

## Electronique de puissance

Bernard Multon

► **To cite this version:**

Bernard Multon. Electronique de puissance : pour les Systèmes d'entraînement électriques. Doctorat. Systèmes d'entraînements, Bruz, France. 2016, 88 diapos. <cel-01309945>

**HAL Id: cel-01309945**

**<https://cel.archives-ouvertes.fr/cel-01309945>**

Submitted on 1 May 2016

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# Electronique de puissance

Introduction, contexte

Modulation de largeur d'impulsion et structures de  
conversion à découpage

Pertes et échauffements

Semi-conducteurs de puissance modernes

Association machine - convertisseur



Introduction, contexte

Modulation de largeur d'impulsion et  
structures de conversion à découpage

Pertes et échauffements

Semi-conducteurs de puissance modernes

Association machine - convertisseur

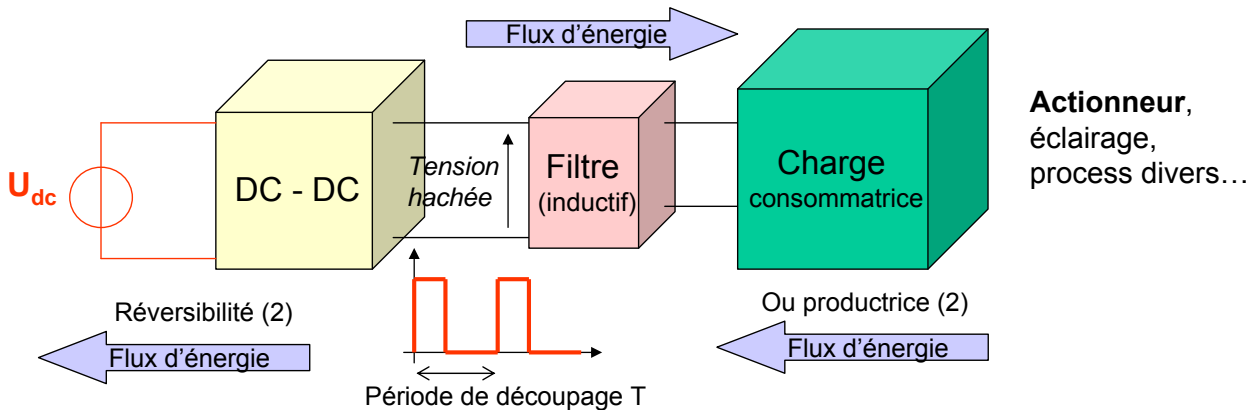


## Objectifs et principes du découpage

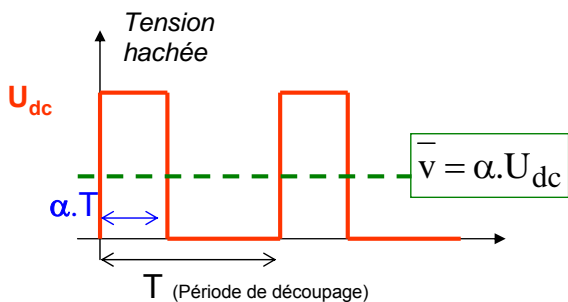
Permettre des conversions électriques avec des rendements élevés :

- les rendements peuvent fondamentalement tendre vers 100%,
- c'est une question de dimensionnement et de compromis technico-économique

A partir d'une source de tension (ex. DC-DC) :



## Principe de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) (découpage)



$\alpha$  est le rapport cyclique de conduction

C'est le paramètre fondamental de modulation

On régle est obtenu par action sur le temps de conduction d'un interrupteur K :



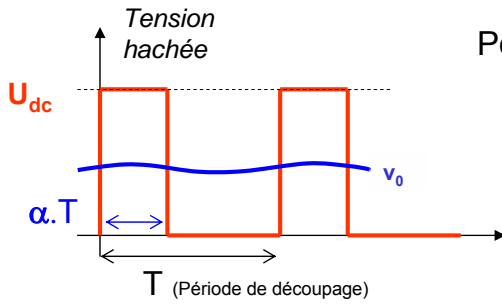
Signal logique de commande :  $C_K$    
 0 = ouvert, 1 = fermé

Cela permet de faire varier **la valeur moyenne de la tension** :  $\bar{v} = \alpha \cdot U_{dc}$   
 et donc de contrôler la valeur moyenne du flux d'énergie (de la puissance)

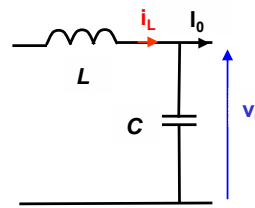
Le découpage permet intrinsèquement d'obtenir de hauts rendements



## Principe du filtrage (un stockage d'énergie à l'échelle de la période de découpage)



Pour récupérer la valeur moyenne, il faut filtrer, c'est-à-dire stocker et déstocker



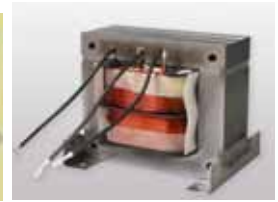
$$F(p) = \frac{1}{1+LCp^2}$$

Filtre du deuxième ordre

$$\bar{v} = \alpha.U_{dc}$$

La quantité d'énergie à stocker dans L et C est proportionnelle à la période de découpage

Inductances :  $v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt}$  et  $E = \frac{1}{2} L i_L^2$

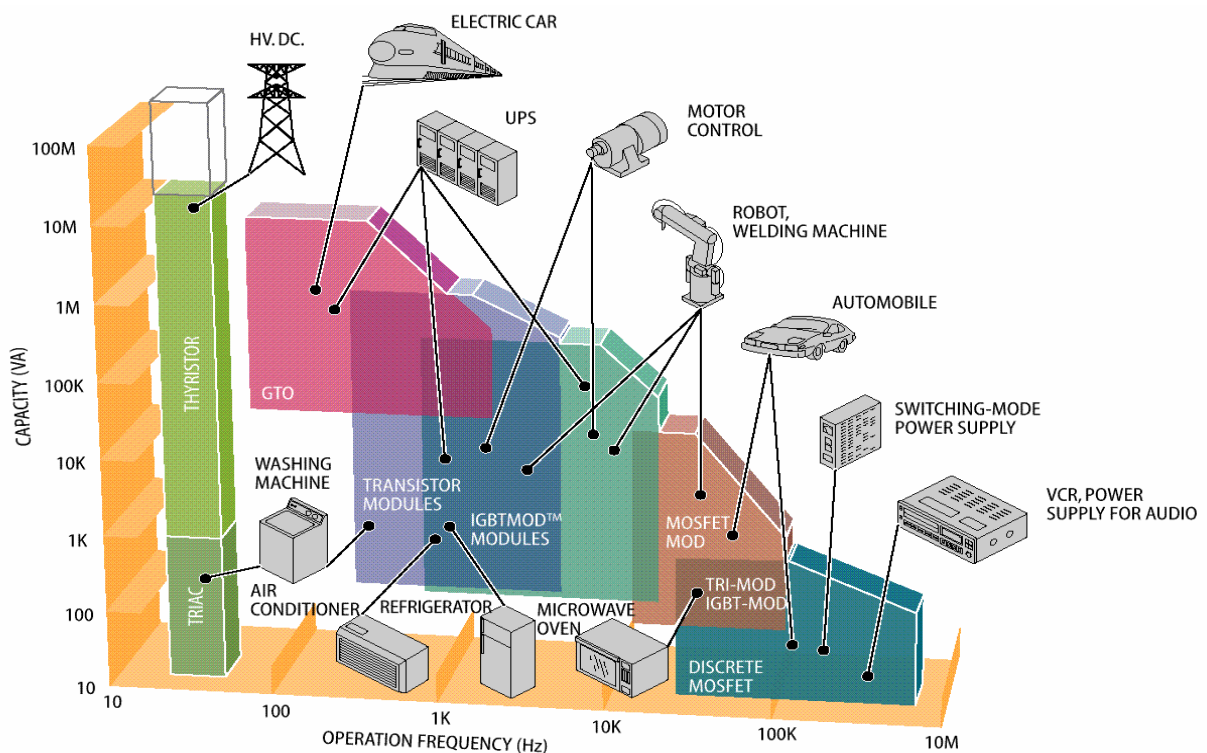


Équations duales

Condensateurs :  $i_C = C \cdot \frac{dv_C}{dt}$  et  $E = \frac{1}{2} C v_C^2$



## Domaines d'application de la conversion statique, dans le plan puissance – fréquence de commutation (ou découpage)





## Technologies de semi-conducteurs modernes

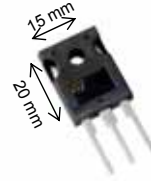
**MOSFET puissance** : 30 V – 200 A  
 75 V – 300 A  
 1200 V – 100 A (SiC)

Les mieux adaptés aux basses tensions (moins de 48 V)

Composants les plus rapides

Nouvelle technologie (CoolMOS ou MOS à superjonction)

adaptée aux tensions entre 500 et 1000 V.

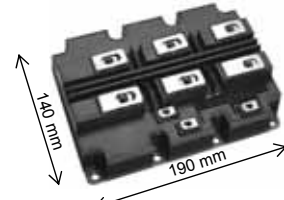


Ex. NEC 40 V 1,5 mΩ (180 A)  
 (2,4 kVA/cm<sup>2</sup>)

**IGBT** : 250 V – 600 A  
 (Insulated Gate Bipolar Transistor)  
 1700 V – 2,4 kA  
 3300 V – 1,2 kA  
 6500 V – 600 A

Bien adaptés aux moyennes et hautes tensions (de 200 V à 5 kV)

Offre très étendue, possibilités de compromis chute de tension/rapidité



Ex. Powerex 3 x IGBT 6,5kV – 600A  
 (44 kVA/cm<sup>2</sup>)

**Thyristors GTO et GCT** : 3 à 6 kV – 1 à 5 kA  
 (Gate Turn Off, Gate Controlled Thyristors)

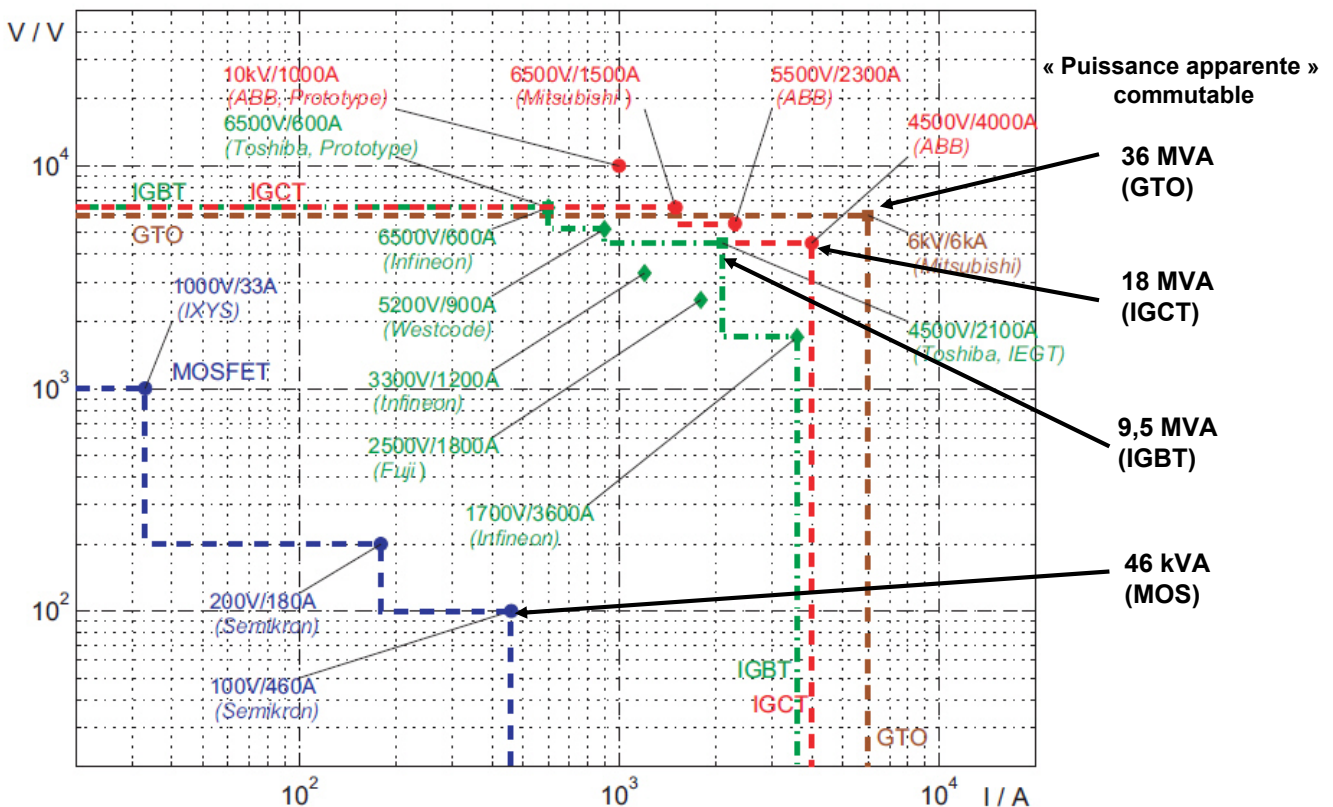
Bien adaptés aux très hautes tensions et très fortes puissances  
 (meilleur refroidissement avec boîtiers press-pack, fiabilité)  
 mais la concurrence de l'IGBT est de plus en plus forte



Ex. Powerex 6 kV – 2 kA moyens  
 et 6 kA commutables  
 (130 kVA/cm<sup>2</sup>)

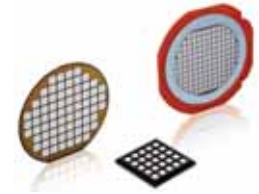


## Evolution de la tension et du courant « commutable »



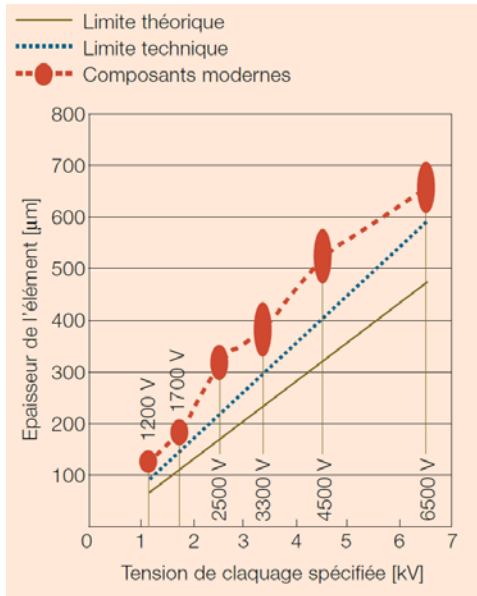


# Taille des « puces » de puissance au silicium



Avec du silicium :

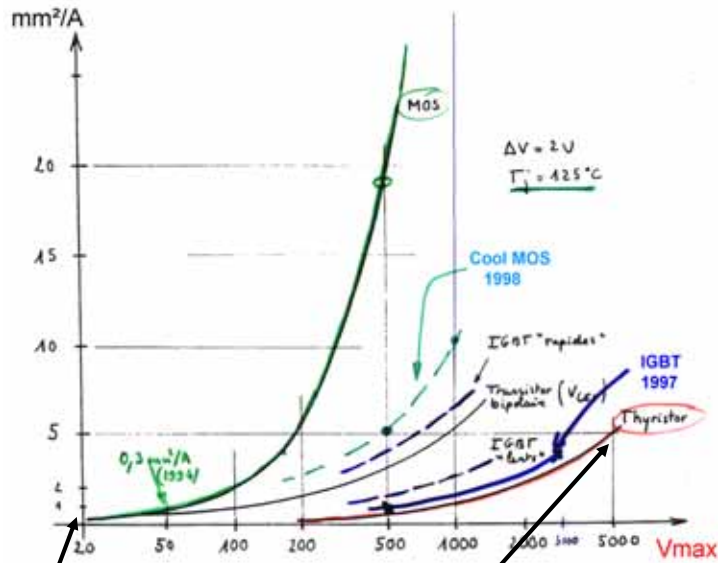
Epaisseur (μm)



≅ 100 μm/kV

Source : ABB review 4-2006

Section (mm<sup>2</sup>)



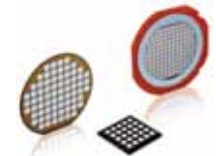
0,03 Ω.mm<sup>2</sup>  
 pour 30 V : 0,1 mm<sup>2</sup>/A  
 (ou 10 A/mm<sup>2</sup>)

3 à 5 mm<sup>2</sup>/A  
 (ou 0, 2 à 0,3 A/mm<sup>2</sup>)

B. Multon ENS Rennes 9



# Importance des matériaux



Tenue en tension :

à l'état bloqué, dans tous les interrupteurs SC, on trouve une jonction PN en inverse

$V_f < 0$

coupe d'un barreau PN idéal (proportions aberrantes)

$N_A$   
 $q q 10^{16} \text{ à } 19 \text{ cm}^{-3}$

$N_D$   
 $q q 10^{13} \text{ à } 14 \text{ cm}^{-3}$

Concentration de charges d'espace en polarisation inverse

Equilibre  $\Rightarrow N_A \cdot e \cdot x_2 - N_D \cdot e \cdot x_1 = 0$

Champ électrique

$E_{max} < E_c$

$\frac{dE}{dx} = \frac{Q_v}{\epsilon}$  où  $Q_v$  est la charge volumique :  $N_A \cdot e$  (côté P+) et  $-N_D \cdot e$  (côté N-)

$V_R = \int_{x_1}^{x_2} E \cdot dx$  où  $V_R$  est la tension inverse appliquée

$V_{RM} = \frac{1}{2} E_c \cdot (x_1 + x_2)$

$\frac{E_c}{x_2} = \frac{N_D \cdot e}{\epsilon}$

$V_{RM} \cong \frac{1}{2} E_c \cdot x_2 \Rightarrow V_{RM} = \frac{\epsilon \cdot E_c^2}{2 \cdot N_D \cdot e}$

où  $E_c$  est le champ de claquage (en V/m)

L'épaisseur de puce  $w$  doit être supérieure ou égale à  $x_2$  pour  $V_{RM}$ .

à  $E_c = C^{te}$  :  $x_2 \cong \frac{2 \cdot V_{RM}}{E_c}$

Pratiquement, on réalise des jonctions PIN (P+/N-/N+), alors :

$V_{RM} = \frac{\epsilon \cdot E_c^2}{N_D \cdot e}$  et  $x_2 \cong \frac{V_{RM}}{E_c}$

Champ électrique

B. Multon ENS Rennes 10



## Importance des matériaux

### Limite en densité de courant :

liée à la capacité maximale de transport de charges dans la zone la moins conductrice

$$J = \sigma \cdot E$$

$$\sigma_{\max} = N_D \cdot e \cdot \mu_{\max}$$

où  $\mu_{\max}$  est la mobilité maximale des porteurs dans la zone N- (électrons)

$$v_{\max} = \mu_{\max} \cdot E \quad \text{où } v_{\max} \text{ est la vitesse maximale des porteurs}$$

$$J_{\max} = N_D \cdot e \cdot v_{\max}$$

Et si (jonction PIN) : 
$$V_{RM} = \frac{\epsilon \cdot E_c^2}{N_D \cdot e}$$

Alors : 
$$[J_{\max} \cdot V_{RM}] \approx E_c^2 \cdot \epsilon_r \cdot \epsilon_o \cdot v_{\max} \cong 600 \text{ kVA/cm}^2$$
 avec du silicium

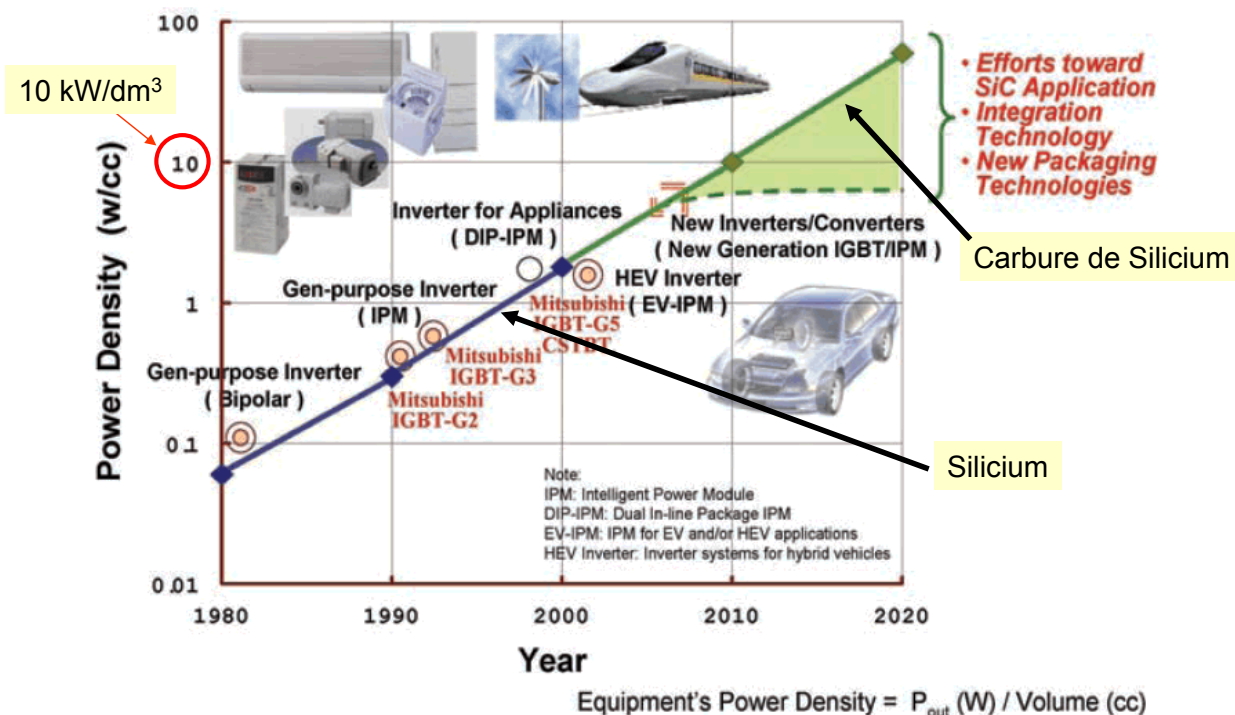
(attention, il s'agit d'une limite théorique, pas de caractéristiques pratiques)

Comparaison de matériaux pour l'électronique de puissance :

Matériau	Band gap eV	$E_c$ kV/cm	$\lambda$ W/m/K	$V_{\max}$ m/s @ 200 kV/cm	$\epsilon_r$	$\mu_N$ cm <sup>2</sup> /V/s	$T_{\max}$ substrats	$[J \cdot V_{RRM}]_{\max}$
Si	1,12	250	150	$10^5$	11,7	1100	150°C	600 kVA/cm <sup>2</sup>
4H SiC	3,26	2200	300	$2 \cdot 10^5$	9,7	800	>600°C	80 MVA/cm <sup>2</sup>
GaN	3,4	3300	130	$2,5 \cdot 10^5$	9	900		200 MVA/cm <sup>2</sup>
Diamant	5,45	10 000	2200	$2,7 \cdot 10^5$	5,5	2200		1300 MVA/cm <sup>2</sup>



