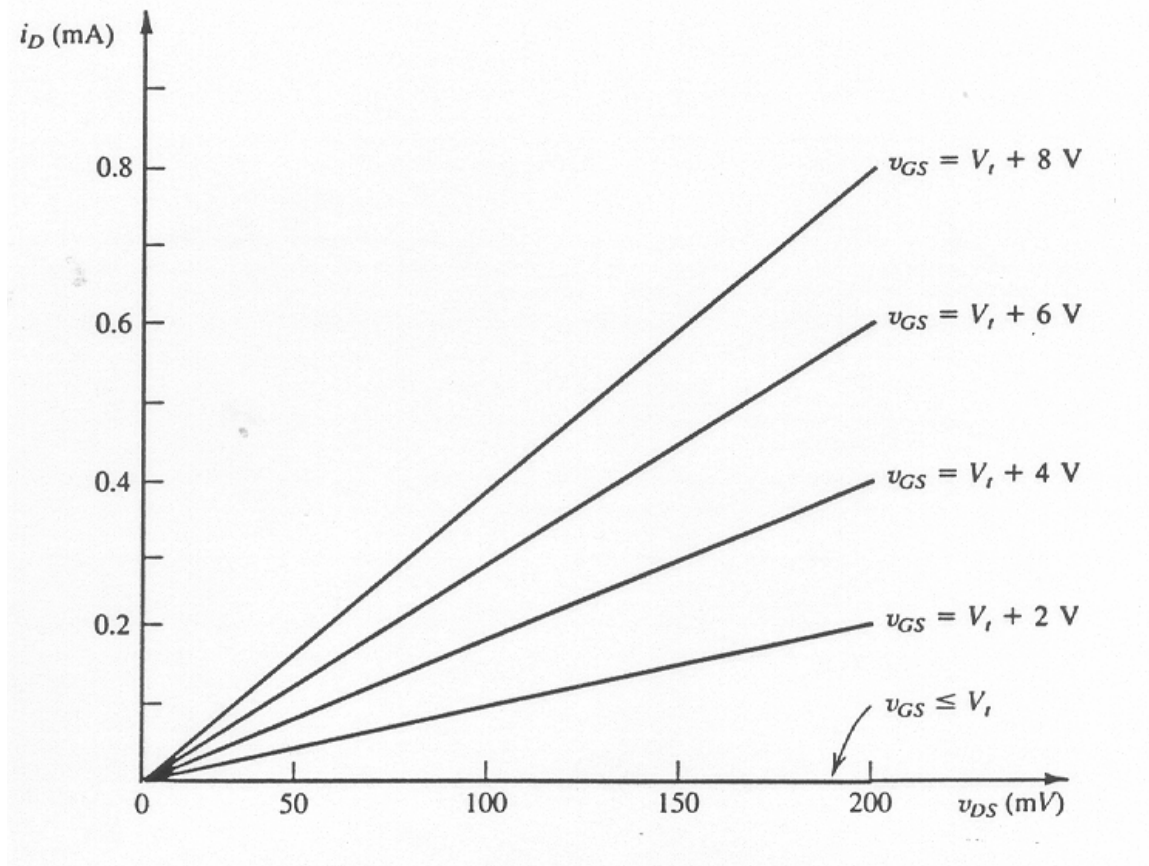
*Si  $V_{DS}$  est très faible:*

$$I_D = 2K (V_{GS} - V_{th}) V_{DS}$$

$$R_{DS} = \left[ 2K (V_{GS} - V_{th}) \right]^{-1}$$

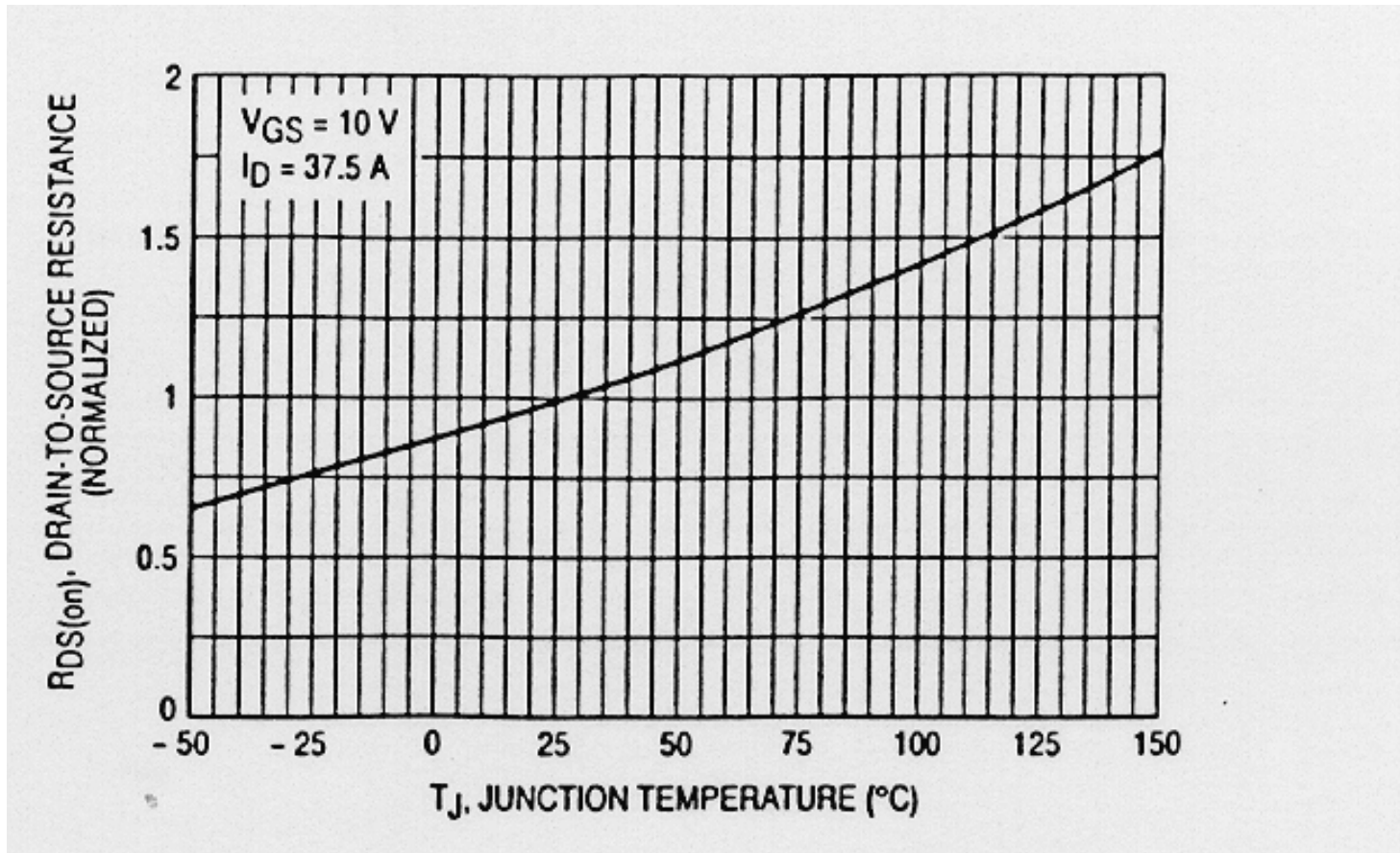
Le MOSFET se comporte comme une résistance  $R_{DS\ on}$  contrôlable par  $V_{GS}$

