



**CIRCUITS HYBRIDES  
DE PUISSANCE**

**Joël Redoutey**

# **CIRCUITS HYBRIDES DE PUISSANCE**

<b>1 - PRÉSENTATION</b>	Page 3
<b>2 - RAPPELS DE THERMIQUE DES COMPOSANTS</b>	Page 4
Loi d'Ohm thermique	Page 4
Mesures de résistance thermique des composants semiconducteurs	Page 5
<b>3 - GRANDES FILIÈRES TECHNOLOGIQUES</b>	Page 10
Substrat pour l'électronique de puissance	Page 10
Technologie DCB	Page 12
Technologie SMI	Page 14
Report des puces	Page 15
Câblage	Page 16
Encapsulation - Connectique	Page 18
<b>4 - CONCLUSION</b>	Page 20

# CIRCUITS HYBRIDES DE PUISSANCE

## 1 - PRESENTATION

L'évolution des systèmes électroniques et notamment ceux de puissance nécessite des techniques d'assemblage nouvelles permettant de miniaturiser les fonctions:

- L'augmentation des fréquences de fonctionnement et des vitesses de commutation nécessitent la réduction des inductances et des capacités parasites, sources de perturbations.
- La pénétration grandissante de l'électronique dans des domaines aussi divers que l'automobile, les télécommunications ou le médical impose une fiabilité accrue des dispositifs.
- La réduction du poids et du volume des équipements est une tendance générale que l'on observe dans tous les domaines.
- La concurrence internationale sévère qui règne dans le domaine de l'électronique impose des solutions permettant de réduire les coûts, et ceci même sur des marchés autrefois réputés "riches" comme le militaire ou le spatial.

Ces diverses raisons ont amené les industriels à rechercher des solutions de miniaturisation des circuits électroniques.

C'est ainsi que sont apparus des technologies comme le montage en surface (CMS) ou le report direct de puces (Chip On Board).

Parallèlement les constructeurs ont cherché à intégrer des fonctions de plus en plus complexes dans un même boîtier ou sur une même puce.

L'intégration monolithique a notamment permis les progrès spectaculaires que l'on connaît.

Dans le domaine de la puissance ceci s'est traduit par l'apparition de circuits intégrés de puissance, rassemblant sur une même puce de silicium des semi-conducteurs de puissance et des circuits de contrôle commande, que l'on désigne souvent sous le vocable de "Smart Power".

Cependant, l'intégration monolithique possède ses limites techniques et économiques. Ainsi, certains circuits techniquement intégrables conduiraient à un coût très supérieur à celui de leur équivalent en éléments discrets.

Réciproquement, certains composants ne sont pas intégrables (inductances et capacités de puissance) ou incompatibles (par exemple IGBT et diode rapide).

L'utilisation de la technologie hybride apporte alors des solutions très performantes, intermédiaires entre les circuits conventionnels et les circuits intégrés.

### Définition

Nous appellerons circuit hybride de puissance, tout circuit hybride (c'est à dire intégrant des composants de nature différente) dont la dissipation est supérieure à  $0,5 \text{ W/cm}^2$  environ.

## **2 - RAPPELS DE THERMIQUE DES COMPOSANTS**

Tous les composants de puissance sont le siège d'une dissipation d'énergie sous forme de chaleur générée par leurs pertes (pertes cuivre et pertes fer dans les éléments inductifs, résistance série dans les condensateurs, pertes de conduction et de commutation dans les semi-conducteurs...).

Dans le cas d'un semi-conducteur de puissance, les pertes dans la puce de silicium produisent une certaine quantité de calories qu'il faut évacuer.

La quasi totalité de ces calories est évacuée par conduction à travers le substrat sur lequel la puce est montée.

L'optimisation du transfert thermique entre la puce et le monde extérieur exige que celle ci soit en contact avec un matériau bon conducteur de la chaleur. On peut estimer en première approximation que la propagation du flux thermique s'effectue selon un cône à  $45^\circ$  (fig. 1). On voit alors que ce matériau joue le rôle de répartiteur thermique.

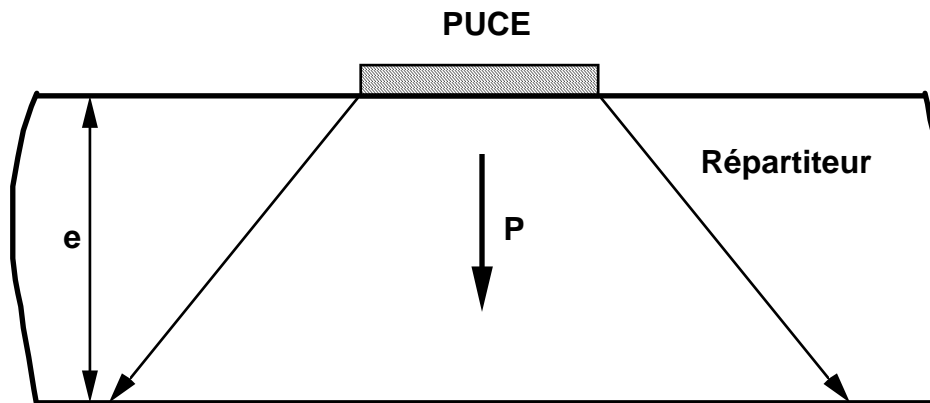


Fig. 1 - Ecoulement de la chaleur (approximation du cône à  $45^\circ$ )

Des logiciels de simulation thermique permettent d'optimiser les dimensions de ce répartiteur en fonction de la nature de l'empilement.

### **LOI D'OHM THERMIQUE**

Si l'on considère un empilement classique tel que celui de la figure 2, on peut estimer qu'en régime établi l'écart de température entre deux couches est proportionnel à la puissance dissipée.