## Evolution de la puissance volumique des convertisseurs





Introduction, contexte

## Modulation de largeur d'impulsion et structures de conversion à découpage

Pertes et échauffements

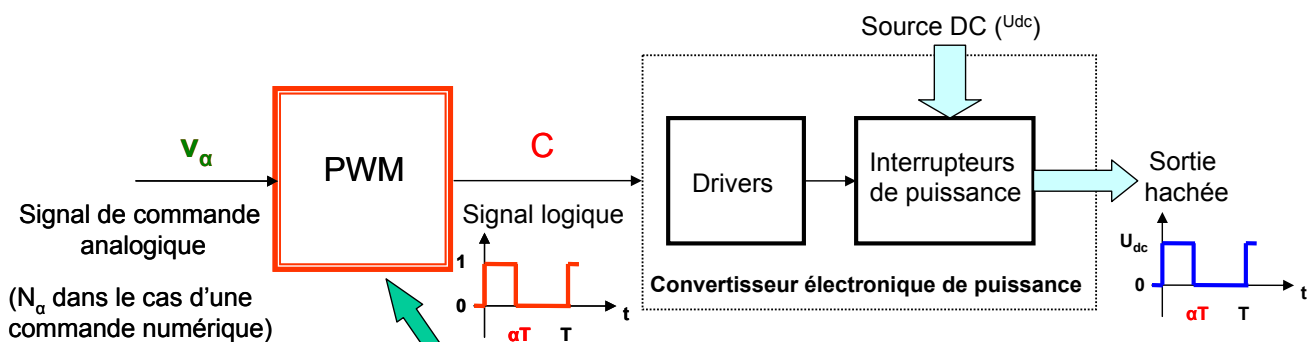
Semi-conducteurs de puissance modernes

Association machine - convertisseur

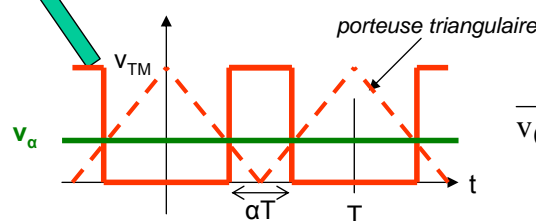


## La place du modulateur de largeur d'impulsion (ou Pulse Width Modulator)

Objectif : obtenir un rapport cyclique proportionnel à la tension de commande



( $N_\alpha$  dans le cas d'une commande numérique)

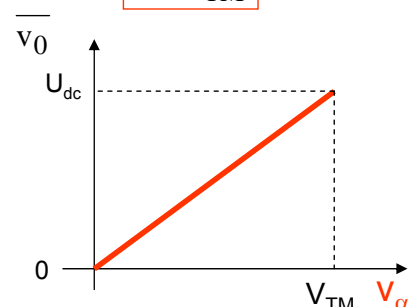


$$\alpha = \frac{v_\alpha}{v_{TM}}$$

Cas du hacheur abaisseur :

$$\overline{v_0} = \alpha \cdot U_{dc} = \frac{U_{dc}}{v_{TM}} \cdot v_\alpha = K_H \cdot v_\alpha$$

=> amplificateur de puissance à découpage

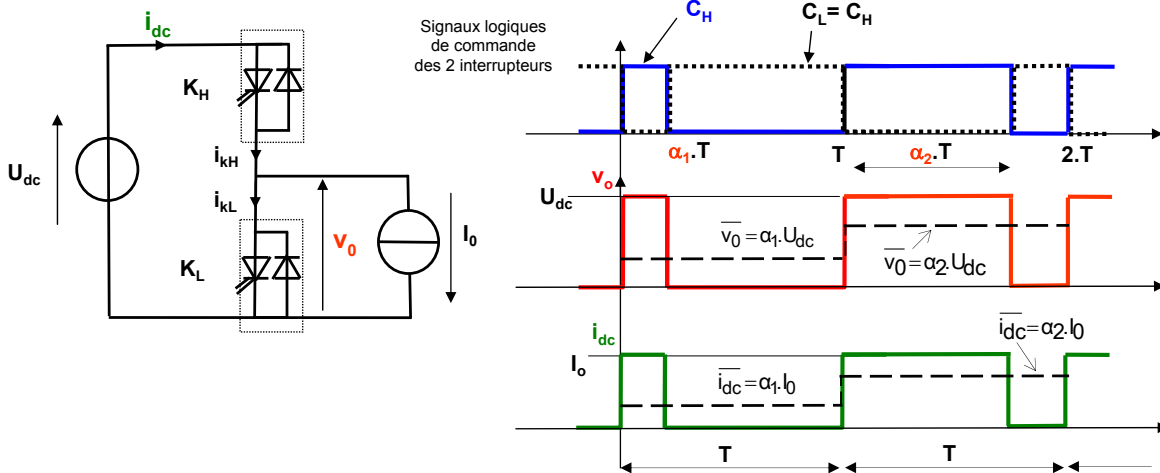






# Le bras de pont, brique de base des convertisseurs

## Notion de valeur moyenne glissante



Si le rapport cyclique varie dans le temps :  $\alpha = \alpha(t)$

→ notion de **valeur moyenne glissante** (à l'échelle de la période de découpage)

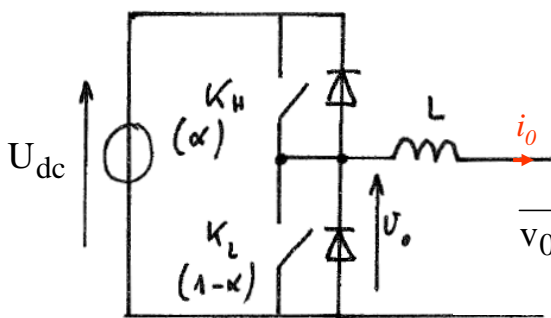
Appliquée à la tension de sortie :  $\overline{v_0}(t) = \alpha(t) \cdot U_{dc}$

au courant d'entrée :  $\overline{i_{dc}}(t) = \alpha(t) \cdot I_0$

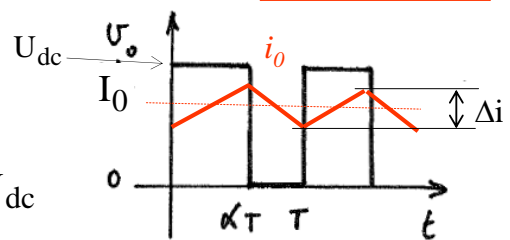


# Le demi-pont ou bras de pont est un **hacheur réversible en courant**

Commande complémentaire des transistors  $K_H$  et  $K_L$



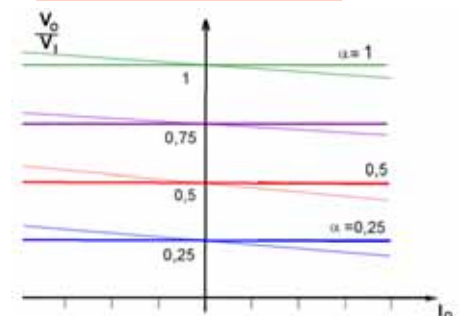
$$\Delta i = V_I \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha)}{L \cdot F}$$



En réalité, le courant de sortie comprend une ondulation :  $i_0 = \overline{i_0} + \tilde{i}_0 = I_0 + \tilde{i}_0$

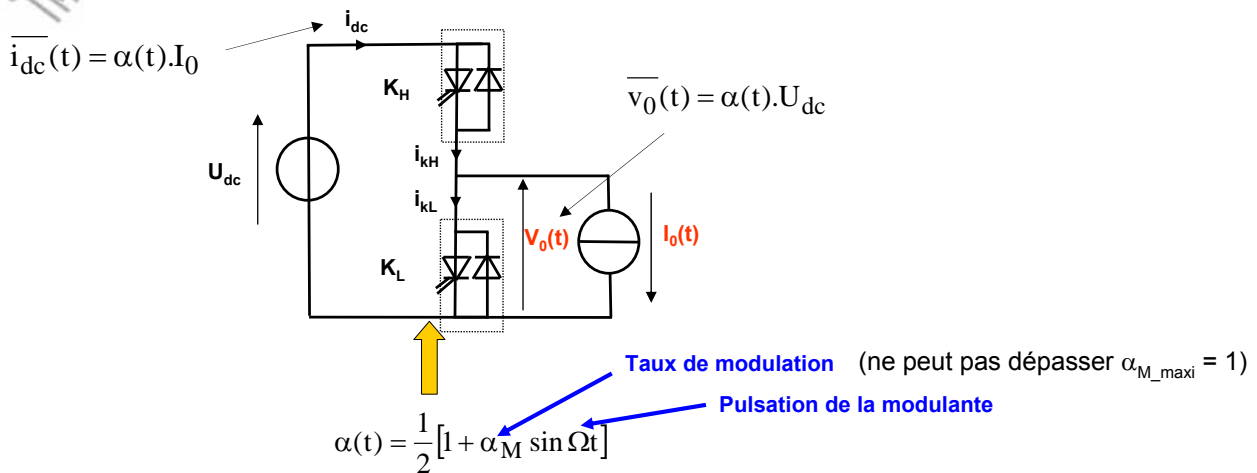
Réversible en courant  
(cas des MCC à aimants : réversibilité en couple)

Mais aussi utilisé pour les alimentations  
DC-DC BT à MOSFET : amélioration du rendement





## Modulation sinusoïdale dans un bras de pont



La valeur moyenne glissante de la tension vaut :  $\overline{v_0}(t) = \alpha(t) \cdot U_{dc} = \frac{1}{2} [1 + \alpha_M \sin \Omega t] U_{dc}$

Si la valeur moyenne glissante du courant de sortie est sinusoïdale :

$$I_0(t) = I_M \sin(\Omega t - \varphi)$$

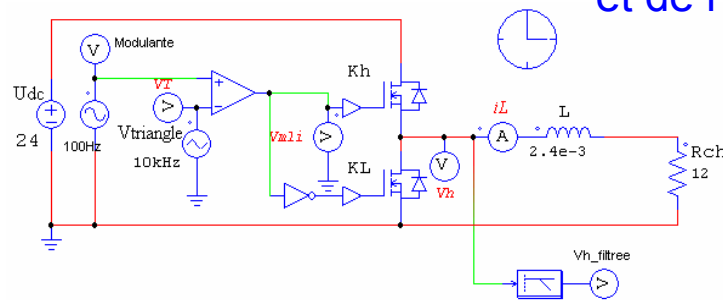
Alors :  $\overline{i_{dc}}(t) = \alpha(t) \cdot I_M \sin(\Omega t - \varphi) = \frac{I_M}{2} \cdot \sin(\Omega t - \varphi) + \frac{\alpha_M}{2} \cdot I_M \sin(\Omega t - \varphi) \cdot \sin(\Omega t)$

$$\overline{i_{dc}}(t) = \frac{I_M}{2} \cdot \sin(\Omega t - \varphi) + \frac{\alpha_M \cdot I_M}{4} [\cos \varphi - \cos(2\Omega t - \varphi)]$$



## Superposition de la valeur moyenne glissante et de l'ondulation

Simulation PSIM

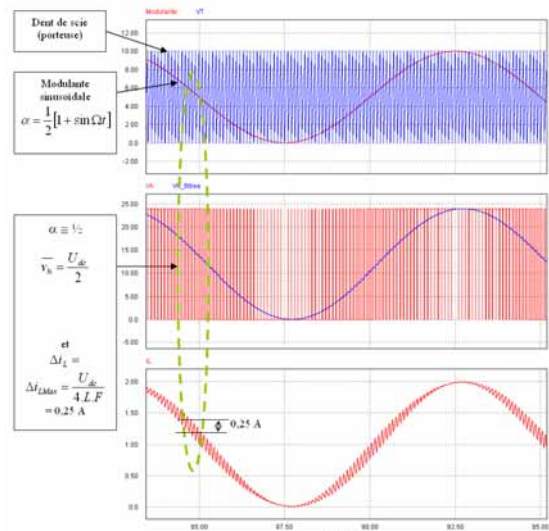


Rappel de l'ondulation de courant :

$$\Delta i_L = V_I \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha)}{L \cdot F}$$

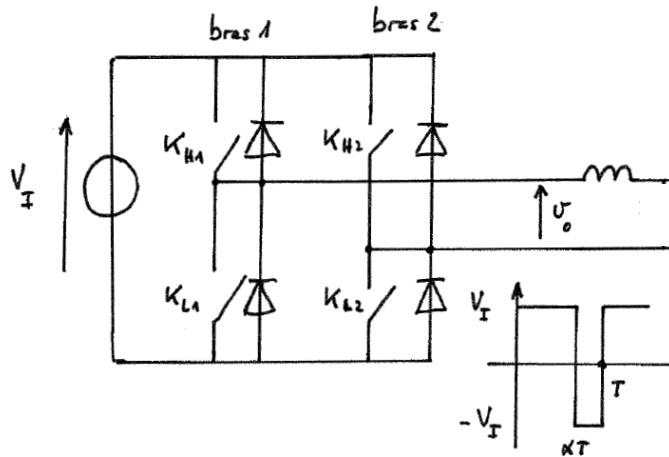
Si  $\alpha$  est fonction du temps, alors l'ondulation  $\Delta i_L$  est elle-même une fonction du temps  $\Delta i_L(t)$  :

$$\Delta i_L(t) = V_I \frac{\alpha(t) \cdot (1 - \alpha(t))}{L \cdot F}$$





## Pont complet : usage en hacheur réversible 4 quadrants (convertisseur DC-DC)



Hacheur 4 quadrants  
40 V – 12 A  
à transistors MOS



$$\overline{v_0} = V_0 = (2\alpha - 1) \cdot U_{dc}$$

Avec Cde complémentaire des 4 transistors :  $\Delta i_L = 2 \cdot V_I \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha)}{L \cdot F}$   
(sur chaque bras et pour les bras 1 et 2)

$$\Delta i_{L \max} = \frac{V_I}{2 \cdot L \cdot F}$$

Avec Cde 3 niveaux :  $\alpha_1 = \alpha$  (bras 1)  
 $\alpha_2 = 1 - \alpha$  (bras 2)  
(réduction des ondulations avec un peu d'intelligence dans la MLI)

si  $\alpha < 1/2$  :  $\Delta i_L = \frac{2 \cdot \alpha \cdot (1 - 2\alpha) \cdot U_{dc}}{L \cdot F}$

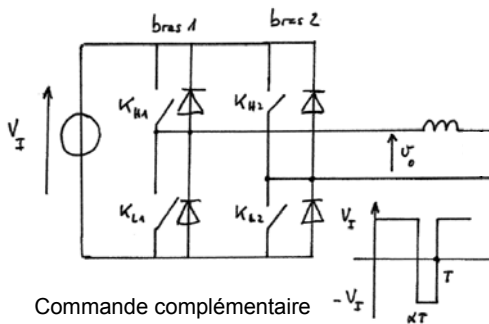
$$\Delta i_{L \max} = \frac{V_I}{4 \cdot L \cdot F}$$



## Pont complet : usage en onduleur monophasé (DC-AC)

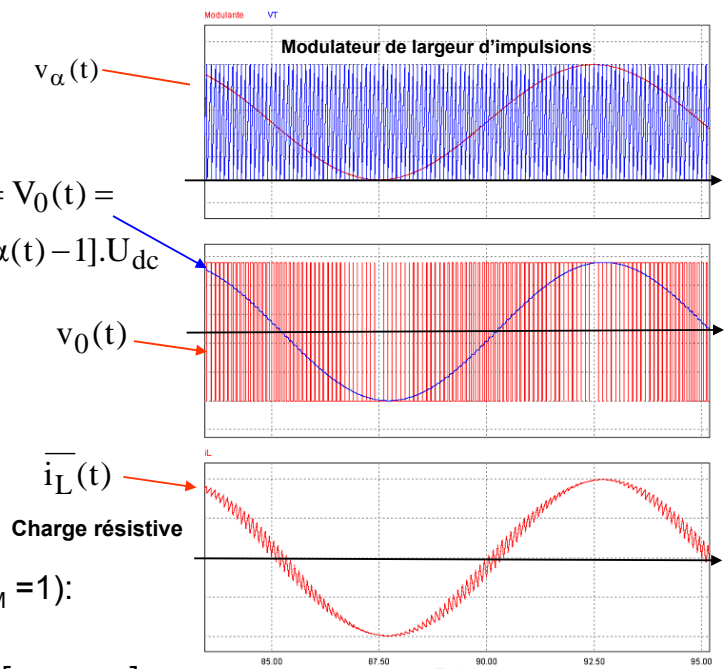
Ici avec une modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinusoïdale

La valeur moyenne de  $v_o$   
« glisse » avec  $v_\alpha$



Commande complémentaire des quatre transistors

$$\overline{v_0}(t) = V_0(t) = [2\alpha(t) - 1] \cdot U_{dc}$$



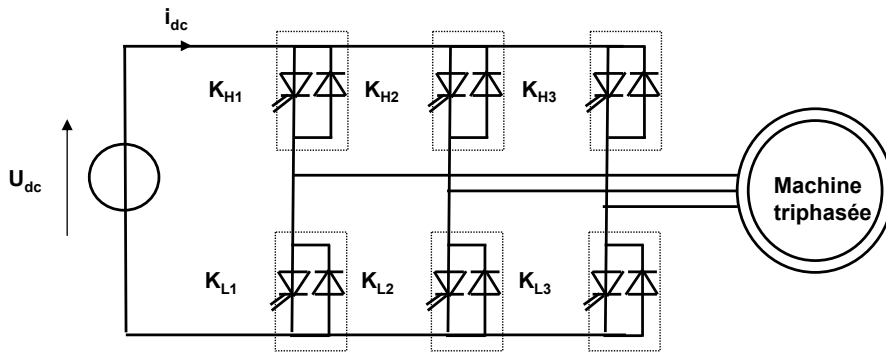
Ici au taux de modulation maximal ( $\alpha_M = 1$ ):  
( $\alpha$  varie du minimum 0 au maximum 1)

$$\alpha(t) = \frac{1}{2} [1 + \sin \Omega t]$$

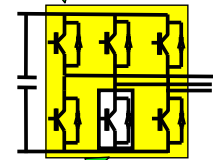
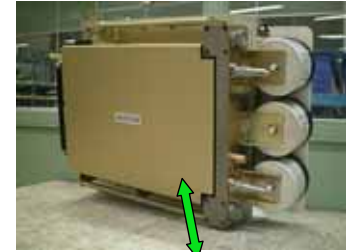
$$\overline{v_0}(t) = U_{dc} \cdot \sin \Omega t$$



## Pont triphasé : onduleur triphasé (convertisseur DC-AC)



Onduleur de traction TGV Est  
(IGBT 1200A – 3300 V)  
MAS 1,16 MW



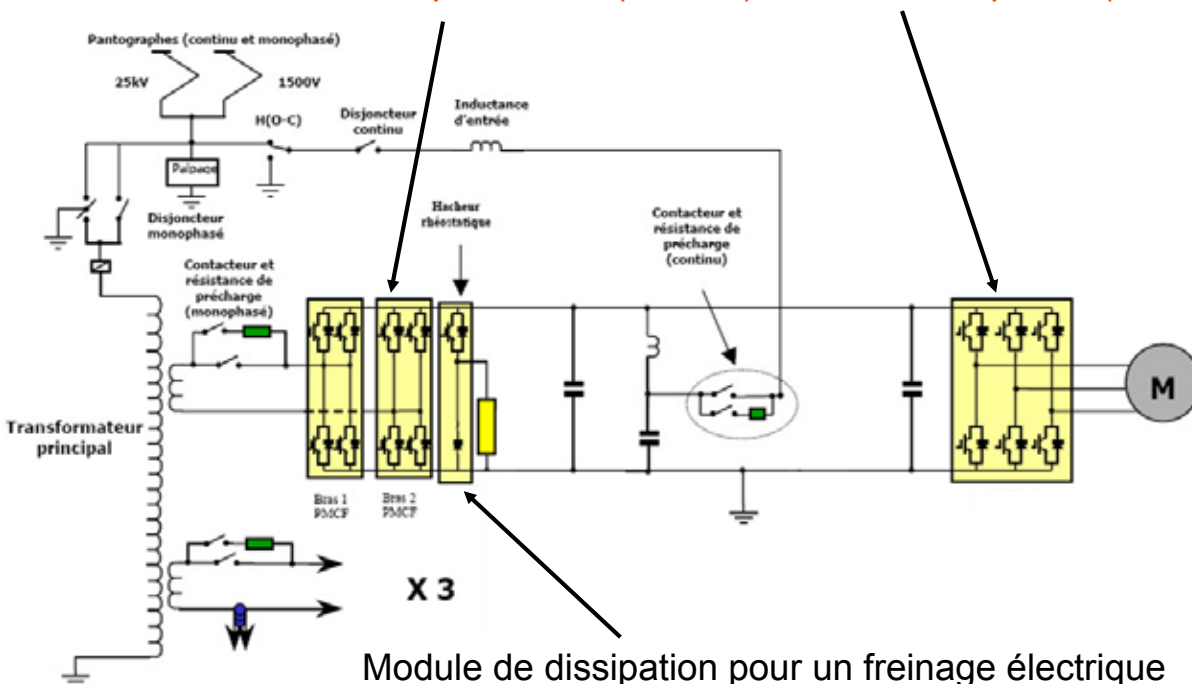
Convertisseur très fréquemment utilisé pour l'alimentation des moteurs électriques triphasés à vitesse variable (asynchrones, aimants permanents...)