# Résistance à l'état passant: $R_{DS\ on}$





$$R_{DS\ on} = f(T)$$

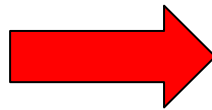


# Puissance dissipée

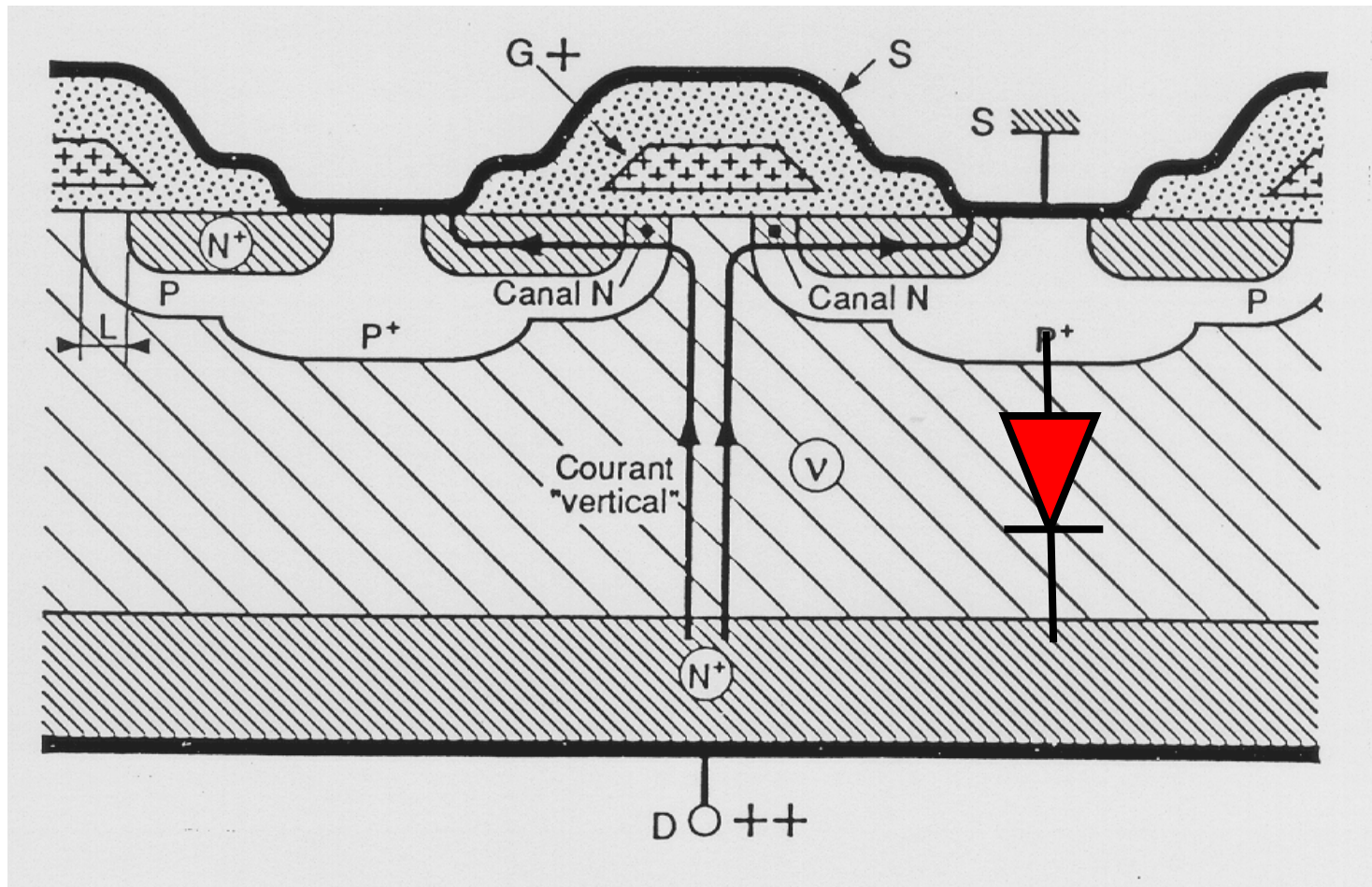
