# 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.hal.science/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.

Magistère Mécatronique (M1)
UE Systèmes d'entraînements Electriques
2015-2016

Bernard MULTON
Département de Mécatronique - Ecole Normale Supérieure de Rennes

# 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

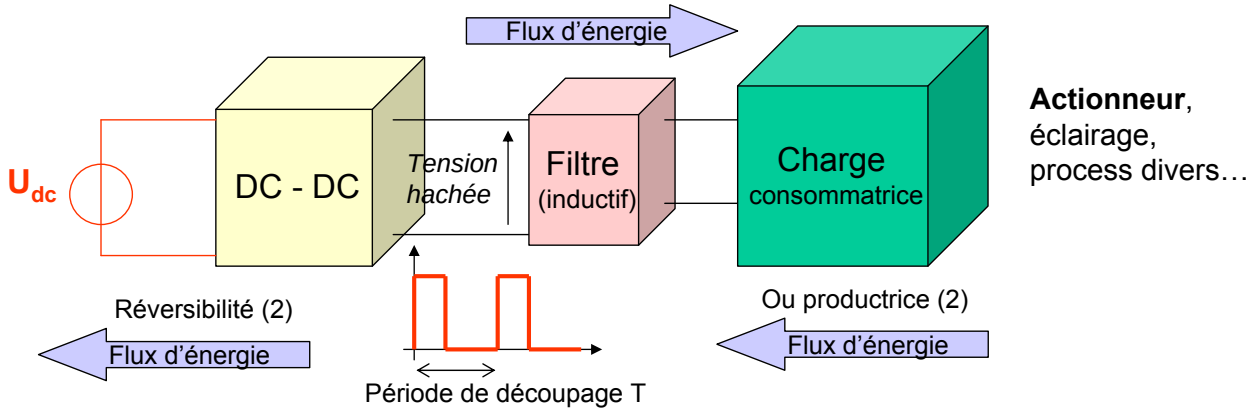
Association machine - convertisseur

# Objectifs et principes du découpage

Permettre des conversions électriques avec des rendements élevés :

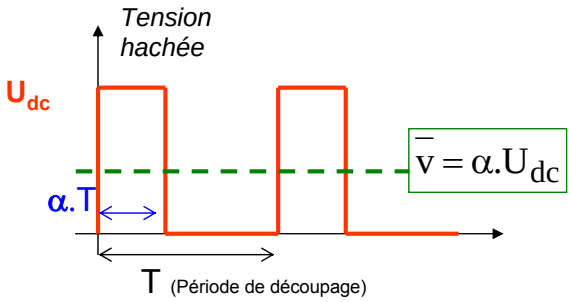
- les rendements peuvent fondamentalement tendre vers 100%,
- c'est une question de dimensionnement et de compromis technico-économique

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





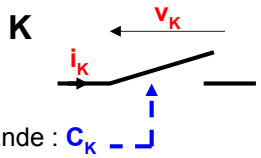

# Principe de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) (découpage)




$\alpha$ est le rapport cyclique de conduction

C'est le paramètre fondamental de modulation

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

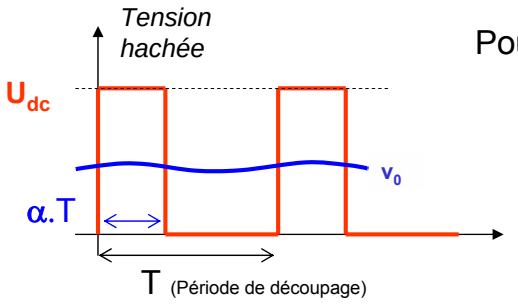



Signal logique de commande : $c_K$
0 = ouvert, 1 = fermé

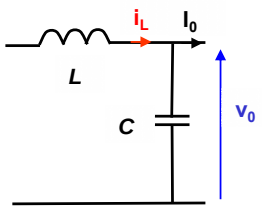
Cela permet de faire varier **la valeur moyenne de la tension** : $\bar{v} = \alpha.U_{dc}$
et donc de contrôler la valeur moyenne du flux d'énergie (de la puissance)

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

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

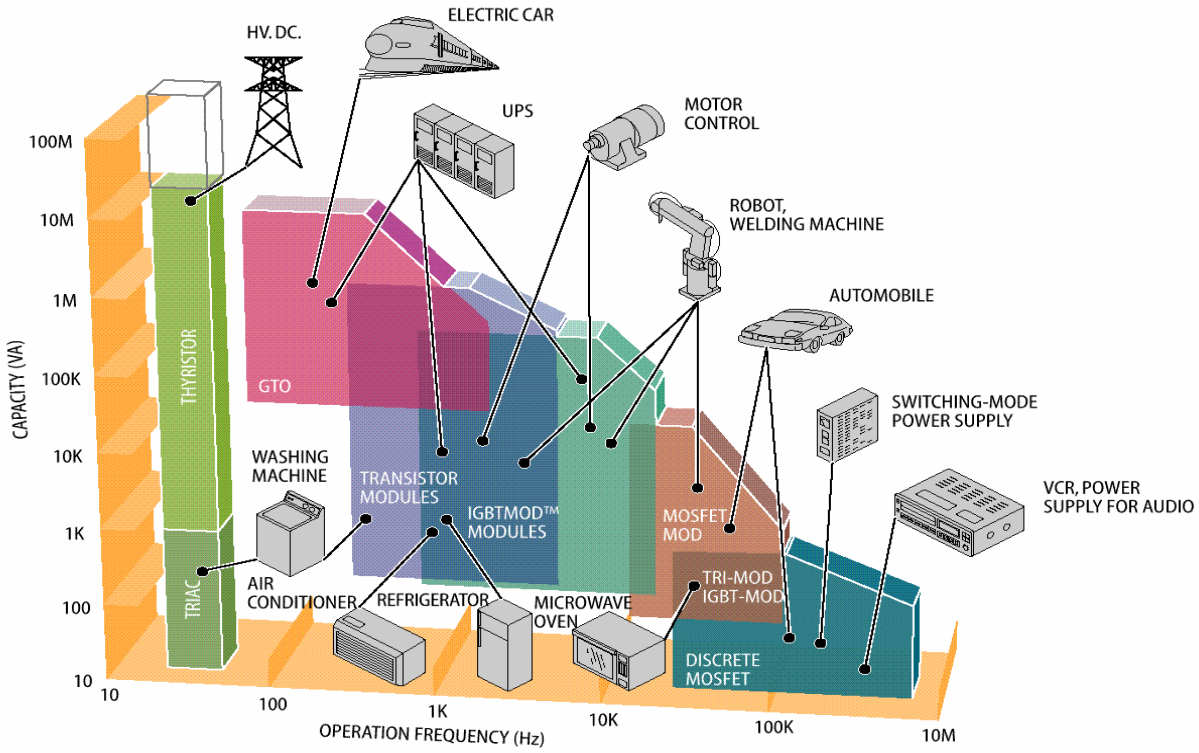
La quantité d'énergie à stocker dans L et C est proportionnelle à la période de découpage

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

Équations duales

Condensateurs : $i_c = C.\frac{dv_c}{dt}$ 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)

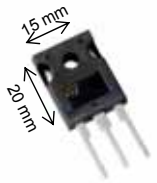



*Source : Powerex*

# Technologies de semi-conducteurs modernes

**MOSFET** de 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.

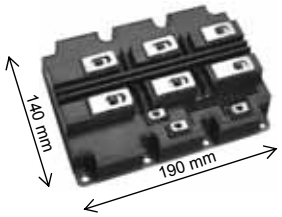


Ex. NEC 40 V 1,5 mΩ (180 A)
(*2,4 kVA/cm²*)

**IGBT** :
(Insulated Gate Bipolar Transistor)

250 V – 600 A
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/cm²*)

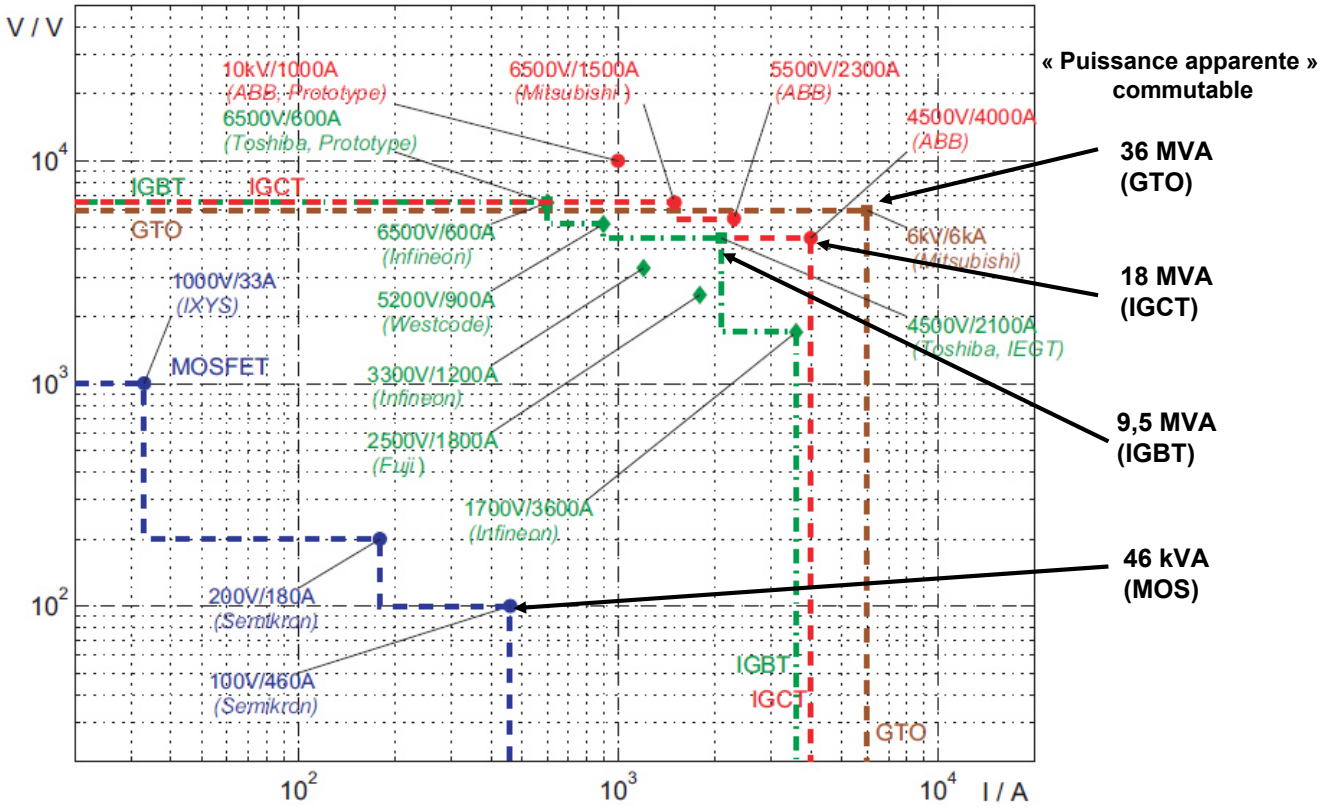
**Thyristors GTO et GCT** : 3 à 6 kV – 1 à 5 kA
(Gate Turn Off, Gate Controlled Thyristors)

Bien adaptés aux très hautes tensions et très fortes puissances
(meilleur refroidissement avec boitiers 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/cm²*)

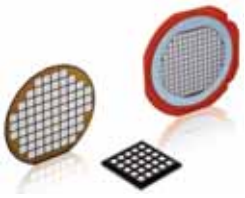


# Evolution de la tension et du courant « commutable »




*Source : Tschirley, PESC 2008*

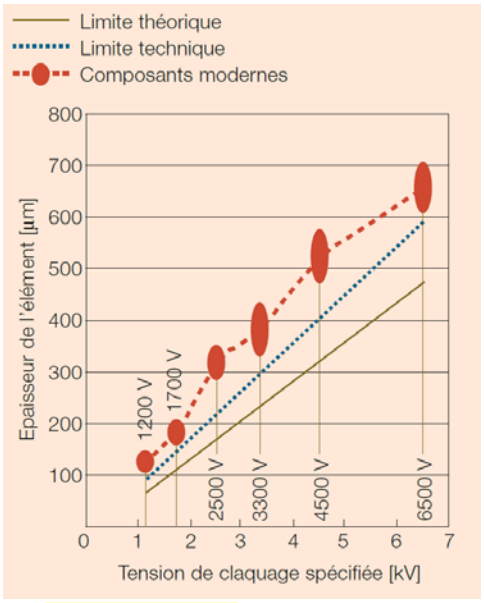
# Taille des « puces » de puissance au silicium



Avec du silicium :

Source : ABB

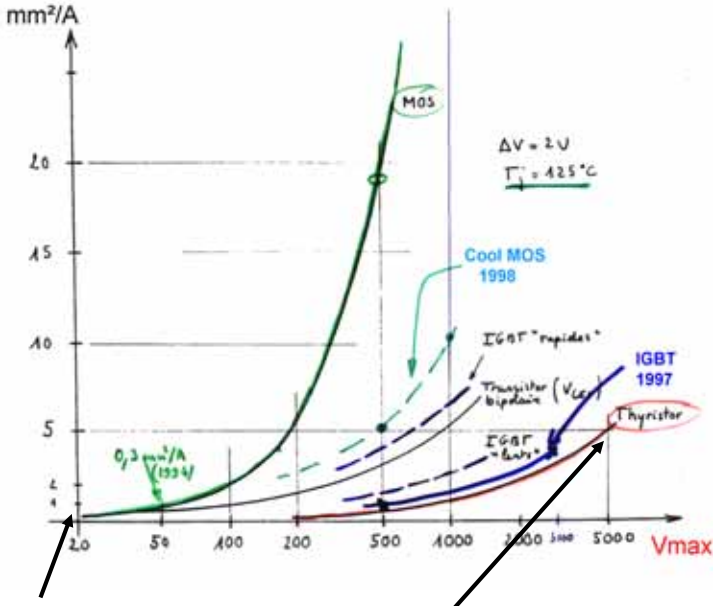
**Epaisseur (µm)**




≅ 100 µm/kV

Source : ABB review 4-2006

**Section (mm²)**

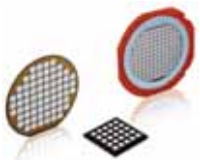



**0,03 Ω.mm²**
**pour 30 V : 0,1 mm²/A**
**(ou 10 A/mm² )**

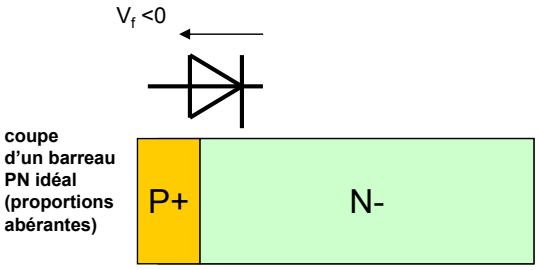
**3 à 5 mm²/A**
**(ou 0, 2 à 0,3 A/mm²)**

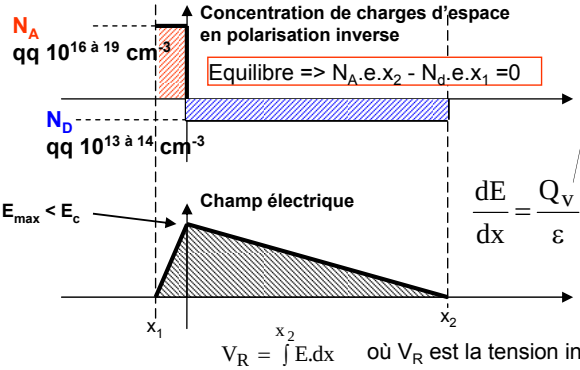


# Importance des matériaux



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




$$\frac{E_C}{x_2} = \frac{N_D.e}{\varepsilon} \qquad V_{RM} \cong \frac{1}{2} E_c.x_2 \Rightarrow \boxed{V_{RM} = \frac{\varepsilon.E_c^2}{2.N_D.e}}$$

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$^{te}$ : $\boxed{x_2 \cong \frac{2.V_{RM}}{E_c}}$

$$\frac{dE}{dx} = \frac{Q_V}{\varepsilon}$$

où $Q_v$ est la charge volumique : $N_A.e$ (côté P+) et $-N_d.e$ (côté N-)

$$V_R = \int_{x_1}^{x_2} E.dx$$

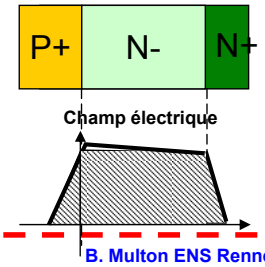
où $V_R$ est la tension inverse appliquée

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

$N_A.e >> N_d.e$, donc $x_1 << x_2$

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

$$\boxed{V_{RM} = \frac{\varepsilon.E_c^2}{N_D.e}} \text{ et } \boxed{x_2 \cong \frac{V_{RM}}{E_c}}$$



# Importance des matériaux

**Limite en densité de courant** :
liée à la capacité maximale de transport de charges dans la zone la moins conductrice

$$J = \sigma.E$$

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

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

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

$$J_{max} = N_D.e.v_{max}$$

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

Alors : $$\left[J_{max}.V_{RM}\right] \approx E_c^2.\varepsilon_r.\varepsilon_o.v_{max} \cong 600\ kVA/cm^2$$ avec du silicium

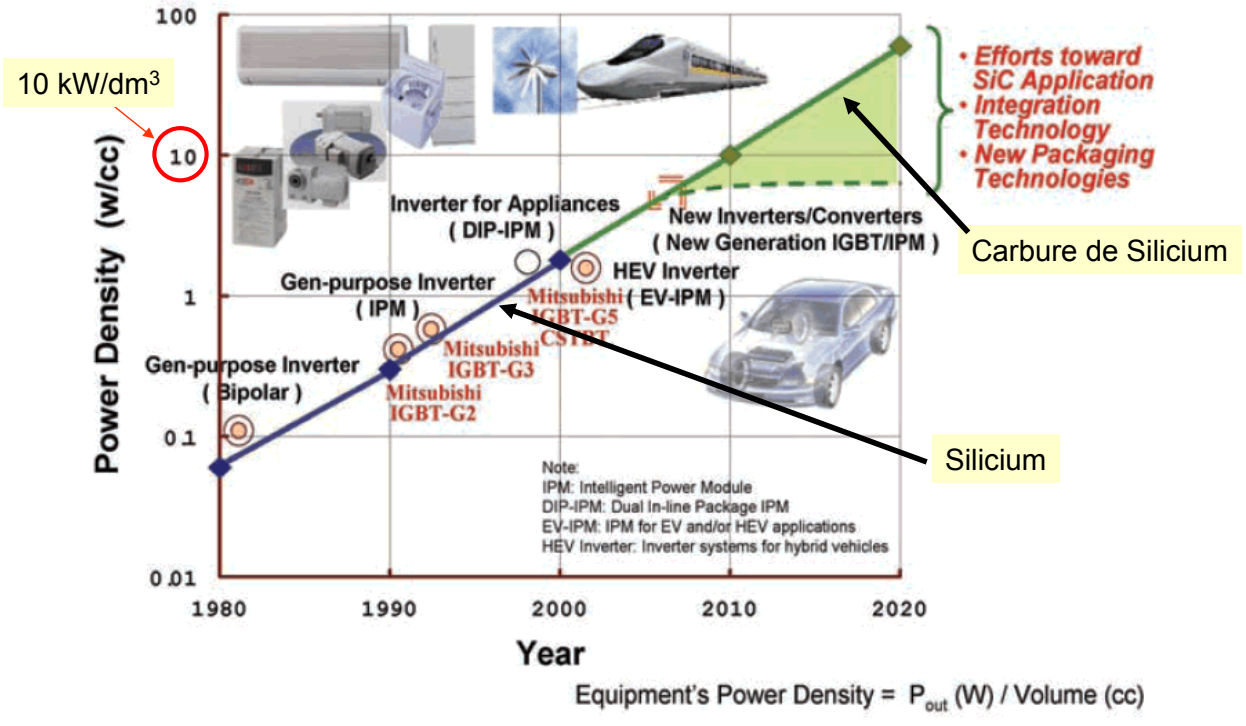
(attention, il s'agit d'une limite théorique, pas de caractéristiques pratiques)