Ce convertisseur est parfaitement réversible et peut ainsi fonctionner en redresseur triphasé MLI



## Fonctions réalisées avec des bras de pont

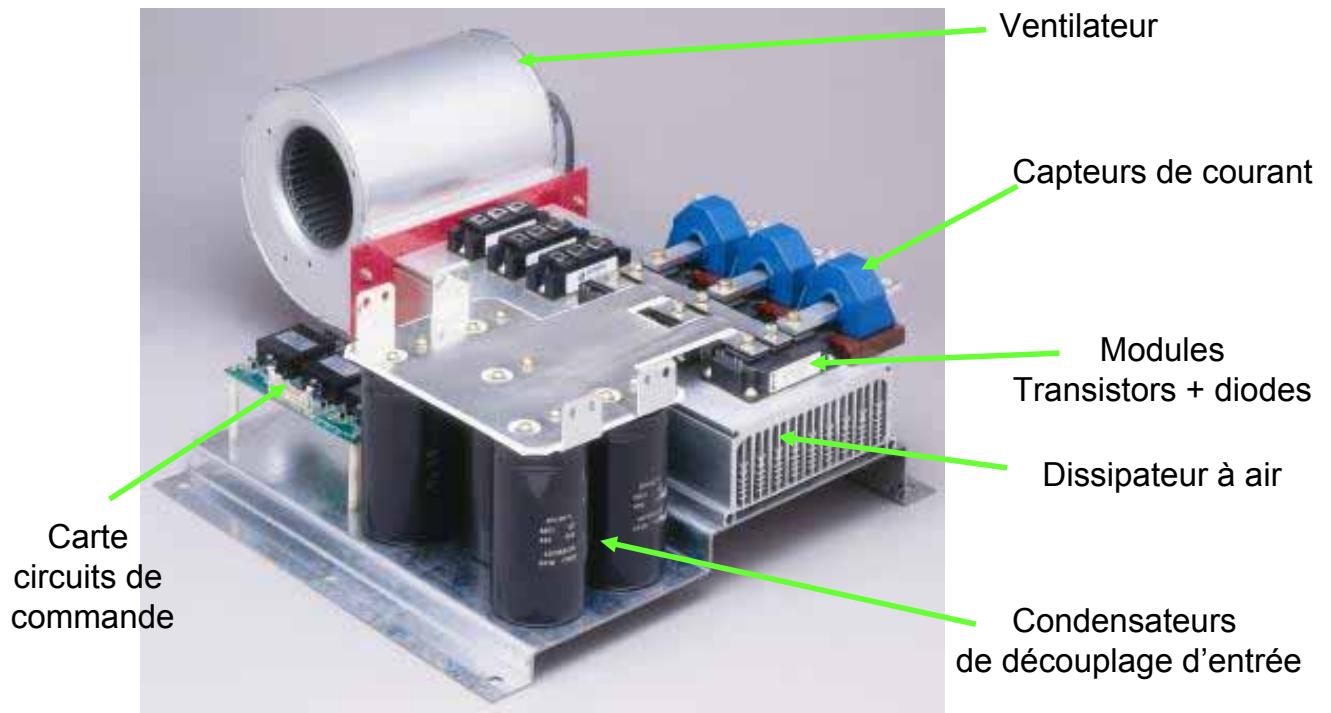
Système complet de traction ferroviaire (moteurs de quelques MW) :  
Redresseur monophasé MLI (AC-DC) et onduleur triphasé (AC-DC)



Module de dissipation pour un freinage électrique en cas de coupure de l'alimentation par la caténaire.



# Onduleur triphasé



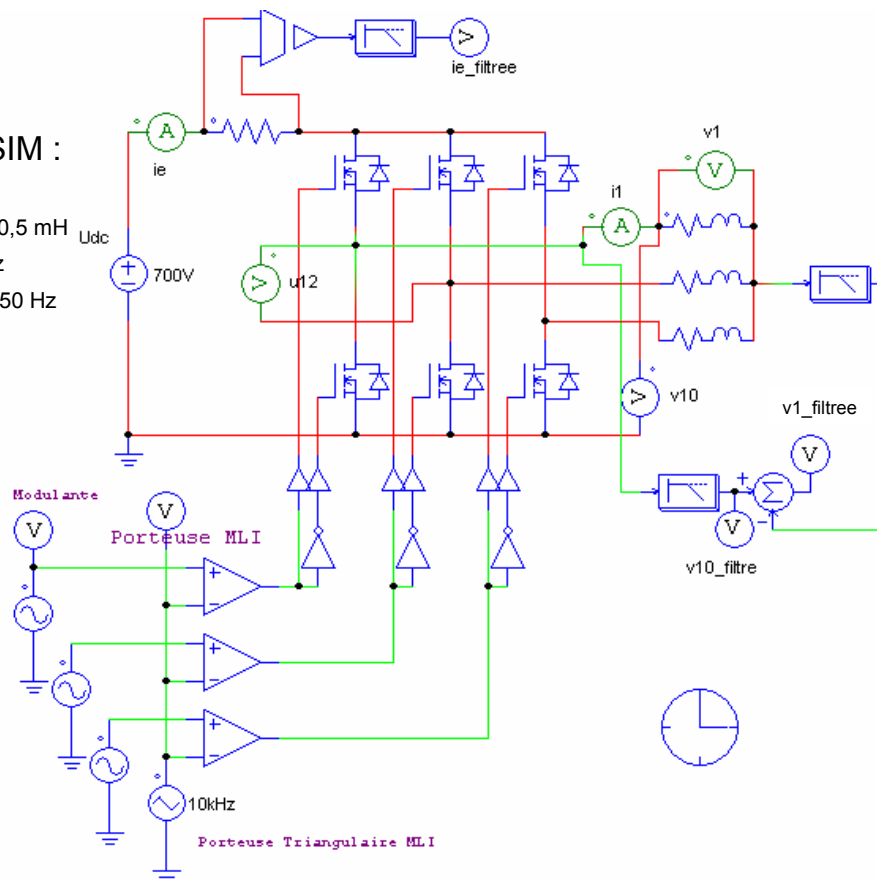
Source : [www.europowercomponents.com](http://www.europowercomponents.com)



# Modulation triphasée dans un pont triphasé

## Simulation PSIM :

$U_{dc} = 700\text{ V}$   
 Charge RL :  $10\ \Omega - 0,5\text{ mH}$   
 Découpage à  $10\text{ kHz}$   
 Modulation à  $99\%$  à  $50\text{ Hz}$





## Modulation triphasée

En triphasé équilibré (courants de sortie et modulations des 3 bras),  
la combinaison des courants d'entrée de chaque bras  
élimine la composante basse fréquence

$$i_1(t) = I_M \sin(\omega t - \varphi) \quad \text{et} \quad i_2(t) = I_M \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \dots$$

$$\alpha_1(t) = \frac{1}{2} \cdot [1 + \alpha_M \sin(\omega t)]$$

$$\alpha_2(t) = \frac{1}{2} \cdot \left[1 + \alpha_M \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \quad \text{et} \quad \alpha_3(t) = \frac{1}{2} \cdot \left[1 + \alpha_M \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)\right]$$

Tension entre phases :  $\overline{u_{12}}(t) = (\alpha_1(t) - \alpha_2(t)) \cdot U_{dc} = \frac{1}{2} \cdot \left[\alpha_M \sin \omega t - \alpha_M \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \cdot U_{dc} = \alpha_M \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} U_{dc} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$

Courant absorbé au bus continu :

Au taux de modulation maxi avec  $\alpha_M = 1$  :  $U_M = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{dc}$

$$\overline{i_{dc}}(t) = \frac{I_M}{2} \cdot [\sin(\omega t - \varphi) + \alpha_M (\sin \omega t) \cdot \sin(\omega t - \varphi)]$$

$$= \frac{I_M}{2} \cdot \left[\sin(\omega t - \varphi) + \frac{\alpha_M}{2} (\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi))\right] \Rightarrow \Sigma \overline{i_{dc}}(t) = \frac{3 \cdot I_M}{2} \cdot \left[\frac{\alpha_M}{2} \cos \varphi\right] = \frac{3}{4} \cdot \alpha_M \cdot I_M \cdot \cos \varphi$$

Puissance vue de l'entrée :  $P_e = U_{dc} \cdot \Sigma i_e(t) = \frac{3}{4} \cdot \alpha_M \cdot I_M \cdot U_{dc} \cdot \cos \varphi$   
vue de la sortie :

$$\Rightarrow P_s = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_M \cdot I_M \cdot \cos \varphi = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \alpha_M \cdot U_{dc} \cdot I_M \cdot \cos \varphi = \frac{3}{4} \alpha_M \cdot U_{dc} \cdot I_M \cdot \cos \varphi$$



## Modulation triphasée optimisée

Toujours en triphasé équilibré ...

Objectif :

augmenter la tension maximale de sortie pour atteindre au maximum ( $\alpha_M = 1$ )  $U_{dc}$

$$\alpha_1(t) = 1/2 \left[ 1 + \frac{2}{\sqrt{3}} \alpha_M \sin \omega t + \frac{1}{3\sqrt{3}} \sin 3\omega t \right]$$

$$\alpha_2(t) = 1/2 \left[ 1 + \frac{2}{\sqrt{3}} \alpha_M \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{3\sqrt{3}} \sin 3\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] =$$

$$1/2 \left[ 1 + \frac{2}{\sqrt{3}} \alpha_M \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{3\sqrt{3}} \sin 3\omega t \right]$$

Tension entre phases :  $\overline{u_{12}}(t) = (\alpha_1(t) - \alpha_2(t)) = \frac{1}{2} \cdot \left[ \frac{2}{\sqrt{3}} \alpha_M \sin \omega t - \frac{2}{\sqrt{3}} \alpha_M \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] U_{dc} = \alpha_M \cdot U_{dc} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$

Courant absorbé au bus continu :

Au maximum avec  $\alpha_M = 1$  :  $U_M = U_{dc}$

$$\overline{i_{dc}}(t) = \frac{I_M}{2} \cdot \left[ \sin(\omega t - \varphi) + \frac{2 \cdot \alpha_M}{\sqrt{3}} (\sin \omega t) \cdot \sin(\omega t - \varphi) + \frac{1}{3\sqrt{3}} (\sin 3\omega t) \cdot \sin(\omega t - \varphi) \right]$$

$$= \frac{I_M}{2} \cdot \left[ \sin(\omega t - \varphi) + \frac{\alpha_M}{\sqrt{3}} (\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi)) + \frac{1}{6\sqrt{3}} (\cos(2\omega t + \varphi) - \cos(4\omega t - \varphi)) \right]$$

$$\Sigma \overline{i_{dc}}(t) = \frac{3 \cdot I_M}{2} \cdot \left[ \frac{\alpha_M}{\sqrt{3}} \cos \varphi \right] = \frac{\sqrt{3} \cdot \alpha_M}{2} \cdot I_M \cdot \cos \varphi$$

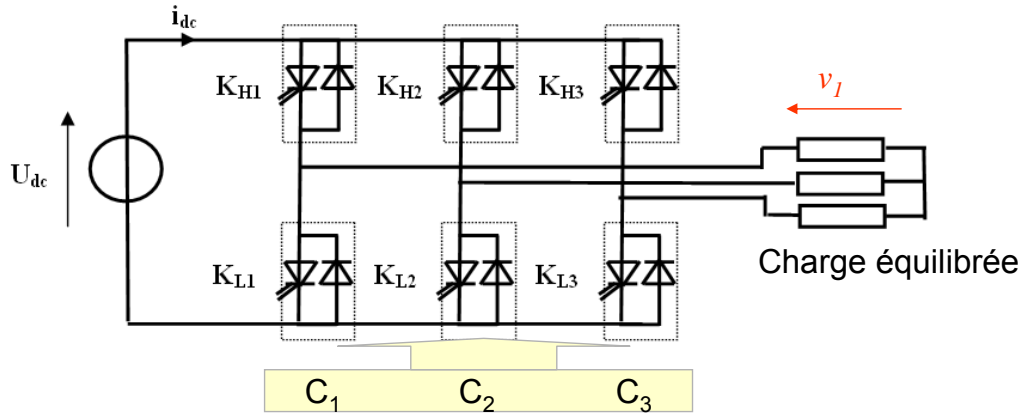
Puissance :  $P_e = P_s = \frac{\sqrt{3} \cdot \alpha_M}{2} \cdot I_M \cdot U_{dc} \cdot \cos \varphi \Rightarrow +15\% \text{ par rapport à la MLI « non optimisée »}$



# MLI en triphasé : matrice de calcul des valeurs instantanées de la tension simple

Signaux logiques de commande (complémentaire) des 3 bras :  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$

( $C_x = 1$  : interrupteur haut du bras x passant et interrupteur bas bloqué)



$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} U_{dc}$$

5 niveaux de tension simples possibles :  
 $0 \quad +1/3 \cdot U_{dc} \quad -1/3 \cdot U_{dc} \quad +2/3 \cdot U_{dc} \quad -2/3 \cdot U_{dc}$

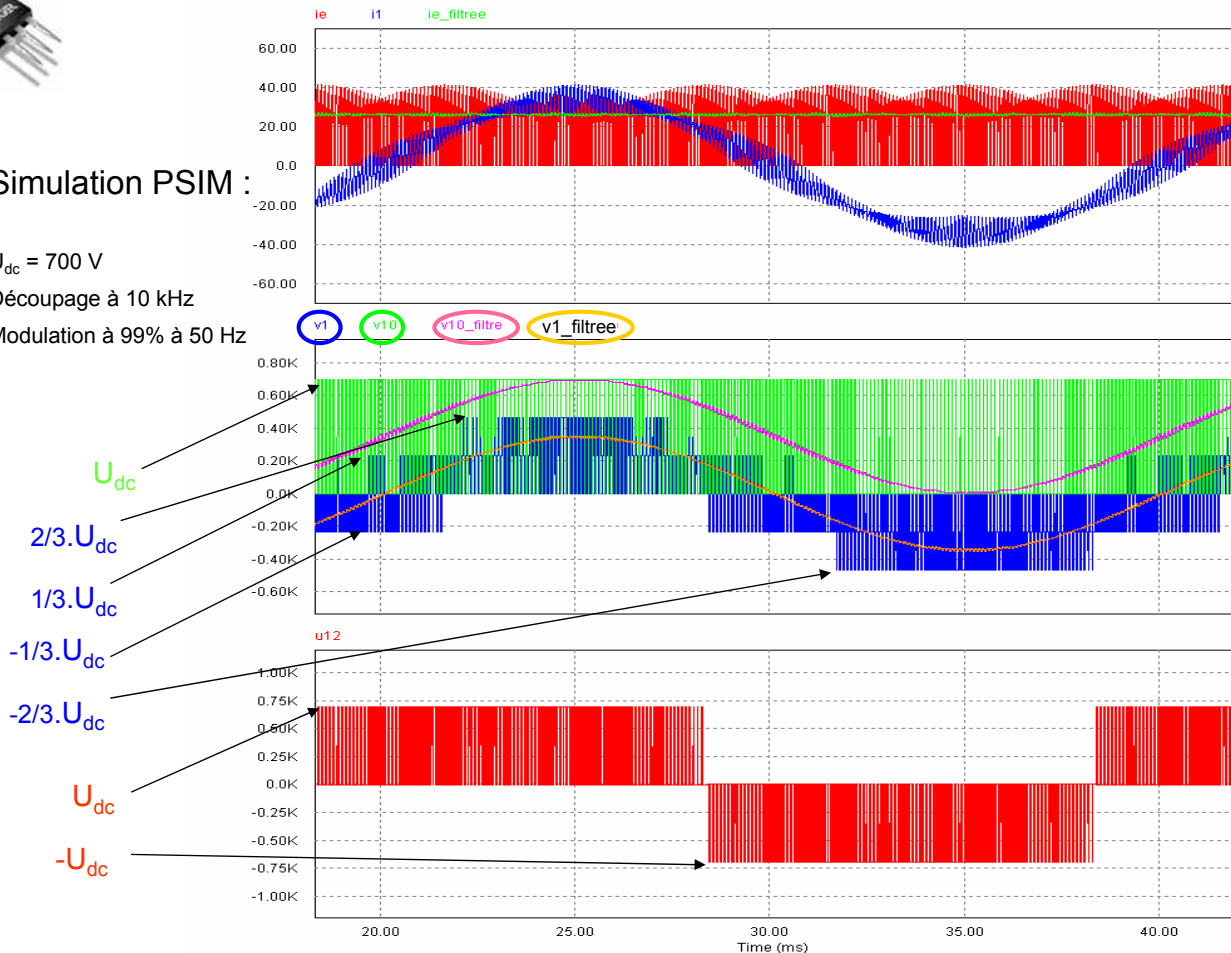


Simulation PSIM :

$U_{dc} = 700 \text{ V}$

Démodulation à 10 kHz

Modulation à 99% à 50 Hz

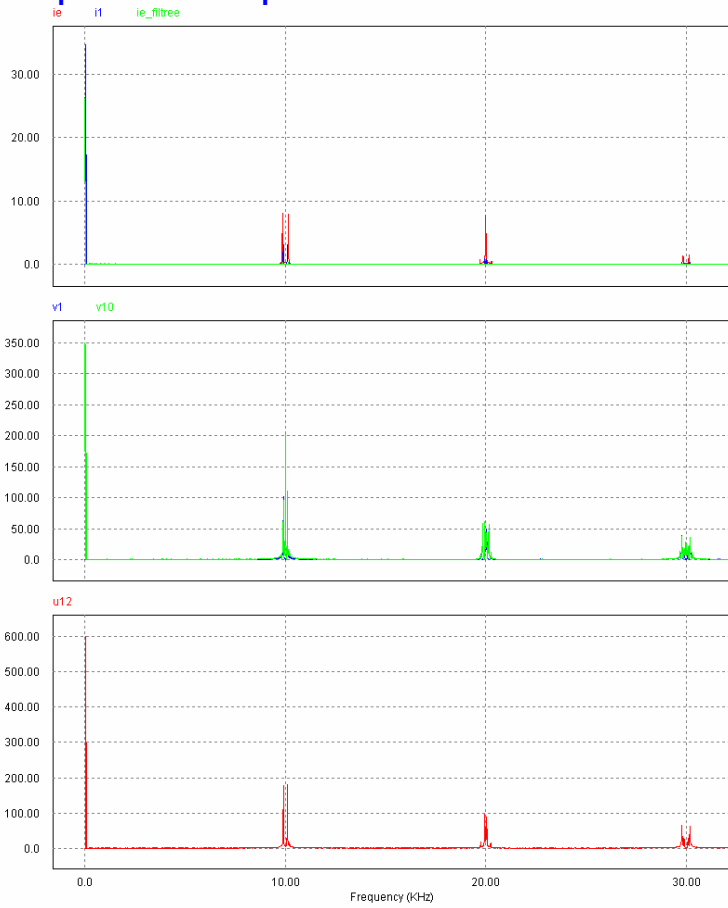




# Modulation triphasée : spectres des tensions et du courant

Simulation PSIM :

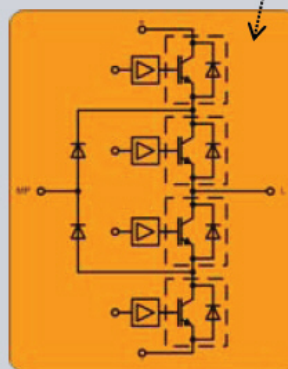
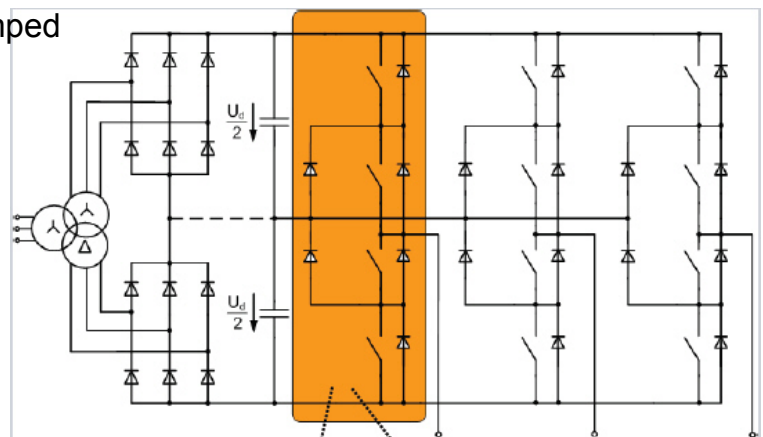
Découpage à 10 kHz  
Modulation à 99% à 50 Hz



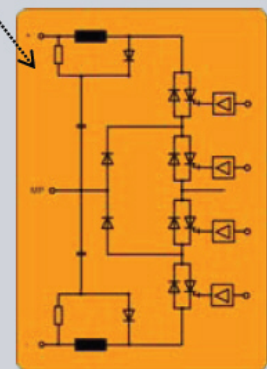
# Onduleurs 3 niveaux

Structure NPC : Neutral-Point Clamped

Fortes puissances : 10 MVA



IGBT phase



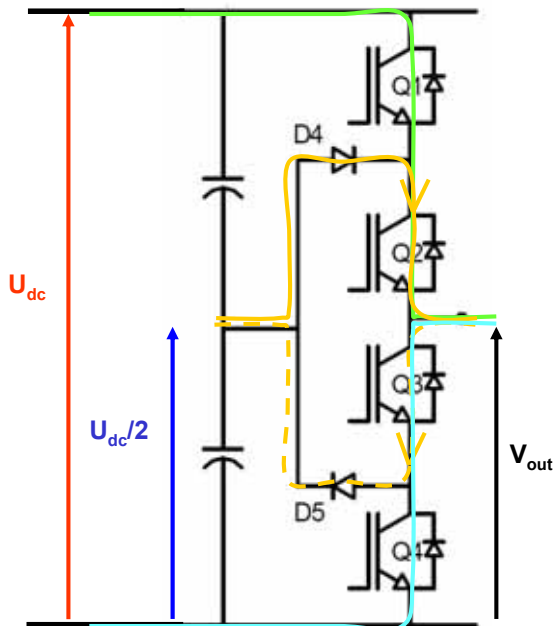
IGCT phase





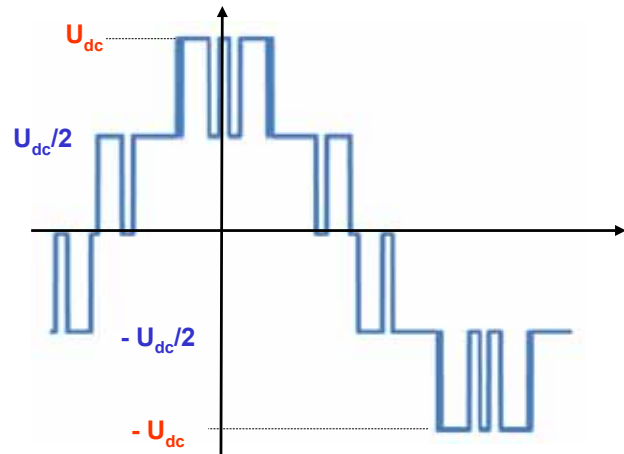
## Onduleurs 3 niveaux

Structure NPC : Neutral-Point Clamped



IGBT	$V_{out} = U_{dc}$	$V_{out} = U_{dc}/2$	$V_{out} = 0$
Q1	On	Off	Off
Q2	On	On	Off
Q3	Off	On	On
Q4	Off	Off	On

