

TECHNOLOGIE ET REFROIDISSEMENT DES TRANSISTORS RF DE PUISSANCE

Joël Redoutey F6CSX

Un transistor de puissance RF est composé de deux parties qui correspondent à deux étapes très différentes de sa fabrication:

- La puce de silicium qui est la partie active,
- Le boîtier qui assure les connexions électriques, la protection mécanique et l'évacuation des calories.

La figure 1 montre l'anatomie d'un transistor RF classique.

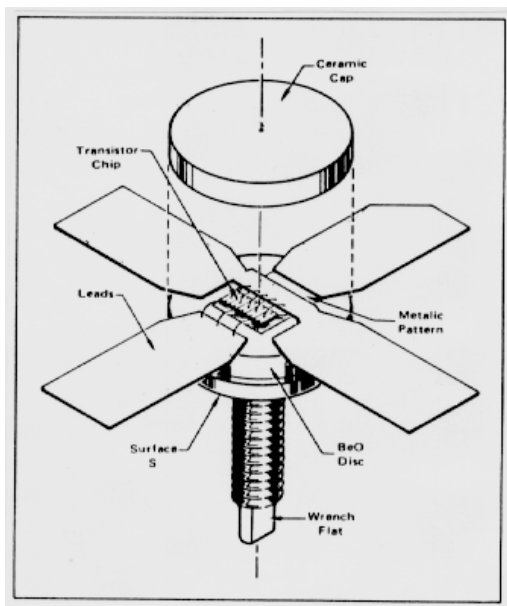


Figure 1 - Constitution d'un transistor RF

La partie active (puce de silicium) se présente généralement sous la forme d'un parallélépipède d'environ 500 μ m d'épaisseur dont la surface dépend du calibre du transistor.

Le boîtier est composé d'une embase en cuivre dorée sur laquelle est brasé un disque en oxyde de béryllium (BeO) qui supporte les connexions de sortie. L'oxyde de béryllium est un excellent isolant électrique, présentant très peu de pertes en hautes fréquences. Il est aussi très bon conducteur de la chaleur et possède un coefficient de dilatation voisin de celui du silicium. Par contre, les poussières d'oxyde de Béryllium sont hautement toxiques pour les voies respiratoires et considérées comme cancérogènes. Il est donc fortement déconseillé d'ouvrir les boîtiers de transistors de puissance RF.

L'embase est soit plane avec deux trous de fixation, soit munie d'une partie filetée (stud) destinée à la fixations sur le radiateur.

La face arrière de la puce, qui est électriquement reliée au collecteur (drain pour un MOS), est métallisée et soudée sur la connexion de collecteur.

Le raccordement de la base et de l'émetteur (respectivement gate et source pour un MOS) entre la face avant de la puce et les sorties s'effectue par des petits fils d'or ou d'aluminium (fig.2).

Le tout est fermé hermétiquement par un couvercle en céramique collé sur l'embase.

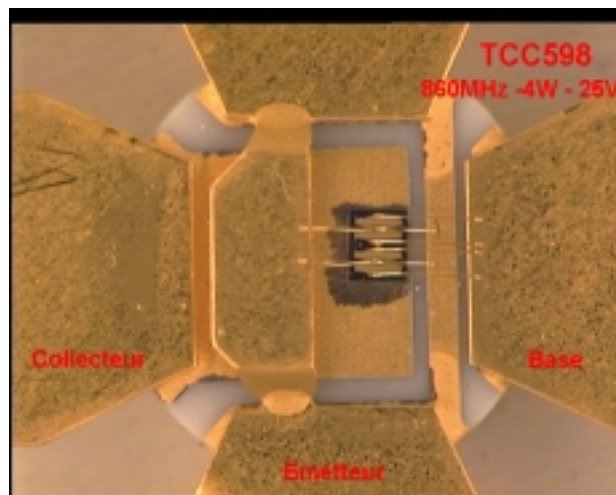


Figure 2 - Photo interne d'un transistor TCC598

LA PUCE DE SILICIUM

Un transistor de puissance RF est en fait constitué de plusieurs petits transistors, intégrés sur la même puce, dont toutes les bases sont reliées et dont les émetteurs sont connectés en parallèle par l'intermédiaire de résistances ballast destinées à équilibrer les courants. Ces résistances sont intégrées sur la puce. Elle sont indispensables pour la tenue du transistor à la désadaptation (ROS élevé), mais pénalisent le gain.

La figure 3 montre la coupe d'un transistor RF de puissance élémentaire.