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 | $\varepsilon_r$ | $\mu_N$ cm²/V/s | $T_{max}$ substrats | $[J.V_{RRM}]_{Max}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Si | 1,12 | 250 | 150 | $10^5$ | 11,7 | 1100 | 150°C | 600 kVA/cm² |
| 4H SiC | 3,26 | 2200 | 300 | $2.10^5$ | 9,7 | 800 | >600°C | 80 MVA/cm² |
| GaN | 3,4 | 3300 | 130 | $2,5.10^5$ | 9 | 900 | | 200 MVA/cm² |
| Diamant | 5,45 | 10 000 | 2200 | $2,7\ 10^5$ | 5,5 | 2200 | | 1300 MVA/cm² |



# Evolution de la puissance volumique des convertisseurs




*Source : Mitsubishi, Power Electronics Europe 2009*

Introduction, contexte

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

Pertes et échauffements

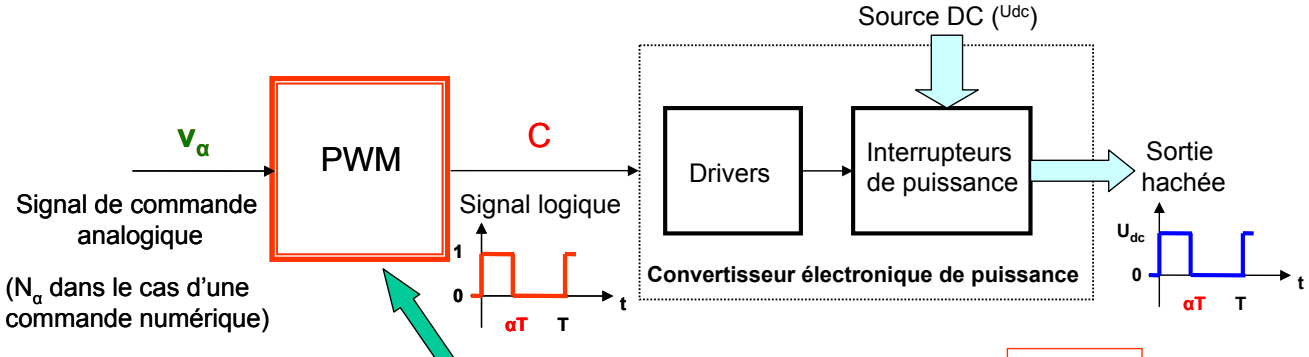
Semi-conducteurs de puissance modernes

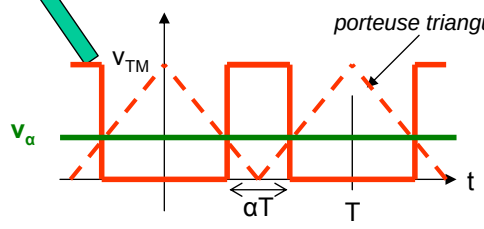
Association machine - convertisseur

## La place du modulateur de largeur d'impulsion

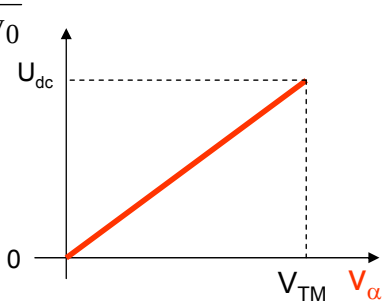
(ou Pulse Width Modulator)

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



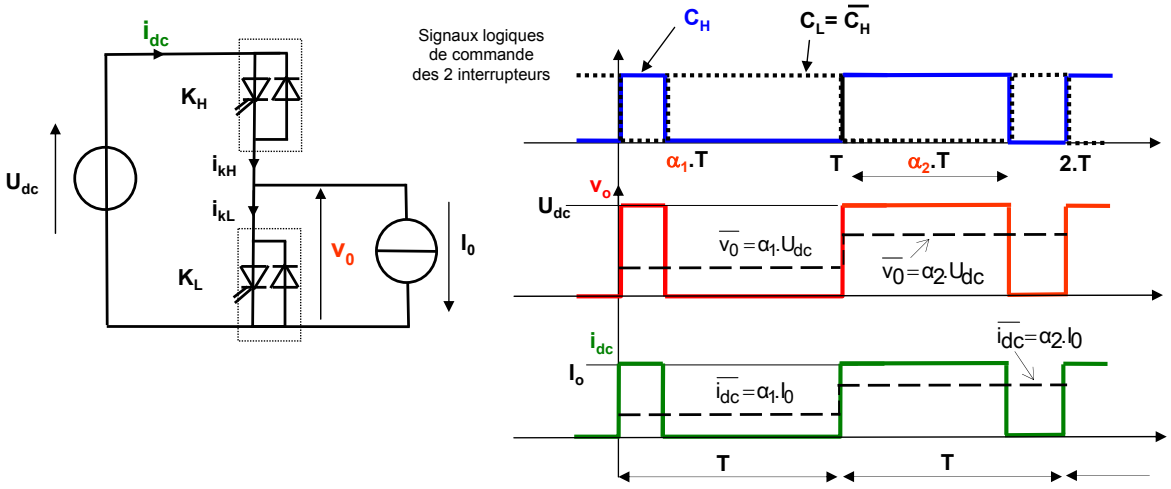

$$\alpha = \frac{v_\alpha}{v_{TM}}$$




Cas du hacheur abaisseur : $\overline{v_0} = \alpha . U_{dc} = \frac{U_{dc}}{v_{TM}} . v_\alpha = K_H . v_\alpha$

=> 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 : $\overline{v_0}(t) = \alpha(t).U_{dc}$

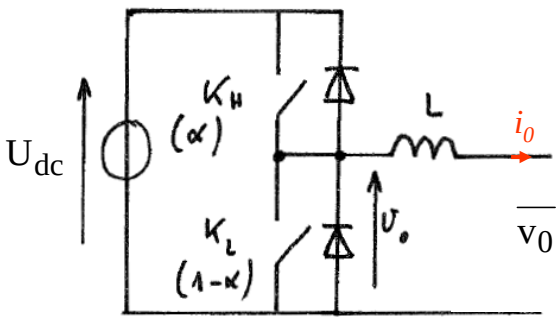
au courant d'entrée : $\overline{i_{dc}}(t) = \alpha(t).I_0$



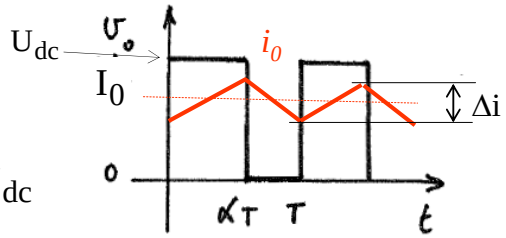
# Le demi-pont ou bras de pont est un hacheur réversible en courant

Commande complémentaire des transistors $K_H$ et $K_L$

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



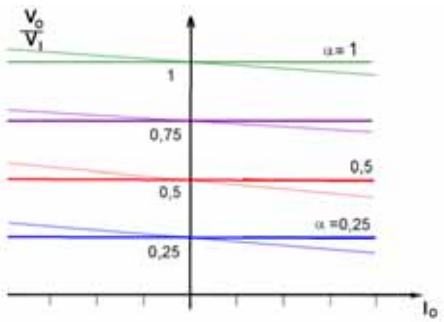

$$\overline{v_0} = V_0 = \alpha.U_{dc}$$




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

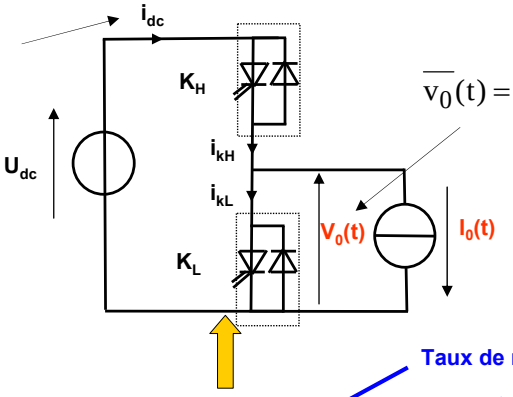
Réversible en courant
(cas des MCC à aimants : réversibilité en couple)

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



# Modulation sinusoïdale dans un bras de pont

$\overline{i_{dc}}(t) = \alpha(t).I_0$




$\overline{v_0}(t) = \alpha(t).U_{dc}$

**Taux de modulation** (ne peut pas dépasser $\alpha_{M_maxi}$ = 1)

**Pulsation de la modulante**

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

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

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

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

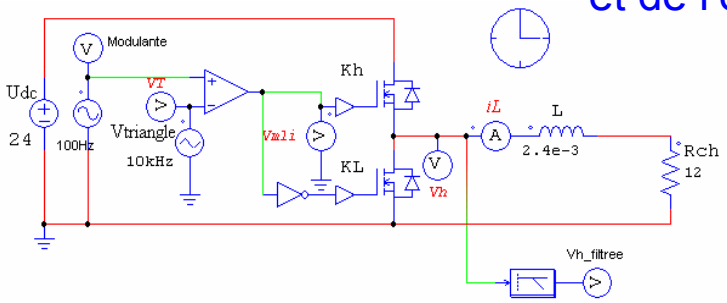
Alors : $\overline{i_{dc}}(t) = \alpha(t).I_M \sin(\Omega t - \varphi) = \frac{I_M}{2}.\sin(\Omega t - \varphi) + \frac{\alpha_M}{2}.I_M \sin(\Omega t - \varphi).\sin(\Omega t)$

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



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

Simulation PSIM

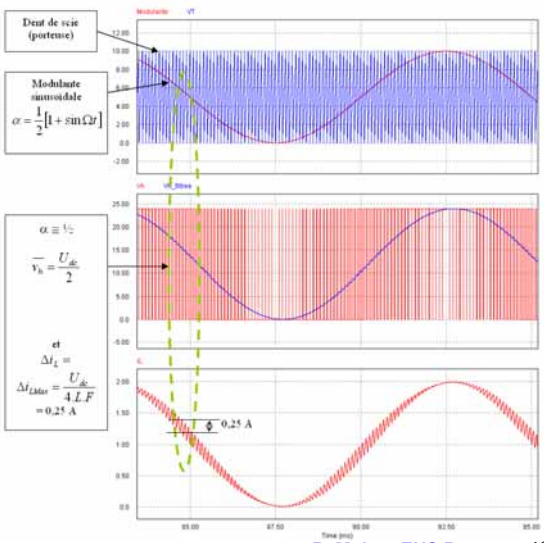



Rappel de l'ondulation de courant :

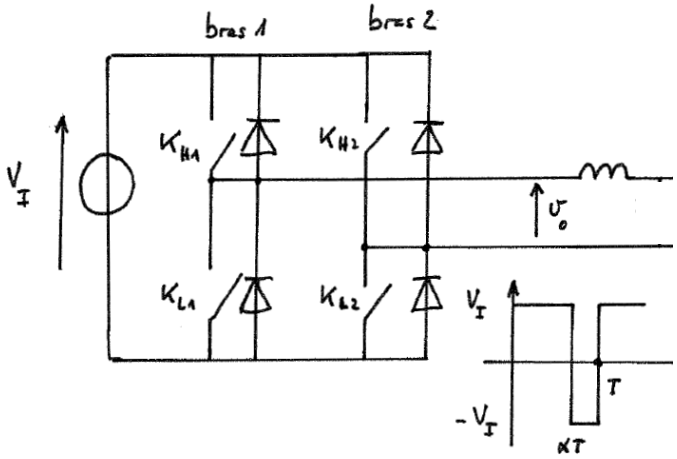
$$\Delta i_L = V_I \frac{\alpha.(1-\alpha)}{L.F}$$

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

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



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




**Hacheur 4 quadrants**
**40 V – 12 A**
**à transistors MOS**

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

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

Avec Cde 3 niveaux :
(réduction des ondulations avec un peu d'intelligence dans la MLI)

$\alpha_1 = \alpha$ (bras 1)
$\alpha_2 = 1-\alpha$ (bras 2)

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

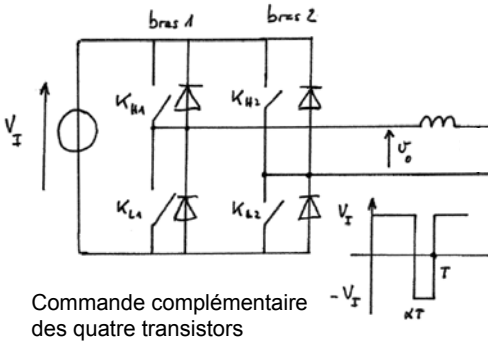
$$\Delta i_{L\,max} = \frac{V_I}{4.L.F}$$



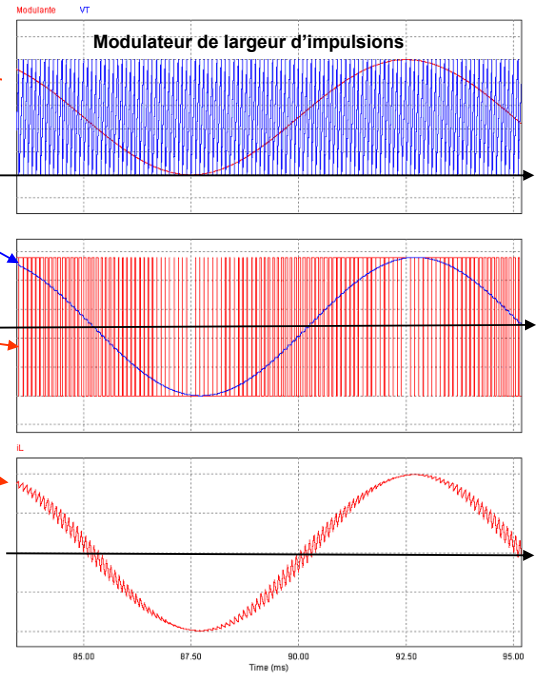
# Pont complet : usage en onduleur monophasé (DC-AC)

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



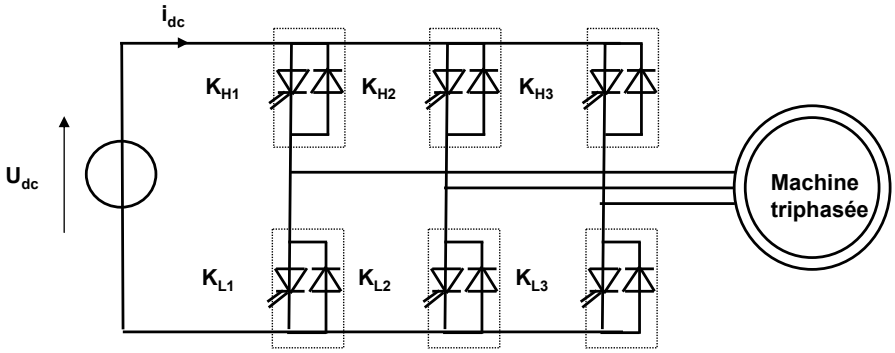

**Charge résistive**

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

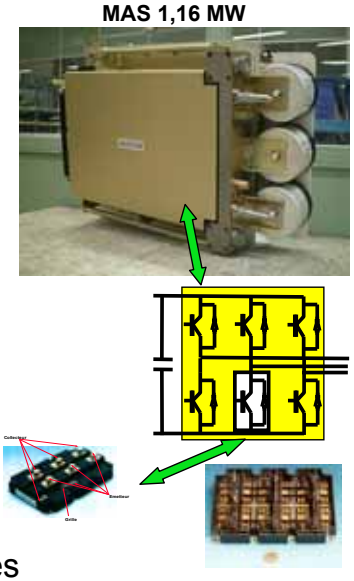
$$\alpha(t) = \frac{1}{2}[1 + \sin \Omega t]$$

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

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




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



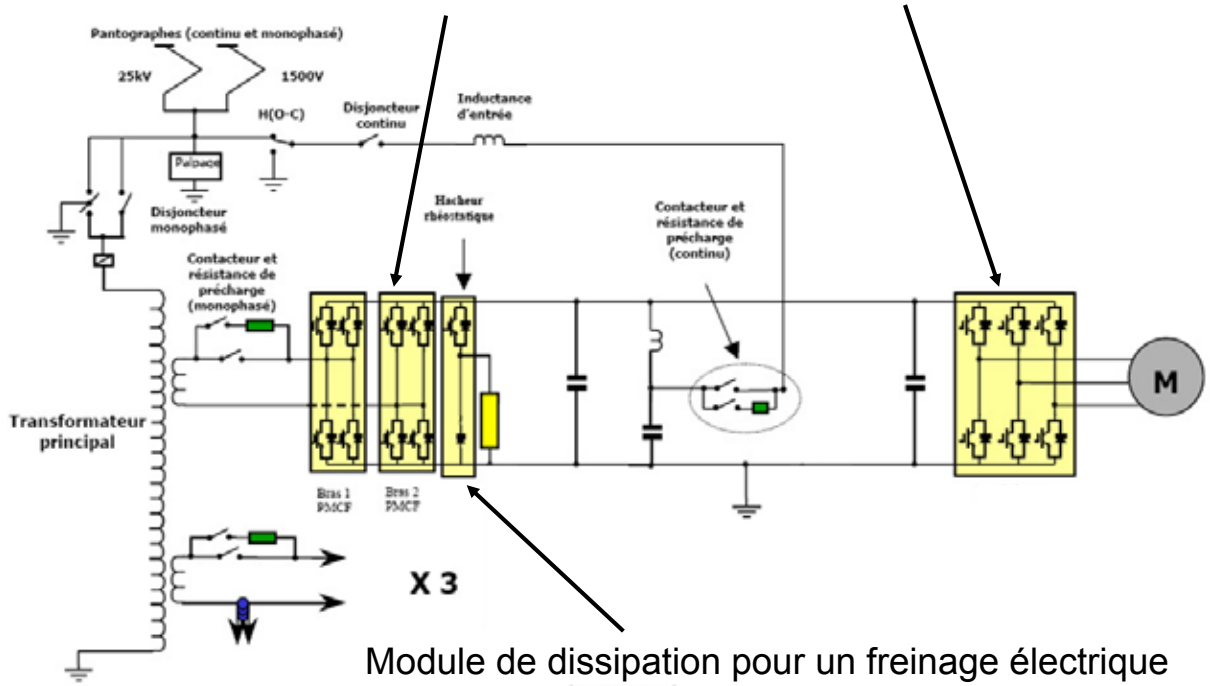
Convertisseur très fréquemment utilisé pour l'alimentation des moteurs électriques triphasés à vitesse variable (asynchrones, aimants permanents…)

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



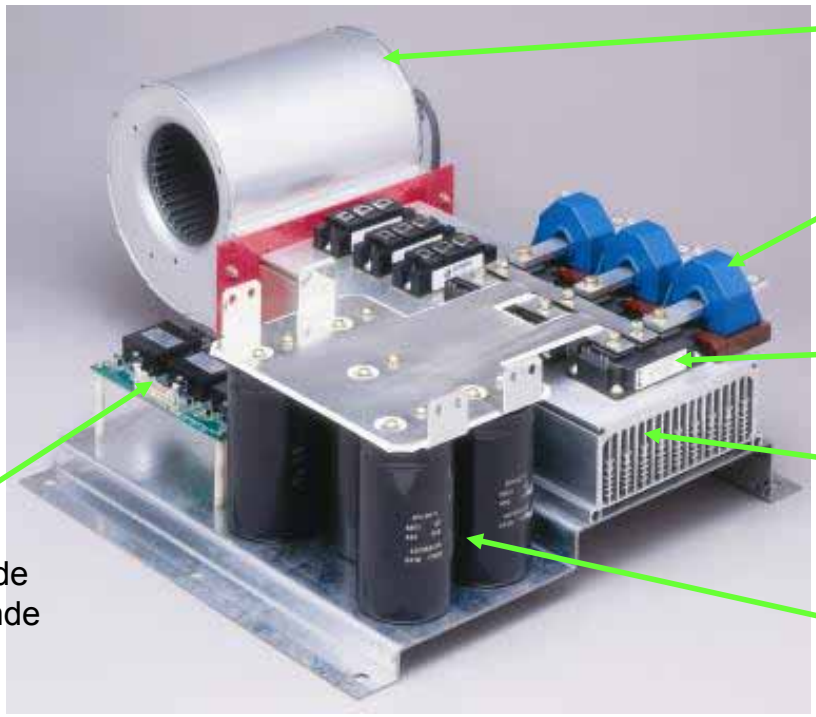
# Fonctions réalisées avec des bras de pont