Tension composée (entre phases) : 5 niveaux



Introduction, contexte

Modulation de largeur d'impulsion et

structures de conversion à découpage

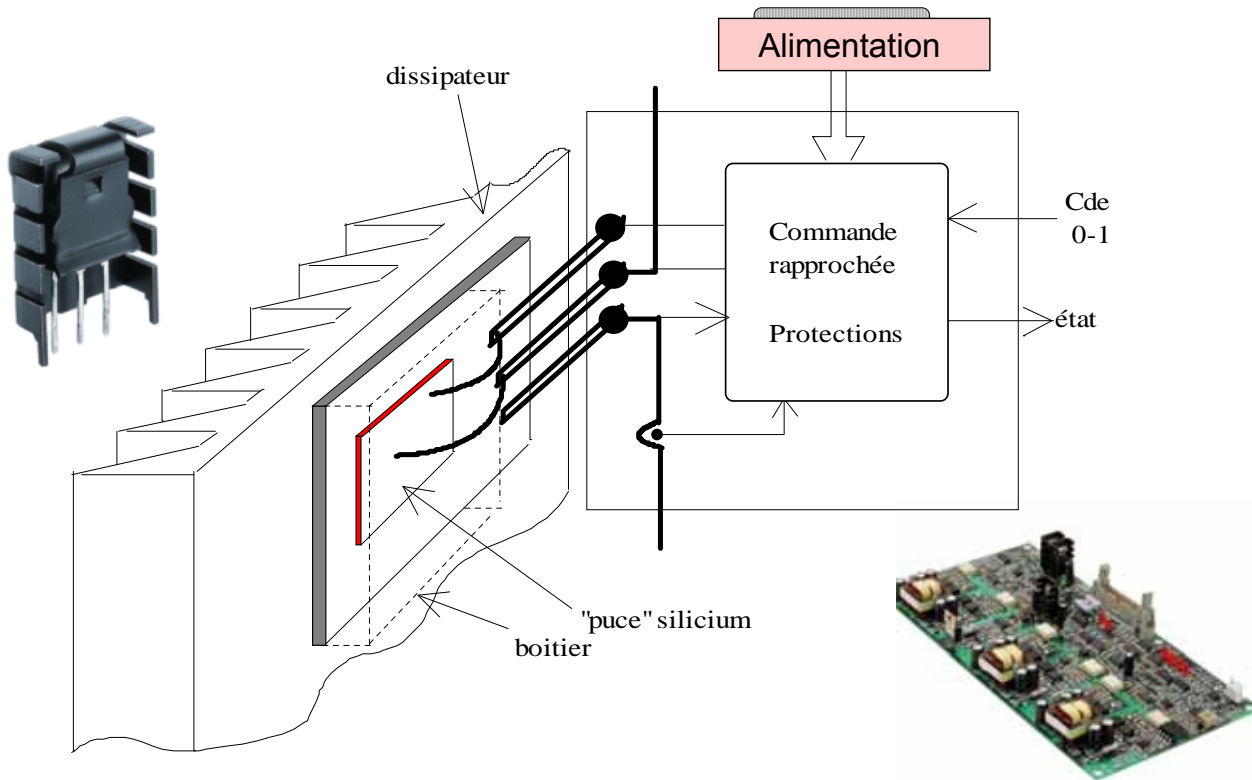
### Pertes et échauffements

Semi-conducteurs de puissance modernes

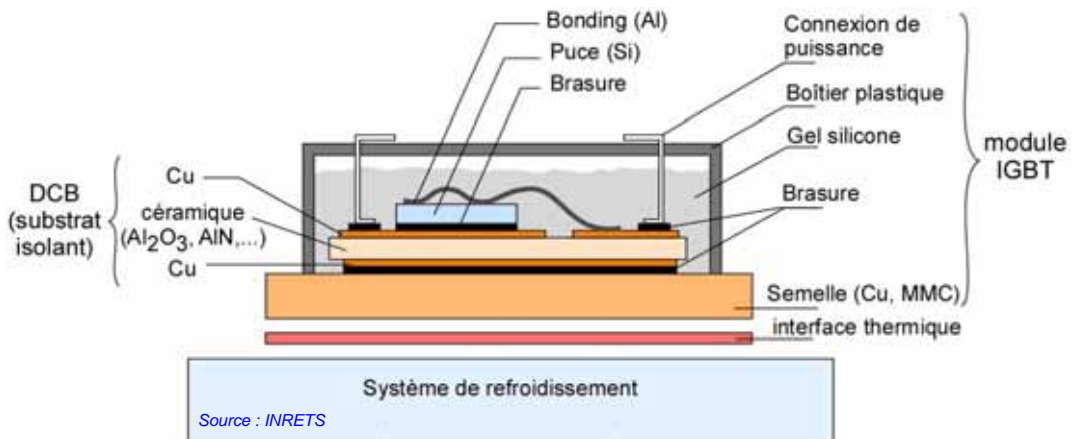
Association machine - convertisseur



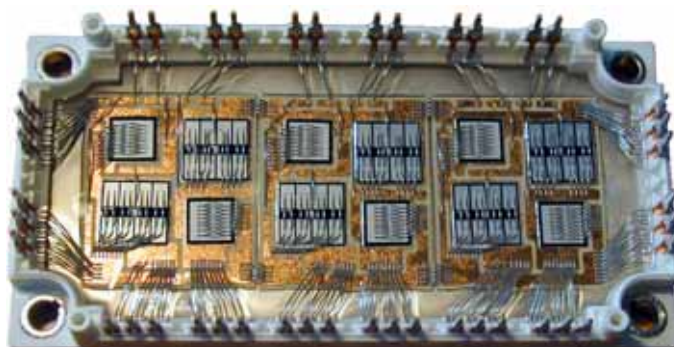
## Fonction interrupteur statique de puissance



## Technologie DCB (direct copper bonding)



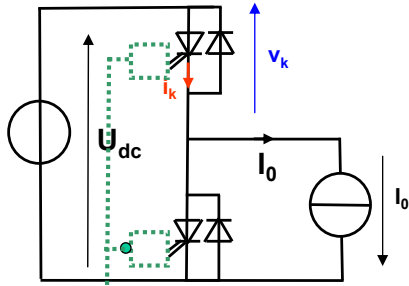
Module  
3 bras 200 A – 600 V  
(6 transistors + 6 diodes)





# Formes d'ondes idéalisées dans un SC de puissance lors d'une période de découpage et pertes associées

Cellule de commutation idéalisée  
(diodes parfaites, zéro inductance, commutations linéaires)

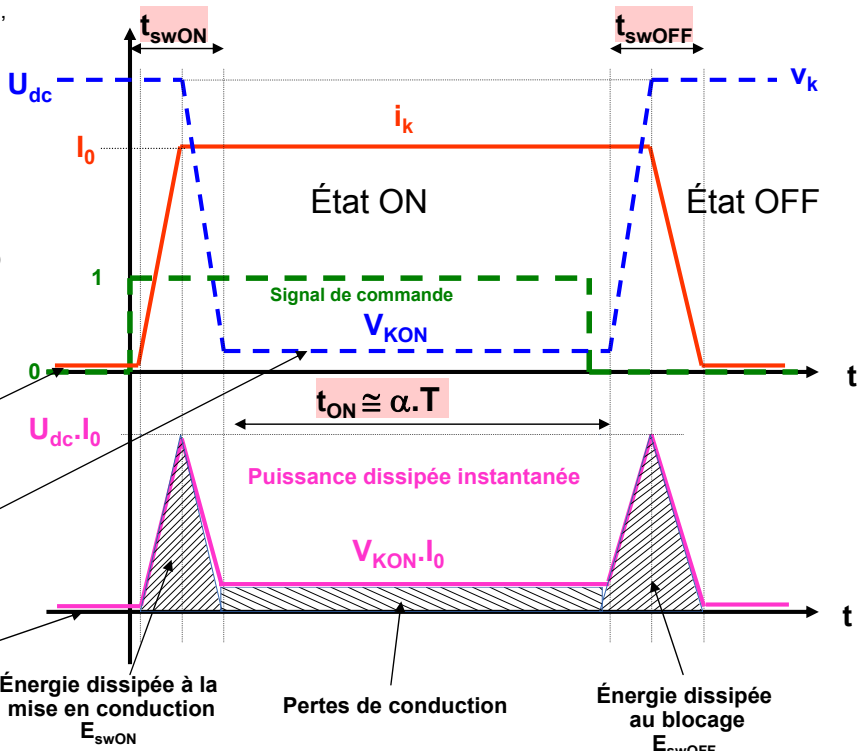


Signal logique de commande

Courant de fuites à l'état bloqué (généralement négligeable)

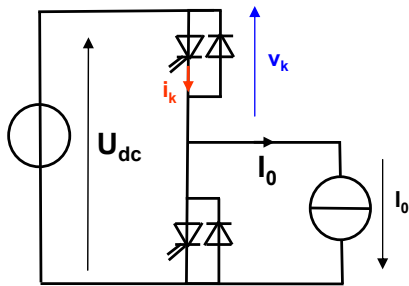
Chute de tension à l'état passant (ON)

Pertes à l'état bloqué négligeables

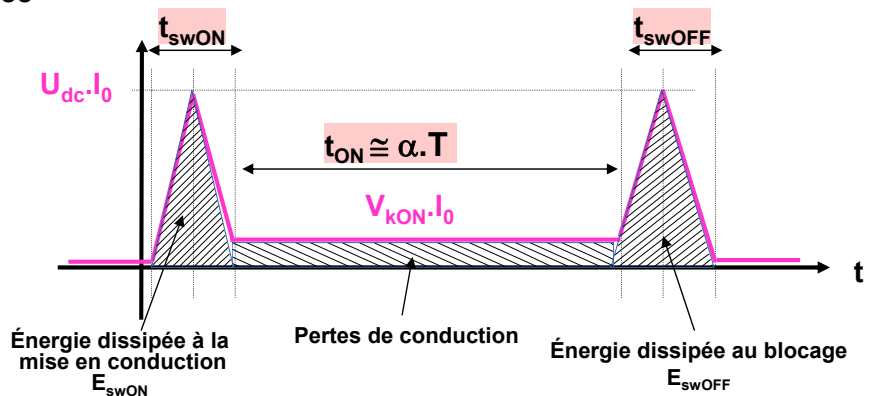


# Pertes de conduction et pertes de commutation

Cellule de commutation idéalisée  
(diodes parfaites, zéro inductance, commutations linéaires)



Puissance dissipée (instantanée)



Valeur moyenne glissante des pertes (moyenne sur la période de découpage)

$$\overline{p_k} = \frac{1}{T} \int_0^T v_k \cdot i_k \cdot dt \cong \frac{1}{T} \left[ \int_{t_{swON}} v_k \cdot i_k \cdot dt + \int_{t_{ON}} v_k \cdot i_k \cdot dt + \int_{t_{swOFF}} v_k \cdot i_k \cdot dt \right]$$

Hypothèses : - tension  $U_{dc}$  et courant  $I_0$  constants durant la période  
- formes d'ondes idéalisées

$$\overline{p_k} = \frac{1}{T} \int_0^T v_k \cdot i_k \cdot dt \cong \frac{1}{T} [E_{swON} + E_{swOFF}] + \frac{1}{T} \cdot \int_{t_{ON}=\alpha \cdot T} v_{KON} \cdot I_0 \cdot dt$$

$$E_{swON} \approx \frac{1}{2} \cdot (U_{dc} \cdot I_0) \cdot t_{swON}$$

$$E_{swOFF} \approx \frac{1}{2} \cdot (U_{dc} \cdot I_0) \cdot t_{swOFF}$$

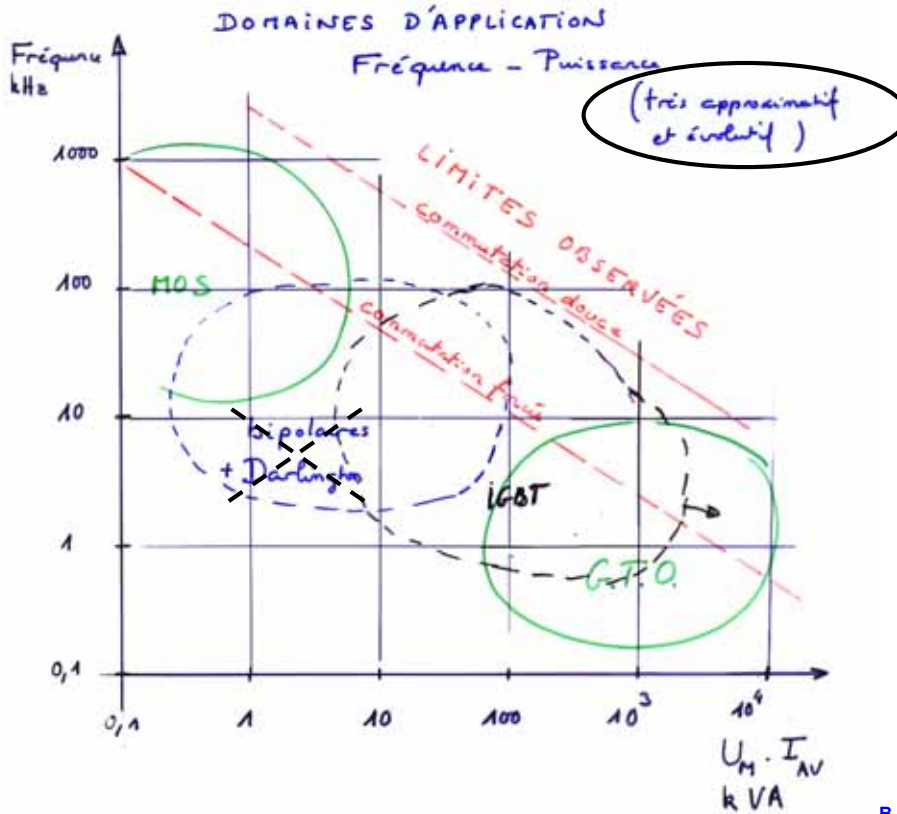
$$\overline{p_k} \cong F \cdot [E_{swON} + E_{swOFF}] + [\alpha \cdot v_{KON} \cdot I_0]$$

Pertes de commutation

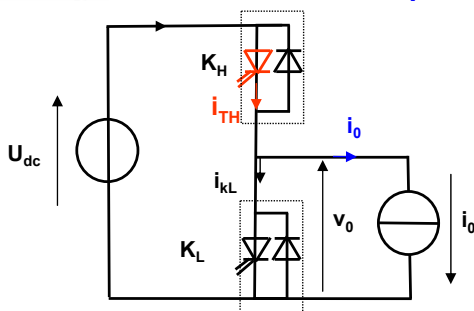
Pertes de conduction



## Limites observées dans le plan Fréquence de découpage – Puissance apparente commutée



## Application de la méthode de la valeur moyenne glissante au calcul des pertes (nécessaire pour évaluer les fluctuations de température)



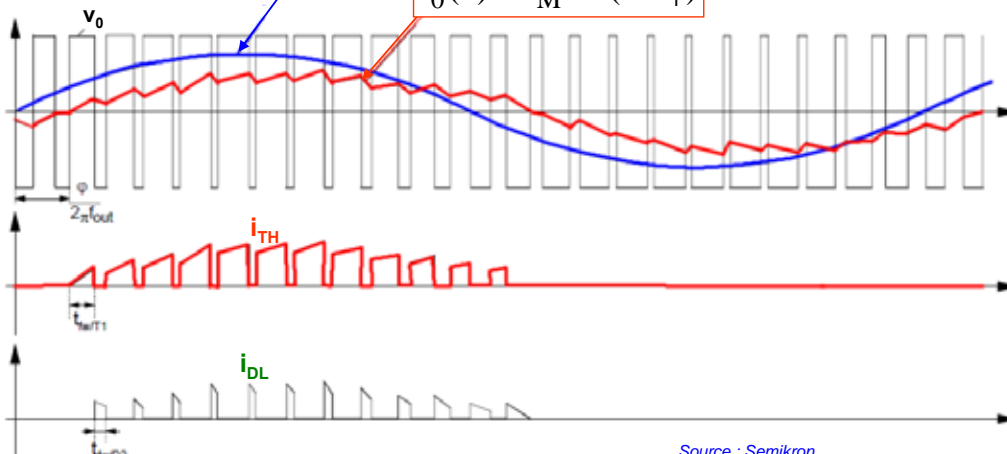
Dans un semi-conducteur de puissance qui conduit durant un rapport cyclique  $\alpha(\theta)$

la puissance dissipée vaut :  $\overline{p_T}(\theta) = \overline{v_T \cdot i_T}(\theta)$

En MLI sinusoïdale :  $\alpha(\theta) = \frac{1}{2} [1 + \alpha_M \sin \theta]$

$\overline{v_o}(t) = \alpha_M \cdot U_{dc} \cdot \sin \theta$  avec  $\theta = \Omega \cdot t$

$i_o(\theta) = I_M \sin(\theta - \varphi)$



Source : Semikron



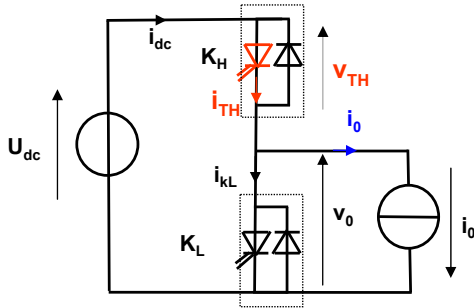
# Méthode de la valeur moyenne glissante appliquée au calcul des pertes

## La valeur moyenne glissante des pertes de conduction

dans la partie transistor de l'interrupteur  $K_H$  vaut :

Si  $v_{TH} = R_T \cdot i_{TH}$  :  $\overline{p_{cond}}(\theta) = \overline{R_T \cdot i_{KH}^2(\theta)} = R_T \cdot \overline{i_{KH}^2(\theta)} \Rightarrow \overline{p_{cond\_KH}}(\theta) = R_T \cdot \alpha(\theta) \cdot i_0^2(\theta)$   
(cas des MOSFET)

Si  $v_{TH} = V_T + R_T \cdot i_{TH}$  :  $\overline{p_{cond}}(\theta) = \overline{V_T \cdot i_{TH} + R_T \cdot i_{TH}^2} \Rightarrow \overline{p_{cond\_KH}}(\theta) = \alpha(\theta) \cdot [V_T \cdot i_0(\theta) + R_T \cdot i_0^2(\theta)]$   
(cas des IGBT)



En modulation sinusoïdale :

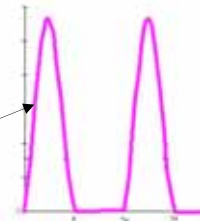
Courant en sortie du bras :  $i_0(\theta) = I_M \sin(\theta - \varphi)$

Rapport cyclique :  $\alpha(\theta) = \frac{1}{2} [1 + \alpha_M \sin \theta]$

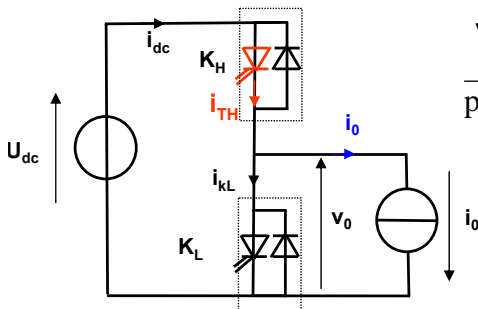
Transistor (cas IGBT) haut (conduit la partie positive du courant de sortie) :

$$\overline{p_{cond\_KH}}(\theta) = \alpha(\theta) \cdot [V_T \cdot i_0(\theta) + R_T \cdot i_0^2(\theta)]$$

Diode du bas :  $\overline{p_{cond\_DL}}(\theta) = [1 - \alpha(\theta)] [V_F \cdot i_0(\theta) + R_F \cdot i_0^2(\theta)]$

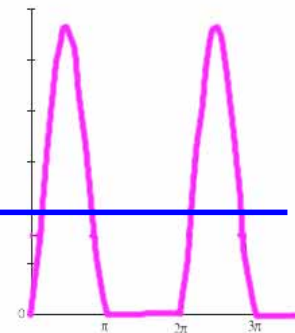


## Pertes de conduction : valeur moyenne sur la période de la modulante



Valeur moyenne glissante :

$$\overline{p_{cond\_KH}}(\theta) = \alpha(\theta) \cdot [V_T \cdot i_0(\theta) + R_T \cdot i_0^2(\theta)]$$



Moyenne sur l'ensemble de la période de la modulante :

$$\overline{\overline{p_{cond\_KH}}(\theta)} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} \alpha(\theta) \cdot [V_T \cdot i_0(\theta) + R_T \cdot i_0^2(\theta)] d\theta$$

... tous calculs faits :

$$\overline{\overline{p_{cond\_KH}}(\theta)} = V_T \cdot I_M \cdot \left[ \frac{1}{2\pi} + \frac{\alpha_M}{8} \cdot \cos \varphi \right] + r_T \cdot I_M^2 \cdot \left[ \frac{1}{8} + \frac{\alpha_M}{3\pi} \cdot \cos \varphi \right]$$



## Pertes de commutation : valeur moyenne sur la période de la modulante

En supposant le modèle général suivant de dépendance de l'énergie dissipée avec le courant commuté :  $E_{sw}(i) = E_{swon} + E_{swoff} = a + b.i + c.i^2$   
 (en négligeant l'ondulation de courant : courant supposé constant sur une période de découpage)

On considère le transistor haut qui ne conduit que la partie positive du courant, la **valeur moyenne glissante** des pertes de commutation vaut sur l'intervalle  $0, \pi$  :

$$\overline{p_{sw\_KH}}(\theta) = F.E_{sw}(i_0, \theta) = F. \left[ a + b.i_0(\theta) + c.i_0^2(\theta) \right]$$

Soit sur l'ensemble de la période de la modulante :

$$\overline{p_{sw\_KH}}(\theta) = F. \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} E_{sw}(\theta).d\theta$$

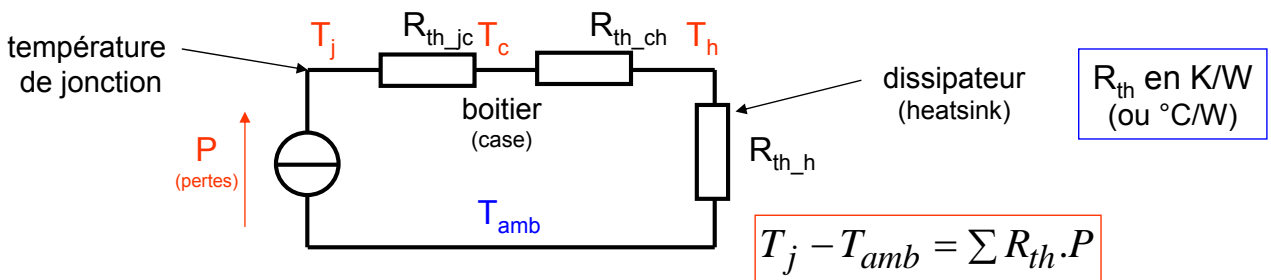
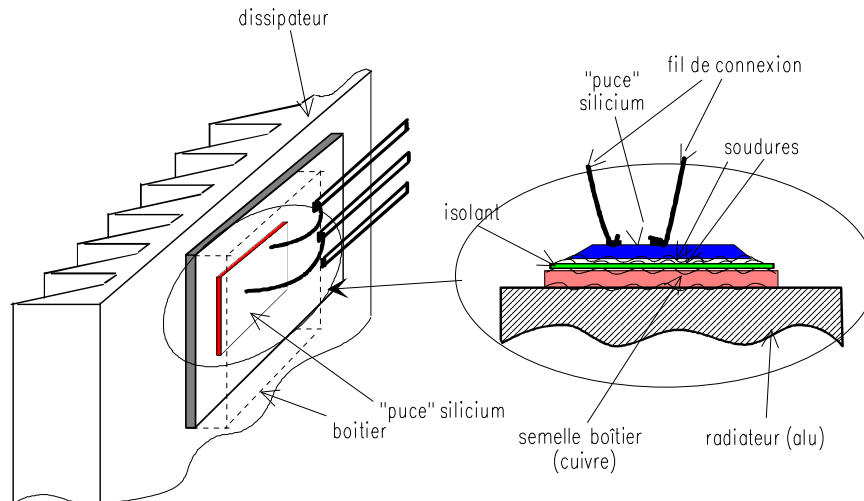
$$\overline{p_{sw\_KH}}(\theta) = F. \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} [a + b.i_0(\theta) + c.i_0^2(\theta)].d\theta$$