- Puissance dissipée en conduction

$$P_C = R_{DS\ ON} \times I_D^2 \text{ (RMS)}$$

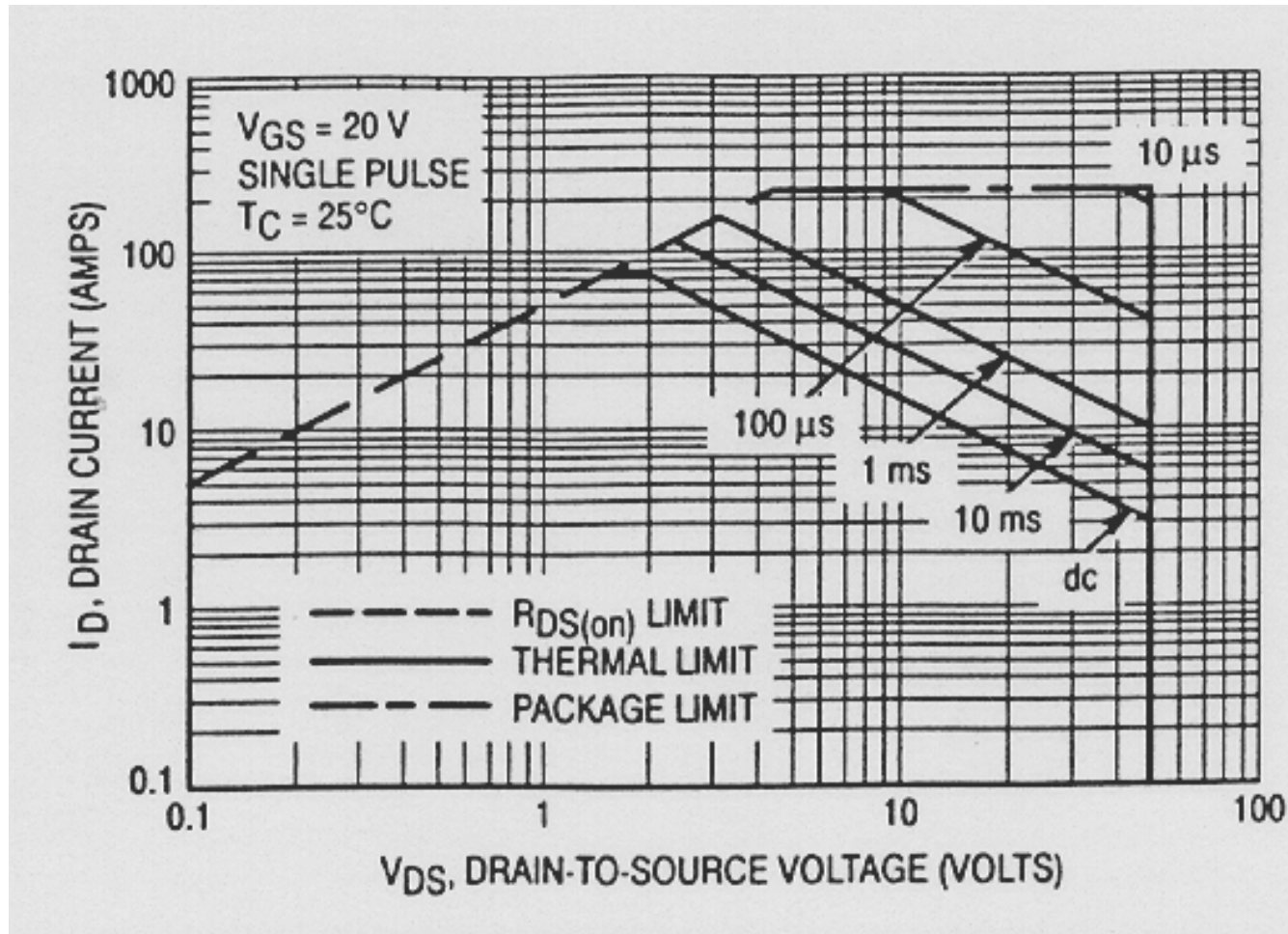
Toujours calculer avec  $R_{DS\ on}$  à chaud