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



Ventilateur

Capteurs de courant

Modules
Transistors + diodes

Dissipateur à air

Carte
circuits de
commande

Condensateurs
de découplage d'entrée

*Source : www.europowercomponents.com*



# Modulation triphasée dans un pont triphasé

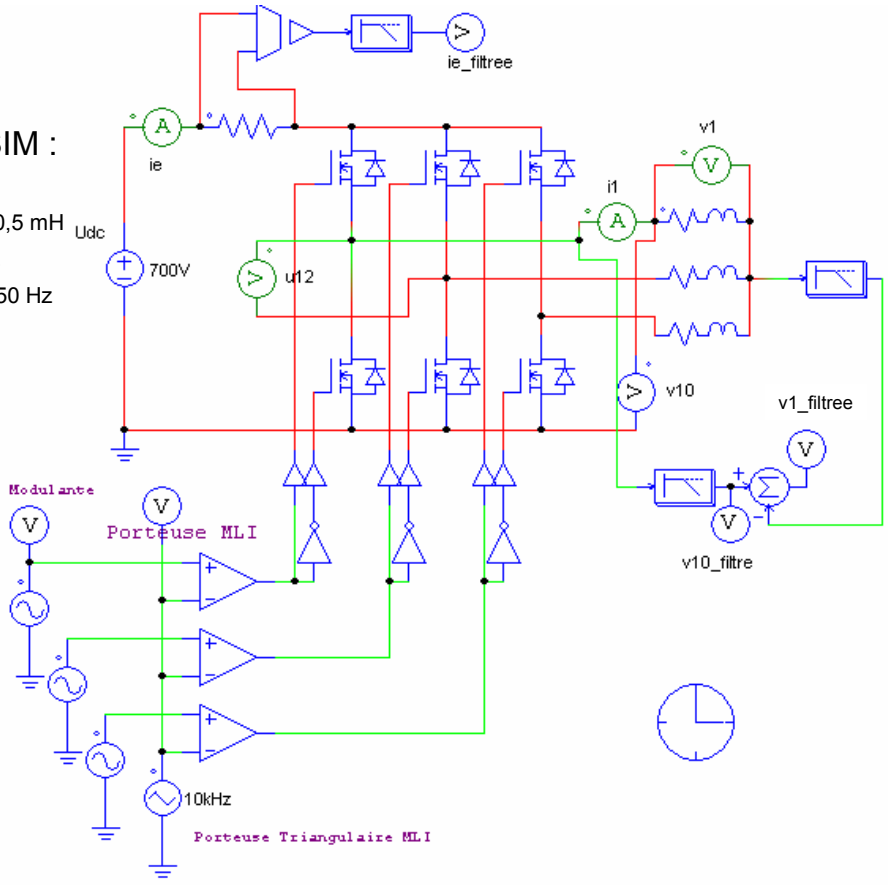
Simulation PSIM :

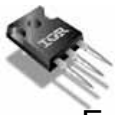
Udc = 700 V

Charge RL : 10 Ω - 0,5 mH

Découpage à 10 kHz

Modulation à 99% à 50 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

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

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

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

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

Courant absorbé au bus continu :

$$\overline{i_{dc1}}(t) = \frac{I_M}{2}.[\sin(\omega t - \varphi) + \alpha_M(\sin\omega t).\sin(\omega t - \varphi)]$$

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

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

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

vue de la sortie :

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

# Modulation triphasée optimisée

Toujours en triphasé équilibré …

Objectif :
augmenter la tension maximale de sortie pour atteintre 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 : $\overline{u_{12}}(t) = (\alpha_1(t) - \alpha_2(t)) = \frac{1}{2}.\left[\frac{2}{\sqrt{3}}\alpha_M \sin\omega t - \frac{2}{\sqrt{3}}\alpha_M \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right]U_{dc} = \alpha_M.U_{dc}.\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$

Courant absorbé au bus continu :

$$\overline{i_{dc1}}(t) = \frac{I_M}{2}.\left[\sin(\omega t - \varphi) + \frac{2.\alpha_M}{\sqrt{3}}(\sin\omega t).\sin(\omega t - \varphi) + \frac{1}{3\sqrt{3}}(\sin 3\omega t).\sin(\omega t - \varphi)\right]$$

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

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

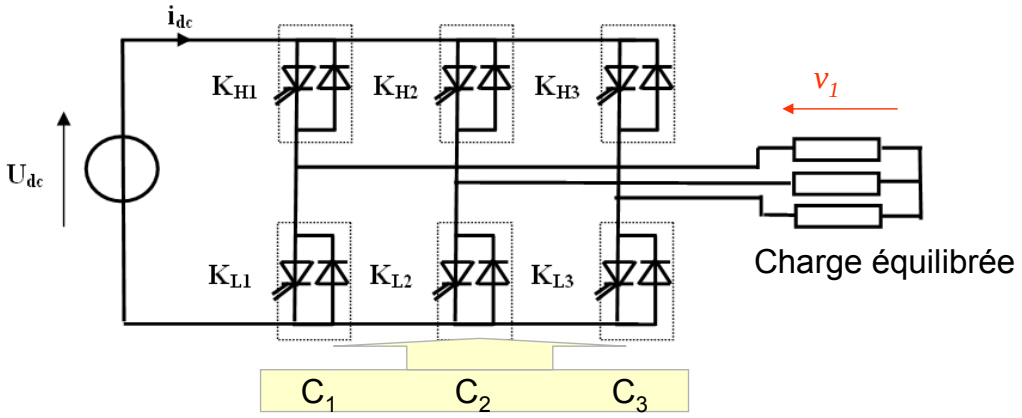
Au maximum avec $\alpha_M$ =1 : $U_M = U_{dc}$

Puissance : $P_e = P_s = \frac{\sqrt{3}.\alpha_M}{2}.I_M.U_{dc}.\cos\varphi$ ⇒ **+15% 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)



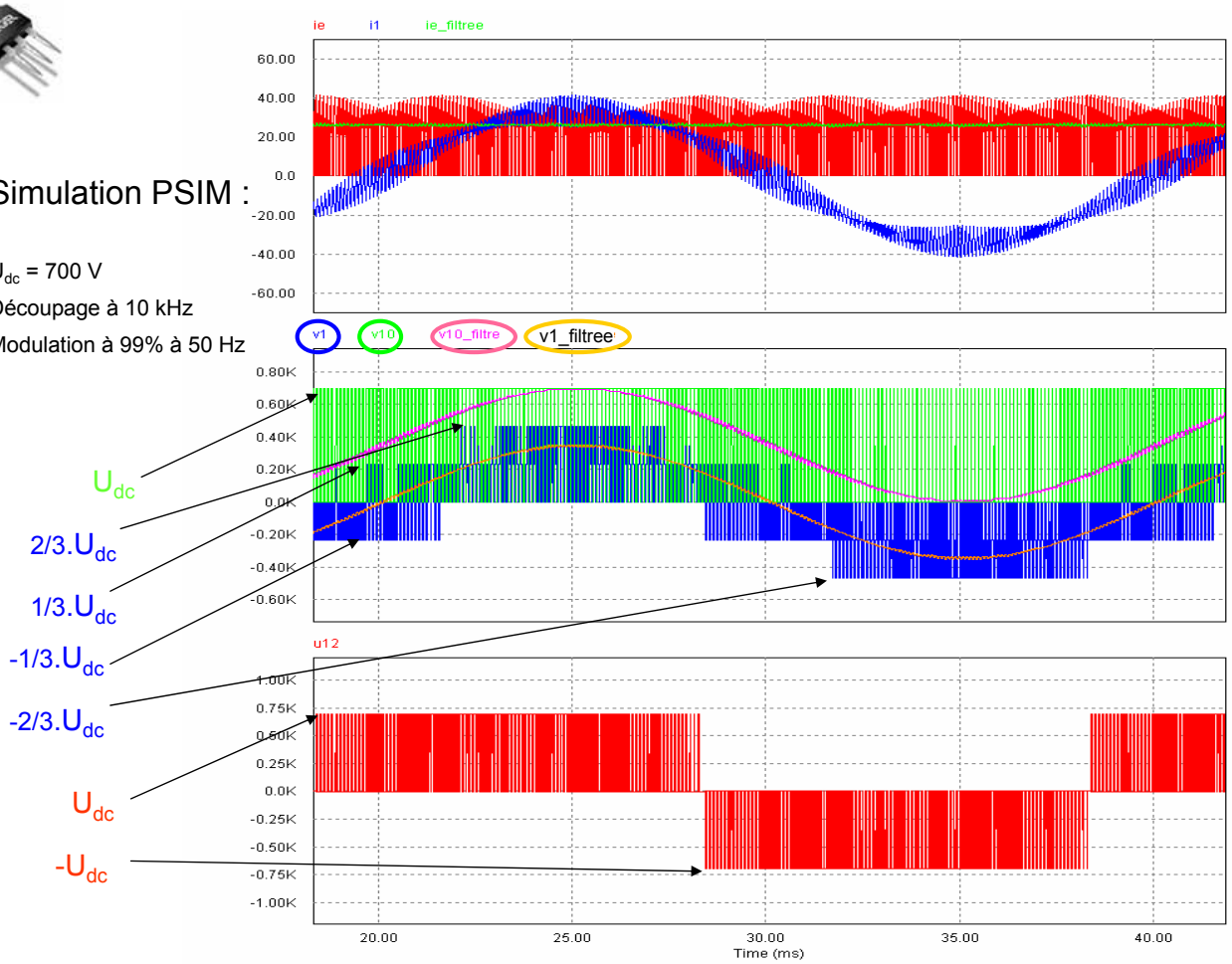

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3}.\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix}.U_{dc}$$

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



Simulation PSIM :

$U_{dc}$ = 700 V
Découpage à 10 kHz
Modulation à 99% à 50 Hz

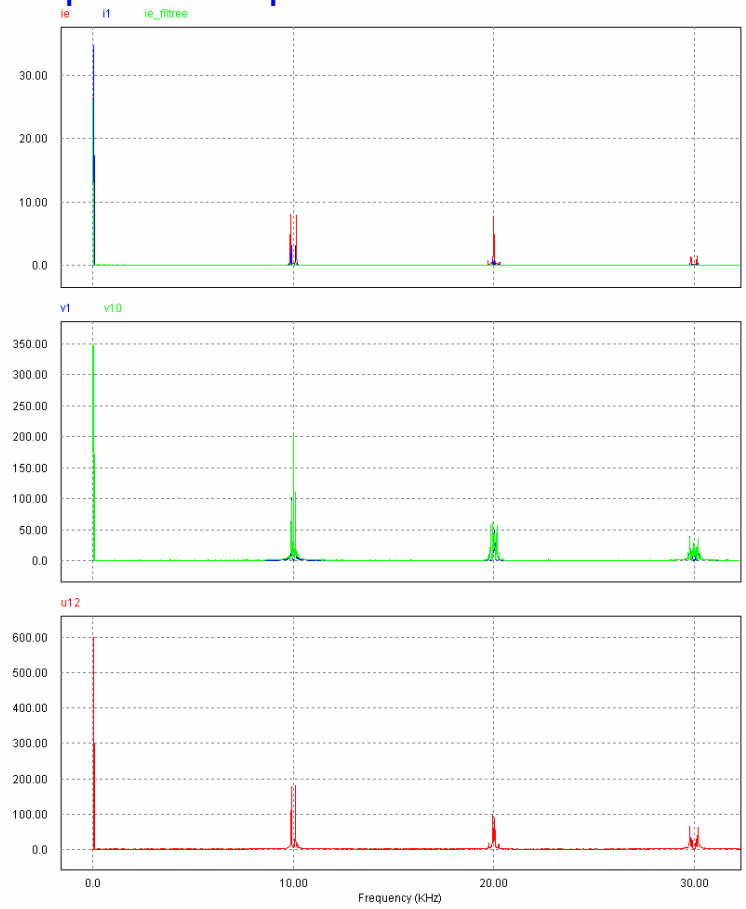


# Modulation triphasée : spectres des tensions et du courant

Simulation PSIM :

Découpage à 10 kHz

Modulation à 99% à 50 Hz

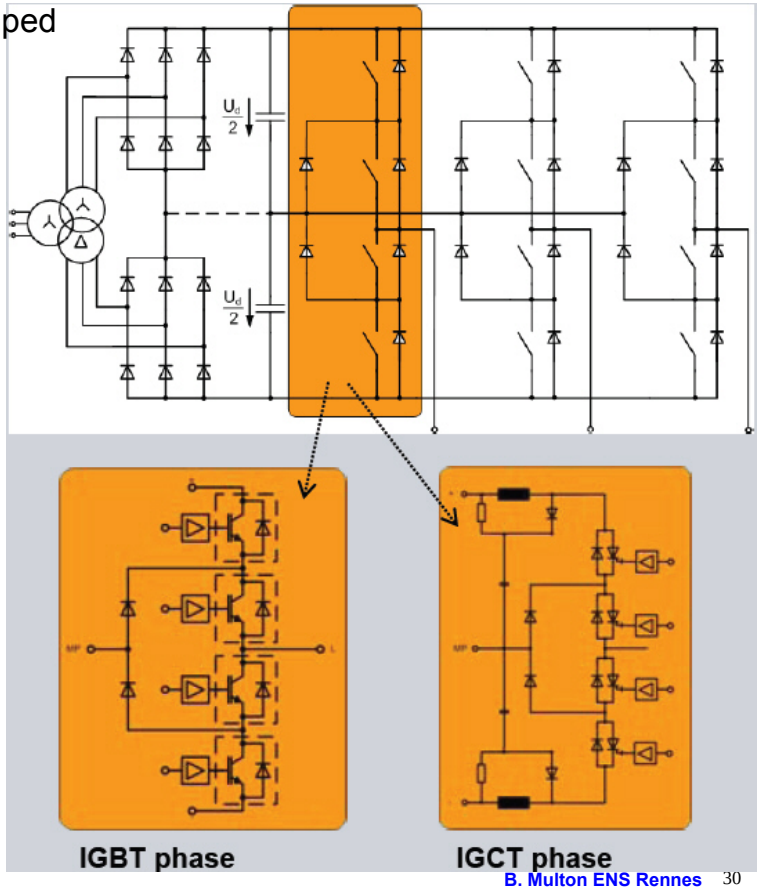





# Onduleurs 3 niveaux

Structure NPC : Neutral-Point Clamped

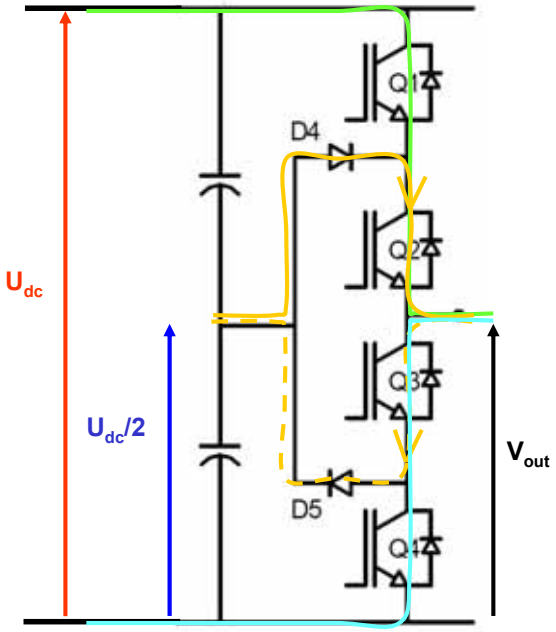
Fortes puissances : 10 MVA




*Source : Siemens, EPE 2009*

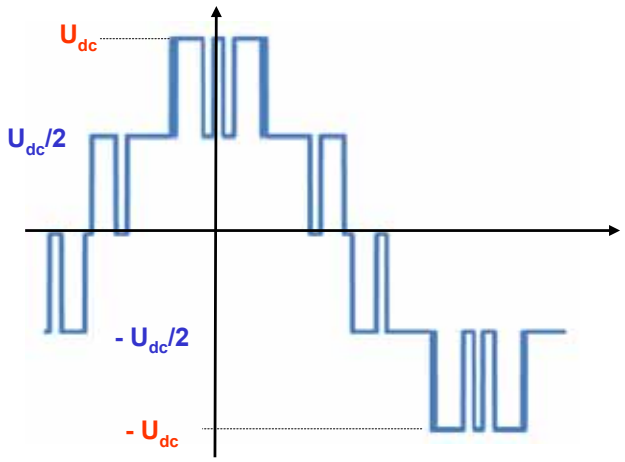
# Onduleurs 3 niveaux

Structure NPC : Neutral-Point Clamped




| IGBT | Vout = $U_{dc}$ | Vout = $U_{dc}/2$ | Vout = 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

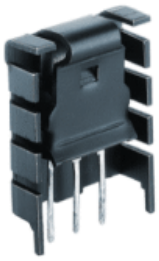
structures de conversion à découpage

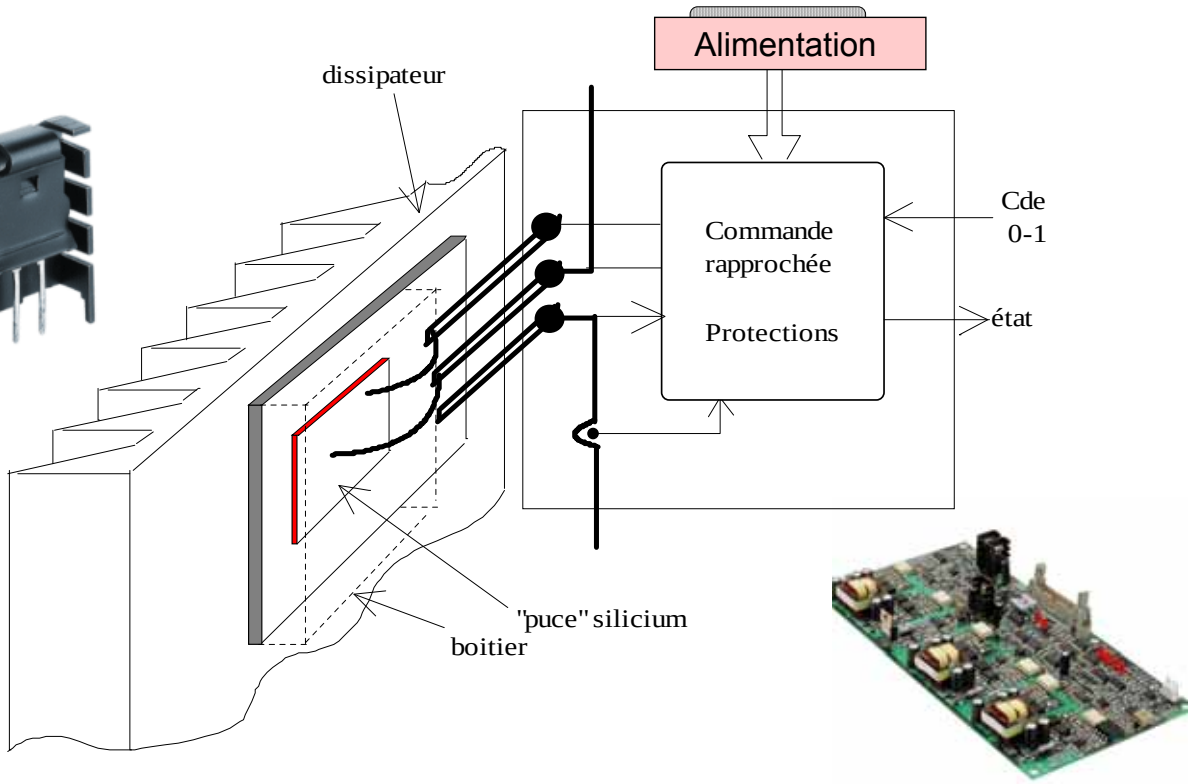
**Pertes et échauffements**

Semi-conducteurs de puissance modernes

Association machine - convertisseur

# Fonction interrupteur statique de puissance

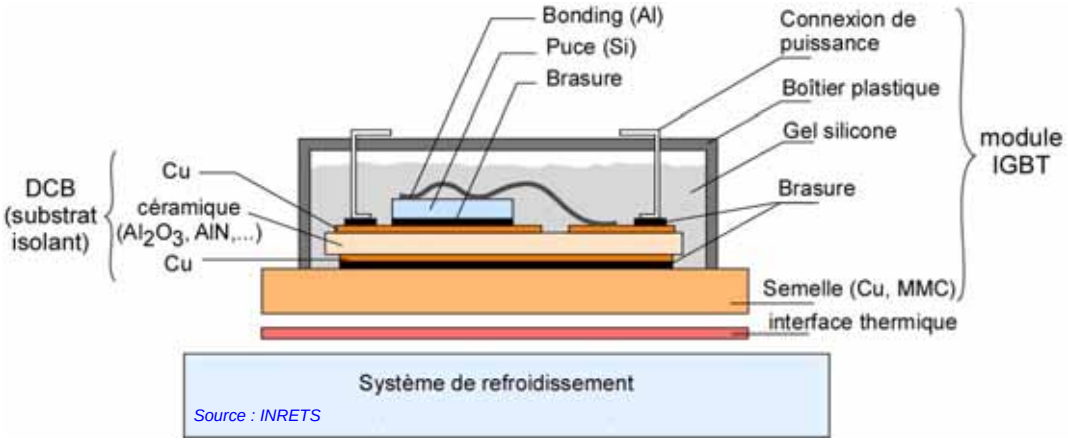






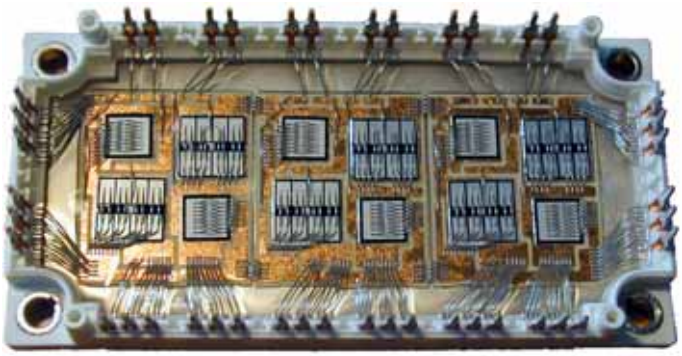



# Technologie DCB (direct copper bonding)




*Source : INRETS*

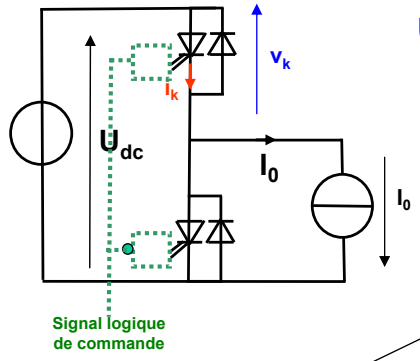
Module
3 bras 200 A – 600 V
(6 transistors + 6 diodes)