Ce qui donne, tous calculs faits avec  $i_0(\theta) = I_M \sin(\theta - \varphi)$  :

$$\overline{p_{sw\_KH}}(\theta) = F. \left[ \frac{a}{2} + \frac{b}{\pi}.I_M + c. \frac{I_M^2}{4} \right]$$



## Evaluation de l'échauffement, schéma thermique en régime permanent





## Importance de la température sur la durée de vie

Vieillessement et probabilité de vie :

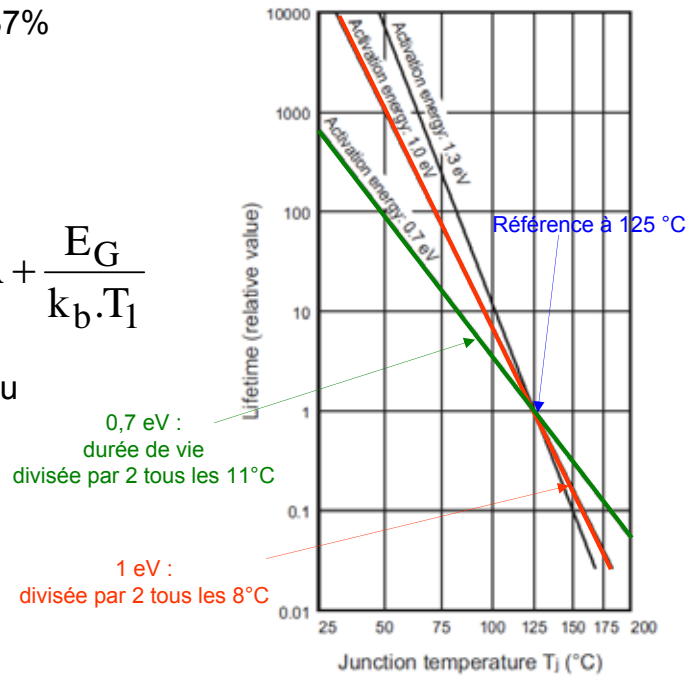
$$R(t) = e^{-\lambda(t)} = e^{-\frac{t}{MTBF}}$$

à  $t = MTBF$ , la probabilité de vie vaut 37%

Taux de défaillance =  $MTBF^{-1}$   
(failure rate)

Loi d'Arrhenius : 
$$\text{Log}(MTBF) = A + \frac{E_G}{k_b \cdot T_1}$$

$E_G$  est l'énergie d'activation du matériau  
 $k_b = 8.6 \times 10^{-5} \text{ eV / K}$  (Boltzmann)



## Tenue au cyclage thermique (fatigue mécanique)

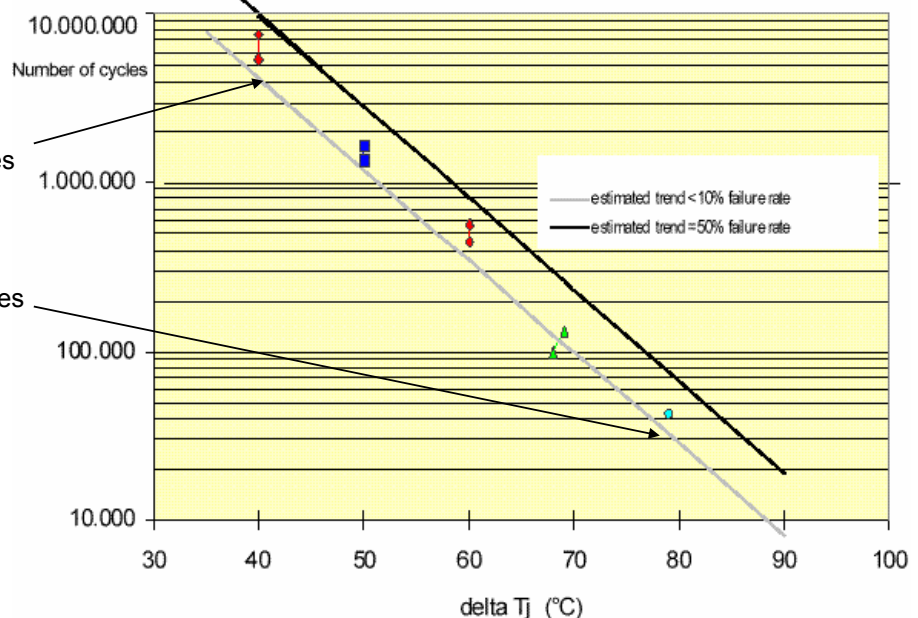
Vieillessement en cyclage thermique (loi simplifiée) : 
$$N \cong K \cdot e^{-\alpha \cdot \Delta T_j}$$

Modules Eupec (24 puces IGBT en parallèle)



$\Delta T_j = 40^\circ\text{C}$  :  $N \cong 4 \text{ Mcycles}$

$\Delta T_j = 80^\circ\text{C}$  :  $N = 30 \text{ kcycles}$

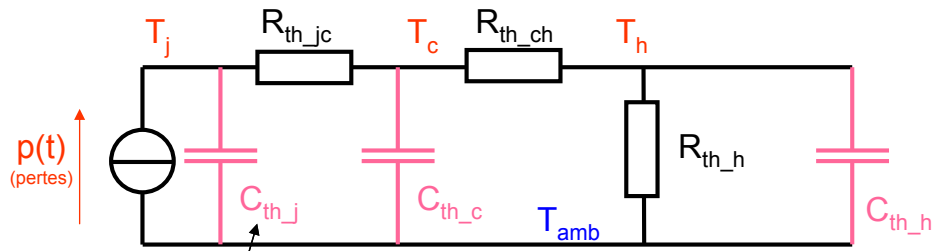


Exemple d'endommagement



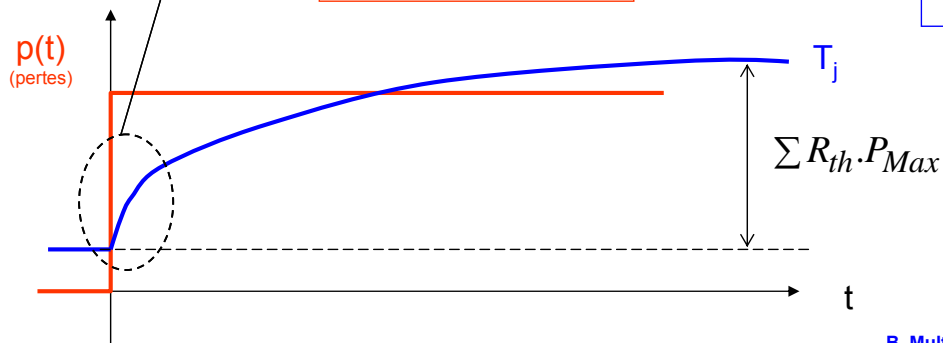


## Evaluation des échauffements en régimes thermiques transitoires

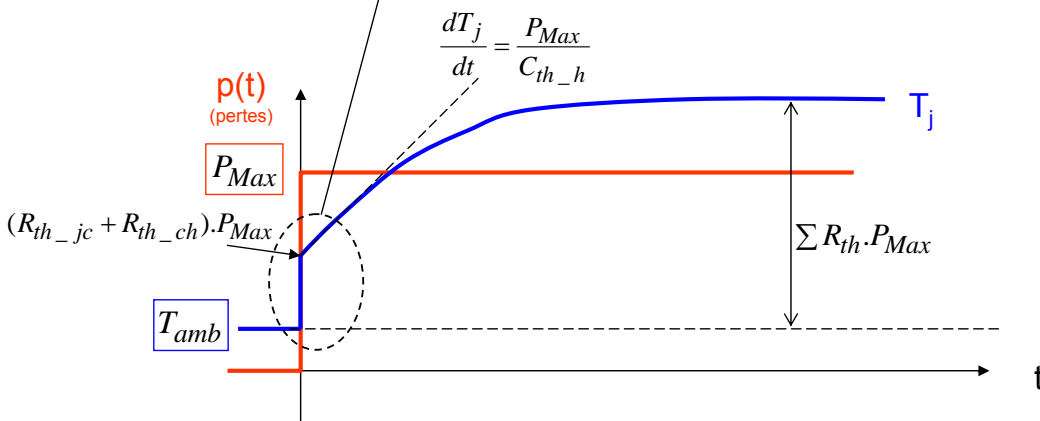
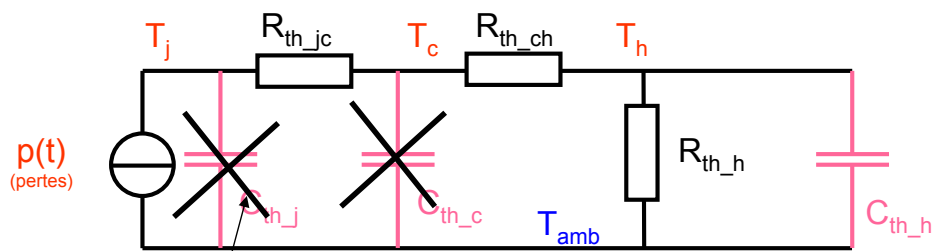


$$C_{th_j} < C_{th_c} \ll C_{th_h}$$

$C_{th}$  en J/K  
(ou J/°C)



## Régimes thermiques transitoires sur les « longues durées »

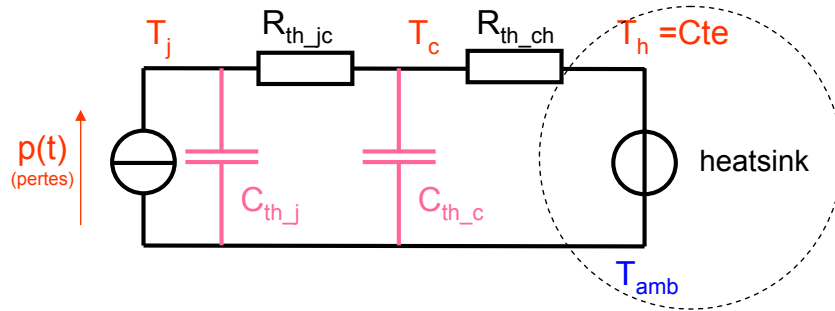






## Régimes thermiques transitoires courts

Hyp : la température du dissipateur (grâce à son inertie thermique)  
ne varie pas durant ce régime transitoire



Notion d'impédance thermique de l'ensemble puce-boîtier :  $Z_{th\_jc}$

$$T_j = T_c + Z_{th\_jc} \cdot P_{Max}$$

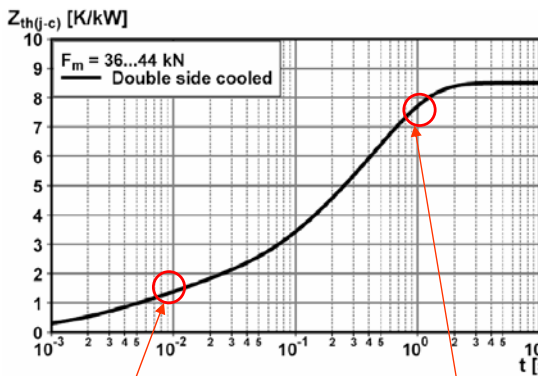
Pour des sollicitations en créneaux répétitifs ou non de puissance d'amplitude  $P_{Max}$



## Impédance thermique: exemples

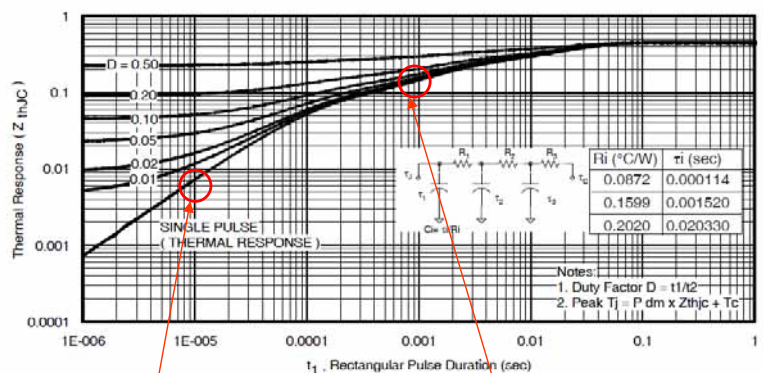
GTO (ABB) 4 kV – 4,5 kA  
(puce diamètre 85 mm)  
 $R_{th\_jc} = 8,5 \text{ mK/W} - R_{th\_ch} = 3 \text{ mK/W}$

IGBT (IR) 600 V – 48 A  
 $R_{th\_jc} = 0,45 \text{ K/W} - R_{th\_ch} = 0,24 \text{ K/W}$



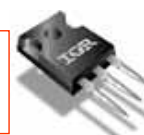
10 ms  
1,5 mK/W  
(10 kW -> 15 K)

1 s  
7,5 mK/W  
(10 kW -> 75 K)



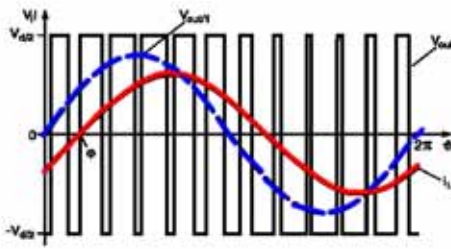
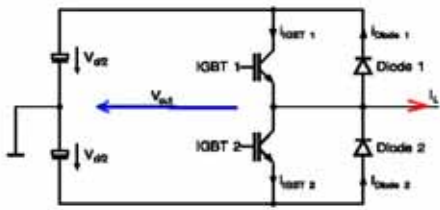
10  $\mu\text{s}$   
7 mK/W  
(100 W -> 0,7 K)

1 ms  
0,15 K/W  
(100 W -> 15 K)



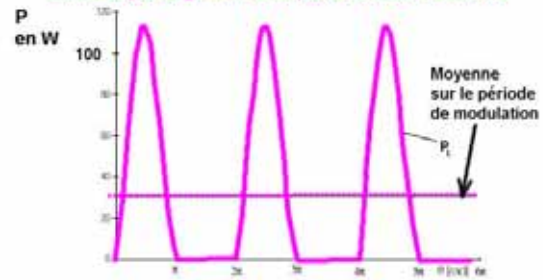


## Exemple de régimes thermiques transitoires dans un bras de pont en modulation sinusoïdale

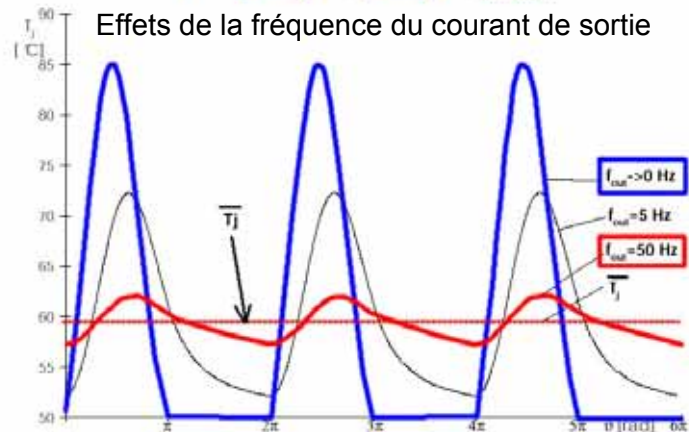


Source : Infineon

Valeur moyenne glissante des pertes dans un transistor



Effets de la fréquence du courant de sortie

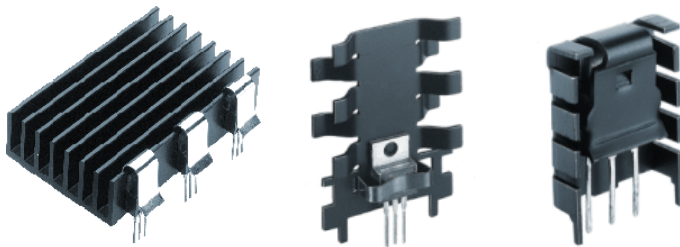


B. Multon ENS Rennes 49

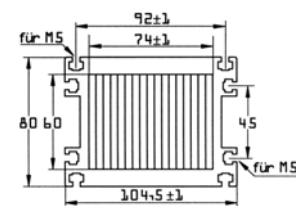
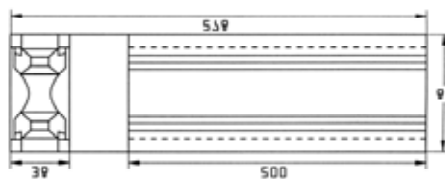


## Moyens de dissipation de la chaleur

Dissipateurs dédiés et profilés à air en convection naturelle



Tunnels de ventilation

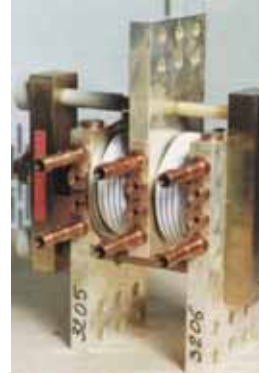
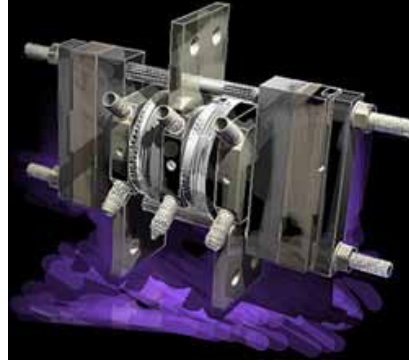


B. Multon ENS Rennes 50



## Moyens de dissipation de la chaleur

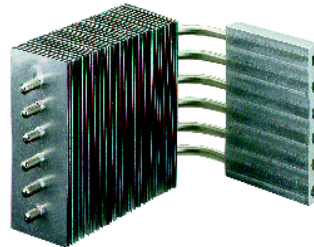
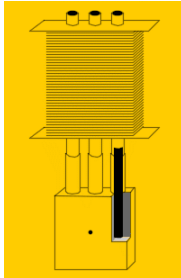
Circulation d'eau



assemblage de boîtiers Press-Pack refroidis à l'eau (Westcode à gauche)

### Caloducs : jusqu'à plusieurs kW

Principe des réfrigérateurs mais sans compresseur (circulation naturelle par capillarité dans des tubes fins):  
l'énergie de circulation du fluide de refroidissement est apportée par les composants dissipatifs eux-mêmes (source chaude)



Les tubes capillaires sont reliés à des ailettes pour accroître la surface d'échange avec l'ambiance, une ventilation abaisse encore la résistance thermique



Introduction, contexte

Modulation de largeur d'impulsion et

structures de conversion à découpage

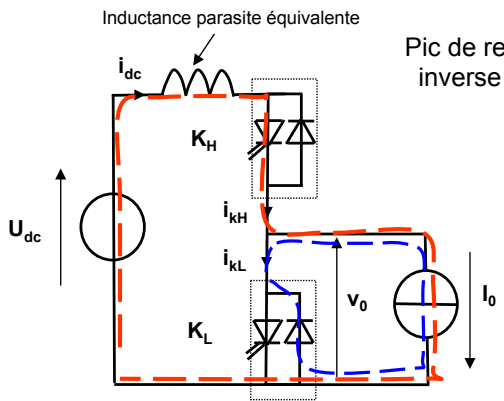
Pertes et échauffements

## Semi-conducteurs de puissance modernes

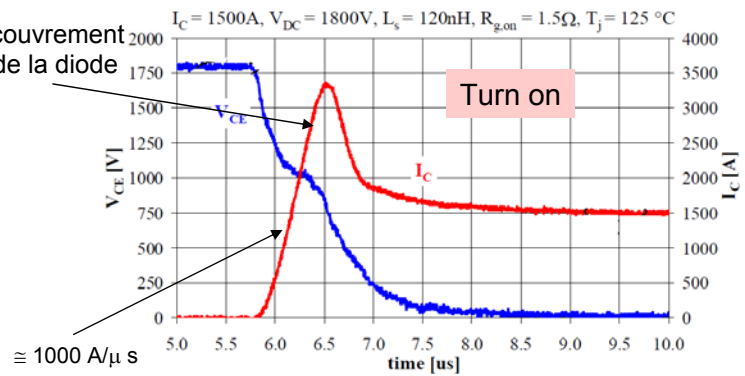
Association machine - convertisseur



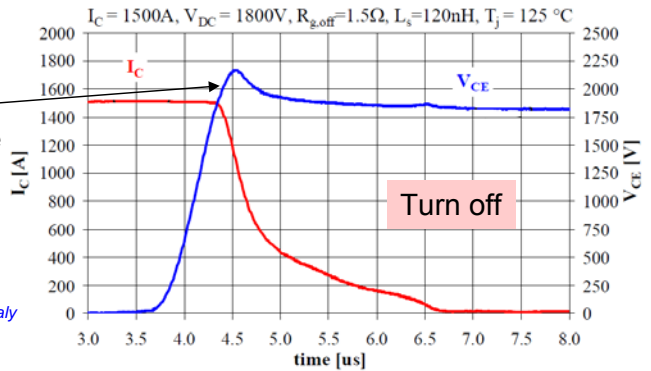
## Formes d'onde courant et tension dans le transistor d'une cellule de commutation de type bras de pont



Pic de recouvrement inverse de la diode



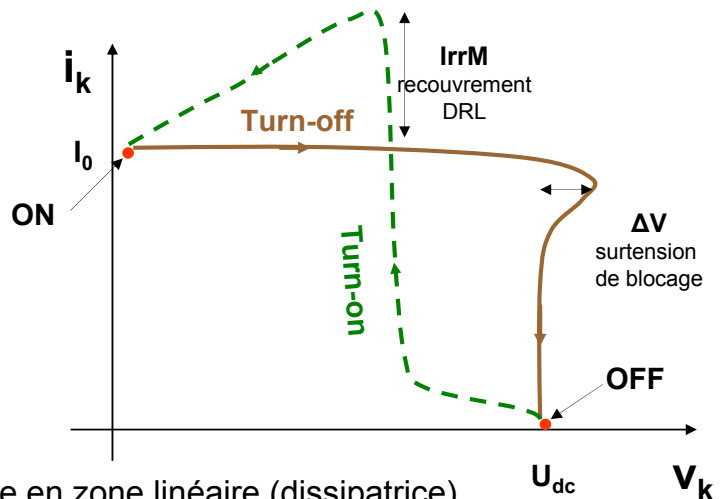
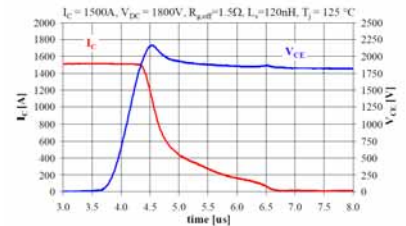
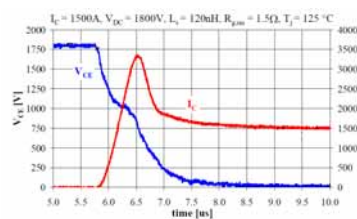
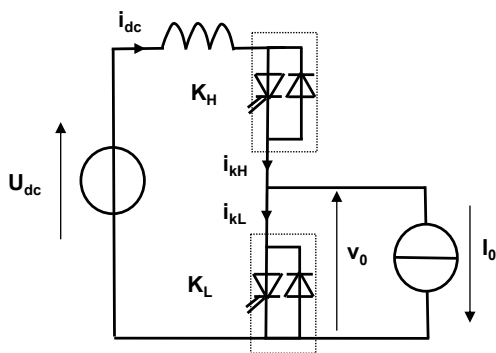
Surtension de commutation au blocage