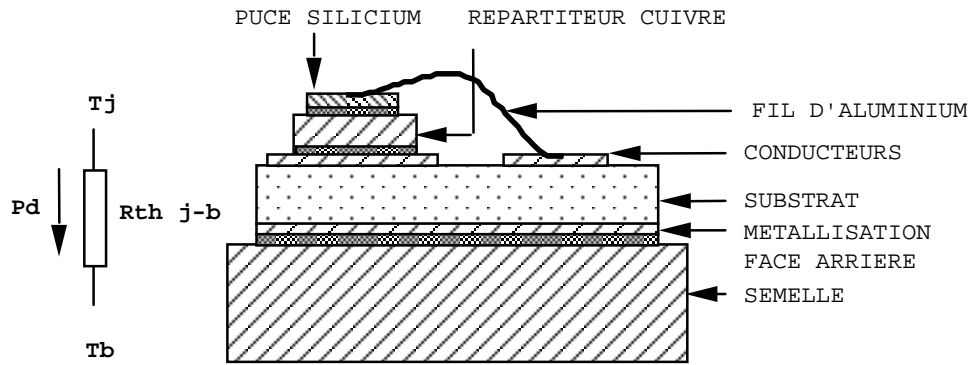


Fig. 2 - Exemple d'empilement dans un circuit hybride de puissance

On obtient une loi analogue à la loi d'Ohm pour laquelle la puissance dissipée est l'analogie du courant et l'écart de température est l'analogie de la différence de potentiel. Le coefficient de proportionnalité que l'on appelle Résistance Thermique est l'analogie de la résistance électrique.

$$T_j - T_b = R_{th\ j-b} \cdot P$$

## MESURES DE LA RESISTANCE THERMIQUE DES COMPOSANTS SEMI CONDUCTEURS

Les méthodes de mesure de la résistance thermique des composants semi-conducteurs de puissance sont basées sur l'utilisation d'un paramètre électrique thermosensible comme indicateur de la température de jonction.

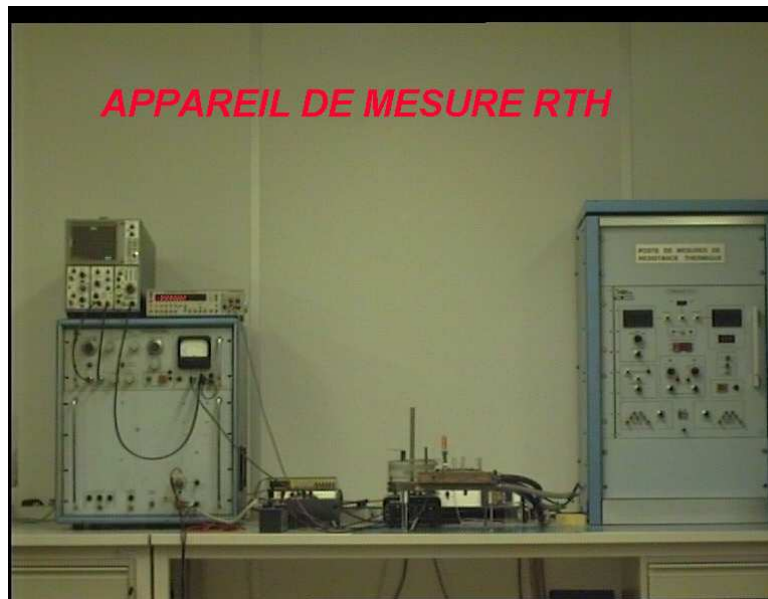
### METHODE DU $\Delta V$

Le principe de cette méthode consiste à utiliser la chute de tension à courant constant dans une jonction (ou éventuellement un autre paramètre électrique thermosensible dont on connaît la loi de variation) comme thermomètre.

Dans une première phase, on étalonne ce thermomètre à l'aide de bains thermostatés. Dans le cas d'une jonction, la variation étant linéaire, il suffit de deux bains. On en déduit le coefficient de température  $\alpha$ .

Dans une seconde phase, le composant étant placé sur un refroidisseur maintenu à température constante, on relève la valeur de la chute de tension dans la jonction, d'abord au repos, puis après lui avoir fait dissiper une puissance  $P$  connue pendant un temps suffisant pour atteindre l'équilibre thermique. A partir de l'écart  $\Delta V$  ainsi relevé, il est possible de déterminer l'échauffement de la puce :

$$\Delta T = \frac{\Delta V}{\alpha} \quad \text{comme } \Delta T = R_{th} P \quad \text{on en déduit } R_{th} = \frac{\Delta V}{\alpha P}$$



#### EXEMPLE DE MISE EN OEUVRE DANS LE CAS DE TRANSISTORS BIPOLAIRES

La détermination de la résistance thermique de chaque transistor s'effectue par mesure de l'évolution de la tension base-émetteur du transistor à courant constant (on peut aussi utiliser la jonction base-collecteur).

La procédure est la suivante:

- L'échantillon est fixé sur un pavé de cuivre refroidi par circulation d'eau froide (eau de ville, débit suffisant pour assurer une température constante durant les mesures). Le contact thermique entre la semelle et le refroidisseur est amélioré par un film d'eau.
- Un courant constant de faible valeur (10 à 100 mA) est injecté dans la jonction base-émetteur du transistor. On relève la valeur  $V_{be1}$  de la tension base-émetteur.
- Le transistor est ensuite commandé de manière à débiter un courant collecteur constant (par exemple  $I_C = 1,5$  A) sous une tension collecteur-émetteur constante (par exemple  $V_{CE} = 15$  V). On relève  $V_{CE}$  et  $I_C$  et, en négligeant la puissance de commande  $V_{be} \times I_B$ , on admet que la puissance dissipée dans le transistor est  $P = V_{CE} \times I_C$ .
- La dissipation de puissance est interrompue périodiquement ( $T=1$  seconde environ) pendant 50 à 100  $\mu s$ . Le courant constant de mesure est alors injecté dans la jonction base-émetteur et on relève la nouvelle valeur  $V_{be2}$  de la tension base-émetteur.
- Dans la plage de température utilisée (20°C - 120°C) on peut vérifier que la tension base-émetteur varie en proportion inverse de la température de jonction.