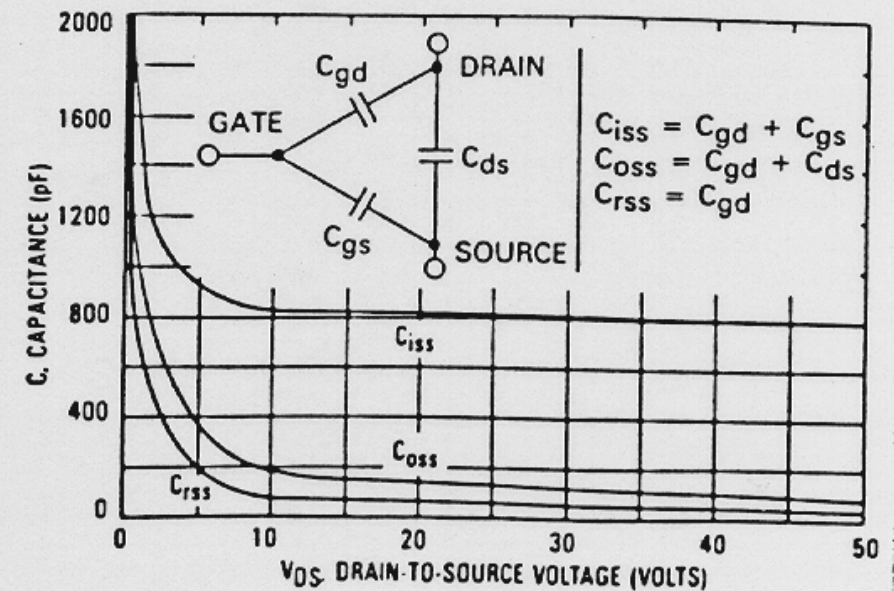
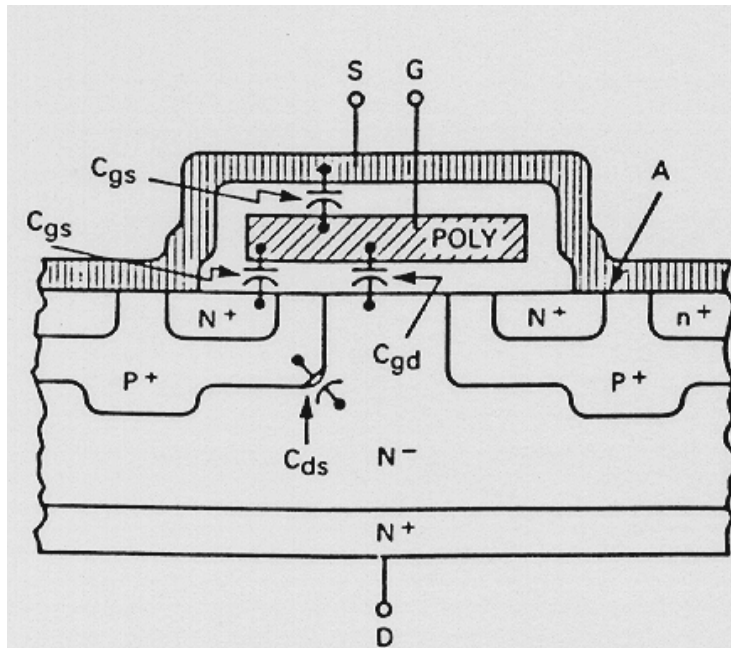
# Tenue en tension