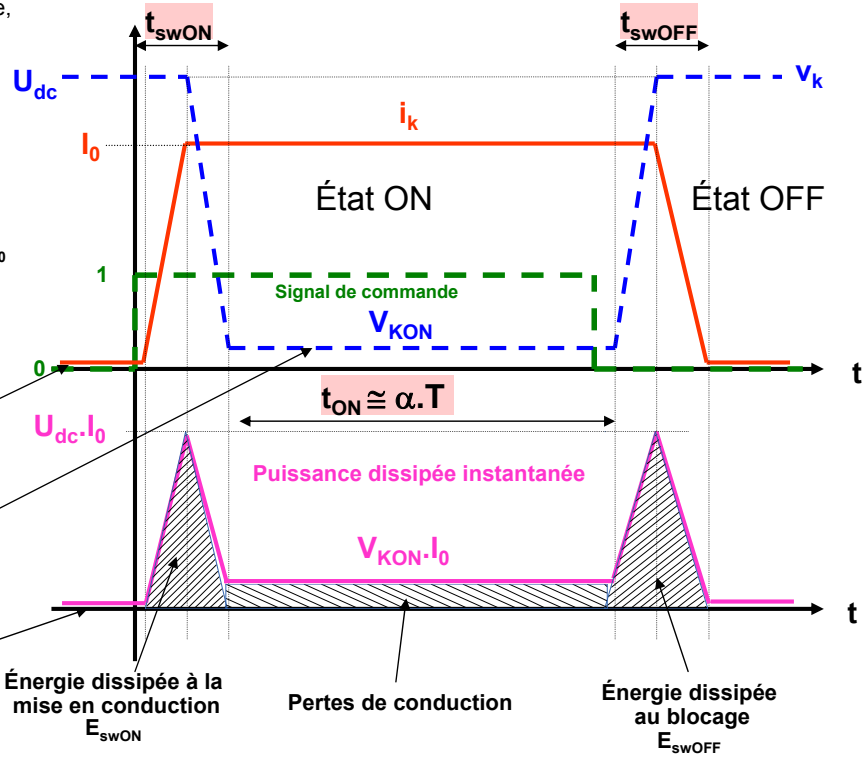


*Source : INRETS*

# 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)

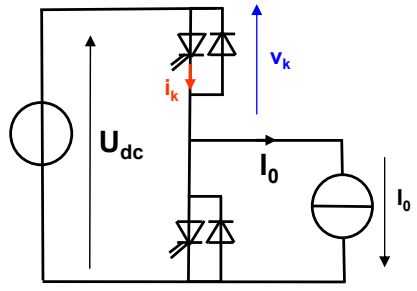


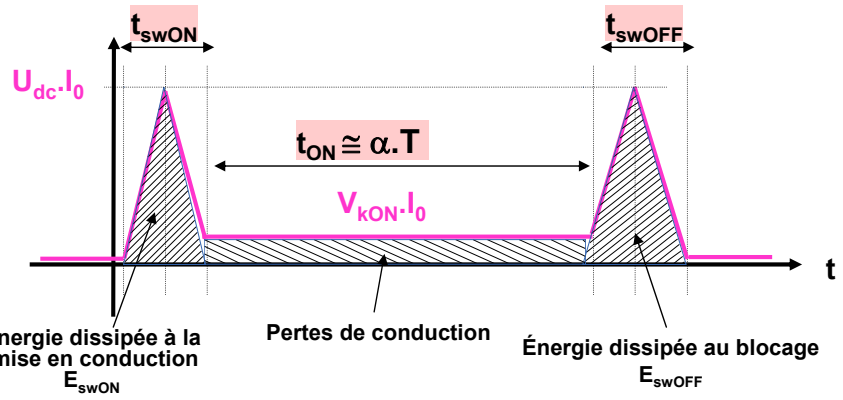



# Pertes de conduction et pertes de commutation

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




Puissance dissipée (instantanée)




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

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

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

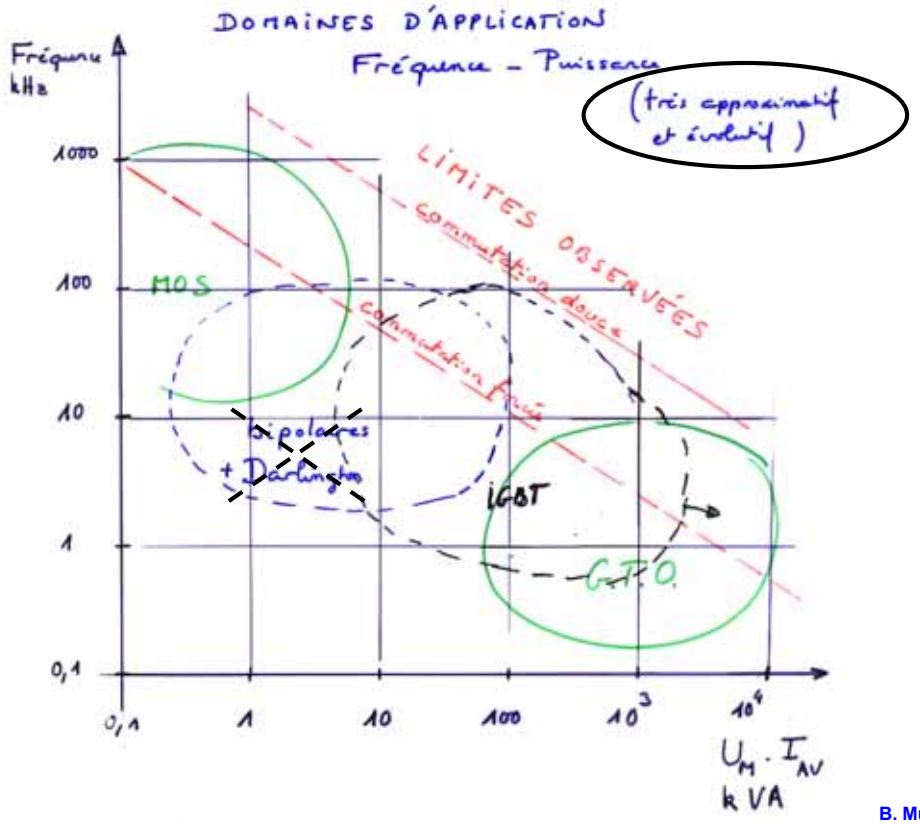
$$\overline{p_k} = \frac{1}{T}\oint_T v_k.i_k.dt \cong \frac{1}{T}\left[E_{swON} + E_{swOFF}\right] + \frac{1}{T}.\int_{t_{ON}=\alpha.T} v_{kON}.I_0.dt$$

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

$$\overline{p_k} \cong F.\left[E_{swON} + E_{swOFF}\right] + \left[\alpha.v_{kON}.I_0\right]$$

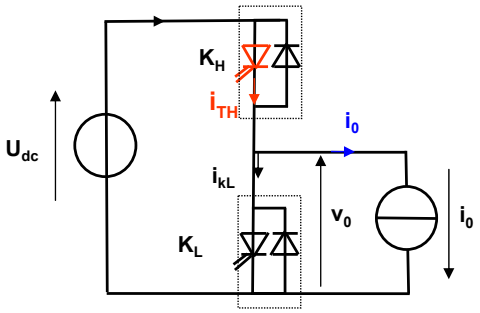
Pertes de commutation — Pertes de conduction

# 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)



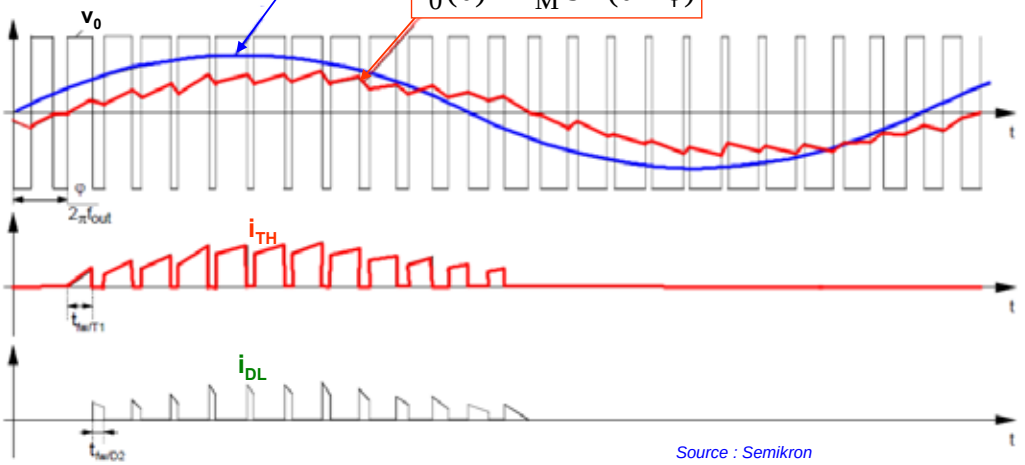

Dans un semi-conducteur de puissance qui conduit durant un rapport cyclique $\alpha(\theta)$

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

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

$\overline{v_0}(t) = \alpha_M . U_{dc} . \sin\theta \quad \text{avec} \quad \theta = \Omega . t$

$i_0(\theta) = I_M \sin(\theta - \varphi)$



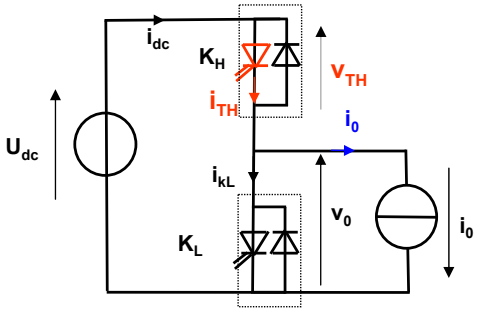

Source : Semikron

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

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



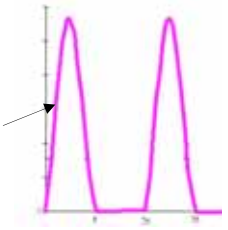

En modulation sinusoïdale :

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) :

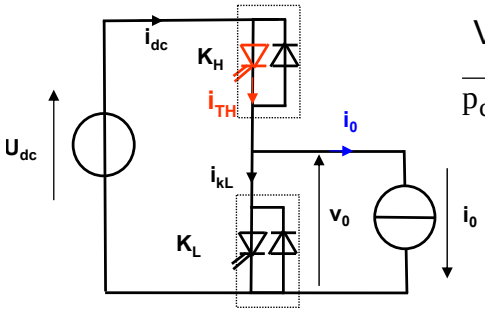
$$\overline{p_{cond_KH}}(\theta) = \alpha(\theta).\left[V_T.i_0(\theta) + R_T.i_0^2(\theta)\right]$$



Diode du bas : $\overline{p_{cond_DL}}(\theta) = [1 - \alpha(\theta)].\left[V_F.i_0(\theta) + R_F.i_0^2(\theta)\right]$

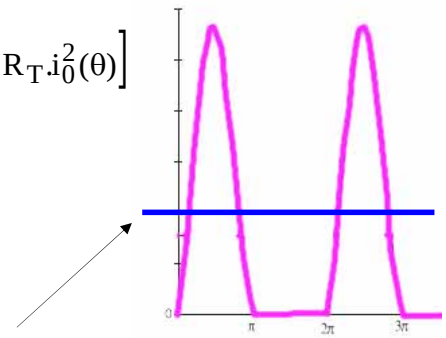


# Pertes de conduction : valeur moyenne sur la période de la modulante




Valeur moyenne glissante :

$$\overline{p_{cond_KH}}(\theta) = \alpha(\theta).\left[V_T.i_0(\theta) + R_T.i_0^2(\theta)\right]$$



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

$$\overline{\overline{p_{cond_KH}}(\theta)} = \frac{1}{2\pi}\int_{\varphi}^{\varphi+\pi} \alpha(\theta).\left[V_T.i_0(\theta) + R_T.i_0^2(\theta)\right]d\theta$$

… tous calculs faits :

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

# 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, π :

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

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

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

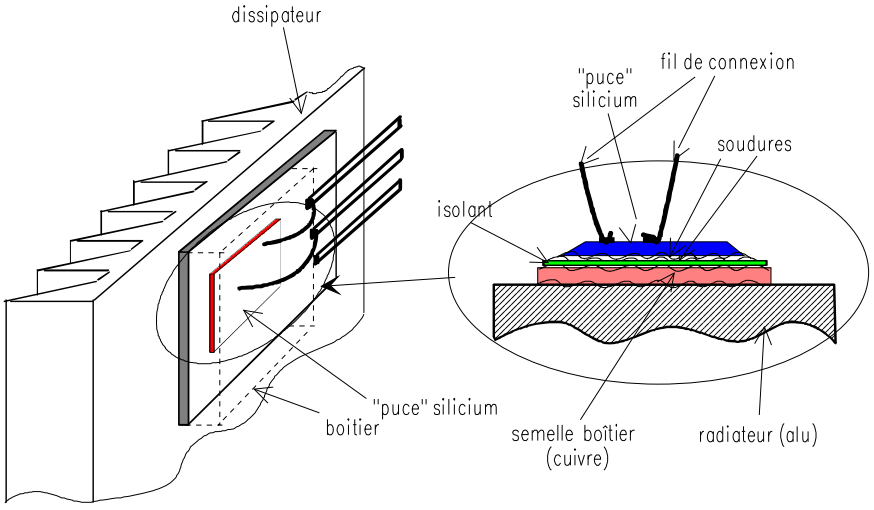
$$\overline{\overline{p_{sw_KH}}}(\theta) = F.\frac{1}{2\pi}\int_{\varphi}^{\varphi+\pi} [a + b.i_0(\theta) + c.i_0^2(\theta)].d\theta$$

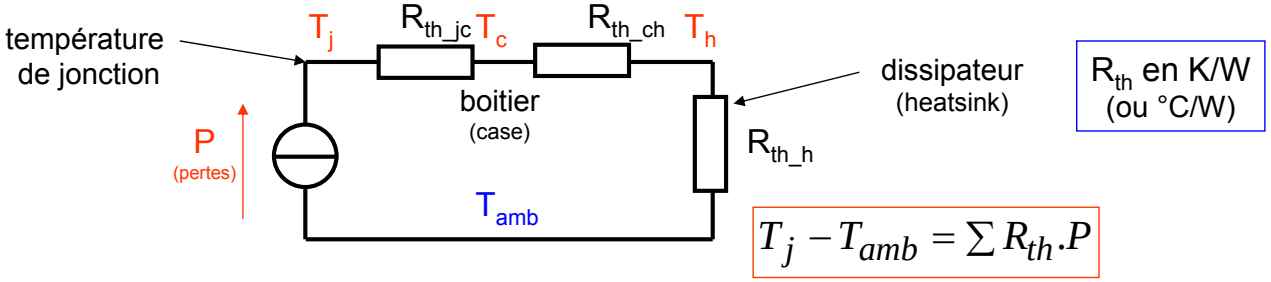
Ce qui donne, tous calculs faits avec $i_0(\theta) = I_M \sin(\theta-\varphi)$ :

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



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




$R_{th}$ en K/W (ou °C/W)

$$T_j - T_{amb} = \sum R_{th}.P$$

# Importance de la température sur la durée de vie

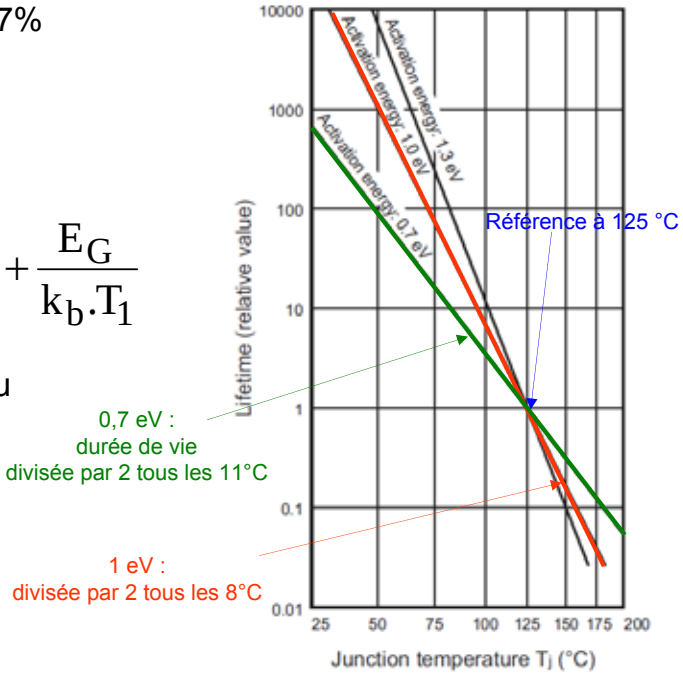
Vieillissement et probabilité de vie : $R(t) = e^{-\lambda(t)} = e^{-\frac{t}{MTBF}}$

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

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

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

$E_G$ est l'énergie d'activation du matériau
$k_b = 8.6x10^{-5}$ eV / K (Bolzmann)