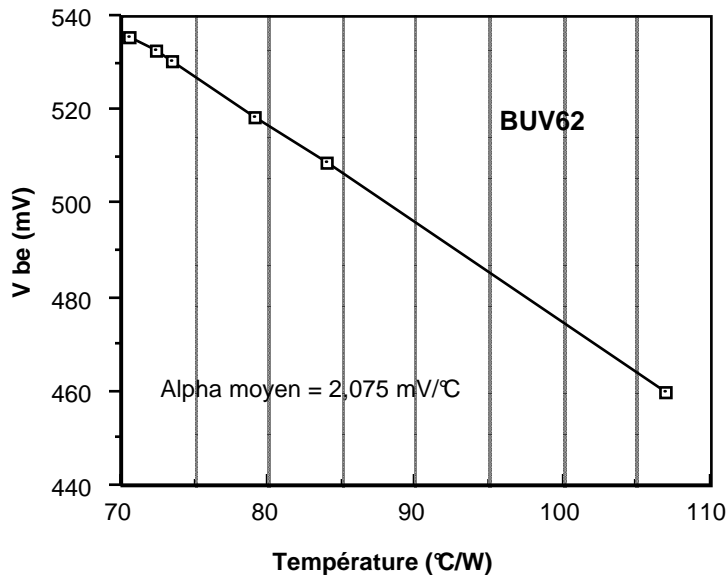


Figure 3 - Evolution de la tension base-émetteur en fonction de la température

On définit le coefficient de température  $\alpha$  de la jonction base-émetteur par:

$$\alpha = \Delta V_{be} / \Delta T$$

On peut alors calculer la valeur de la résistance thermique par l'expression:

$$R_{th} = (V_{be1} - V_{be2}) / \alpha P$$

#### DETERMINATION DU COEFFICIENT DE TEMPERATURE $\alpha$

La variation de la tension base-émetteur étant linéaire en fonction de la température, il suffit de relever cette tension pour deux températures différentes. Le premier relevé s'effectue à température ambiante stabilisée ou sur la barre à eau. Le second point de mesure s'obtient en plongeant l'échantillon dans un bain de fluorinert FC 40 régulé en température dans une plage comprise entre 40 et 80 °C.

On peut étalonner ainsi chaque pièce ou, si le lot est homogène, déterminer une valeur moyenne représentative.

Par exemple, la mesure effectuée sur 10 pièces représentatives d'un lot de BUV62 a permis de déterminer la valeur moyenne du coefficient de température :

$$\alpha = 2,075 \text{ mV/}^\circ\text{C}$$

On notera que la valeur du coefficient de température d'une jonction PN silicium est généralement voisine de 2 mV/°C. Cependant, si cette jonction a été dopée, notamment pour réduire la durée de vie des porteurs minoritaires comme dans le cas des diodes rapides, le coefficient peut être notablement supérieur.

## METHODE DU $\Delta T$

Le principe de cette méthode de mesure de la résistance thermique consiste à utiliser un paramètre électrique thermosensible comme indicateur de température et à procéder par comparaison entre deux états thermiquement bien définis.

On relève la valeur du paramètre à une température  $T_1$  connue puis, le composant étant placé sur un refroidisseur maintenu à température constante  $T_2$  connue, on lui fait dissiper la puissance  $P$  qui permet de retrouver la valeur du paramètre relevée précédemment. On sait alors que la puce est à la température  $T_1$  et le boîtier à la température  $T_2$  d'où:

$$T_1 - T_2 = R_{th} \cdot P$$

Cette méthode est intéressante car elle permet d'utiliser n'importe quel paramètre électrique thermosensible reproductible, sans devoir se soucier de sa loi de variation en fonction de la température de jonction.

Ceci est particulièrement utile pour les composants ne présentant pas de jonction accessible à la mesure comme les IGBT ou les MCT.

### EXEMPLE DE MISE EN OEUVRE DANS LE CAS D'UN THYRISTOR

Le paramètre de mesure utilisé est la chute de tension directe anode-cathode du thyristor sous courant constant. Le choix du courant de mesure dépend du calibre du thyristor. On le choisira de préférence supérieur au courant de maintien  $I_H$  de manière à pouvoir effectuer les mesures sans courant de gâchette.

La procédure utilisée est la suivante:

- l'échantillon est tout d'abord plongé dans bain de Fluorinert FC 40 thermostaté à une température  $T_1$  de 35 à 70 °C selon le type de thyristor.
- lorsque l'équilibre thermique est atteint on relève la valeur de la chute de tension anode-cathode  $V_T$   
(Cette méthode étant une méthode comparative, il n'est pas besoin de relever la valeur absolue avec précision, mais il faut par contre pouvoir déterminer l'égalité de manière précise. On peut pour ce faire utiliser les marqueurs d'un oscilloscope numérique)
- l'échantillon est ensuite fixé sur une barre à eau. Un courant continu de valeur ajustable est envoyé dans le thyristor. Périodiquement ( $T = 1$  seconde environ), le courant est interrompu pendant 200  $\mu s$ . Le courant constant de mesure est alors injecté dans le circuit anode-cathode ce qui permet de suivre la valeur de la tension anode-cathode  $V_T$ .
- en ajustant le courant anode-cathode  $I_{ak}$ , on parvient à retrouver la valeur de  $V_T$
- on relève alors le courant et la tension anode-cathode  $V_{ak}$  ce qui permet de calculer la puissance dissipée.
- on relève la température  $T_2$  de la barre à eau.

La valeur de la résistance thermique est donnée par :



$$R_{th} = \frac{T_1 - T_2}{I_{ak} \cdot V_{ak}}$$

## CAS DES MODULES IGBT DE FORTE PUISSANCE.

Dans le cas des IGBT on utilise souvent la méthode suivante:

La grille est reliée au collecteur ou commandée par une tension constante et l'on utilise la chute de tension collecteur - émetteur  $V_{ce}$  sous courant constant comme paramètre thermosensible.