Source : ABB, ISPSD, May 2006, Napoli, Italy



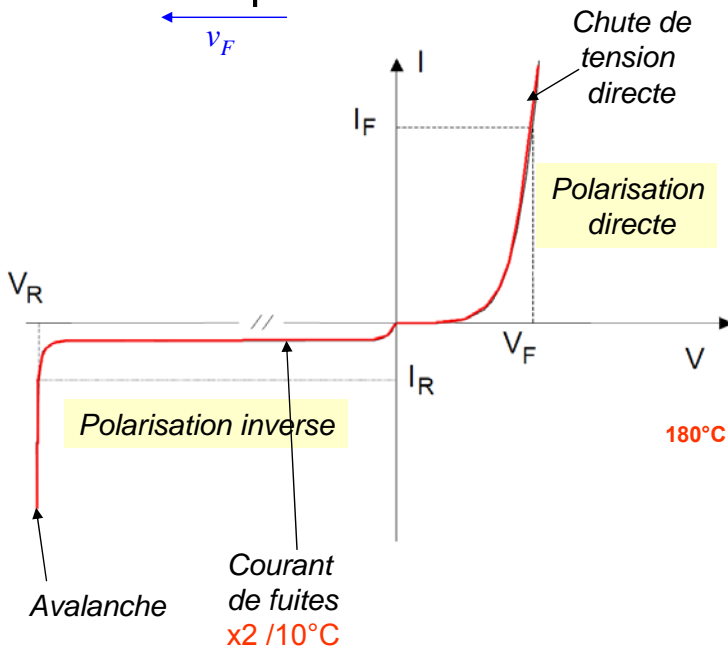
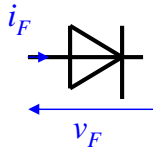
## Trajet du point de fonctionnement dans le plan courant-tension. Notion d'aire de sécurité



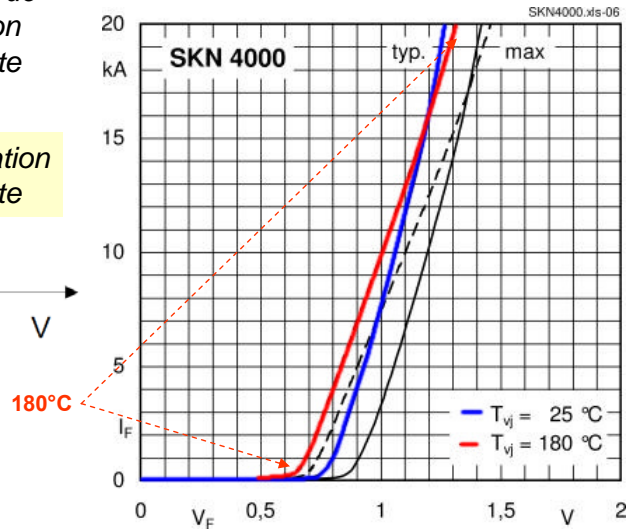
Le point de fonctionnement passe en zone linéaire (dissipatrice) et doit impérativement rester à l'intérieur de l'« aire de sécurité »



# Les diodes rapides



Exemple diode Semikron  
600 V – 4000 A



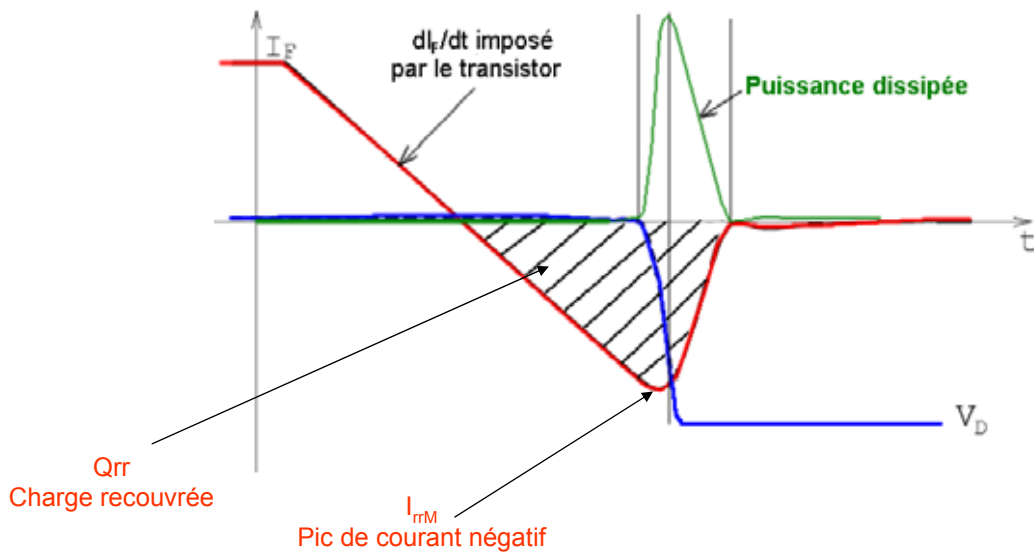
Modèle direct :  
 $v_F = V_0 + R_0 \cdot i_F$

Pertes de conduction :  $P_{cond} \cong V_0 \cdot \overline{i_F} + R_0 \cdot I_{Frms}^2$



# Blocage : phénomène de recouvrement inverse

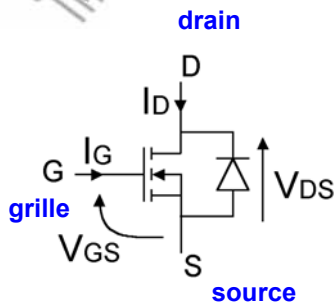
Dans une cellule de commutation de bras de pont :



Pertes de recouvrement inverse :  $P_{d\_off} \cong k \cdot F \cdot V_R \cdot Q_{RR}$   $k \approx 1/6 \text{ à } 1/3$

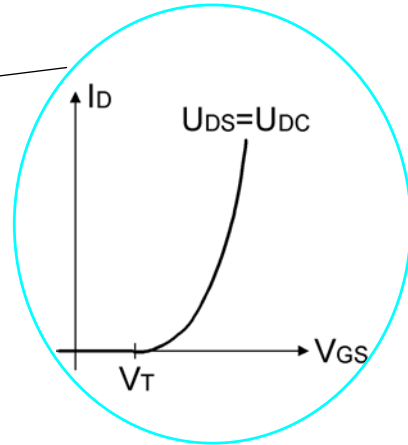
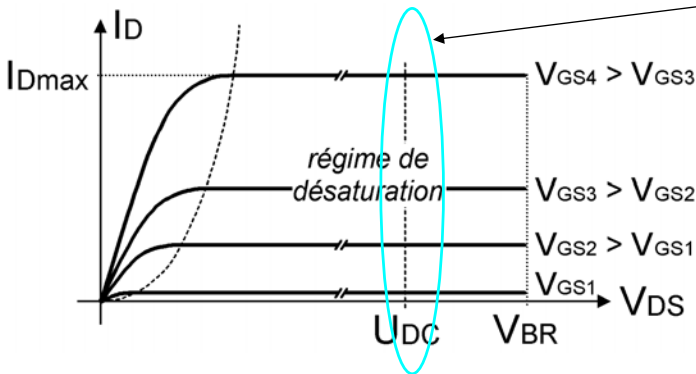


# MOSFET de puissance



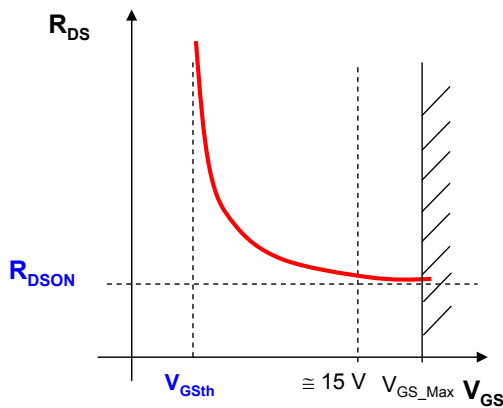
- Particularités :
- **entrée capacitive** (courant de grille statique négligeable mais valeurs élevées durant les commutations)
  - **grande rapidité** de commutation
  - **diode interne** antiparallèle
  - grandes surfaces de puces en haute tension  $R_{DS(on)} \propto V_{BR}^{2.6}$

## Caractéristiques statiques

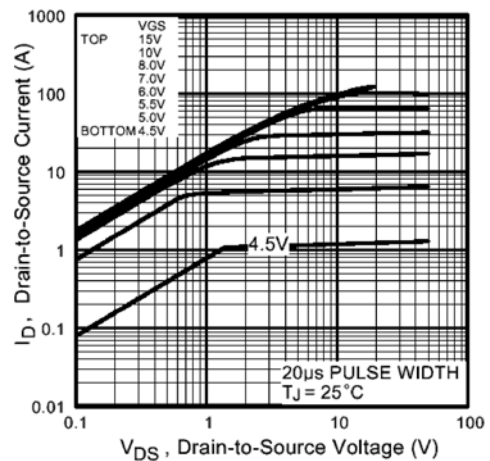


# MOS de puissance

A l'état passant : résistance  $R_{dson}$  variable avec  $V_{GS}$

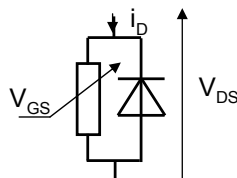


$$P_{cond} = R_{dson} \cdot I_{drms}^2$$



Coeff. de température de  $R_{dson}$  : environ **0,5** (MOS « BT ») à **1%/°C** (« HT »)  
(attention, la résistance est habituellement spécifiée à 25°C)

En inverse, le canal conduit :

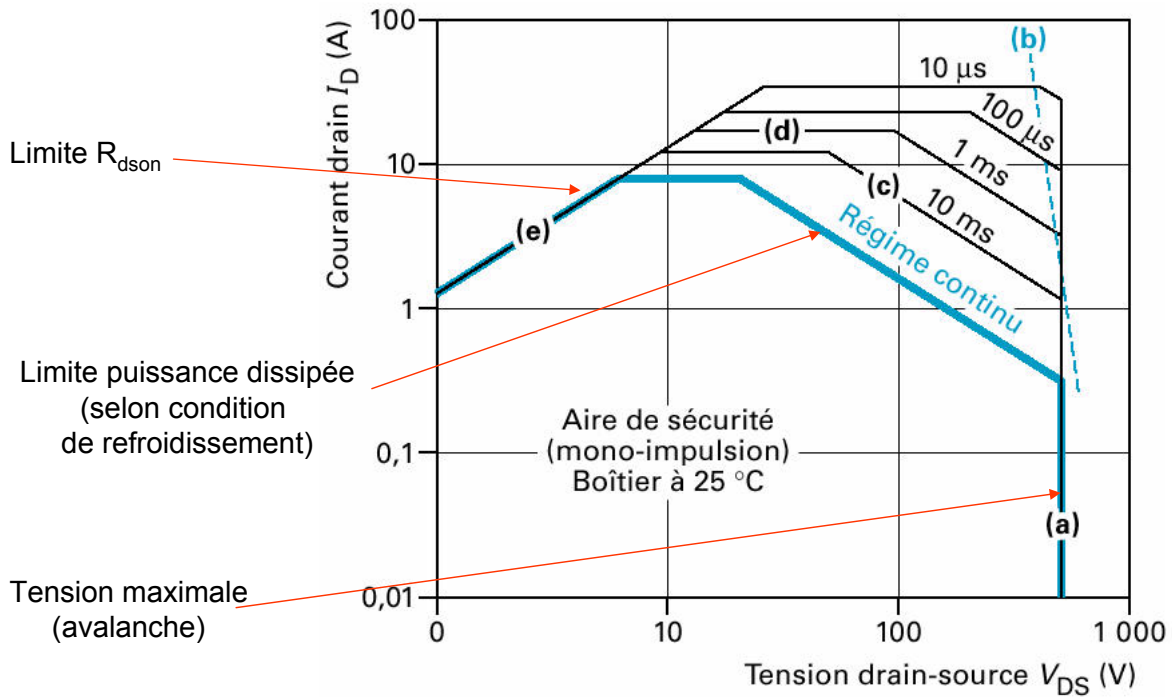


MOS très basse tension :  $R_{dson}$  suffisamment faible pour que seul le canal conduise



## MOS de puissance

Aire de sécurité :

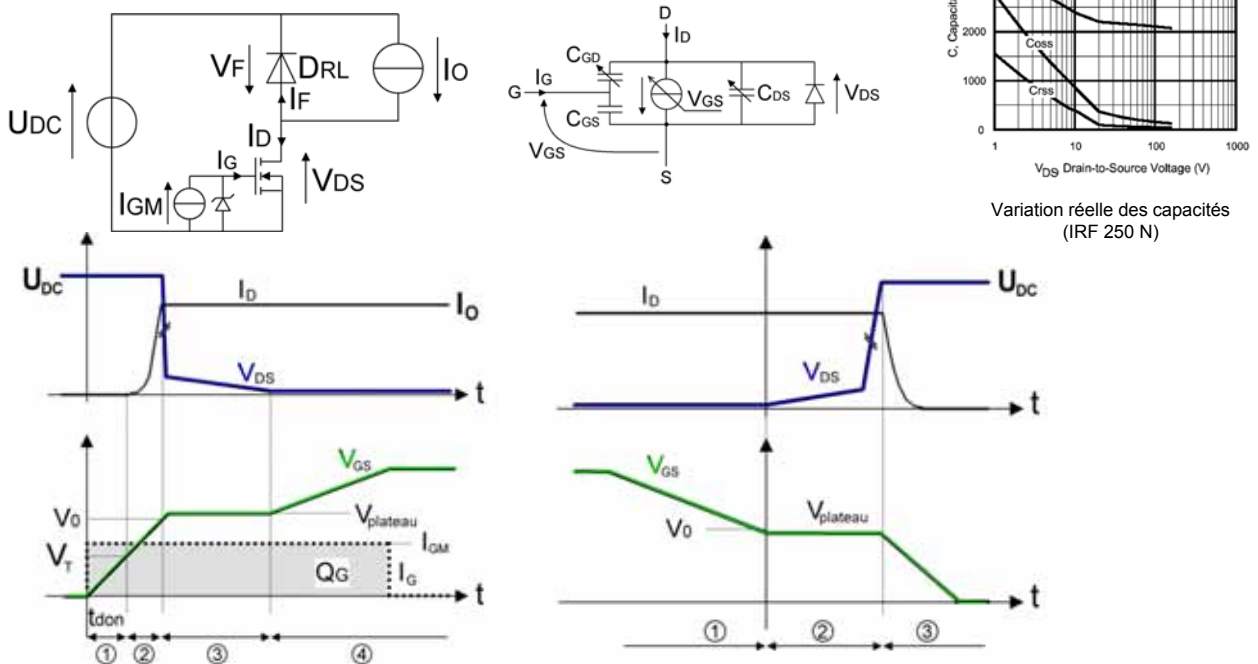


Source : Techniques de l'Ingénieur D3109 (Leturcq)



## MOS de puissance

Commutations (avec diode idéale) :

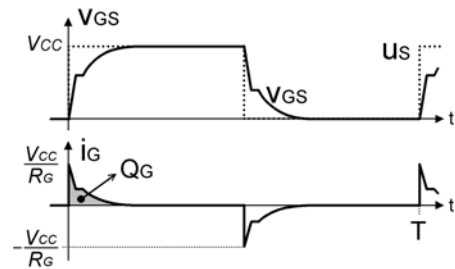
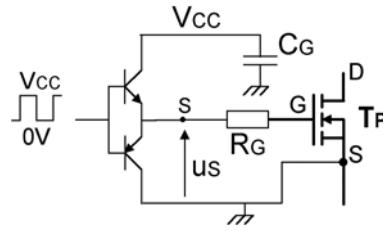


Tous les temps de commutation, et donc les pertes associées, sont inversement proportionnels au courant maximal de grille  $I_{GM}$



## MOS de puissance : commande de grille

Avec un courant de grille limité par une résistance :



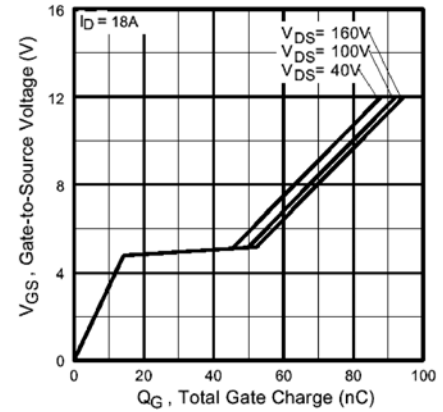
### Consommation de la commande de grille

Charge de grille  $Q_G$

$$\text{Energie fournie à la grille : } W_G = \int_0^T u_S \cdot i_G \cdot dt = V_{CC} \cdot Q_G$$

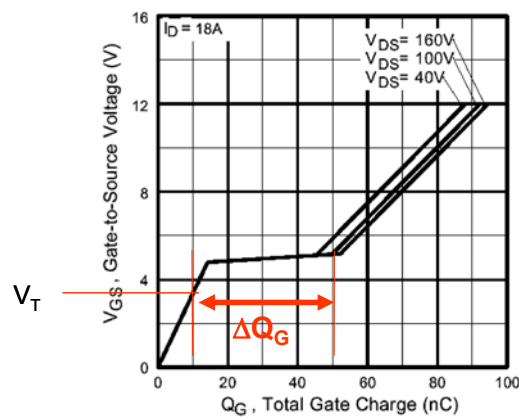
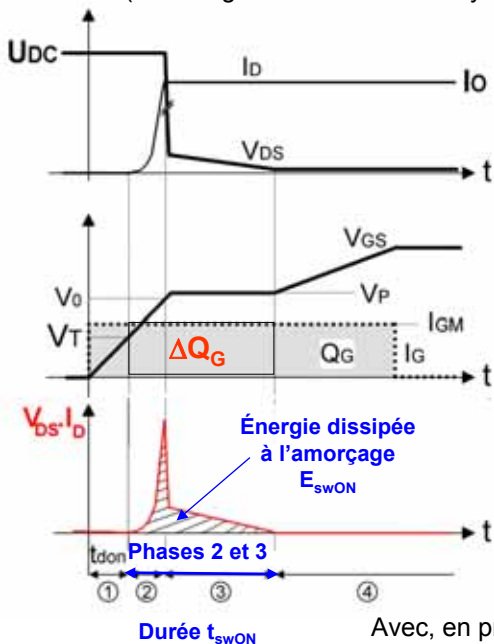
Puissance consommée :  $P_G = f \cdot V_{CC} \cdot Q_G$

$Q_G$  est fonction de  $V_{CC}$ , de  $U_{dc}$  et de  $I_0$ ,  
le fabricant ne spécifie pas la totalité de cette dépendance :



## MOS de puissance : pertes de commutation

Cas de la mise en conduction (en négligeant le recouvrement inverse de la DRL)  
(le blocage est sensiblement symétrique)



$$t_{swON} = \frac{\Delta Q_G}{I_{GM}} \quad \text{avec } I_{GM} = \frac{V_{CC} - V_{plateau}}{R_G}$$

Avec, en première approximation :  $V_{plateau} = V_T$ , et donc :  $t_{swON} \approx R_G \cdot \frac{\Delta Q_G}{V_{CC} - V_T}$

Pertes de commutation :  
(même forme au blocage)

$$E_{swON} \approx \frac{1}{2} \cdot (U_{dc} \cdot I_0) \cdot t_{swON} = \frac{1}{2} \cdot (U_{dc} \cdot I_0) \cdot \frac{\Delta Q_G}{I_{GM}}$$





## MOS de puissance : pertes de commutation

Optimisation de la **surface de puce**  $A_{Si}$  pour minimiser les pertes totales

À technologie donnée :  $Q_G$  et  $\Delta Q_G \propto A_{Si}$   
 et  $r_{dsON} \propto A_{Si}^{-1}$

**Pertes de commutation** :  $P_{sw} = F.(E_{swON} + E_{swOFF}) \approx F.(U_{dc}.I_0) \cdot \frac{\Delta Q_G}{I_{GM}}$

$$P_{sw} \propto F.(U_{dc}.I_0) \cdot \frac{A_{Si}}{I_{GM}}$$

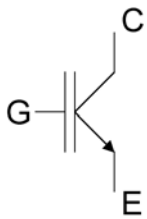
**Pertes de conduction** :  $P_{cond} = r_{dsON} \cdot I_{rms}^2 \approx r_{dsON} \cdot \alpha \cdot I_0^2$

$$P_{cond} \propto \frac{\alpha \cdot I_0^2}{A_{Si}}$$

Optimum de  $A_{Si}$  (surface de puce) à conditions de commutation données :  
**pertes de commutation = pertes de conduction**



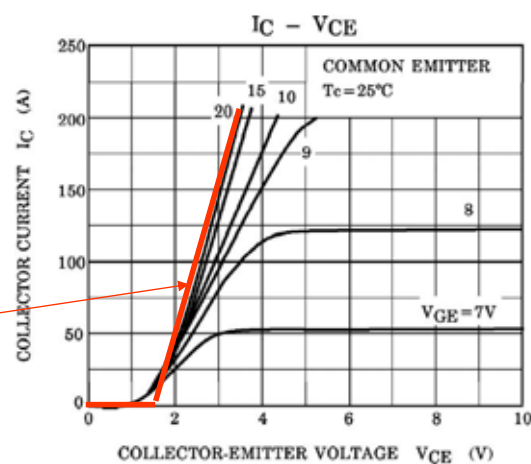
## L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)



Caractéristique  
à l'état passant :

$$V_{CEsat} \cong V_T + R_T \cdot i_C$$

$$P_{cond} \cong V_T \cdot \overline{i_C} + R_T \cdot I_{Crms}^2$$



IGBT Toshiba MG100Q2YS50 (100 A – 1200 V)

Minimum de chute de tension pour  $V_{GE} > 15$  V environ

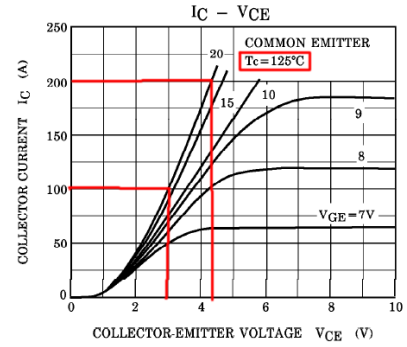
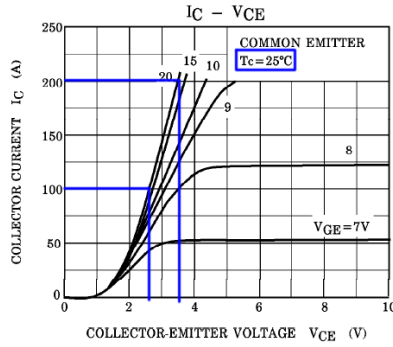
A l'état bloqué : comme un MOS  $V_{GE} < V_{GEth}$



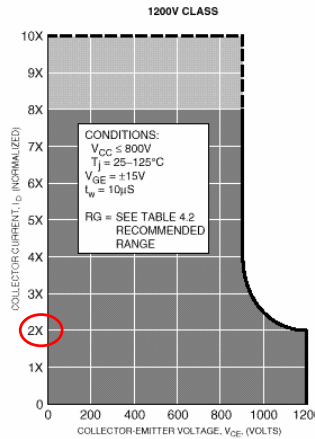
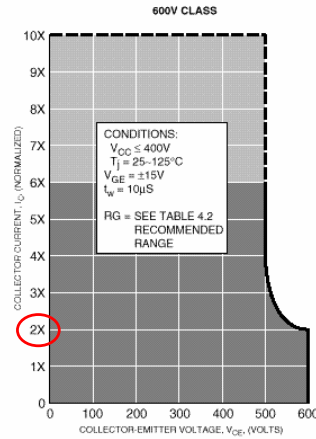
# IGBT

Influence de la température sur la chute de tension  
(comme les diodes)

IGBT Toshiba 1200 V – 100 A



Aire de sécurité  
en court-circuit



Source : Powerex

on ENS Rennes 65



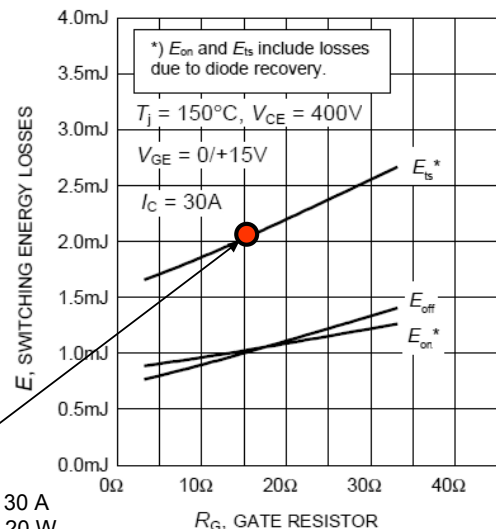
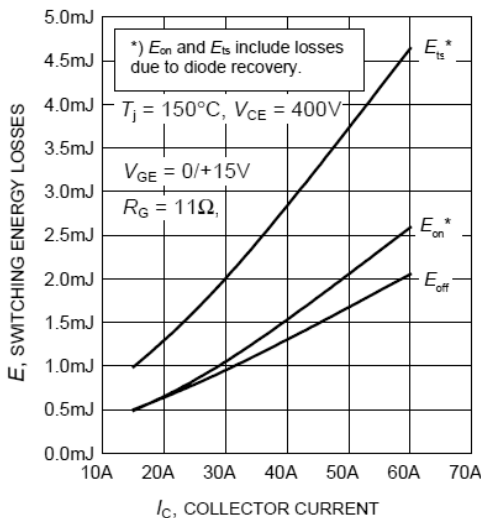
# IGBT

Pertes de commutation  
Formes d'onde proches de celles du MOS  
(même caractéristiques QG...)