# Aire de sécurité

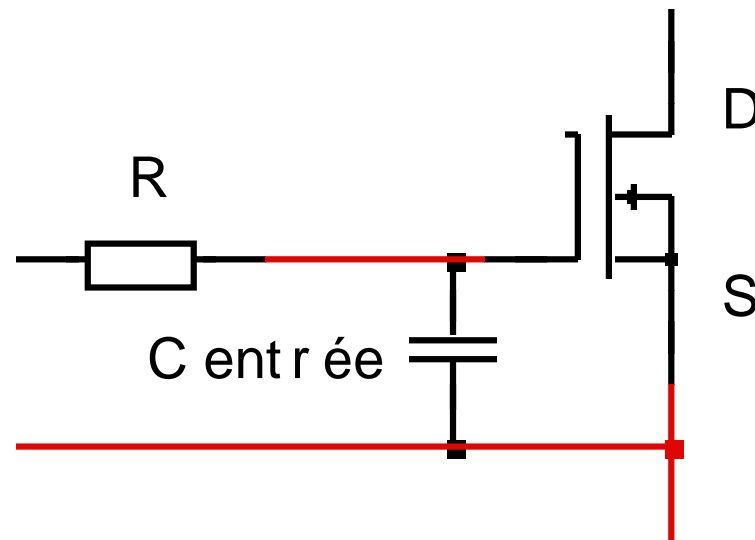


# Capacités internes



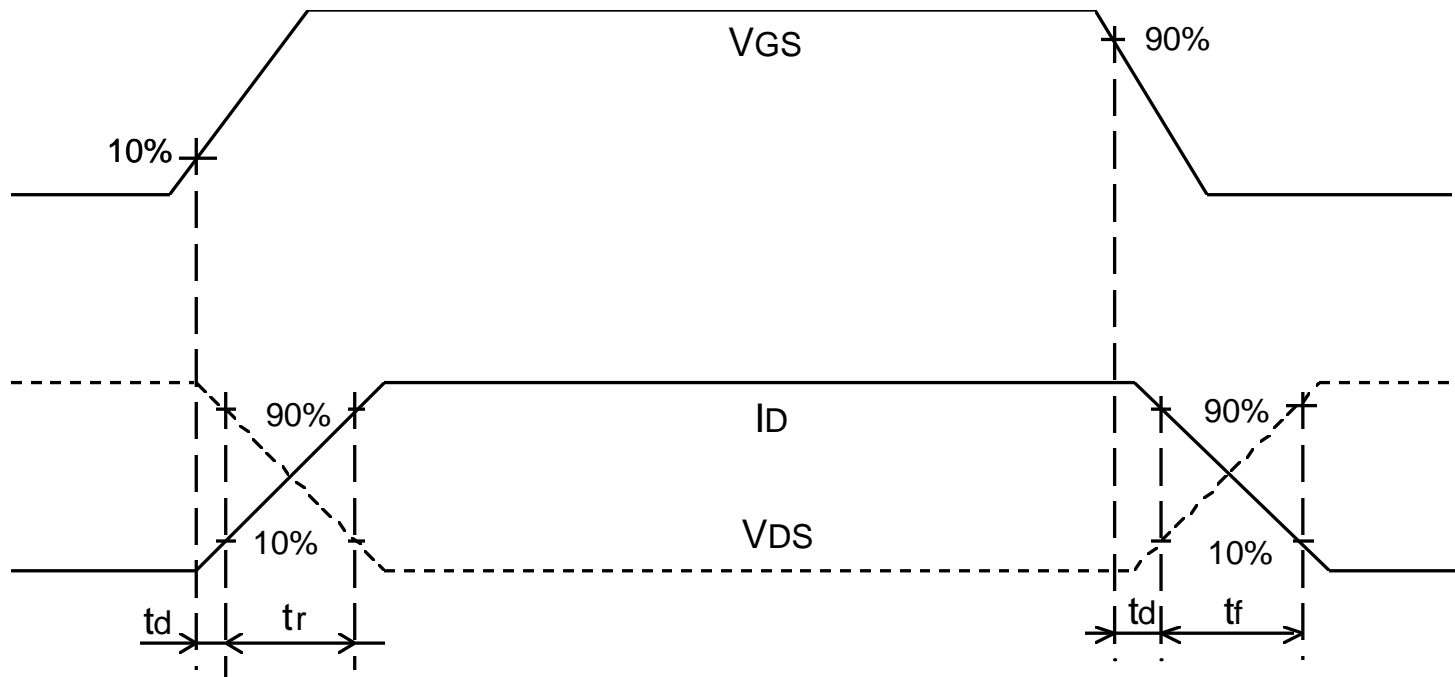
Forte capacité grille-source

# Commande en tension



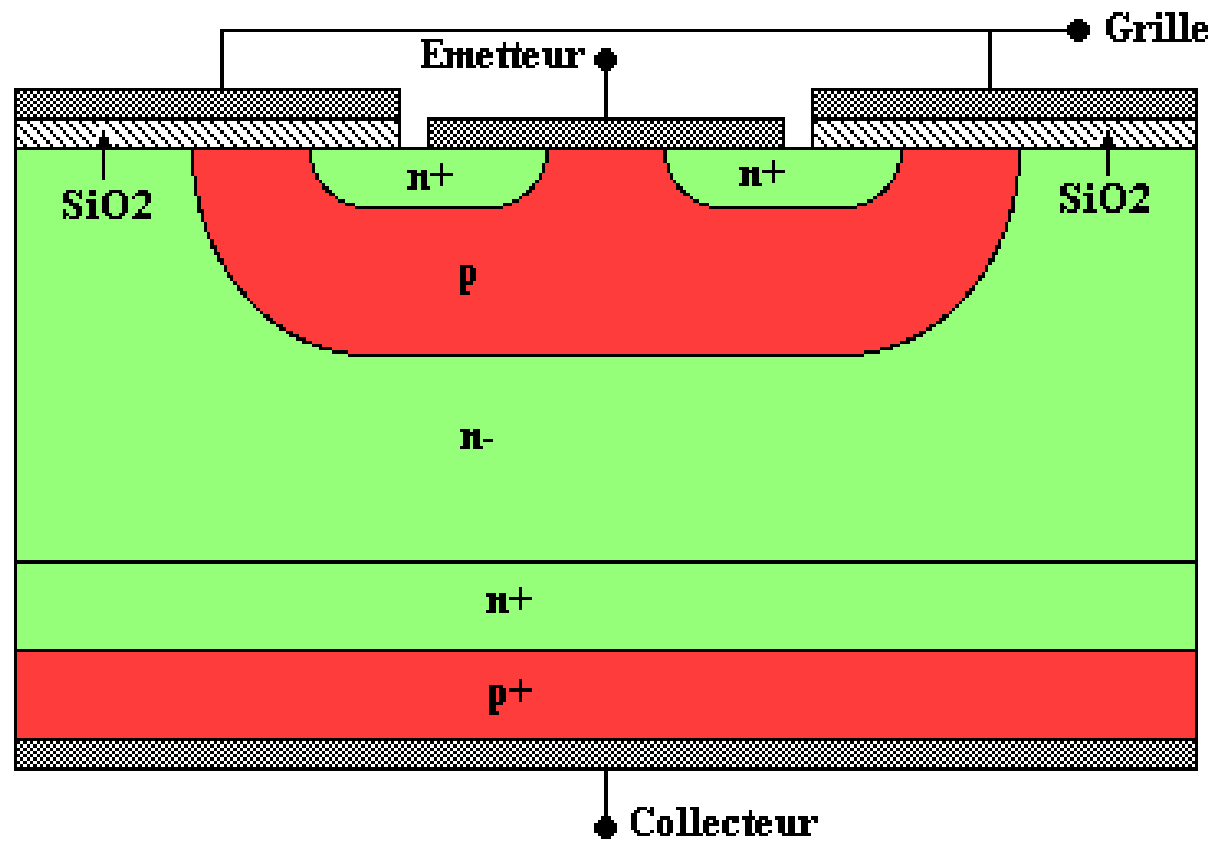
Le circuit de commande (driver) doit avoir une faible résistance interne