L'échantillon est tout d'abord plongé dans bain de Fluorinert FC 40 thermostaté à une température  $T_1$  de 30 à 70 °C selon le type d'IGBT à mesurer.

Lorsque l'équilibre thermique est atteint on relève la valeur de la chute de tension collecteur - émetteur  $V_{ce1}$  sous courant constant.

S'agissant d'une méthode comparative, il n'est pas besoin de relever la valeur absolue avec précision, mais il faut par contre pouvoir déterminer une égalité de manière précise. On peut pour ce faire utiliser un oscilloscope différentiel de manière à obtenir une précision de quelques mV autour de quelques V.

L'échantillon est ensuite fixé sur une barre à eau de température constante.

Un courant continu de valeur ajustable est envoyé dans l'IGBT.

Périodiquement ( $T = 1$  seconde environ), le courant est interrompu pendant environ 200µs.

Le courant constant de mesure est alors injecté dans l'IGBT ce qui permet de suivre la valeur de la tension collecteur - émetteur  $V_{ce}$ .

En ajustant le courant collecteur - émetteur  $I_c$ , on parvient à retrouver la valeur  $V_{ce1}$  obtenue précédemment.

On relève alors le courant et la tension collecteur - émetteur ce qui permet de calculer la puissance  $P = V_{ce} \cdot I_c$  dissipée dans l'IGBT.

On relève la température  $T_2$  de la barre à eau ou mieux de la semelle du composant par exemple à l'aide d'un thermocouple traversant la barre à eau.

La valeur de la résistance thermique est donnée par :

$$R_{th} = (T_1 - T_2) / P$$

La valeur ainsi mesurée est soit la résistance thermique jonction - refroidisseur, c'est à dire que la résistance thermique de contact boîtier-refroidisseur est incluse si l'on mesure la température de la barre à eau, soit la résistance thermique jonction - boîtier si l'on mesure la température de la semelle.

La mesure des très faibles résistances thermiques est délicate et nécessite beaucoup d'attention.

### 3 - GRANDES FILIERES TECHNOLOGIQUES

Il existe plusieurs filières technologiques pour réaliser des circuits hybrides de puissance que l'on peut classer selon divers paramètres.

Nous distinguerons tout d'abord deux grandes catégories :

Les **filières puces nues** dans lesquelles les semi-conducteurs sont assemblés au niveau des puces de silicium.

Les **filières microboîtiers** dans lesquelles les semi-conducteurs utilisés sont déjà encapsulés dans un boîtier (le plus souvent pour report à plat).

Il est bien sûr possible de mélanger les deux filières par exemple en réalisant la partie puissance en puces et la commande en CMS.

A l'intérieur de chaque catégorie, on distinguera les filières par la nature du substrat utilisé.

Chaque filière technologique possède ses caractéristiques spécifiques et son coût. C'est en général ce dernier paramètre qui est déterminant.

### SUBSTRATS POUR L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

#### Définition

On appellera substrat l'ensemble constitué d'une plaque isolante (diélectrique) supportant des pistes conductrices sur l'une de ses faces, l'autre face étant destinée à être reportée sur un élément refroidisseur.

#### Spécificité des circuits de puissance

Les circuits électroniques de puissance se différencient de leurs homologues de signal par trois points:

- Courant important dans les connexions
- Tension élevée entre certains points du circuit
- Flux thermique à évacuer

Les exigences techniques pour les substrats destinés aux circuits de puissance sont de ce fait particulières:

- Diélectrique ayant une bonne conductivité thermique, une grande rigidité diélectrique et une faible permittivité relative (pour réduire les capacités parasites)
- Conducteurs de section suffisante pour passer le courant (métallisation épaisse)
- Caractéristiques thermo-mécaniques proches de celle des composants qu'ils supportent.

## Différents types de substrats utilisés en hybride de puissance

Les principaux isolants utilisés en électronique hybride de puissance sont:

- Les résines époxy chargées (Substrats métalliques isolés)
- L'alumine ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ )
- Le nitrure d'aluminium (AlN)
- L'oxyde de béryllium (BeO)

Le tableau suivant résume les principales caractéristiques de ces matériaux par comparaison au silicium, au cuivre et à l'aluminium.

	Conductivité thermique W/m.°K	Coefficient de dilatation ppm/°K	Permittivité relative
Alumine	20 ...28	7,3	8,5
Nitrure d'aluminium	70 ...270	4,5	8,8
Oxyde de béryllium	250 ...300	7,5 ...9	6,5
Silicium	125	4	
cuivre	400	16 ...18	-
Aluminium	210	23	-

L'épaisseur la plus fréquemment utilisée est 0,63 mm (1/40 inch).

### Métallisations

La réalisation des pistes conductrices peut s'effectuer de plusieurs manières:

- Métallisation par évaporation sous vide
- Sérigraphie de pâtes conductrices
- Brasage d'une grille de cuivre directement sur le substrat (DCB)

La première méthode ne permet pas toujours d'obtenir des métallisations suffisamment épaisses pour les besoins de la puissance

La seconde méthode, très utilisée en hybride de signal, est peu utilisée en puissance  
La technologie DCB est la technologie de puissance par excellence.

## TECHNOLOGIE DCB

Les termes DBC (Direct Bond Copper) ou DCB (Direct Copper Bonding) désignent un procédé de réalisation de substrats céramique recouverts d'une couche épaisse de cuivre directement brasée.