0,7 eV :
durée de vie
divisée par 2 tous les 11°C

1 eV :
divisée par 2 tous les 8°C

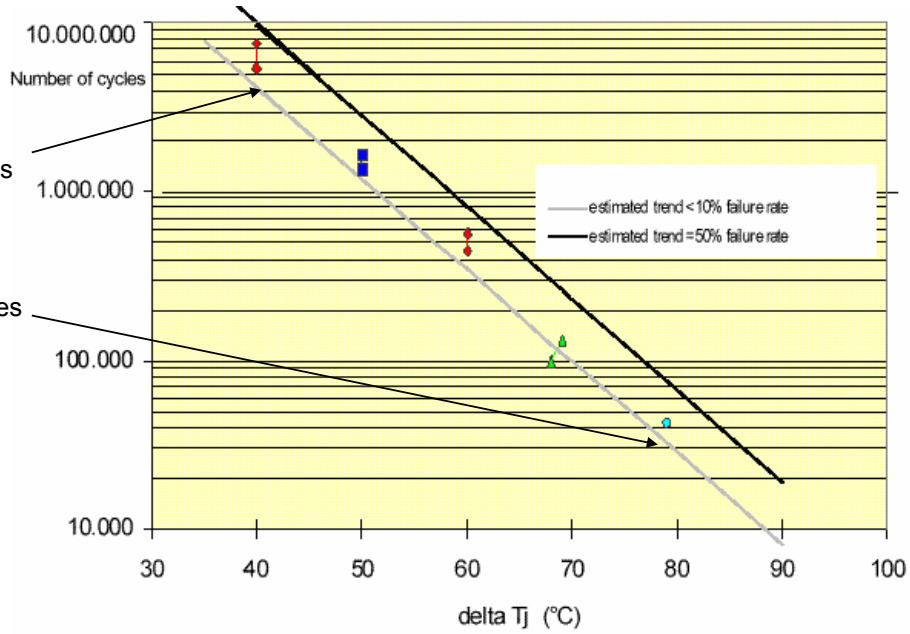
# Tenue au cyclage thermique (fatigue mécanique)

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

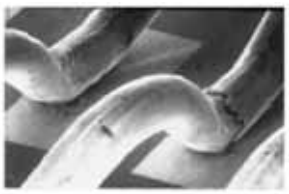
**Modules Eupec (24 puces IGBT en parallèle)**

$\Delta T_j$ = 40°C : N ≅ 4 Mcycles

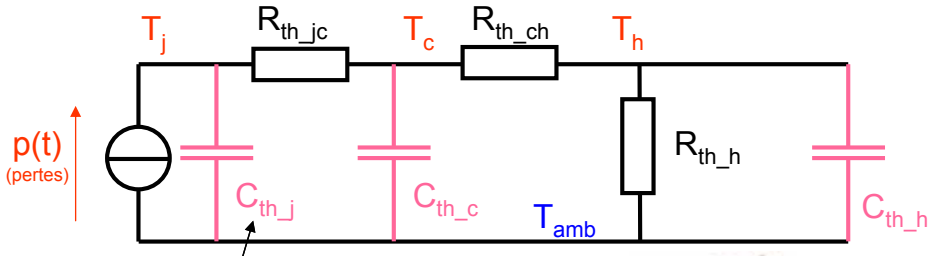
$\Delta T_j$ = 80°C : N = 30 kcycles




**Exemple d'endommagement**

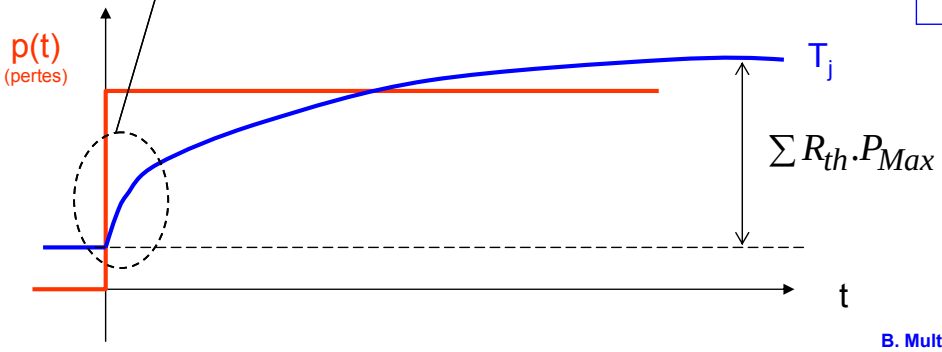


# Evaluation des échauffements en régimes thermiques transitoires



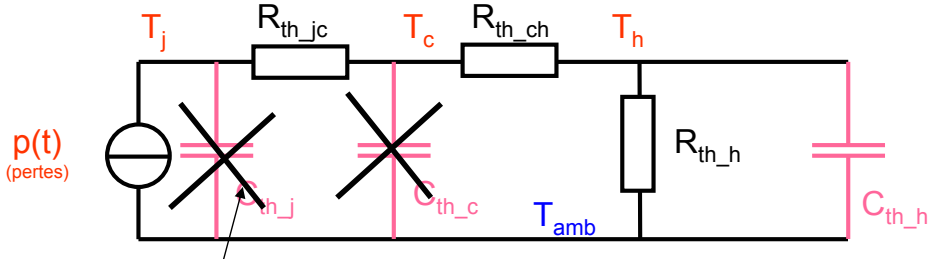
$C_{th_j} < C_{th_c} << C_{th_h}$

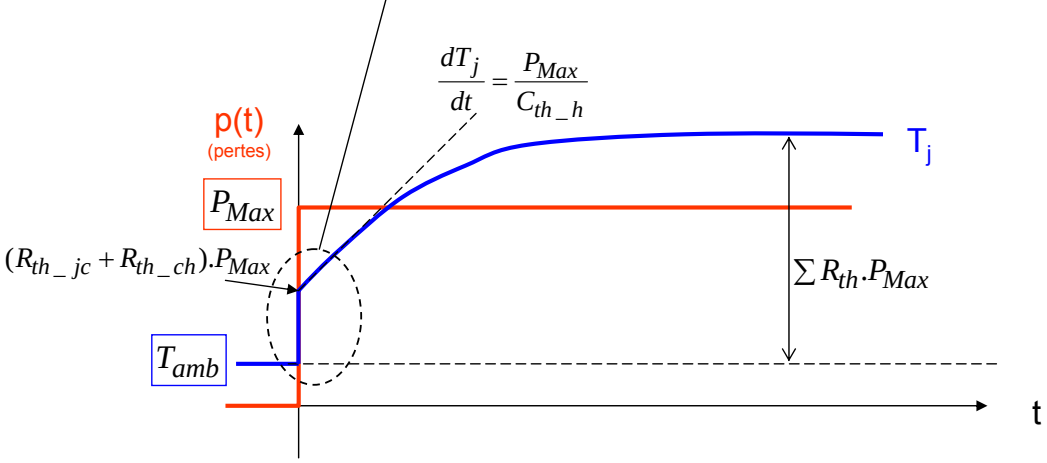
$C_{th}$ en J/K (ou J/°C)





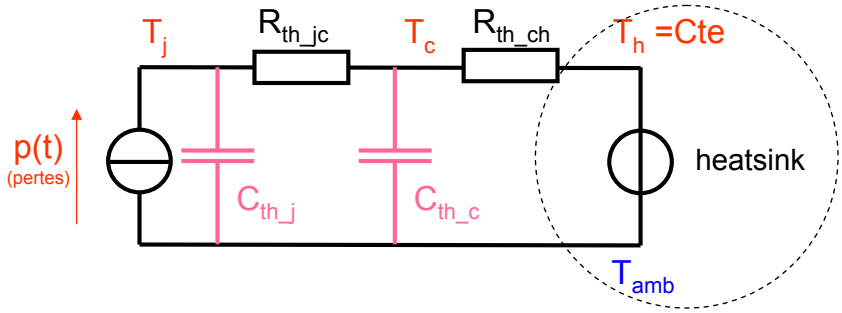

# Régimes thermiques transitoires sur les « longues durées »



# 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 : $Z_{th_jc}$

$$T_j = T_c + Zth_{_jc}.P_{Max}$$

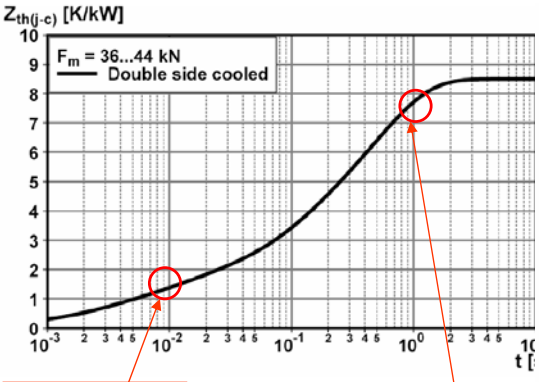
Pour des sollicitations en créneaux répétitifs ou non de puissance d'amplitude $P_{Max}$

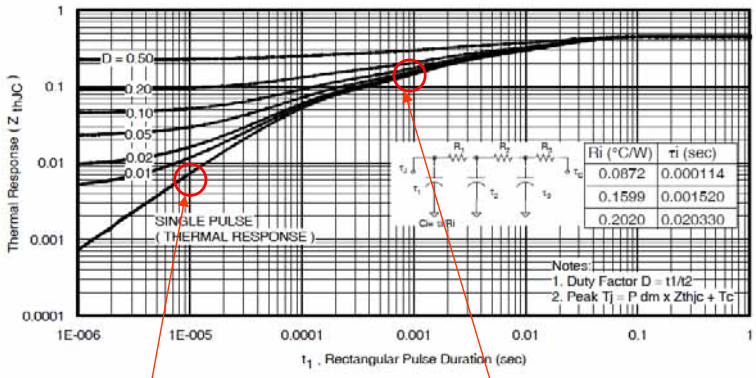


# Impédance thermique: exemples

GTO (ABB) 4 kV – 4,5 kA
(puce diamètre 85 mm)
$R_{th_jc}$ = 8,5 mK/W – $R_{th_ch}$ = 3 mK/W

IGBT (IR) 600 V – 48 A
$R_{th_jc}$ = 0,45 K/W – $R_{th_ch}$ = 0,24 K/W



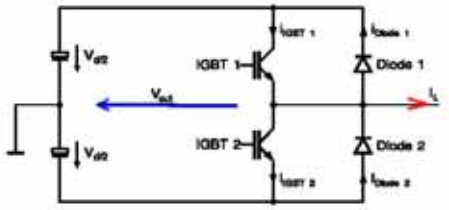

10 ms
1,5 mK/W
(10 kW -> 15 K)

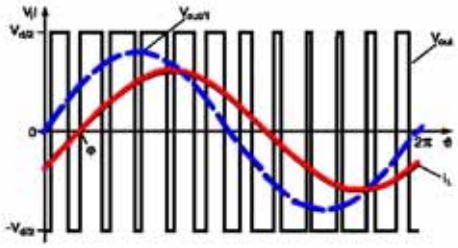
1 s
7,5 mK/W
(10 kW -> 75 K)

10 µs
7 mK/W
(100 W -> 0,7 K)

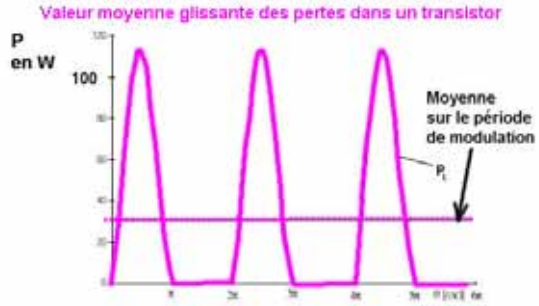
1 ms
0,15 K/W
(100 W -> 15 K)

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

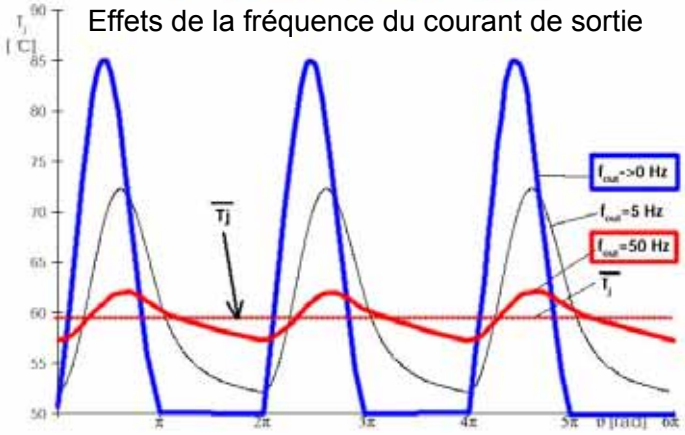


Source : Infineon



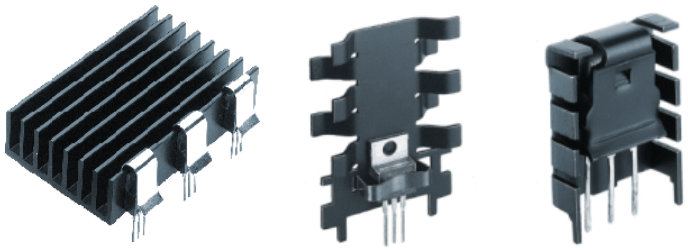

Effets de la fréquence du courant de sortie



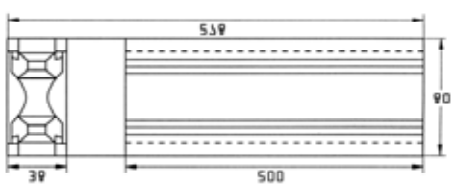


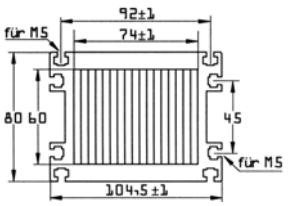

# Moyens de dissipation de la chaleur

Dissipateurs dédiés et profilés à air en convection naturelle



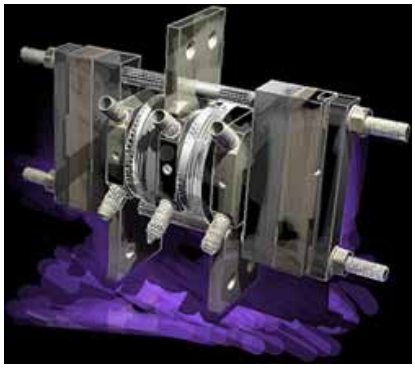
Tunnels de ventilation



# Moyens de dissipation de la chaleur

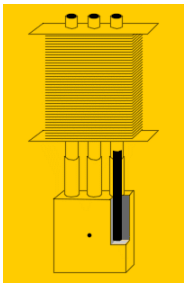
Circulation d'eau

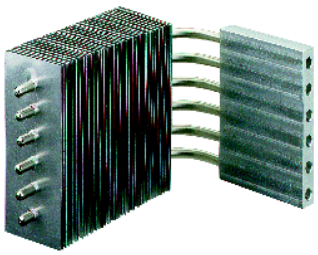


*assemblage de boîtiers Press-Pack refroidis à l'eau (Westcode à gauche)*

Caloducs : jusqu'à plusieurs kW

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





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

Introduction, contexte

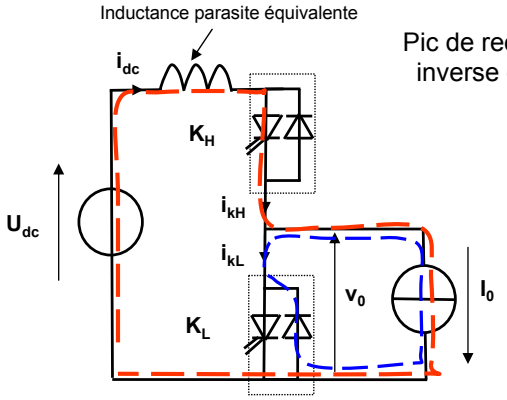
Modulation de largeur d'impulsion et
structures de conversion à découpage

Pertes et échauffements

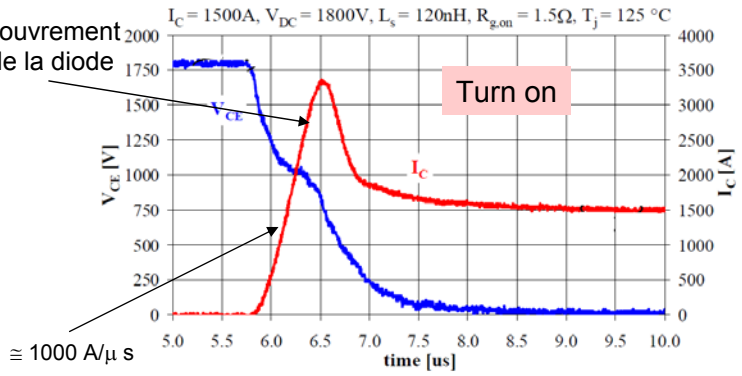
**Semi-conducteurs de puissance modernes**

Association machine - convertisseur

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

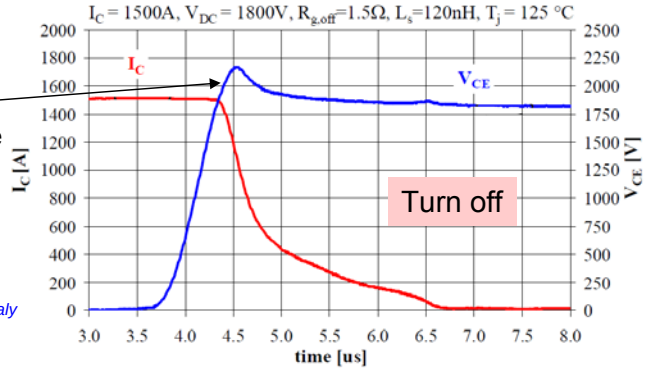



Pic de recouvrement inverse de la diode




≅ 1000 A/µ s

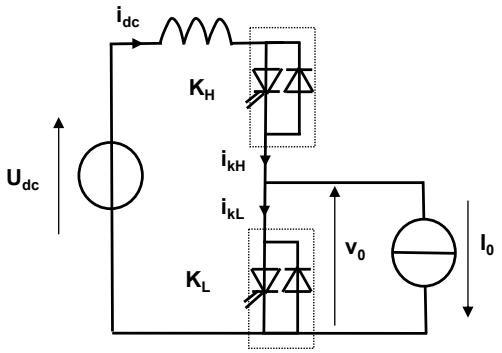
Surtension de commutation au blocage

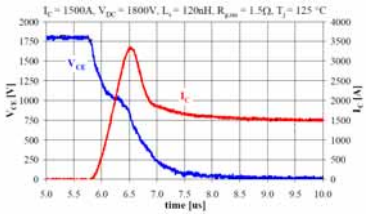


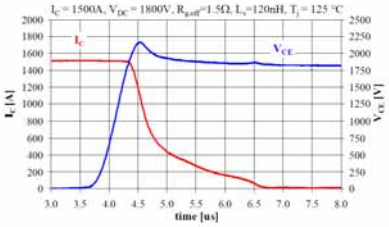
*Source : ABB, ISPSD, May 2006, Napoli, Italy*