Energies de commutation :  
en fonction de  $I_C$

IGBT Infineon  
SGW30N60, 600V, 30A

Energies de commutation :  
en fonction de  $R_G$



2 mJ @ 400 V – 30 A  
@ 10 kHz :  $P_{sw} = 20$  W  
(@  $\alpha = \frac{1}{2}$  et  $150^\circ\text{C}$   $P_{cond} = 35$  W)

B. Multon ENS Rennes 66

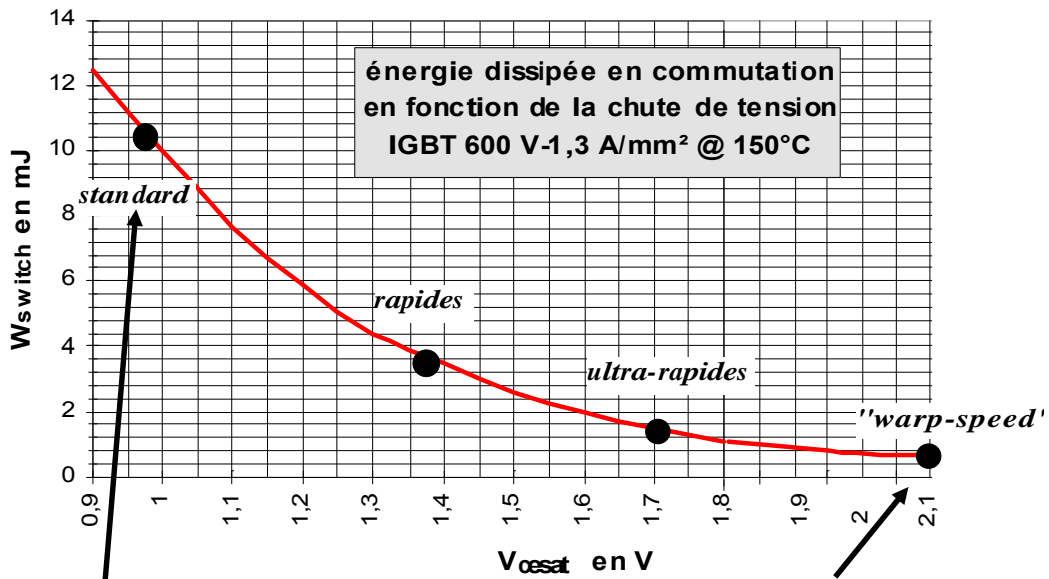


# IGBT

Compromis de conception : chute de tension / pertes de commutation.

=> Possibilités de composant bien adaptés à l'application

Exemple International Rectifier :



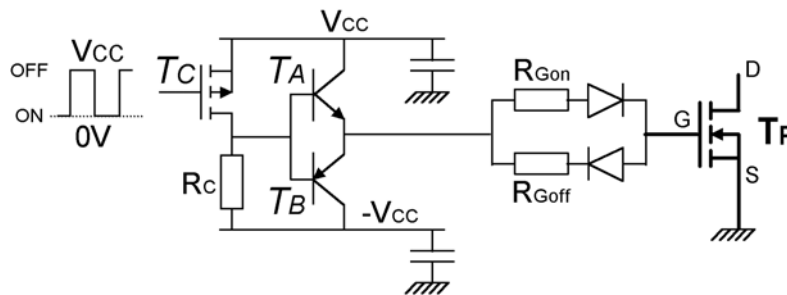
Adaptés aux basses fréquences  
faibles pertes de conduction

Adaptés aux hautes fréquences  
faibles pertes de commutation



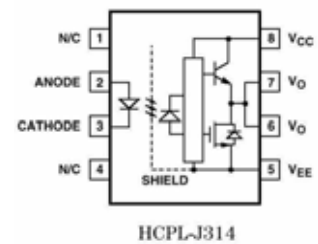
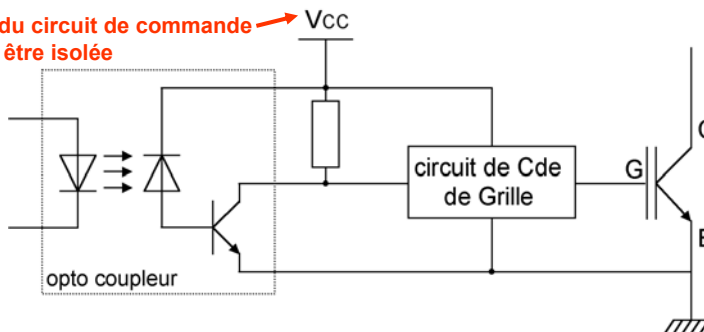
## Commande des composants à « grille isolée » (MOS, IGBT)

Exemple avec contrôle séparé des vitesses de commutation à l'amorçage et au blocage



Exemple avec isolation galvanique par optocoupleur

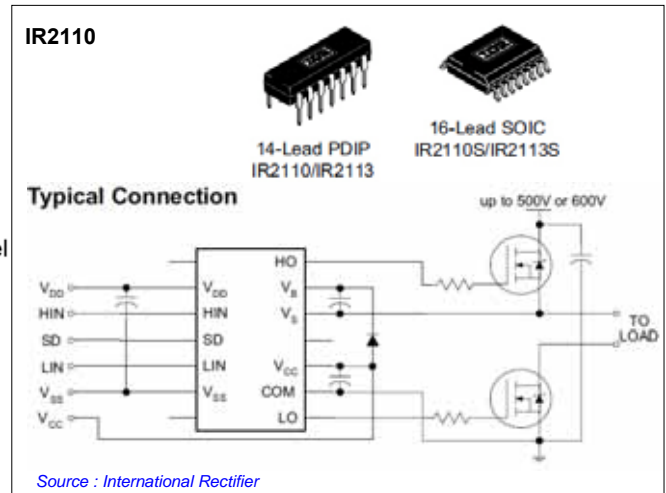
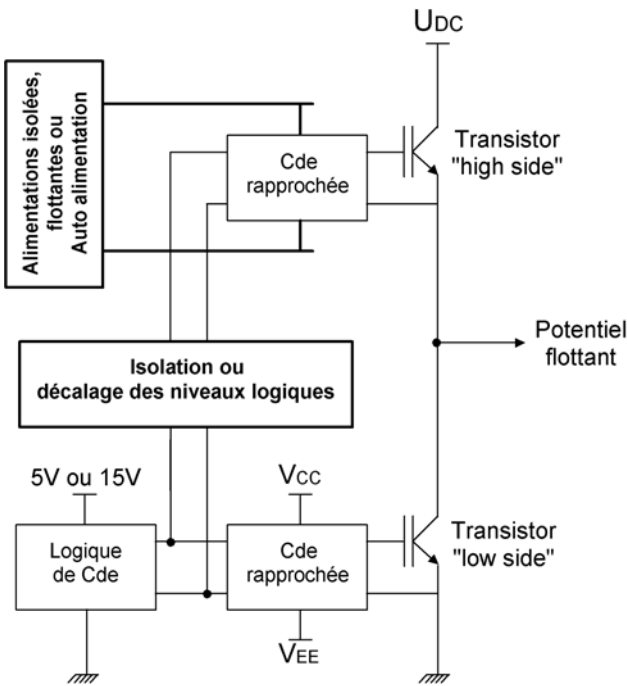
L'alimentation du circuit de commande doit également être isolée





# Commande des composants à « grille isolée » (MOS, IGBT)

## Commande des transistors dans un bras de pont



## Thyristor



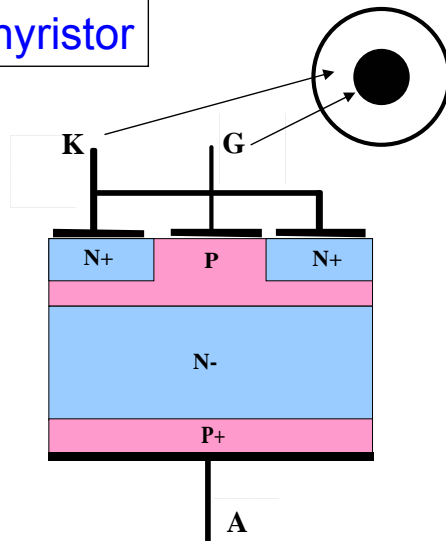
150µm PCT sized at 5.5V/4000A

Source : ABB

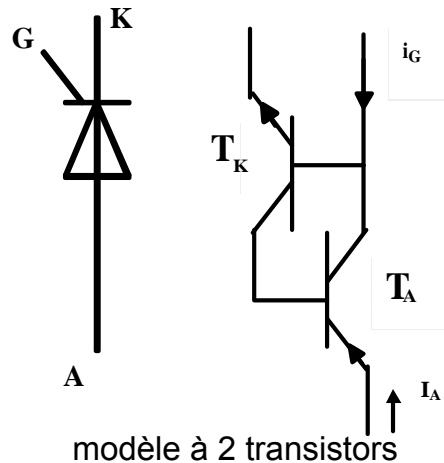
Interdigitation de la jonction gâchette-cathode



Source : Eupec



4 couches



modèle à 2 transistors

$$i_A = i_{cA} + i_{cK} = \alpha_A i_A + i_{cb0A} + \alpha_K \cdot (i_A + i_G) + i_{cb0K}$$

$$i_A = \frac{\alpha_K i_G + i_{cb0A} + i_{cb0K}}{1 - (\alpha_A + \alpha_K)}$$

Avalanche locale à l'amorçage : expansion à qq 0,1 mm/µs



## Thyristor, amorçage

Conditions d'amorçage :

-tension  $V_{AK} > 0$

- $i_{GM} > i_{GT}$  (gate triggering)

-durée totale de l'impulsion :

- **supérieure à  $t_{GT}$**
- suffisamment grande pour que  **$i_A$  ait atteint  $I_L$**  (Latching current)

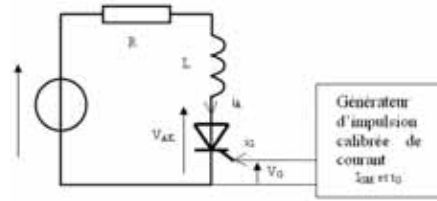
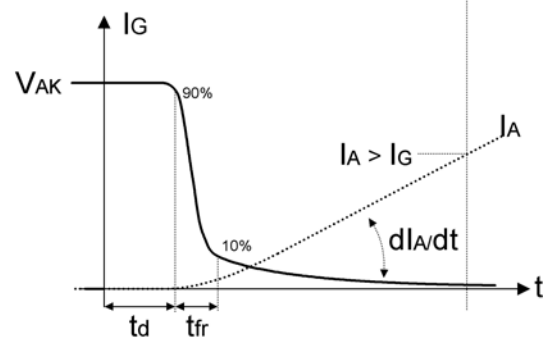
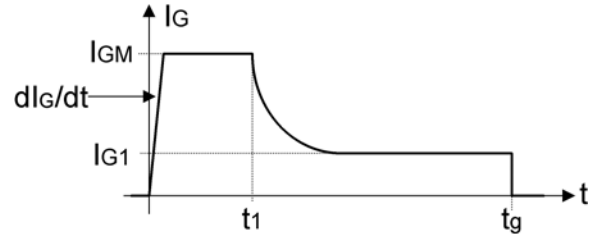


Schéma de principe d'étude de l'amorçage



71

Et pour éviter d'endommager le composant :

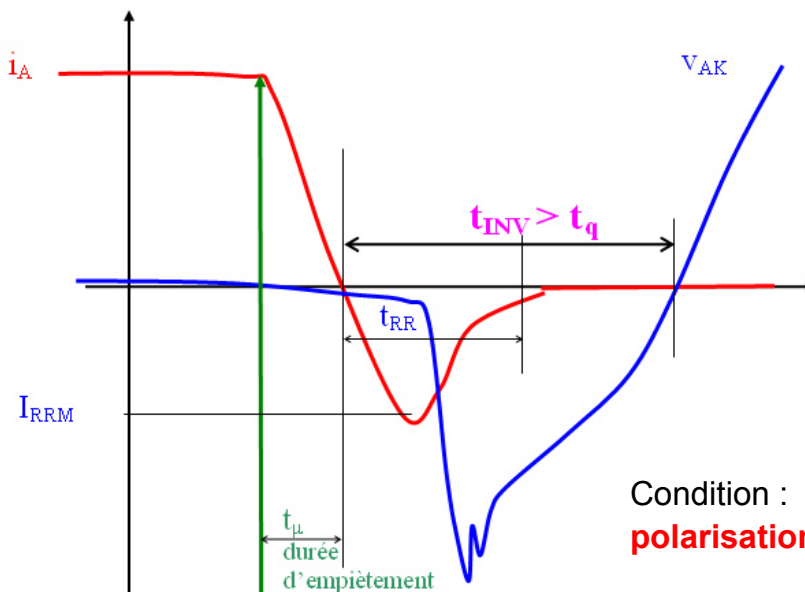
$$\frac{dI_A}{dt} < \left. \frac{dI_A}{dt} \right|_{crit}$$



## Thyristor, blocage

Contexte de commutation assistée par le réseau :

le blocage est enclenché par l'amorçage d'un autre thyristor du montage



Condition :

**polarisation inverse pendant  $t_{INV} > t_q$**

Instant de déclenchement du processus de blocage par amorçage d'un autre thyristor du montage



## Thyristor, circuits de commande

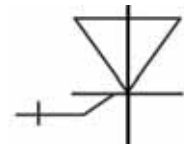
<p><b>par transformateur d'impulsion</b></p>	
<p><b>commande optique indirecte</b></p>	
<p><b>LTT, thyristor à amorçage optique intégré</b></p>	



## Thyristors GTO et GCT

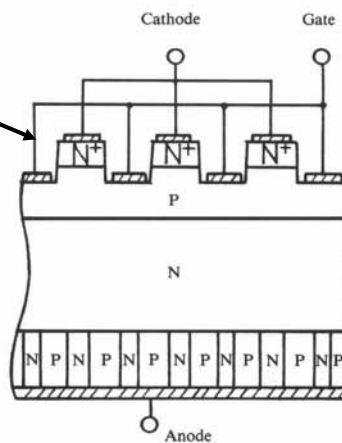
GTO = gate turn off

GCT : gate controlled thyristor

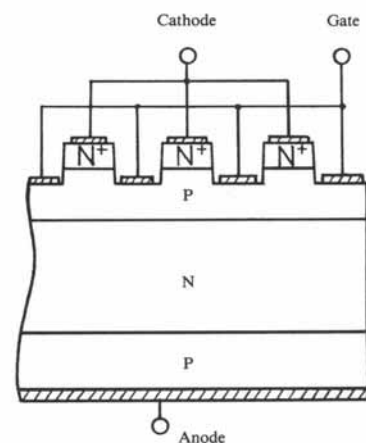


Source : Eupec

Même empilement de 4 couches que les thyristors, mais avec une jonction gachette-cathode très interdigitée



a. Anode short type GTO



b. Reverse blocking type GTO

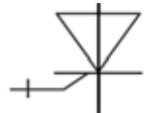
Source : Toshiba

Les deux grandes familles de GTO :

- à gauche : asymétriques (utilisables avec diode antiparallèle)
- à droite : symétriques (en tenue en tension)  
avec technologie de « shorts d'anode »



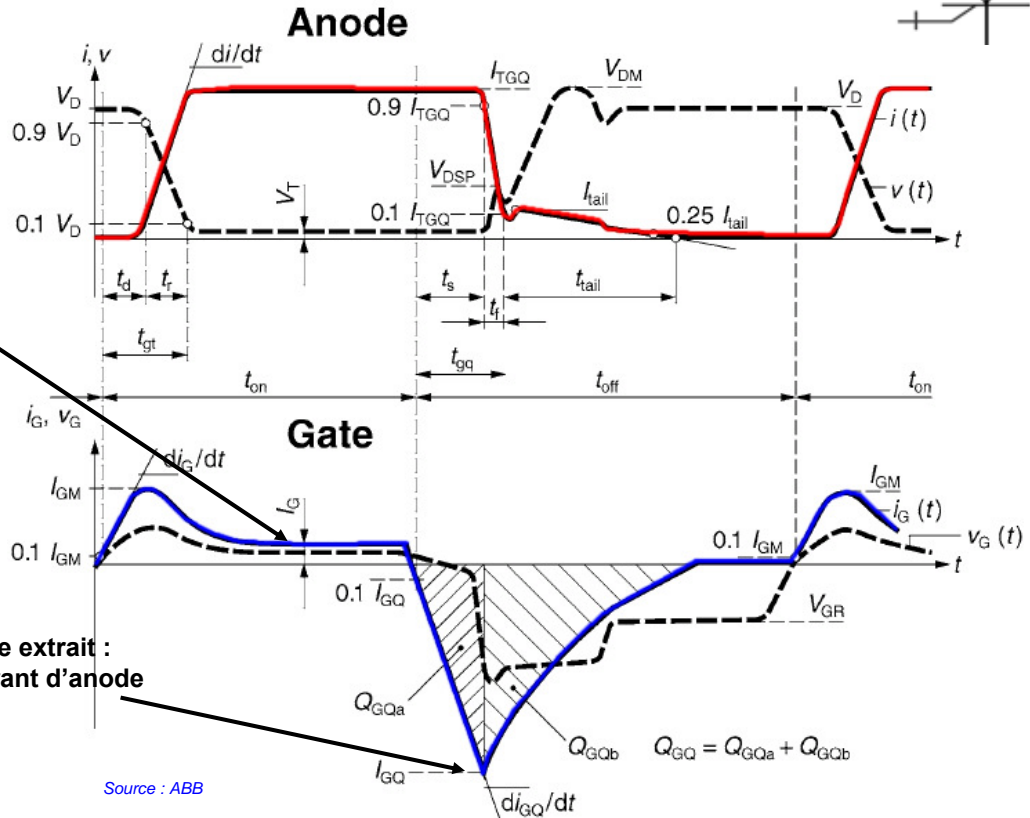
# Thyristors GTO et GCT



Formes d'ondes

Maintien d'un courant  $I_G$  durant la conduction

Courant de gachette extrait : environ 1/3 du courant d'anode  
 Ex.  $I_A = 3000\text{ A}$   
 $I_{GQ} = 1000\text{ A}$

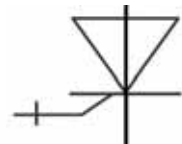


Source : ABB

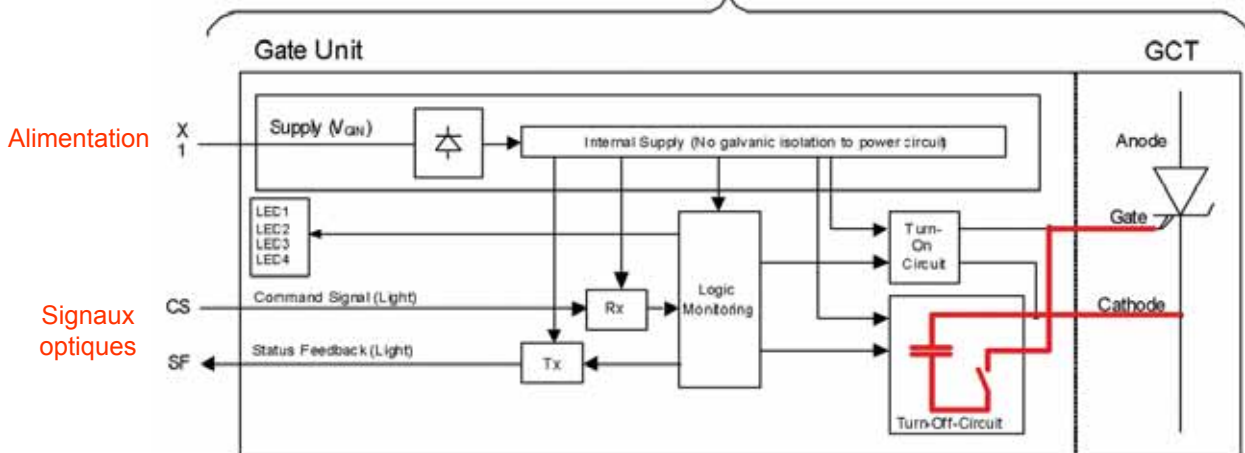
➔ Le GTO : un très gros transistor bipolaire avec un gain élevé à l'état passant. B. Multon ENS Rennes 75