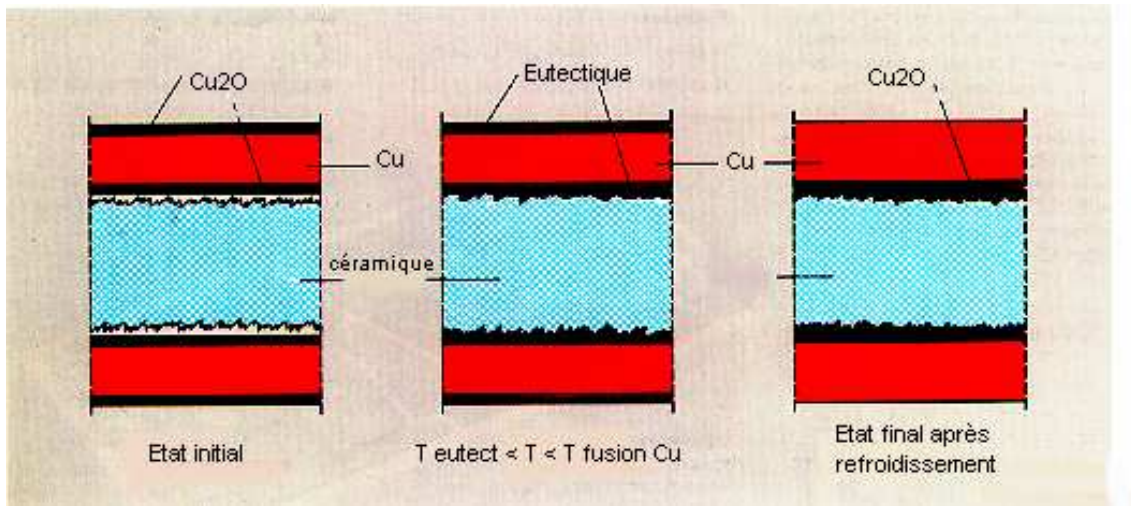


Figure 4 - Procédé de fabrication d'un substrat DCB

Ce procédé s'applique à des substrats en Alumine ou en Nitrure d'Aluminium et permet de métalliser les deux faces.

L'épaisseur de la couche de cuivre peut atteindre la moitié de l'épaisseur de la céramique (par exemple 0,3 mm de cuivre sur une alumine de 0,635 mm).

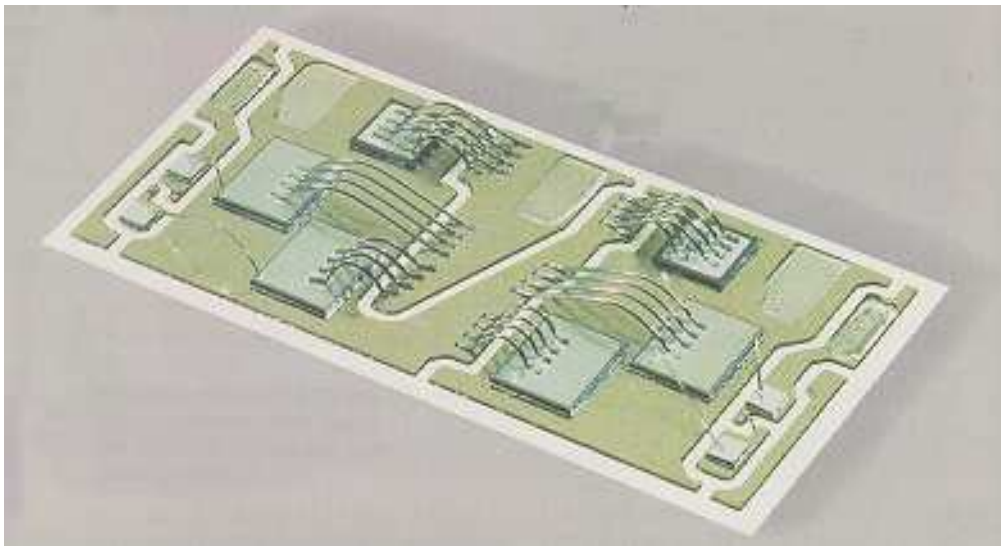


Figure 5a - Exemple de circuit sur substrat DCB

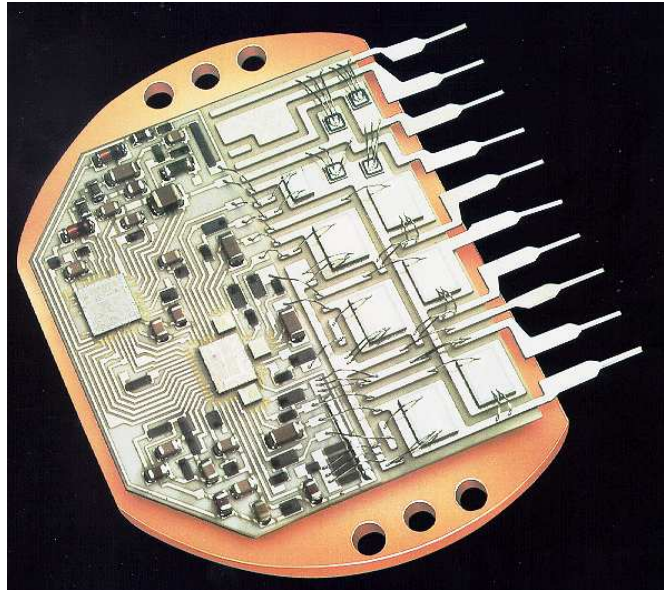


Figure 5b - Exemple de circuit sur substrat DCB

L'utilisation de substrats DCB présente de nombreux avantages pour la réalisation de circuits hybrides de puissance (fig.5):

- très bonne robustesse mécanique
- très bonne conductivité thermique permettant une soudure directe des puces sans répartiteur
- très bonne conductivité électrique (cuivre épais)
- possibilité de gravure chimique permettant la réalisation économique de prototypes
- simplification du montage grâce à une réduction du nombre d'éléments à assembler
- faible coefficient de dilatation