# Temps de commutation



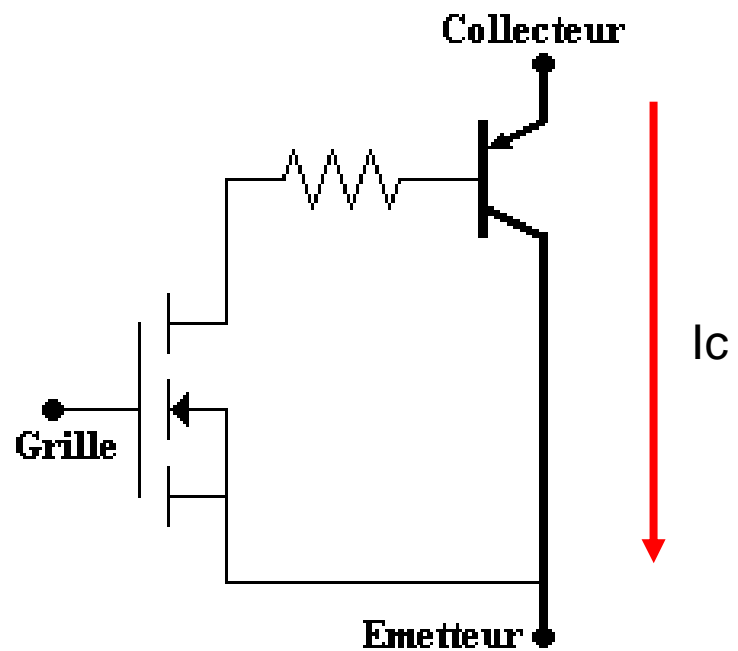
Sur charge résistive

# IGBT





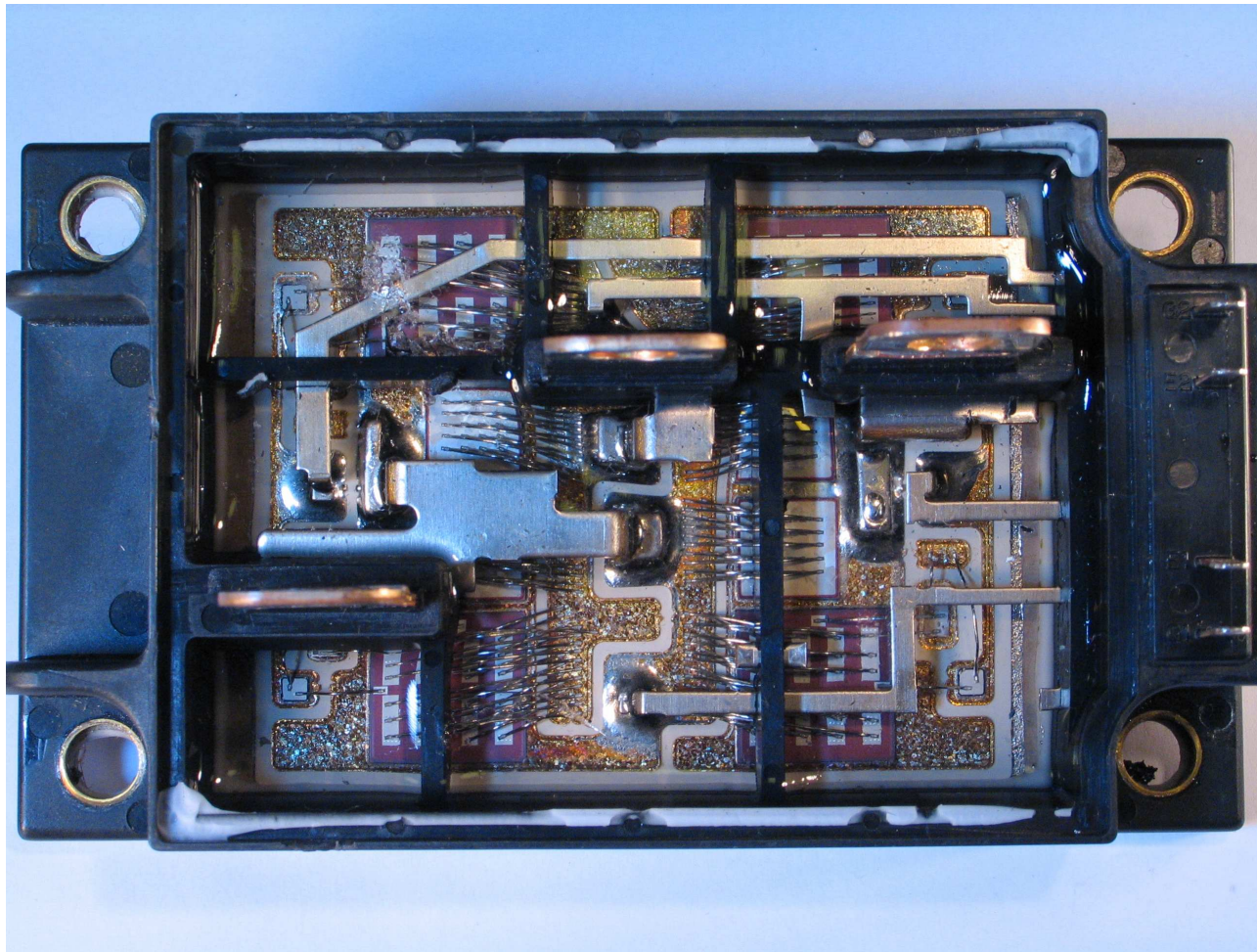
# Schéma équivalent