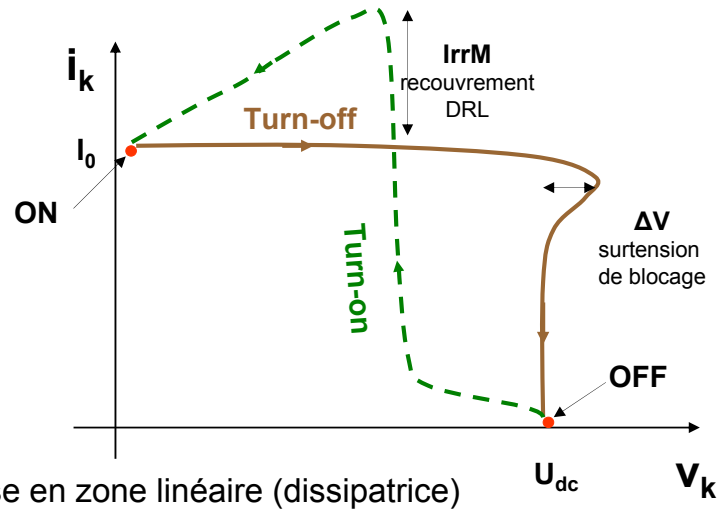


# Trajet du point de fonctionnement dans le plan courant-tension. Notion d'aire de sécurité



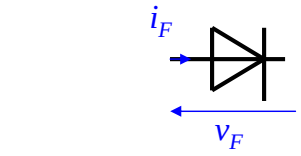



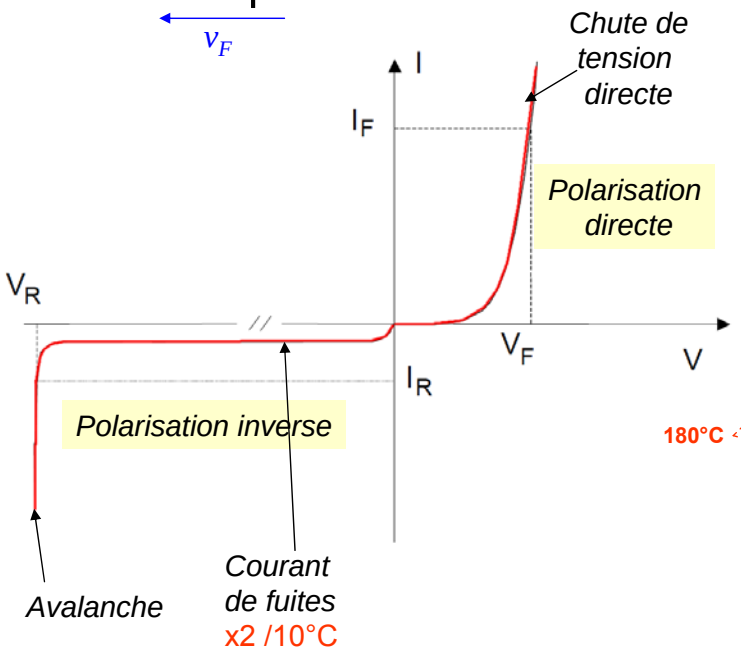




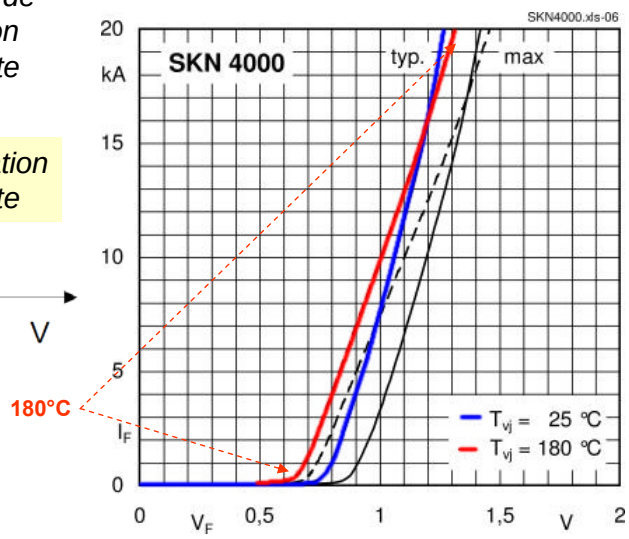

Le point de fonctionnement passe en zone linéaire (dissipatrice) et doit impérativement rester à l'intérieur de l'« aire de sécurité »

# Les diodes rapides




**Exemple diode Semikron**
**600 V – 4000 A**



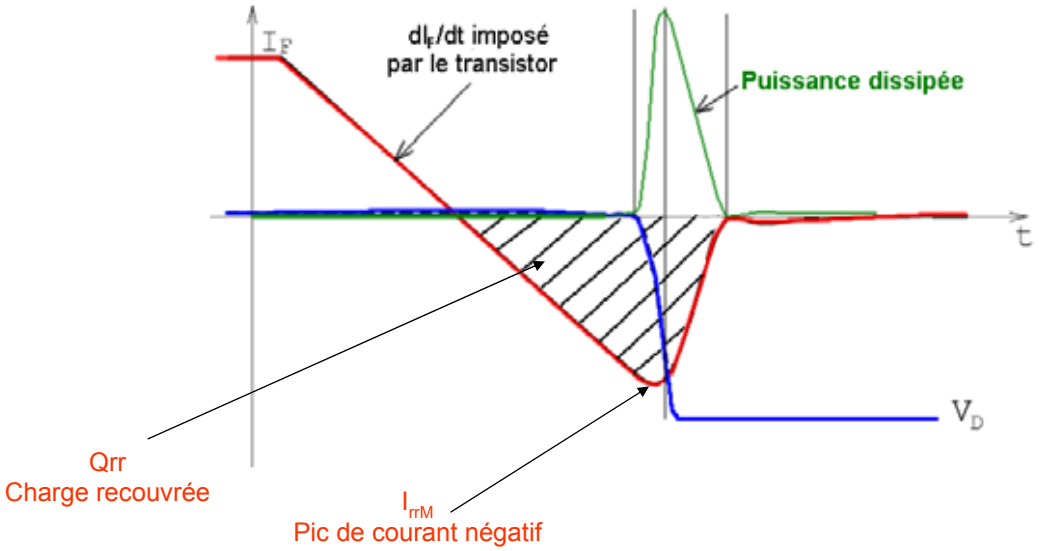

Modèle direct :
$v_F = V_0 + R_0.i_F$

Pertes de conduction : $P_{cond} \cong V_0.\overline{i_F} + R_0.I^2_{Frms}$



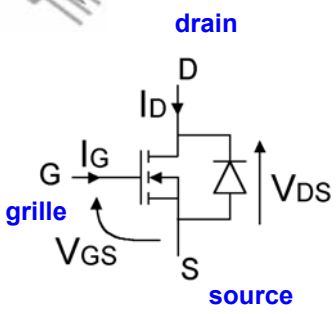
# Blocage : phénomène de recouvrement inverse

Dans une cellule de commutation de bras de pont :




Pertes de recouvrement inverse : $P_{d_off} \cong k.F.V_R.Q_{RR}$ k ≈ 1/6 à 1/3

# MOSFET de puissance

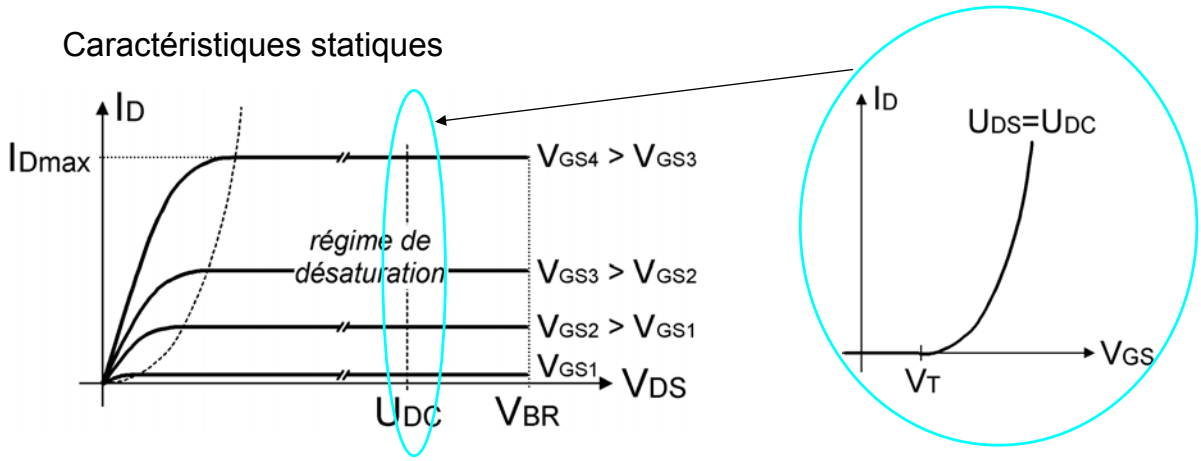



Particularités :

-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 $R_{DSON} \propto V_{BR}^{2.6}$

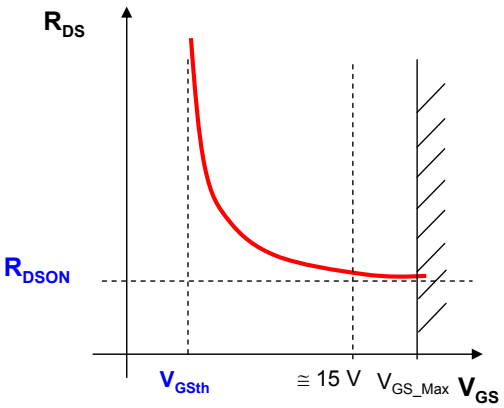
Caractéristiques statiques



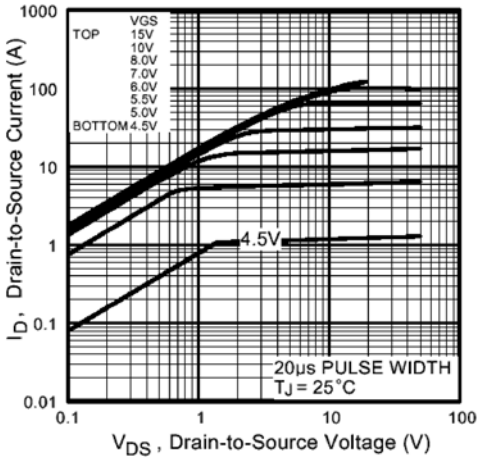



# MOS de puissance

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

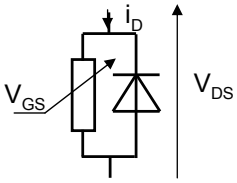



$P_{cond} = R_{dson}.I^2_{drms}$




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

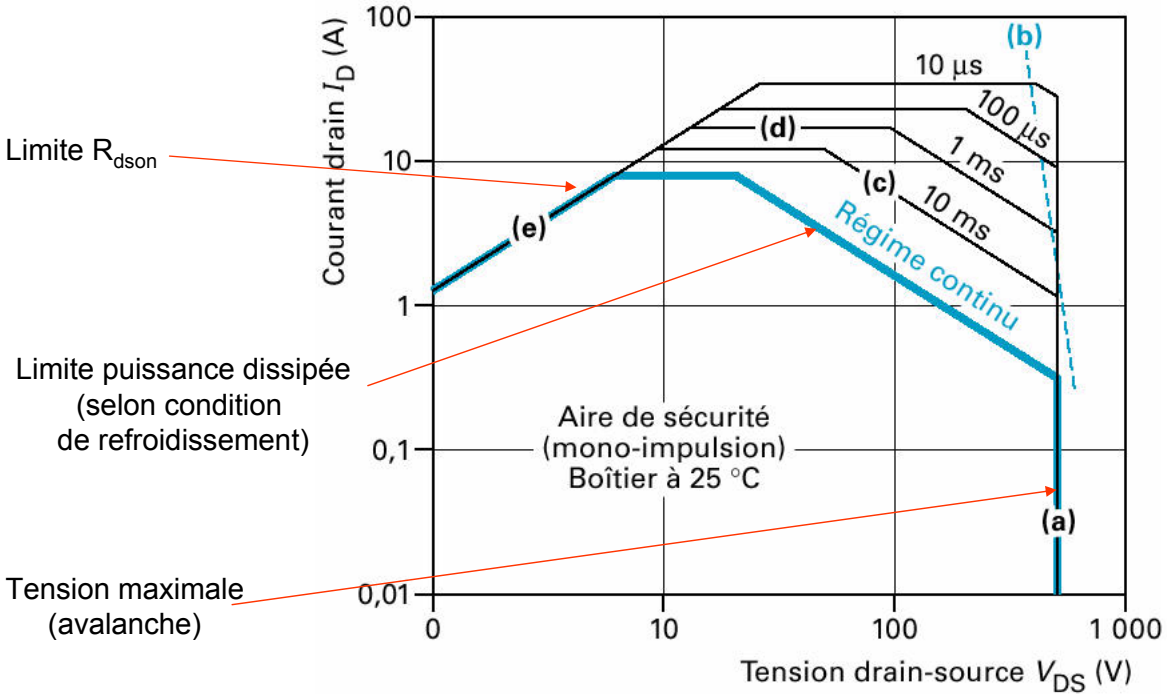
En inverse, le canal conduit :




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

# MOS de puissance

Aire de sécurité :

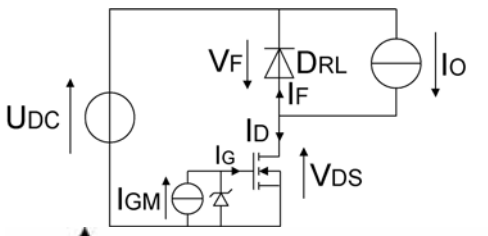


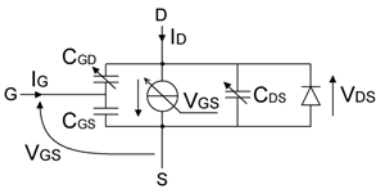

*Source : Techniques de l'Ingénieur D3109 (Leturcq)*

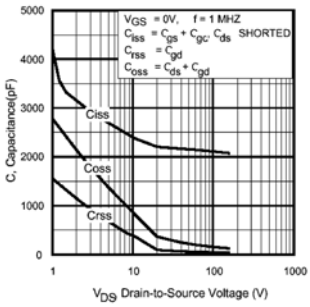


# MOS de puissance

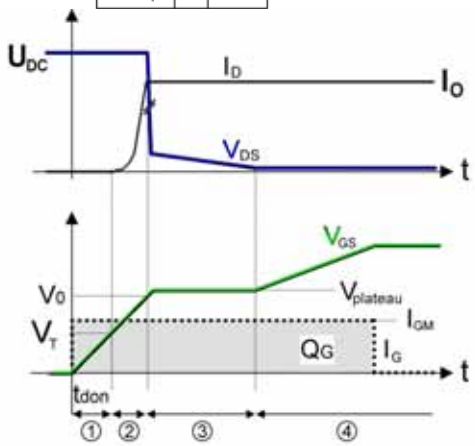
Commutations (avec diode idéale) :

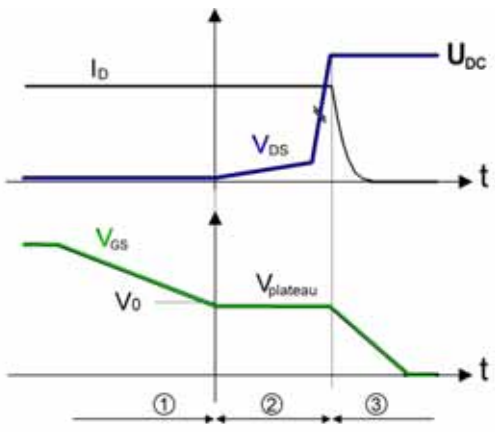



Variation réelle des capacités (IRF 250 N)

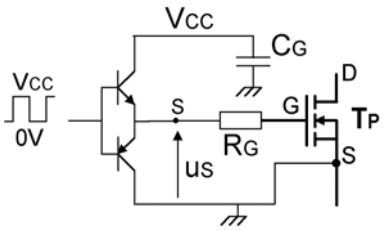


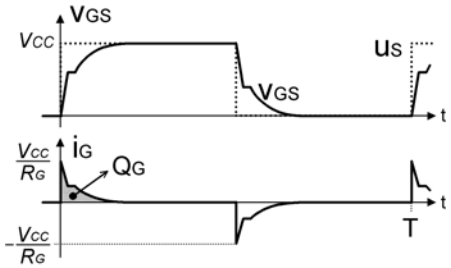




**Tous les temps de commutation, et donc les pertes associées, sont inversement proportionnels au courant maximal de grille $I_{GM}$**

# MOS de puissance : commande de grille

Avec un courant de grille limité par une résistance :



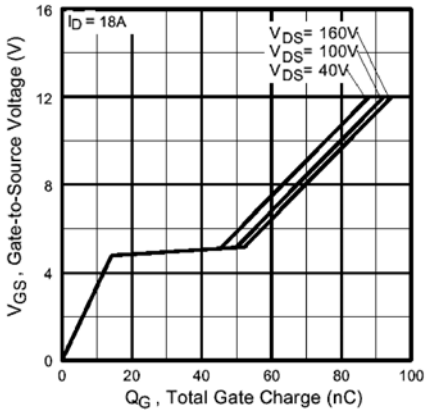

**Consommation de la commande de grille**

Charge de grille **$Q_G$**

Energie fournie à la grille : $W_G = \int_T u_S.i_G.dt = V_{CC}.Q_G$

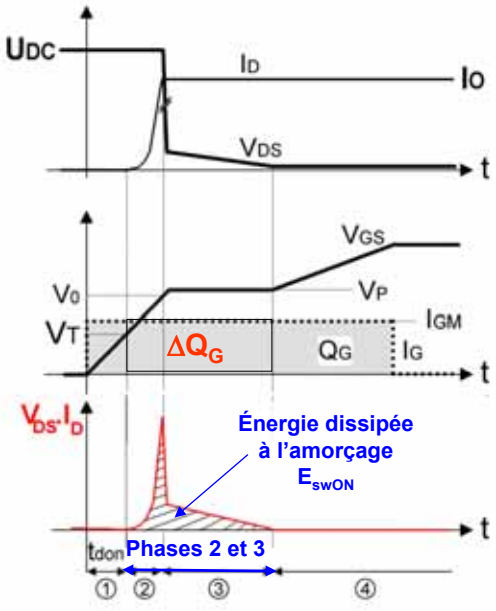
**Puissance consommée :** $P_G = f.V_{CC}.Q_G$

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

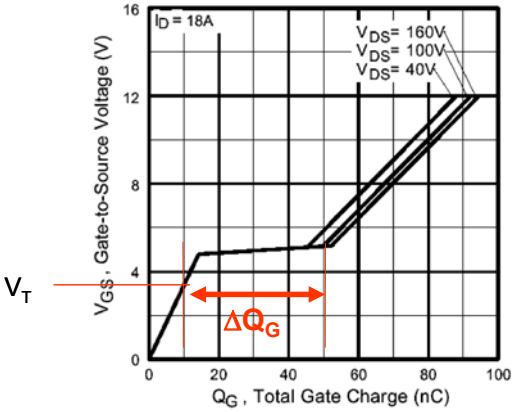


# MOS de puissance : pertes de commutation

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




Durée $t_{swON}$




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

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

Pertes de commutation :
(même forme au blocage)

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

# 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** : $P_{sw} = F.(E_{swON} + E_{swOFF}) \approx F.(U_{dc}.I_0).\dfrac{\Delta Q_G}{I_{GM}}$

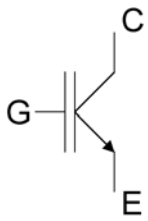
$$P_{sw} \propto F.(U_{dc}.I_0).\frac{A_{Si}}{I_{GM}}$$

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

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

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

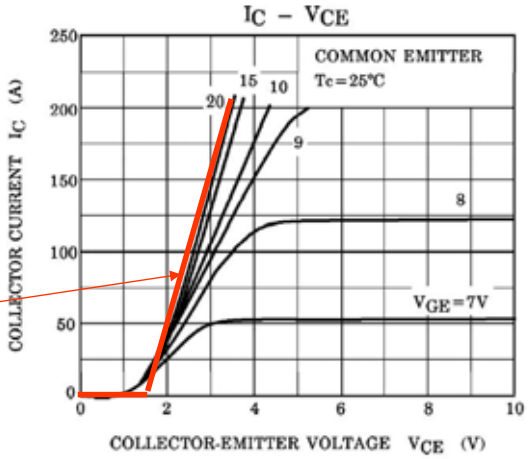
# L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)




Caractéristique
à l'état passant :

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

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




IGBT Toshiba MG100Q2YS50 (100 A – 1200 V)

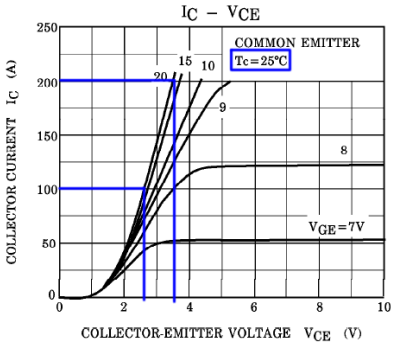
Minimum de chute de tension pour $V_{GE}$ > 15 V environ

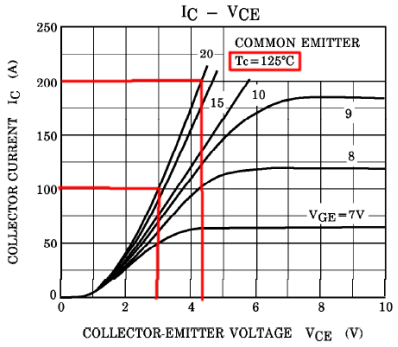
A l'état bloqué : comme un MOS $V_{GE} < V_{GEth}$