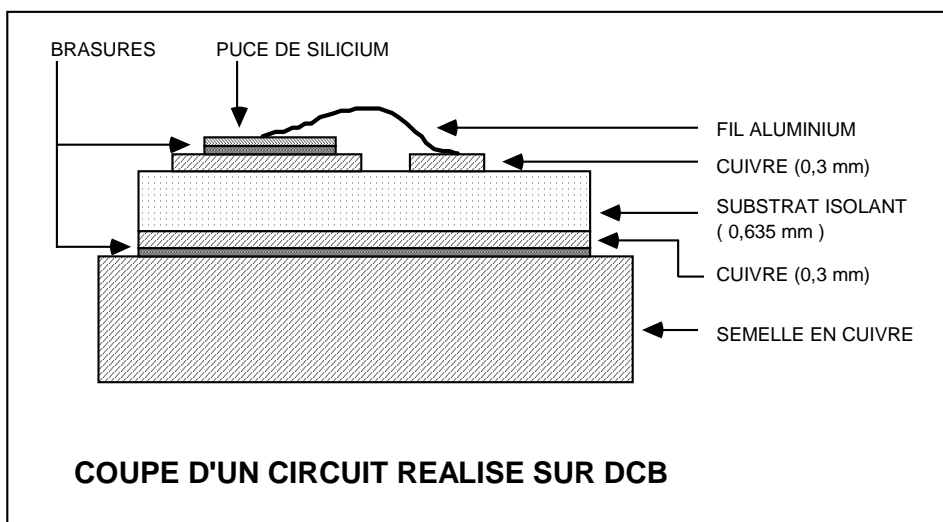


Fig. 6 - Assemblage typique sur substrat DCB

## TECHNOLOGIE SMI (ou IMS)

Les Substrats Métalliques Isolés (SMI ou IMS ) sont apparus il y a quelques dizaines d'années au Japon. Les premières applications semblent se situer dans le domaine grand public et plus particulièrement dans les amplificateurs audio fréquences hybridés (Sanyo, série STK).

Des produits industriels ont été ensuite réalisés dans cette technologie: alimentations à découpage, convertisseurs DC-DC, circuits de commande de moteur...

Les SMI ont par la suite connus un développement important : apparition de nouveaux fournisseurs (non japonais), nouveaux produits dans le domaine industriel, fort intérêt des industriels de l'automobile...

Un Substrat Métallique Isolé est un matériau constitué de plusieurs couches:

Une embase généralement en Aluminium, d'épaisseur variant de 1,5 mm à 3 mm selon les fournisseurs et les modèles.

Un isolant électrique de 50 à 100 microns d'épaisseur, dont la nature varie selon les fournisseurs (résine époxy, polyimide, polyamide,...)

Une couche de cuivre de 35 microns, identique à celle que l'on rencontre dans les circuits imprimés classiques (possibilité de couches de 70 ou 105 microns).

La surface de cuivre est gravée à la manière d'un circuit imprimé, selon le procédé suivant:

Découpe des circuits

Masquage (par sérigraphie ou procédé photographique) des pistes

Gravure par attaque chimique

Traitement de surface éventuel (nickelage, vernis épargne,...)

L'utilisation des substrats métalliques isolés peut s'effectuer de deux manières principales:

- soit en montant directement les puces de puissance sur le SMI par l'intermédiaire d'un répartiteur thermique : c'est la filière que nous appellerons **Chip On Board de puissance** (COB de puissance - voir fig.7)

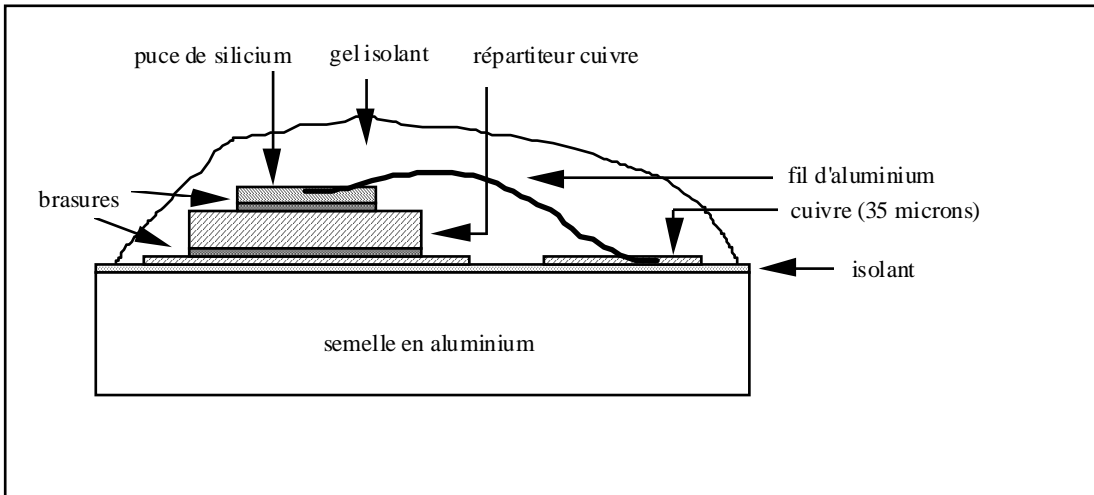


Figure 7 - Coupe verticale d'un assemblage COB de puissance

- soit en reportant des composants déjà encapsulés en microboîtiers de puissance (Dpack , D2pack, Power SO, ...) : c'est la filière **CMS de puissance** (Composants Montés en Surface - voir fig. 8).