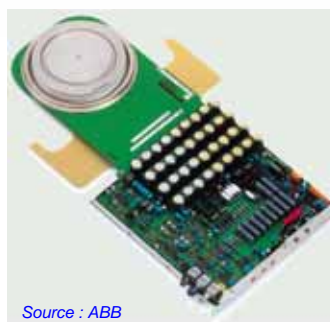
# Thyristors GTO et GCT



IGCT : integrated gate controlled thyristor



Source : ABB

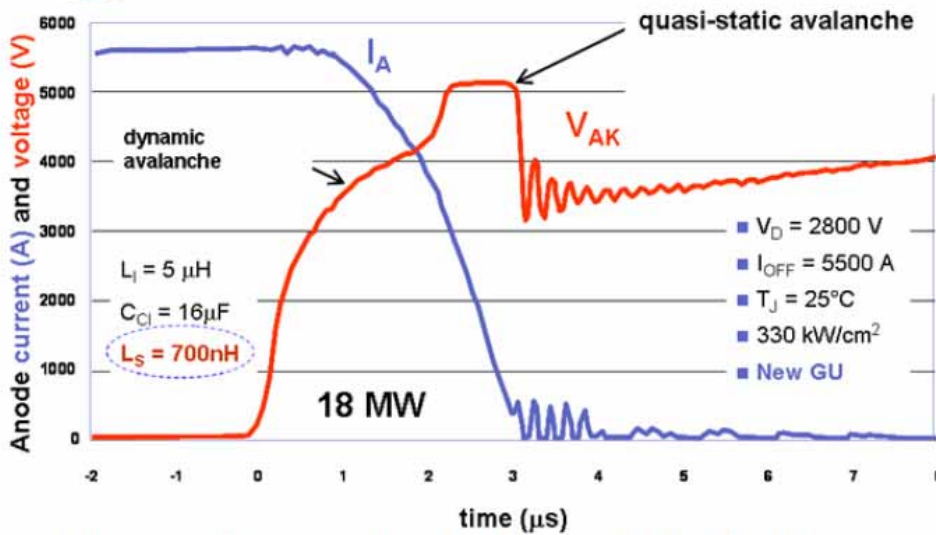
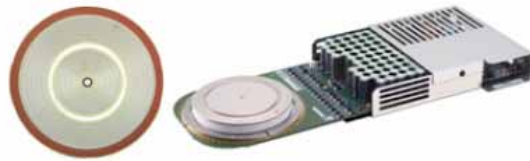


Source : ABB



## Thyristors GTO et GCT

Formes d'onde réelle



2 bras d'un onduleur  
NPC 9 MVA  
Source : ABB

Source : ABB

Turn-off waveforms for the 4.5kV 91mm HPT-IGCT at 25°C

B. Multon ENS Rennes 77



Introduction, contexte

Modulation de largeur d'impulsion et

structures de conversion à découpage

Pertes et échauffements

Semi-conducteurs de puissance modernes

**Association machine - convertisseur**

B. Multon ENS Rennes 78





## ASSOCIATION MACHINE - CONVERTISSEUR

Equation électrique générale monophasée :

$$u = R.i + \frac{d\phi(i, \theta)}{dt}$$

Ce qui donne en linéaire avec un flux total par phase  $\phi = \phi_f(\theta) + L.i$  :

$$u = R.i + L \cdot \frac{di}{dt} + \frac{d\phi_f}{d\theta} \frac{d\theta}{dt}$$

Chute ohmique (pointing to  $R.i$ )  
 Chute inductive  $L =$  inductance propre (pointing to  $L \cdot \frac{di}{dt}$ )  
 f.e.m. due à l'inducteur (pointing to  $\frac{d\phi_f}{d\theta} \frac{d\theta}{dt}$ )  
 $\phi_f =$  flux inducteur total embrassé par une phase

En faisant apparaître le nombre  $n$  de spires par phase :

$r$  est la **résistance spécifique**, caractéristique fondamentale géométrique  
 $r = \rho \cdot \frac{L_b}{k_b \cdot S_b}$

perméance (pointing to  $P$ )  
 Flux inducteur (par spire) (pointing to  $\frac{d\phi_f}{d\theta}$ )

$$u = n \left[ r \cdot ni + P \cdot \frac{dni}{dt} + \frac{d\phi_f}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \right]$$

$ni$  force magnétomotrice (pointing to  $ni$ )

Sachant que le couple (monophasé) instantané correspondant vaut :  $c_{em} = \frac{d\phi_f}{d\theta} \cdot ni$



## ASSOCIATION MACHINE - CONVERTISSEUR

**En régime sinusoïdal** :  $ni = nI_M \cdot \sin(\omega t - \psi)$  et  $\phi_f = -\phi_{fM} \cdot \cos \omega t$

Expression de la valeur moyenne du couple électromagnétique :  $C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \phi_{fM} \cdot nI_M \cdot \cos \psi$

La tension par spire nécessaire dépend du couple et de la vitesse :

$$\frac{u}{n} = r \cdot ni + P \cdot \frac{dni}{dt} + p \cdot \Omega \cdot \frac{d\phi_f}{d\theta}$$

Fmm proportionnelle au couple (pointing to  $r \cdot ni$ )  
 Vitesse angulaire (pointing to  $p \cdot \Omega$ )  
 $p =$  nombre de paires de poles  
 $\frac{dni}{dt} = p \cdot \Omega \cdot nI_M \cdot \cos(\omega t - \psi)$

$$\frac{u}{n} = r \cdot nI_M \cdot \sin(\omega t - \psi) + P \cdot \omega \cdot nI_M \cdot \cos(\omega t - \psi) + \omega \cdot \phi_{fM} \cdot \sin \omega t$$

Résistance spécifique

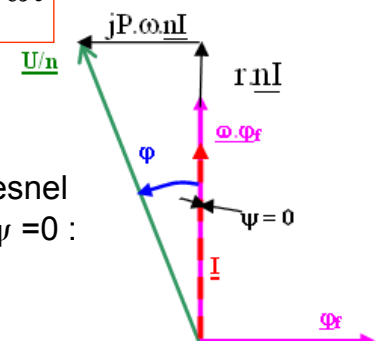
Perméance

Amplitude du flux inducteur

Amplitude de la force magnétomotrice (alimentation)  
 Associée au couple moyen

Pulsation des courants proportionnelle à la vitesse angulaire  
 $\omega = p \cdot \Omega$

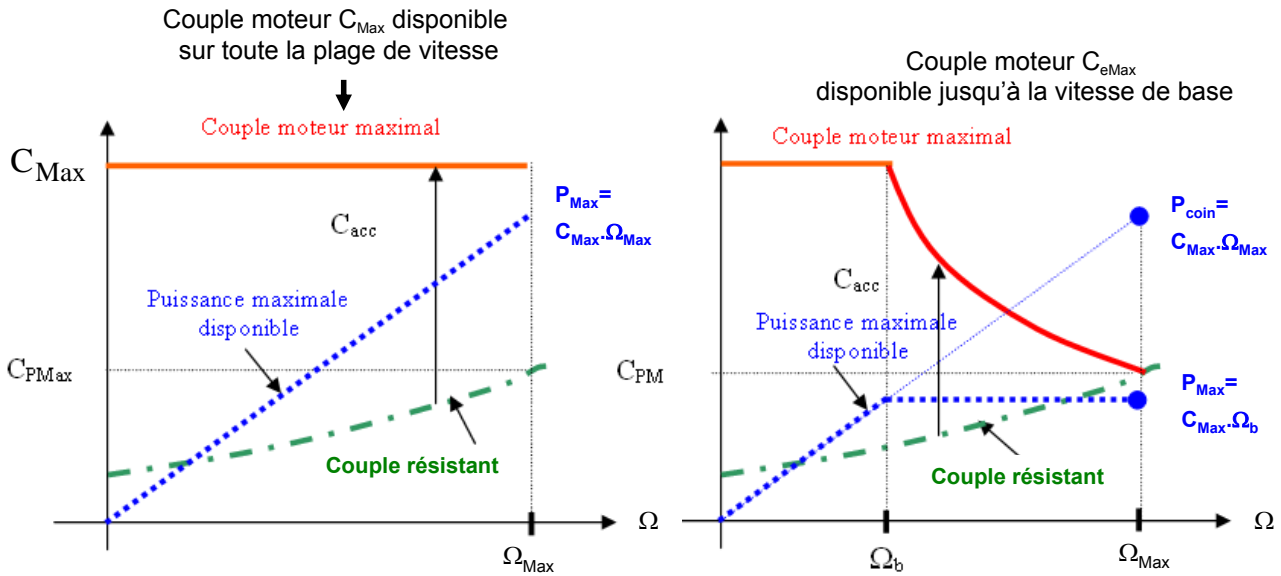
Diagramme de Fresnel avec  $\psi = 0$  :





# INTERÊT DU DEFLUXAGE

Besoins en couple et vitesse : couple maximal  $C_{Max}$  et vitesse maximale  $\Omega_{Max}$



Dimensionnement dans le cas d'un moteur à collecteur à excitation séparée

$$C_{Max}, \Omega_{Max} \text{ et } P_{Max} = C_{Max} \cdot \Omega_{Max}$$

$$P_{Max} = C_{Max} \cdot \Omega_b$$

beaucoup plus faible



# INTÉRÊT DU DÉFLUXAGE

Cas d'un moteur à collecteur à excitation séparée (raisonnement simplifié)

**Cahier des charges :**  $U_{dc} = 400 \text{ V}$     $C_{Max} = 10 \text{ N.m}$     $P_{Max} = 2 \text{ kW}$  @  $\Omega_{Max} = 1000 \text{ rad/s}$

Conséquences :  $C_{Max} \cdot \Omega_{Max} = 10 \text{ kW}$  (niveau de puissance a priori inutile)

Compte tenu de la valeur de  $C_{Max}$ ,  $P_{Max}$  peut être atteinte

$$\text{dès } 200 \text{ rad/s (vitesse de base) : } \Omega_b = \frac{P_{Max}}{C_{Max}} = 200 \text{ rad/s}$$

Dimensionnement d'une structure électromagnétique permettant d'obtenir 10 N.m :  
flux inducteur (par spire) :  $\phi_f \approx 7,2 \text{ mWb}$  – FMM :  $NI \approx 1400 \text{ A}$

## Cas 1 : moteur sans défluxage (flux maximal)

@ 1000 rad/s : la FEM doit rester inférieure à la tension (+ R.I) =>  $N = 50 \text{ spires}$  ( $E_{1000\text{rad/s}} = 360 \text{ V}$ )  
le courant requis pour obtenir 10 N.m vaut :  $I_{Max} = 1400 / 50 = 28 \text{ A}$

Sous 400 V, avec un convertisseur capable de délivrer 28 A (puissance de dimensionnement 11,2 kW)  
le moteur, avec ce bobinage, est capable de délivrer 10 N.m jusqu'à 1000 rad/s (10 kW)

## Cas 2 : moteur avec défluxage (le flux peut être réduit, notamment au-delà de $\Omega_b$ ) :

@ 200 rad/s : la fem doit rester inférieure à la tension (+ R.I) =>  $N = 250 \text{ spires}$  ( $E_{1000\text{rad/s}} = 360 \text{ V}$ )  
le courant requis pour obtenir 10 N.m vaut :  $I_{Max} = 1400 / 250 = 5,5 \text{ A}$  (convertisseur 2,2 kW)

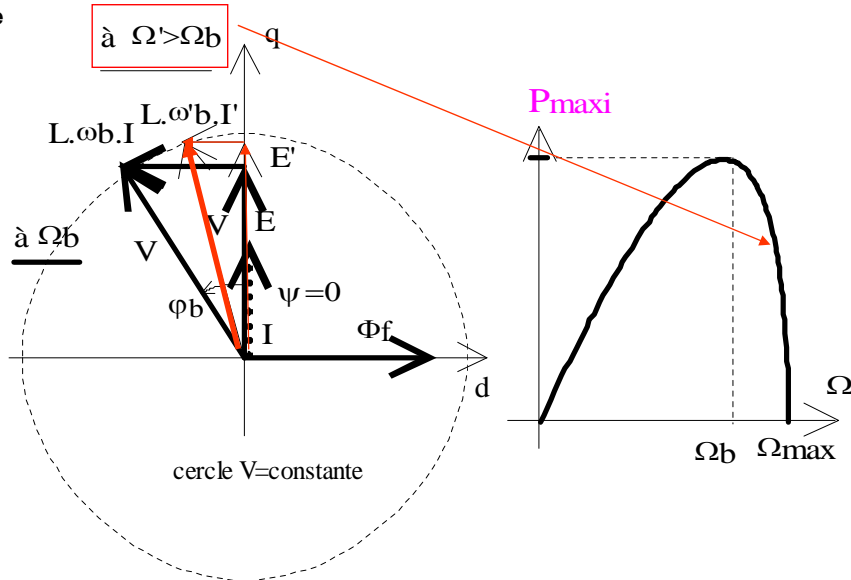
@ 1000 rad/s : le flux doit être réduit d'un facteur 5, pour que la FEM reste inférieure à  $U_{dc} - R.I$



## DEFLUXAGE D'UN MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS

Le flux inducteur des aimants n'est pas réglable mais dans certaines conditions,  
le flux résultant (inducteur + induit) peut être réduit

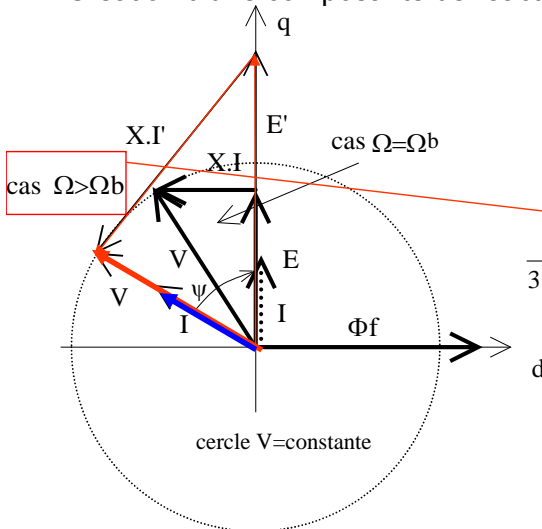
Si  $\psi = 0 = C^{te}$



## DEFLUXAGE D'UN MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS

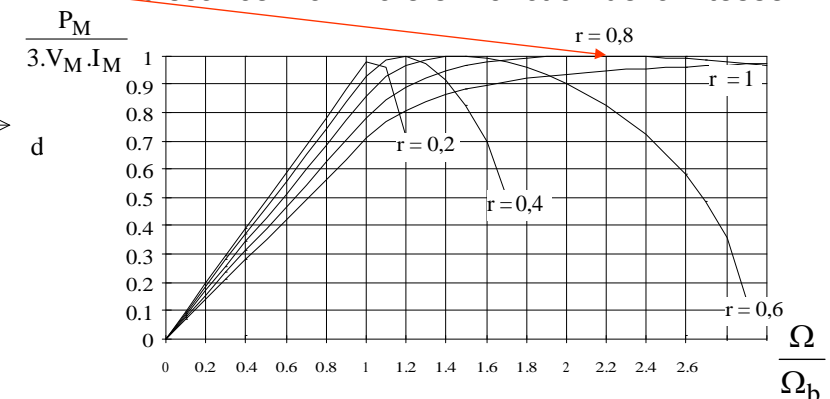
Si  $\psi$  variable :

Création d'une composante de réaction d'induit démagnétisante au delà de  $\Omega_b$  :  $I_d < 0$



Soit  $r$  la réaction d'induit normalisée :  $r = \frac{L \cdot I_M}{\phi_f}$

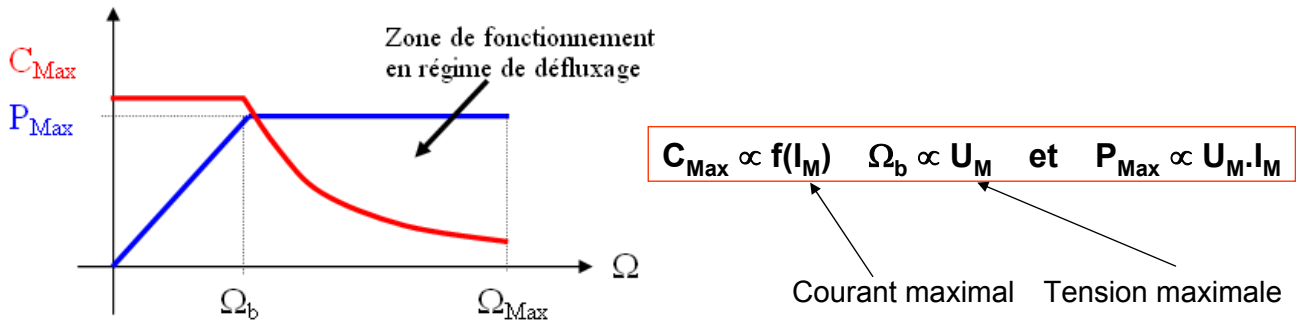
Puissance maximale en fonction de la vitesse



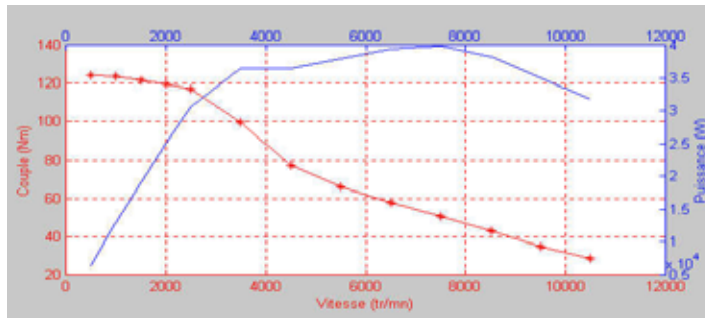


# COURBES ENVELOPPES (couple et puissance maxi) associées au courant maximal et à la tension maximale

Courbes enveloppes typiques (caricatures)



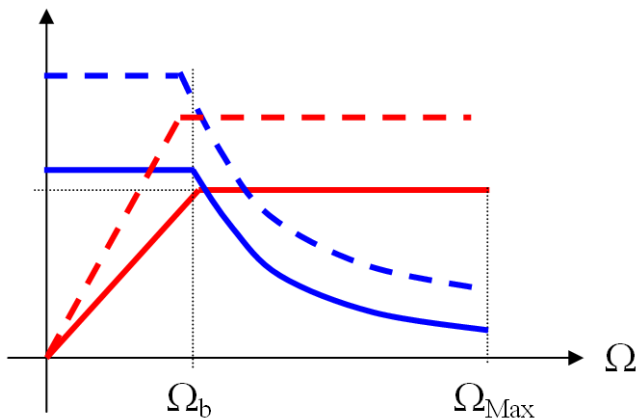
Exemple de courbes enveloppes d'un moteur à réluctance variable 120 N.m – 35 kW



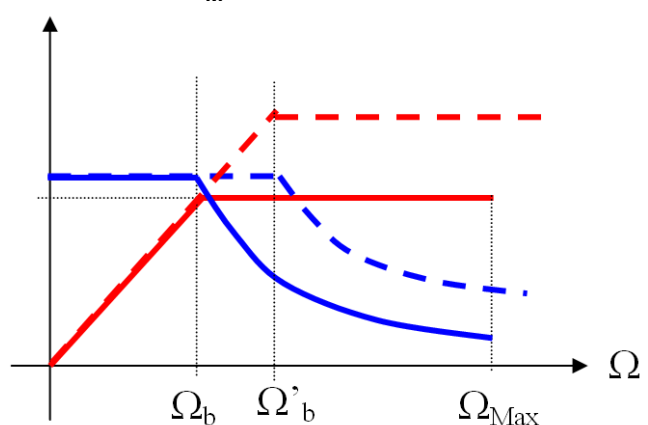
# COURBES ENVELOPPES

Influence du courant maxi et de la tension maxi (sans modifier le nombre de spires par phase)

Si  $I_M$  augmente :



Si  $U_M$  augmente :

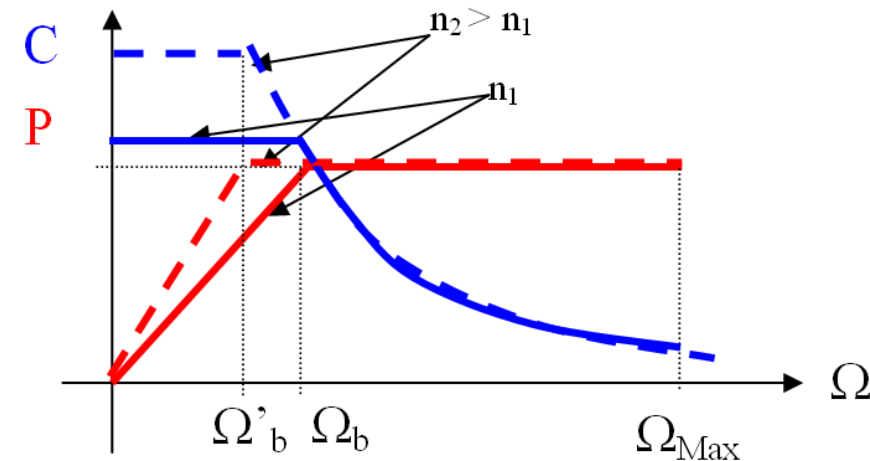




# COURBES ENVELOPPES

## Influence du nombre de spires à mêmes valeurs du courant maxi et de la tension maxi

A  $I_M$  et  $U_M$  constants,  
si  $n$  augmente :  $U_M/n$  diminue et  $nI_M$  augmente



## Bibliographie

### Livres :

J. LAROCHE, « Électronique de puissance – Convertisseurs », Cours et exercices corrigés, Dunod, 2005.

J.P. FERRIEUX, F. FOREST, « Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance: Principes, composants, modélisation », Dunod 3<sup>ème</sup> édit. 2006.

J. FANDINO, R. PERRET, et. al. « Entraînements électriques : Tome 1, Alimentations des machines électriques principe de la conversion électromécanique », Hermes Sciences, 2006.

R. PERRET, et. al. « Entraînements électriques - Tome 2, Machines électriques industrielles », Hermes Sciences, 2007.

### Techniques de l'Ingénieur :

P. LETURCQ, « Physique des semi-conducteurs de puissance », D3102, Nov. 1999.

P. LETURCQ, « Composants semi-conducteurs de puissance, caractères propres », D3100, sept. 1999.

P. LETURCQ, « Composants semi-conducteurs de puissance, partie 2 », D3107, 05-2001.

H. FOCH, et. Al., « Electronique de puissance, principe fondamentaux, commutation dans les convertisseurs statiques », D3153, Septembre 1989.

H. FOCH, F. FOREST, T. MEYNARD, « Onduleurs de tension, mise en œuvre », D3177, 08-2000.