# IGBT

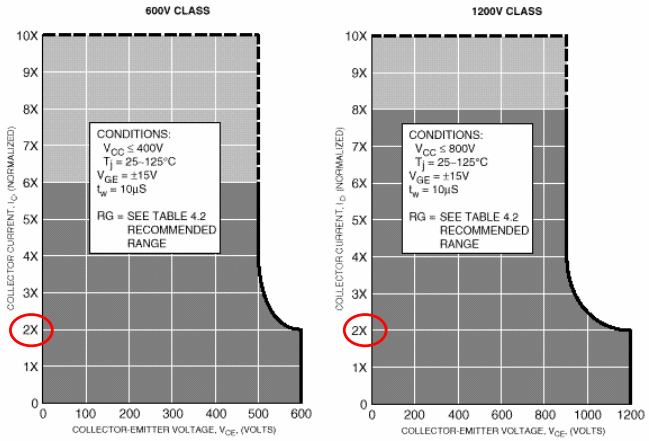
Influence de la température sur la chute de tension
(comme les diodes)

IGBT Toshiba 1200 V – 100 A




Aire de sécurité
en court-circuit



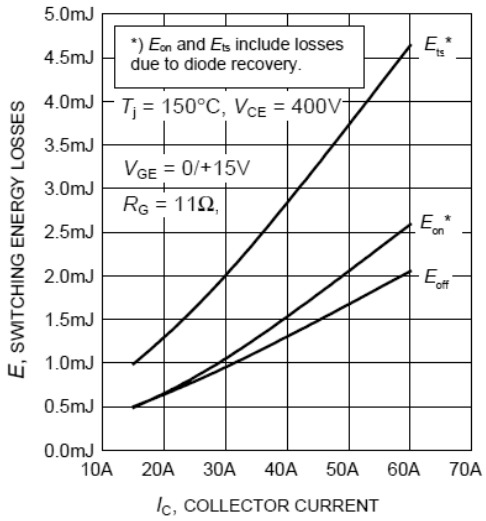

Source : Powerex

# IGBT

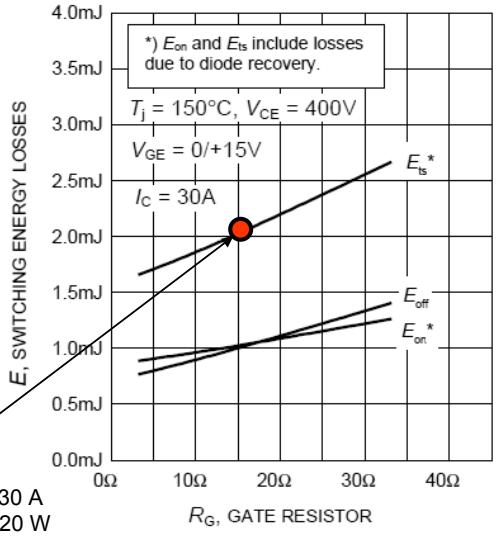
**Pertes de commutation**
Formes d'onde proches de celles du MOS
(même caractéristiques QG…)

Energies de commutation :
en fonction de $I_c$

IGBT Infineon
SGW30N60, 600V, 30A




Energies de commutation :
en fonction de $R_G$



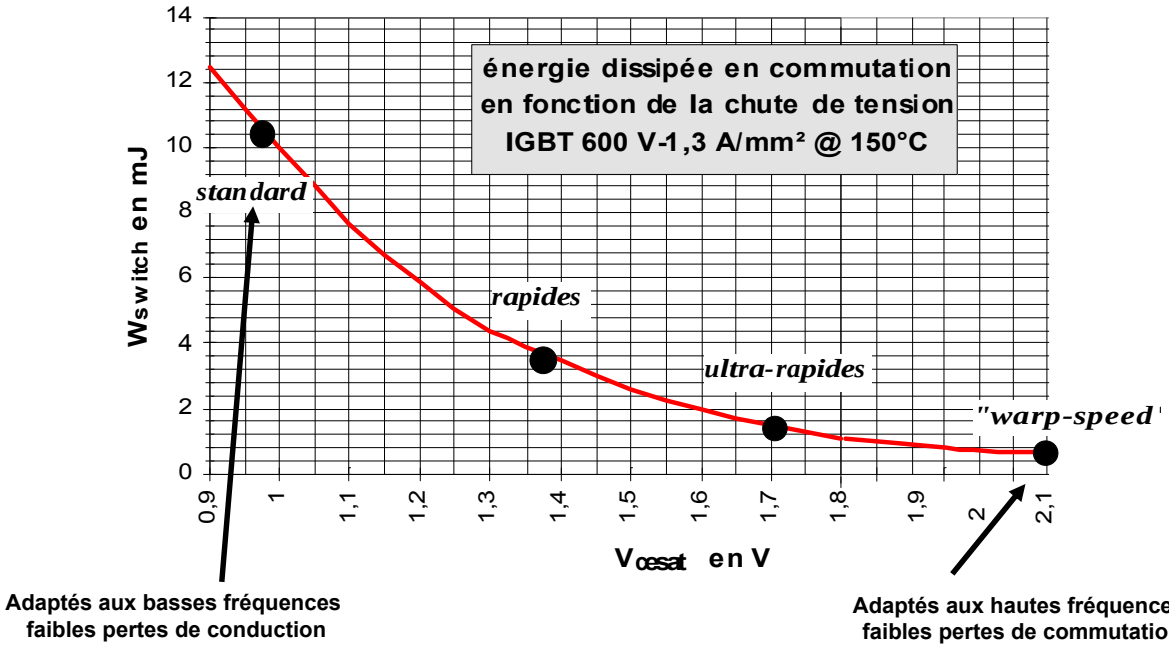

2 mJ @ 400 V – 30 A
@ 10 kHz : $P_{sw}$ = 20 W
(@ $\alpha$ = ½ et 150°C $P_{cond}$ = 35 W)

# IGBT

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

=> Possibilités de composant bien adaptés à l'application

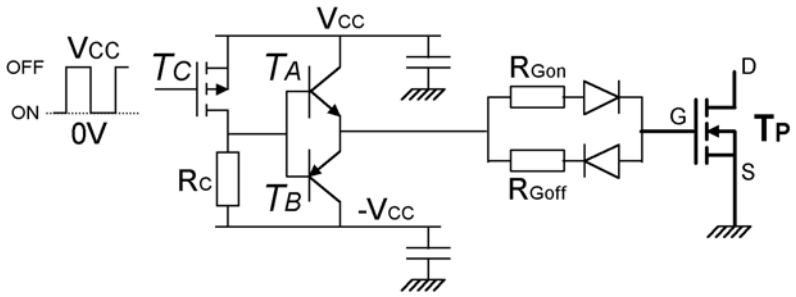
Exemple International Rectifier :



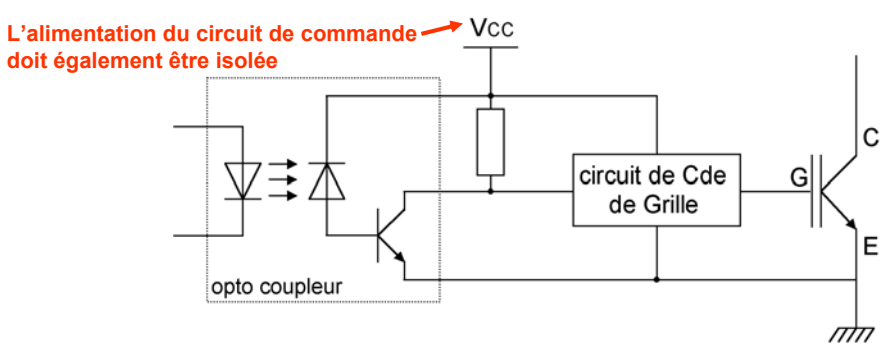


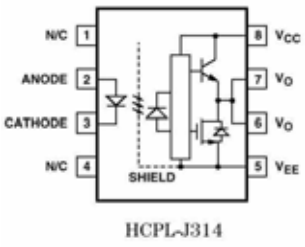

# Commande des composants à « grille isolée » (MOS, IGBT)

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



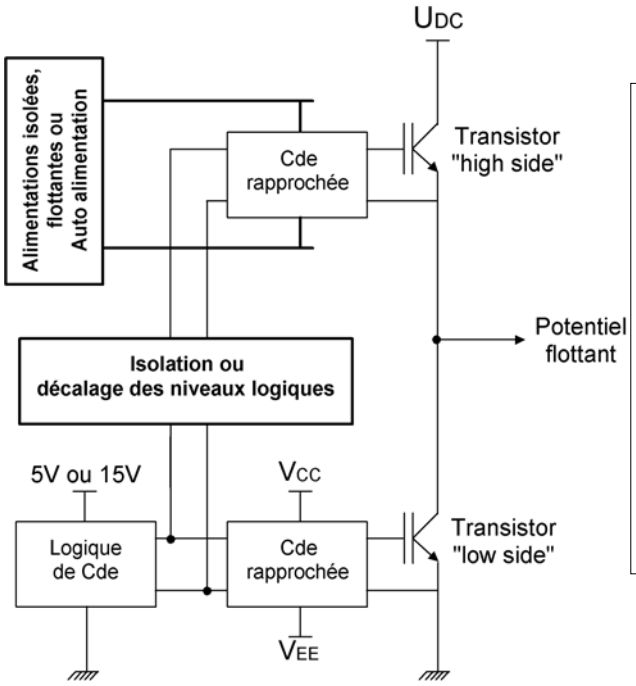

Exemple avec isolation galvanique par optocoupleur

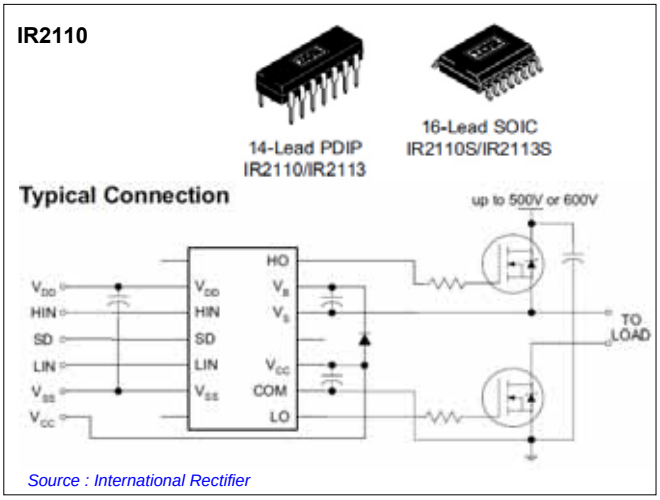


# Commande des composants à « grille isolée » (MOS, IGBT)

Commande des transistors dans un bras de pont




Source : International Rectifier

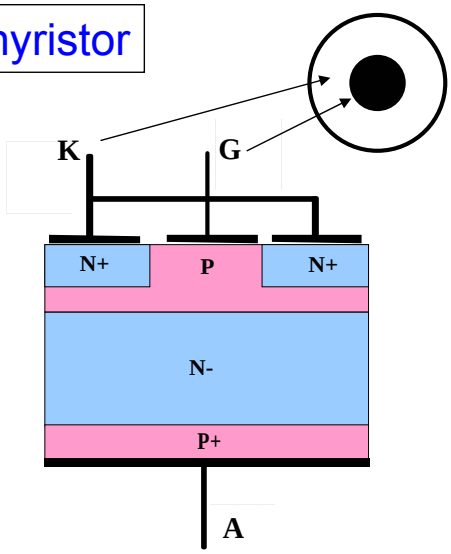


## Thyristor

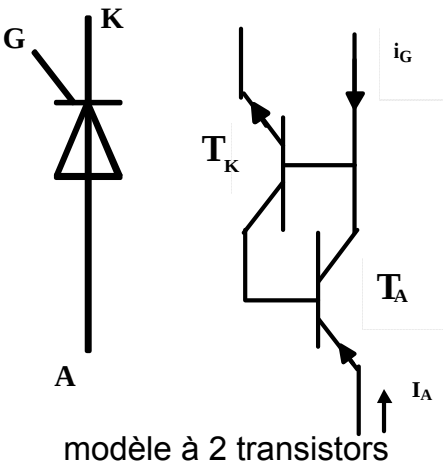
Source : ABB

Interdigitation de la jonction gachette-cathode

Source : Eupec




4 couches




modèle à 2 transistors

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

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

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 $I_L$** (Lachting current)

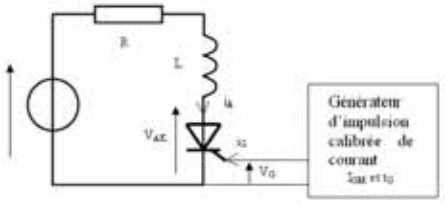
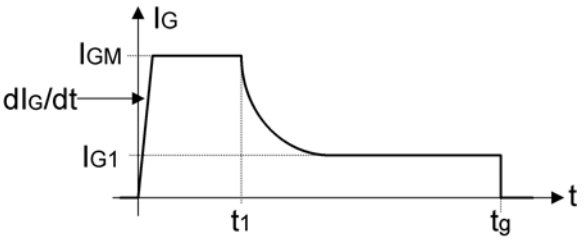
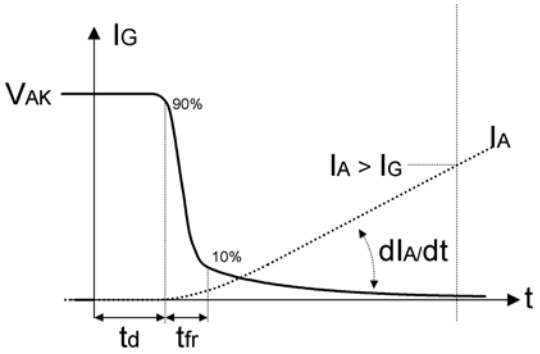



***Schéma de principe d'étude de l'amorçage***



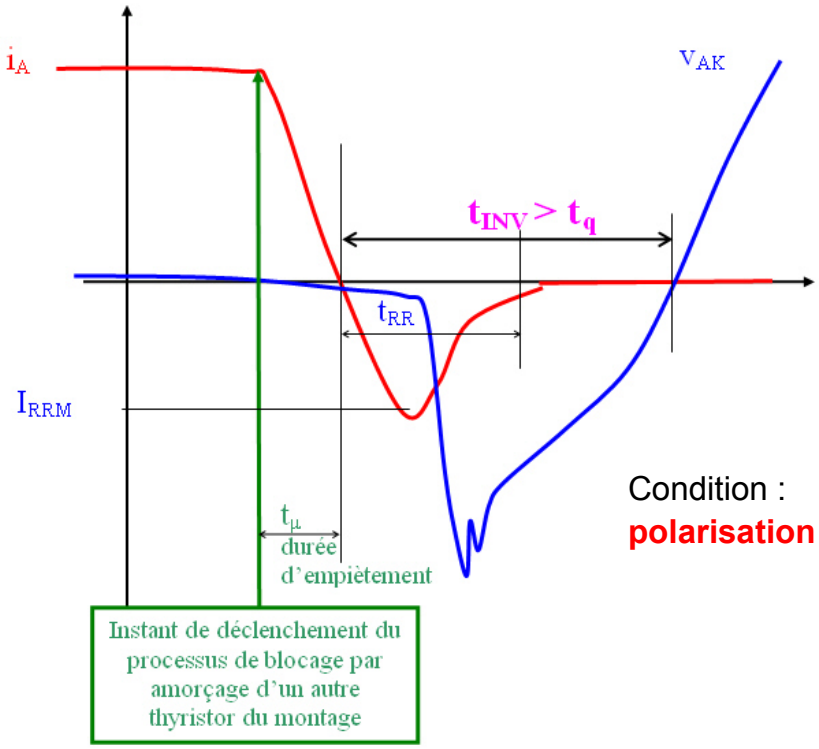

Et pour éviter d'endommager le composant :

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



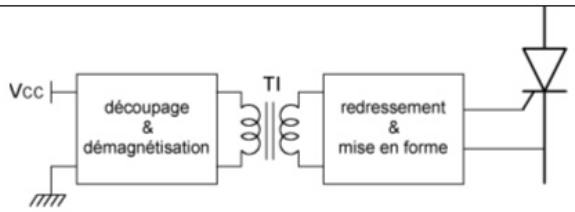
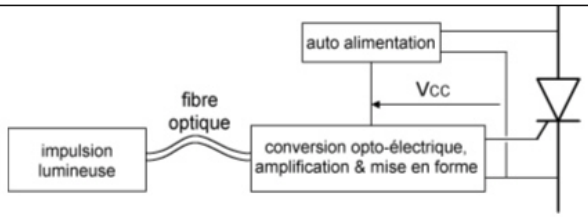
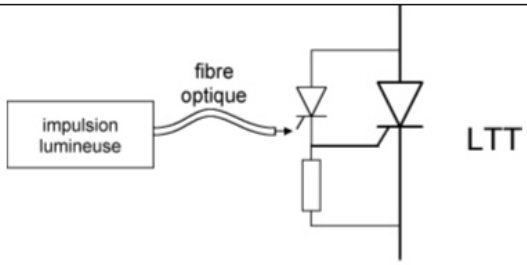
# Thyristor, blocage

Contexte de commutation assistée par le réseau :
le blocage est enclenché par l'amorçage d'un autre thyristor du montage



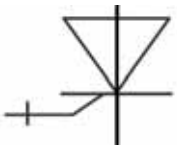

Condition :
**polarisation inverse** pendant $t_{INV} > t_q$

# Thyristor, circuits de commande

| | |
|---|---|
| **par transformateur d'impulsion** |   |
| **commande optique indirecte** |   |
| **LTT, thyristor à amorçage optique intégré** |   |