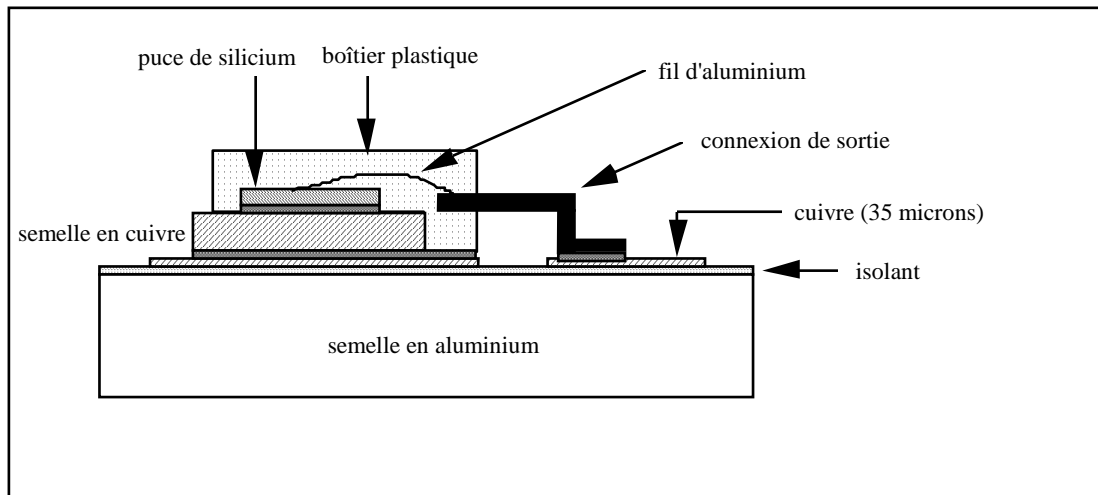
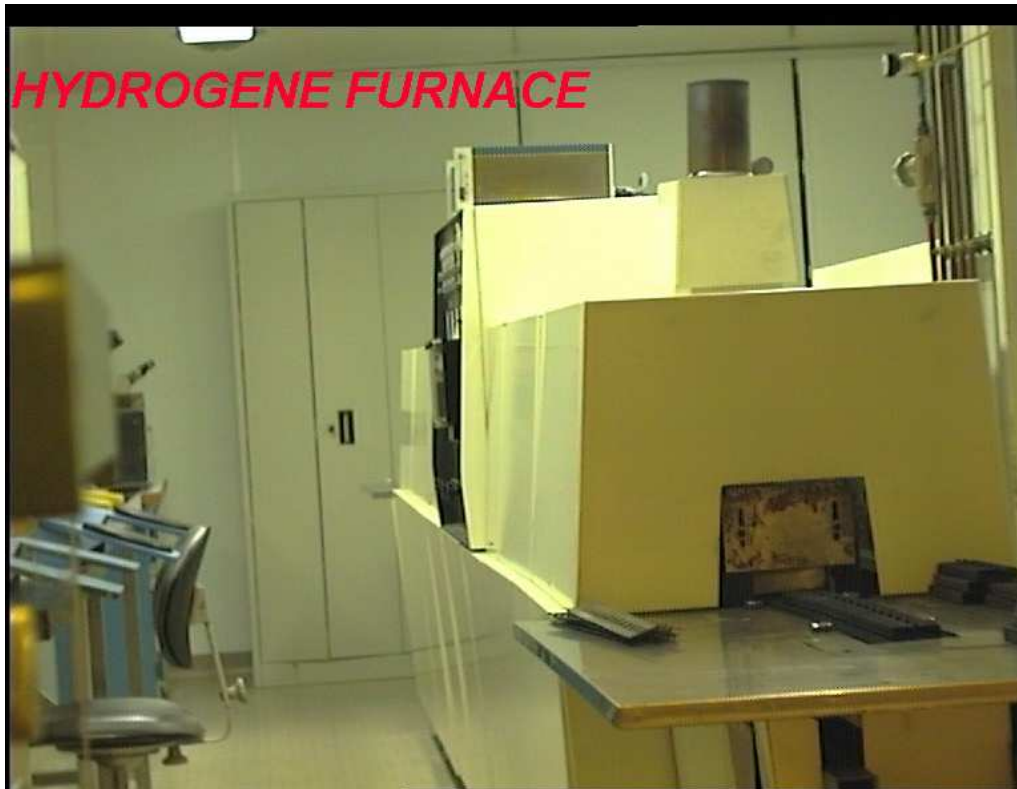


Figure 8 - Coupe verticale d'un assemblage CMS de puissance

## REPORT DES PUCES

Le report des puces de puissance, dont la métallisation de la face arrière se termine généralement par de l'or ou de l'argent, s'effectue le plus souvent par refusion d'un alliage de brasure tendre (à base d'étain, le plomb étant maintenant interdit) dans un four à passage sous atmosphère contrôlée.



En plus de sa fonction de liaison électrique, la brasure dont l'épaisseur varie de 50 à 100 microns, joue le rôle de joint de dilatation entre le silicium et la métallisation du substrat ou le répartiteur thermique (généralement du cuivre).

L'opération de brasage des puces est déterminante pour la résistance thermique et pour la fiabilité car la brasure étant intégralement traversée par le flux thermique issu de la puce, toute lacune peut entraîner l'apparition de points chauds préjudiciables au bon fonctionnement du circuit.

Au cours de sa vie active, un équipement subit des cycles thermiques par exemple marche - arrêt. La puce de silicium s'échauffe jusqu'à sa température de fonctionnement puis se refroidit jusqu'à la température ambiante. Compte tenu des différences de coefficient de dilatation entre le silicium et le métal sur lequel elle est brasée, il se produit des contraintes mécaniques qui fatiguent les soudures et peuvent aboutir à une défaillance de l'ensemble. Ce phénomène est connu sous le nom de fatigue thermique.