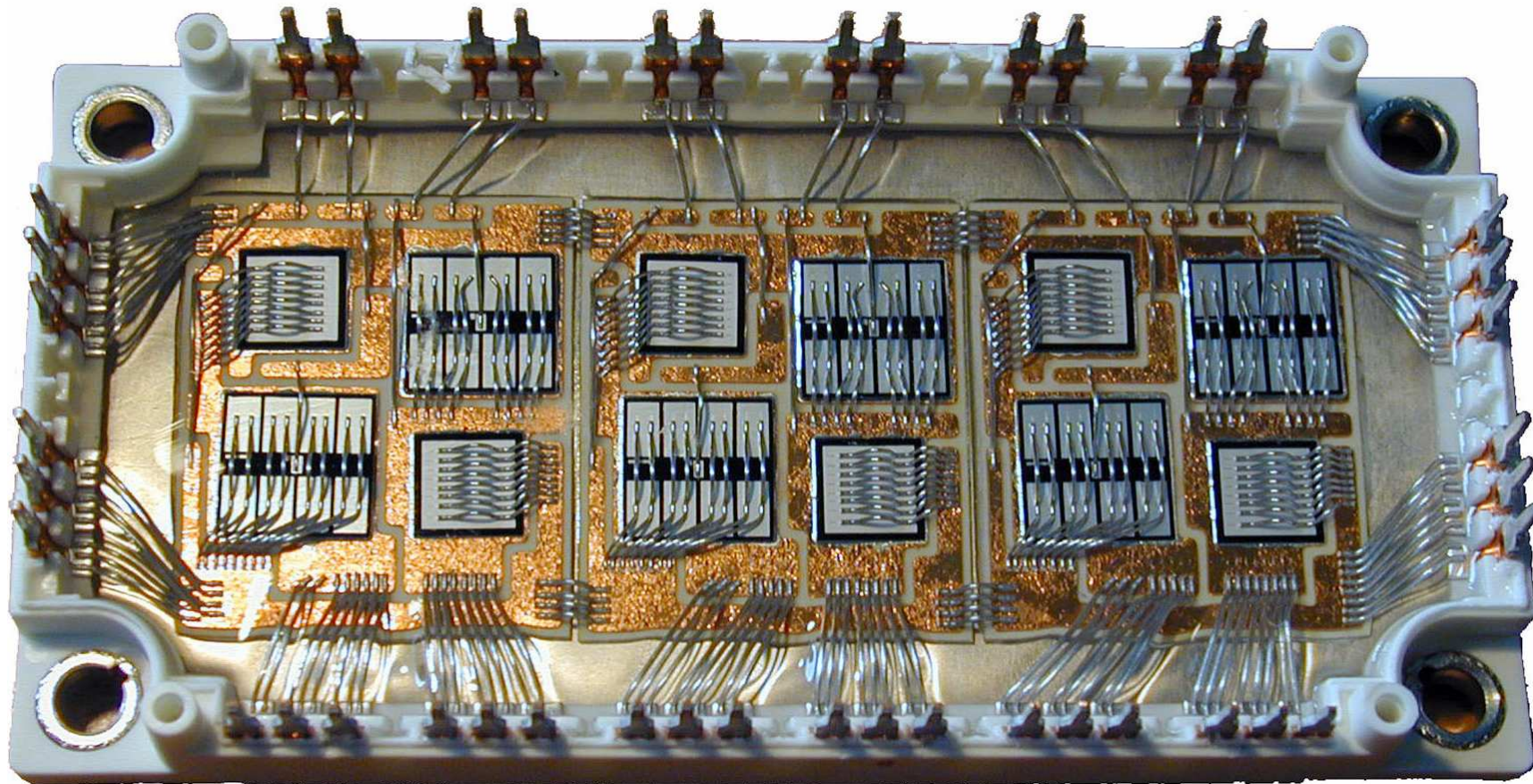
# Bras de pont 1200V – 150A



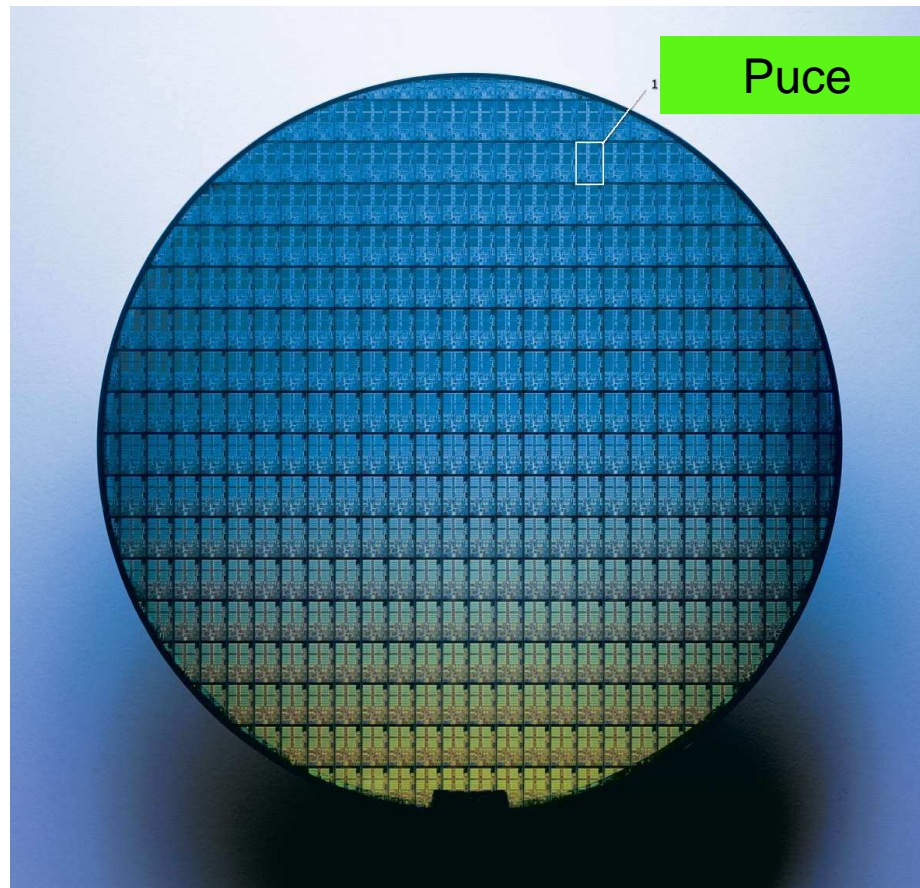
# Module pont triphasé 600V – 400A



# Module pont triphasé 600V – 200A



# Wafer

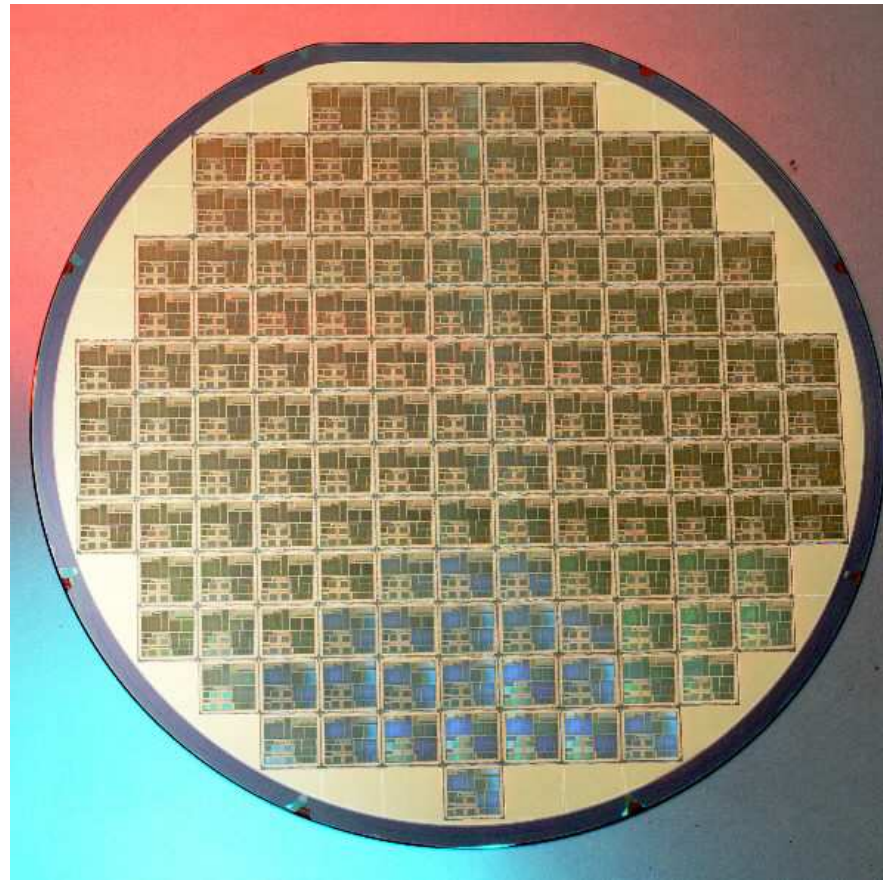


Sur un wafer il y a une grande quantité de puces

# Sciage des wafers



# Séparation des puces



# Montage