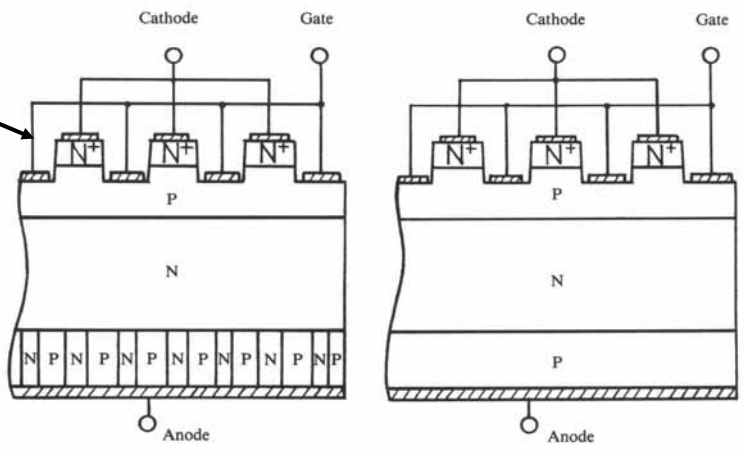
# Thyristors GTO et GCT

GTO = gate turn off GCT : gate controlled thyristor



Source : Eupec

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

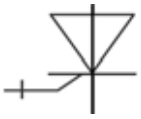



a. Anode short type GTO b. Reverse blocking type GTO

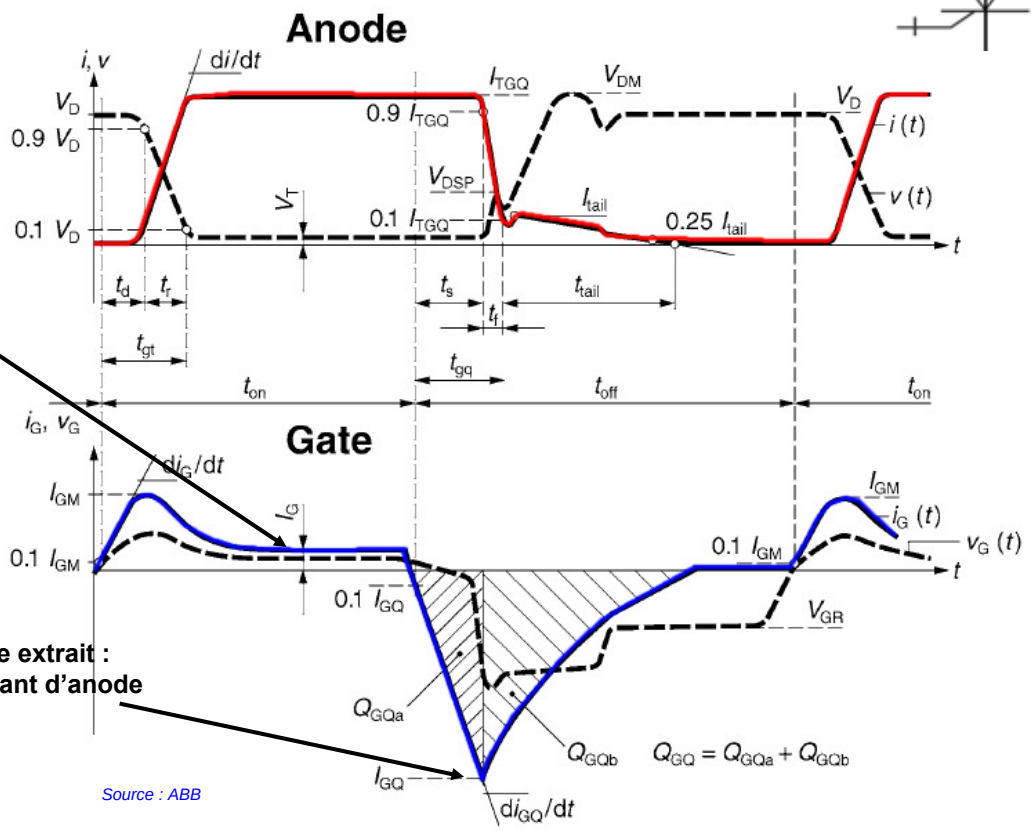
Source : Toshiba

**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



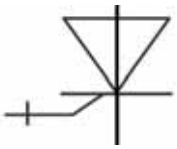

**Maintien d'un courant $I_G$ durant la conduction**

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

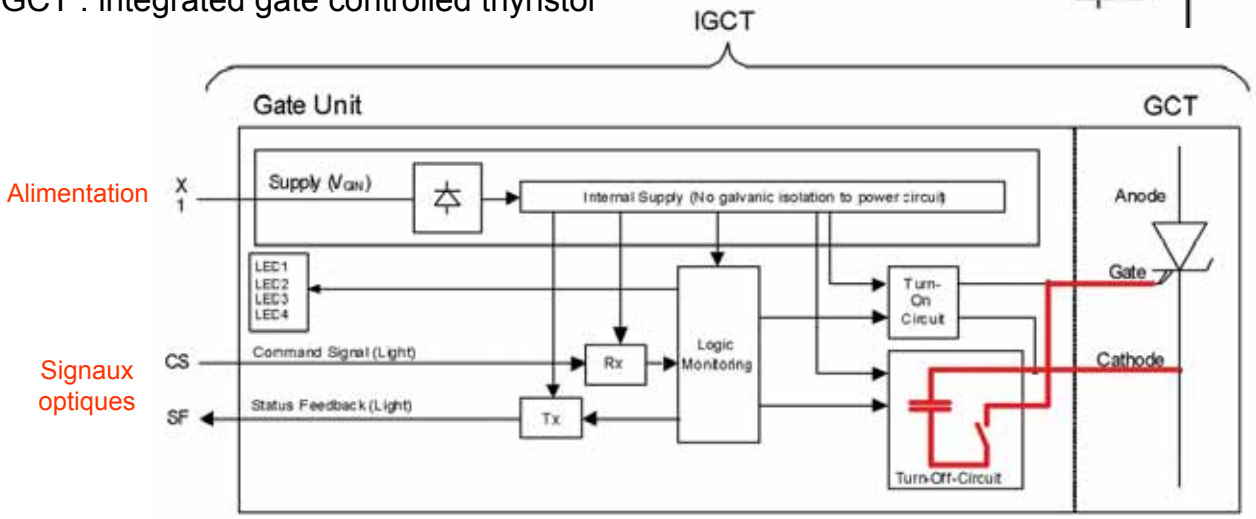
*Source : ABB*

➡ **Le GTO : un très gros transistor bipolaire avec un gain élevé à l'état passant**

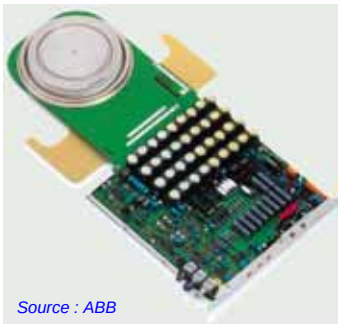
# Thyristors GTO et GCT



IGCT : integrated gate controlled thyristor



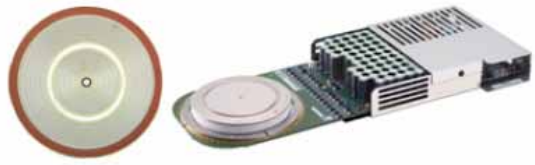

*Source : ABB*

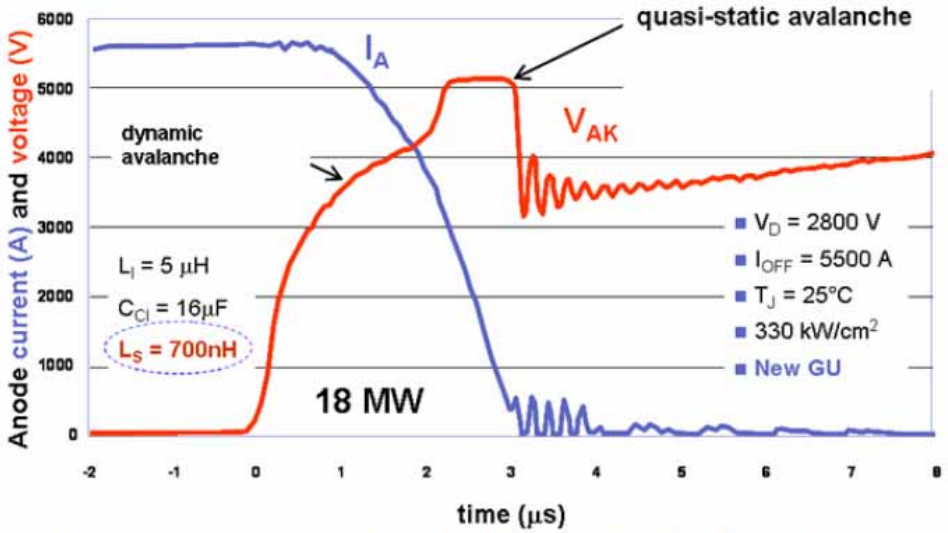


*Source : ABB*

# Thyristors GTO et GCT

Formes d'onde réelle






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

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

*Source : ABB*

Introduction, contexte

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

Pertes et échauffements

Semi-conducteurs de puissance modernes

**Association machine - convertisseur**

# ASSOCIATION MACHINE - CONVERTISSEUR

Equation électrique générale monophasée : $u = R.i + \frac{d\phi(i,\theta)}{dt}$

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

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

Chute ohmique

Chute inductive
L = inductance propre

f.e.m. due à l'inducteur
$\phi_f$ = 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

$$r = \rho.\frac{L_b}{k_b.S_b}$$

perméance

Flux inducteur (par spire)

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

ni force magnétomotrice

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



# ASSOCIATION MACHINE - CONVERTISSEUR

**En régime sinusoïdal** : $ni = nI_M.\sin(\omega t - \psi)$ et $\varphi_f = -\varphi_{fM}.\cos\omega t$

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

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

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

Fmm proportionnelle au couple

Vitesse angulaire

p = nombre de paires de poles

$$\frac{dni}{dt} = p.\Omega.nI_M.\cos(\omega t - \psi)$$

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

Résistance spécifique

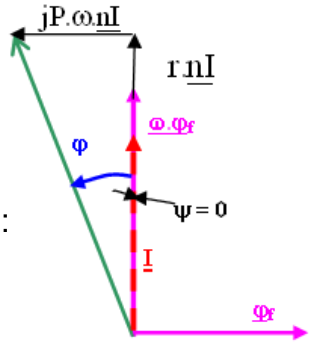
Perméance

Amplitude du flux inducteur

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

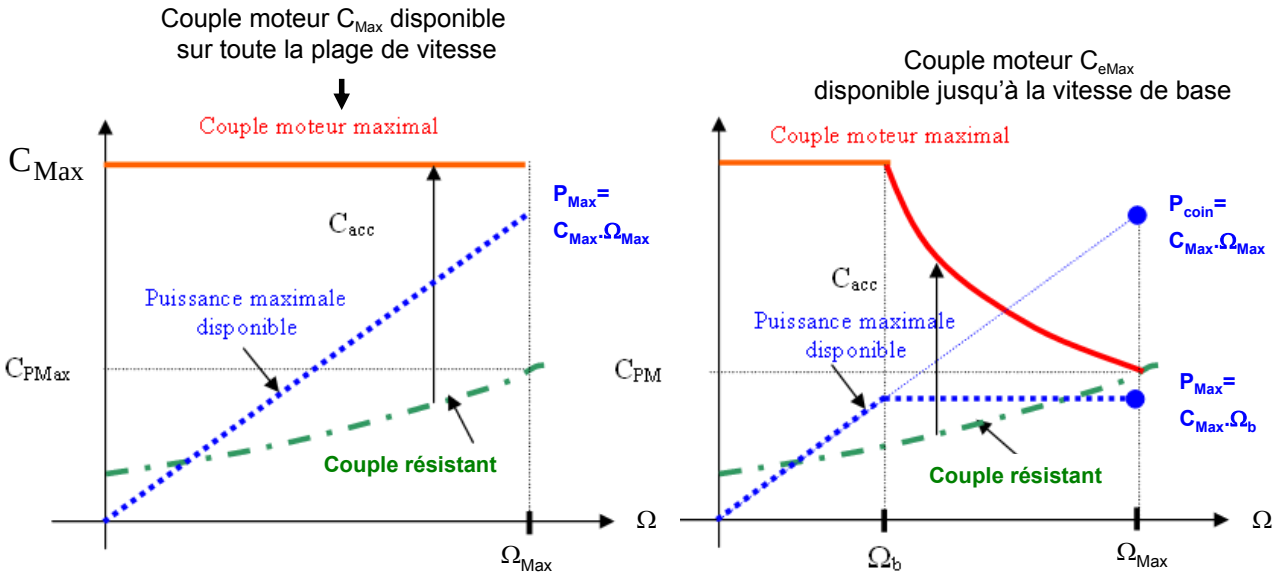
Pulsation des courants proportionnelle à la vitesse angulaire $\omega = p.\Omega$

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

$C_{Max}$, $\Omega_{Max}$ et $P_{Max} = C_{Max}.\Omega_{Max}$

$P_{Max} = C_{Max}.\Omega_b$ **beaucoup plus faible**

# INTÉRÊT DU DÉFLUXAGE

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

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

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

Compte tenu de la valeur de $C_{Max}$, $P_{Max}$ peut être atteinte dès 200 rad/s (vitesse de base) : $\Omega_b = \frac{P_{Max}}{C_{Max}} = 200\ rad/s$

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

---

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

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

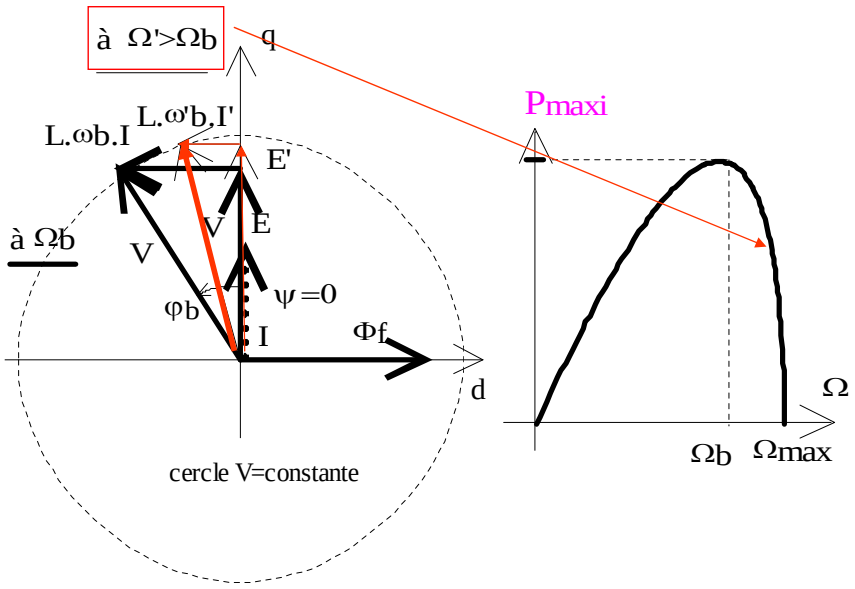
@ 200 rad/s : la fem doit rester inférieure à la tension (+ R.I) => N = 250 spires ($E_{1000rad/s}$ = 360 V)
le courant requis pour obtenir 10 N.m vaut : $I_{Max}$ = 1400 / 250 = 5,5 A (convertisseur 2,2 kW)

@ 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 ψ = 0 = C^te**

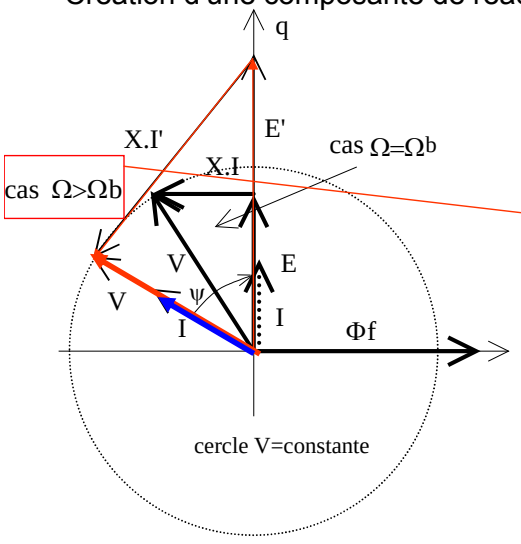





# DEFLUXAGE D'UN MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS

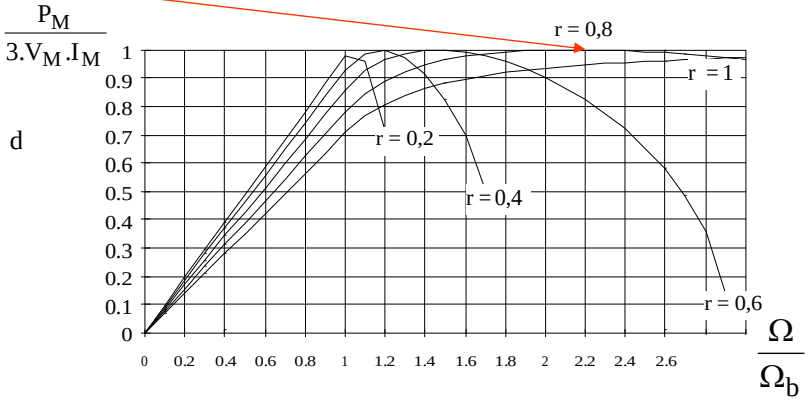
**Si ψ variable :**

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



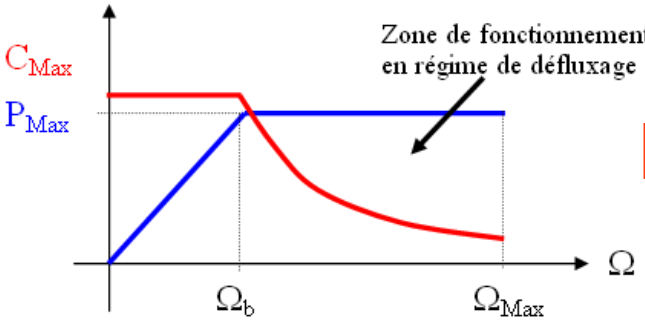

Soit r la réaction d'induit normalisée : $r = \frac{L.I_M}{\phi_f}$

Puissance maximale en fonction de la vitesse



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

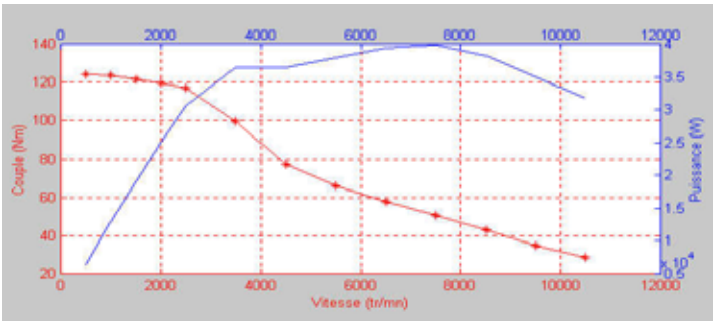
Courbes enveloppes typiques (caricaturales)




$C_{Max} \propto f(I_M)$ $\Omega_b \propto U_M$ et $P_{Max} \propto U_M.I_M$

Courant maximal Tension maximale

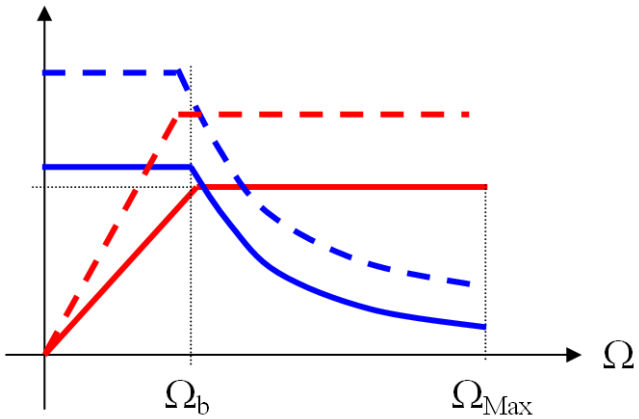
Exemple de courbes enveloppes d'un moteur à réluctance variable 120 N.m – 35 kW



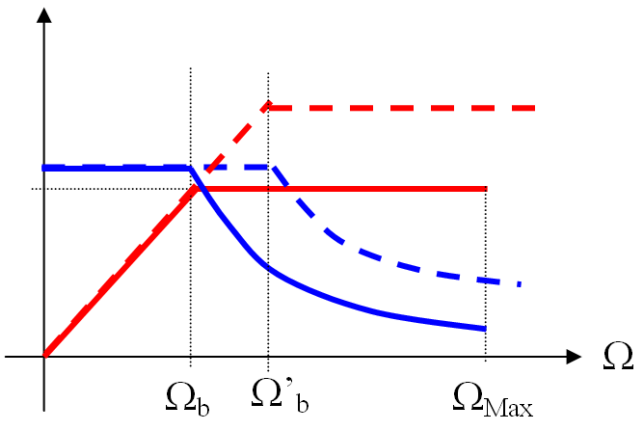



# COURBES ENVELOPPES
## Influence du courant maxi et de la tension maxi (sans modifier le nombre de spires par phase)

**Si $I_M$ augmente :**



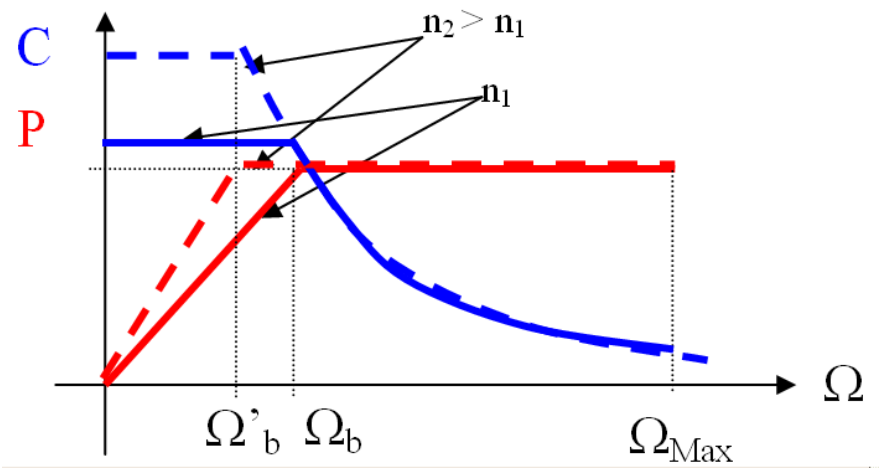

**Si $U_M$ augmente :**



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

A $I_M$ et UM 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 3ème 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.