## **CABLAGE**

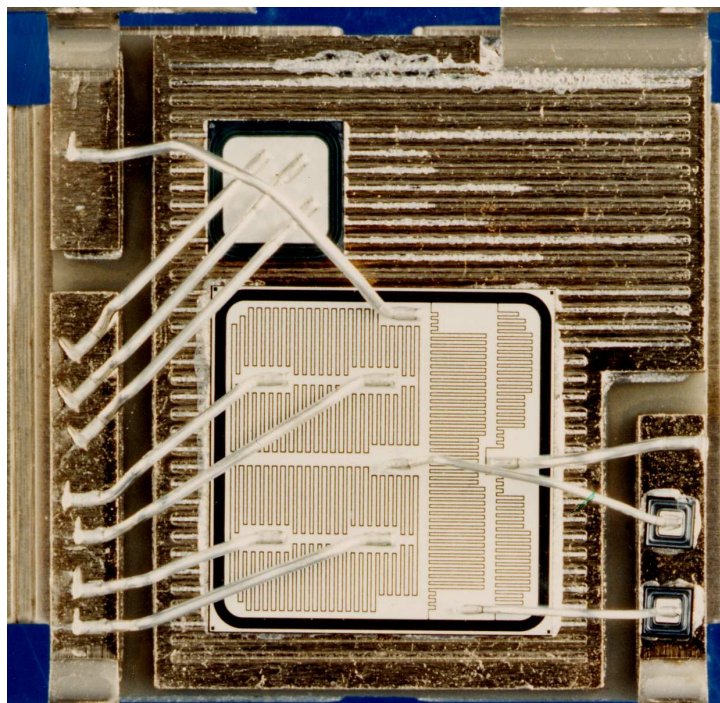
La métallisation des plages de prise de connexion des puces de silicium est quasi exclusivement constituée d'aluminium. L'interconnexion puce-conducteurs ou puce-puce s'effectue donc tout naturellement par câblage ultrasonique de fils d'aluminium dont le diamètre peut atteindre 500  $\mu\text{m}$ .

Cette opération s'effectue à l'aide de machines de câblage plus ou moins automatisées. Le fil d'aluminium passe à travers un outil fixé à une sonotrode alimentée par un générateur ultrasonique de fréquence supérieure ou égale à 40kHz.





L'outil, d'abord positionné au dessus de la plage de soudure, descend sur celle ci en exerçant une certaine pression. Le générateur ultrasonique est alors mis en service provoquant une vibration de l'outil et du fil qui casse le film d'oxyde de la surface. Les deux pièces métalliques sont alors jointes par interpénétration de leurs réseaux cristallins.



Pour les connexions ne véhiculant pas de fort courant on utilise parfois la technique de thermo-compression de fils d'or. Cette opération qui s'effectue à chaud (150°C environ) est réservée aux fils très fins (moins de 25 microns).

## ENCAPSULATION - CONNECTIQUE

L'encapsulation est obligatoire pour toutes les filières puces nues.

Rappelons que le boîtier assure plusieurs fonctions:

- Protection mécanique et électrique du circuit contre les agents extérieurs (poussières, humidité,...)
- Maintien des connexions, notamment dans le cas des circuits de puissance qui nécessitent des connexions de forte section (barres de cuivre).
- Evacuation de la chaleur générée dans le circuit vers un échangeur adéquat.
- Isolation électrique du circuit par rapport à l'extérieur

On peut distinguer deux sortes de boîtiers:

- les boîtiers hermétiques, totalement étanches à la pénétration de gaz. Ces boîtiers sont en général très coûteux ce qui les réserve aux applications militaires et spatiales. L'opération de capotage s'effectue sous atmosphère contrôlée.



- les boîtiers non hermétiques, le plus souvent constitués d'une semelle métallique sur laquelle est fixé le substrat et d'une boîte en plastique remplie de résine (époxy le plus souvent). Pour des boîtiers de faibles dimensions, le moulage peut s'effectuer par transfert à l'aide d'une presse.



La disposition judicieuse de la connectique permet de réduire l'inductance parasite des connexions et de faciliter le câblage extérieur (liaisons courtes avec les condensateurs de découplage, ...). De grands progrès ont été effectués dans ce domaine, notamment dans les modules de grande puissance à IGBT.

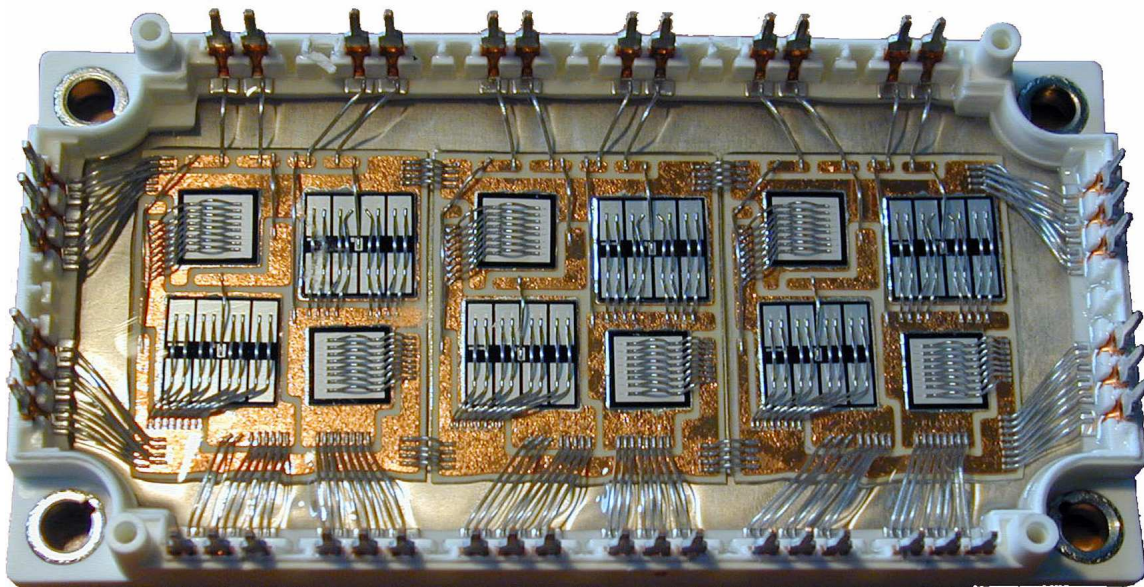


Fig. 9 – Exemple de pont triphasé 600V – 200A

#### **4 - CONCLUSION**

Les limitations techniques et économiques de l'intégration monolithique sur silicium ont permis de donner un regain d'intérêt pour les technologies hybrides, notamment dans le domaine de la puissance. De ce fait, des techniques classiques considérées comme stabilisées, comme les méthodes d'encapsulation, la connectique de puissance, le refroidissement, la compatibilité électromagnétique apparaissent aujourd'hui comme fondamentales, ce qui laisse entrevoir de nouveaux développements dans beaucoup de domaines.