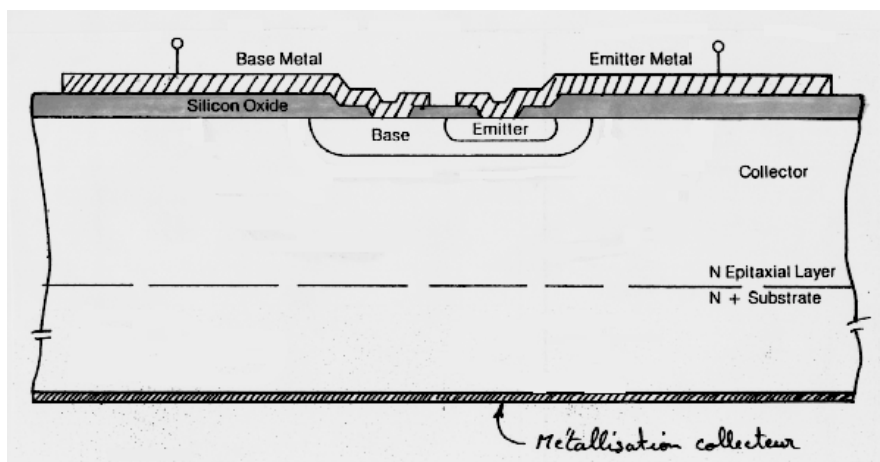


Figure 3 - Coupe transversale d'un transistor de puissance RF

On reconnaît la zone de collecteur N et le substrat N+ qui n'a aucun rôle électrique et n'assure que la rigidité mécanique de la puce pendant la fabrication. En effet, l'épaisseur de la partie utile d'un transistor RF de puissance est de l'ordre de quelques dizaines de microns. L'épaisseur de la couche N+ est donc très grande devant l'épaisseur de la couche N de collecteur.

La base de type P est diffusée dans le collecteur et l'émetteur de type N fortement dopé est diffusé dans la base. On remarque que les jonctions sont ramenées à la surface et isolées par de la silice SiO₂ qui est un excellent isolant. Cette technologie est dite *planar*.

L'ensemble forme donc un transistor NPN dont la structure est verticale:

Le courant circule à travers la puce et non latéralement.

La face arrière (couche N+) est métallisée de manière à pouvoir être soudée dans le boîtier.

Sur la face avant, on a métallisé des plages qui viennent prendre les contacts de base et d'émetteur.

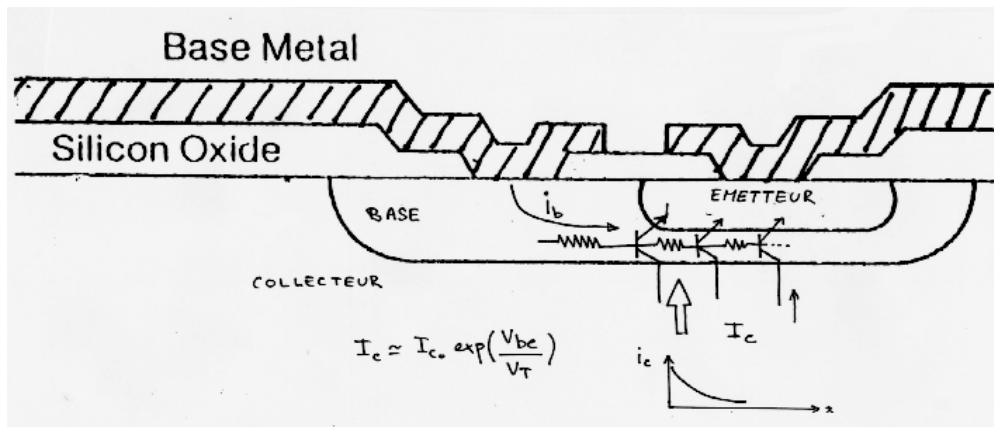


Figure 4 - Circulation du courant dans le transistor.

Les transistors RF de puissance étant toujours des NPN, le sens des courants est celui indiqué sur la figure 4.

On sait que pour qu'il y ait effet transistor dans une structure à trois couches NPN (ou PNP), il faut :

- que l'émetteur soit plus dopé que la base, elle même étant plus dopée que le collecteur,
- que l'épaisseur de la base soit très faible (la fréquence maximale d'utilisation est directement liée à l'épaisseur de la base).

Il en résulte pour un transistor RF que la base qui est très fine et peu dopée est fortement résistive. C'est à dire que la résistance entre la connexion de base et un point situé à une distance x sous l'émetteur est d'autant plus grande que x est grand.

On peut modéliser le fonctionnement de notre transistor comme celui de n transistors élémentaires reliés les uns aux autres par des résistances comme le montre la figure 5.

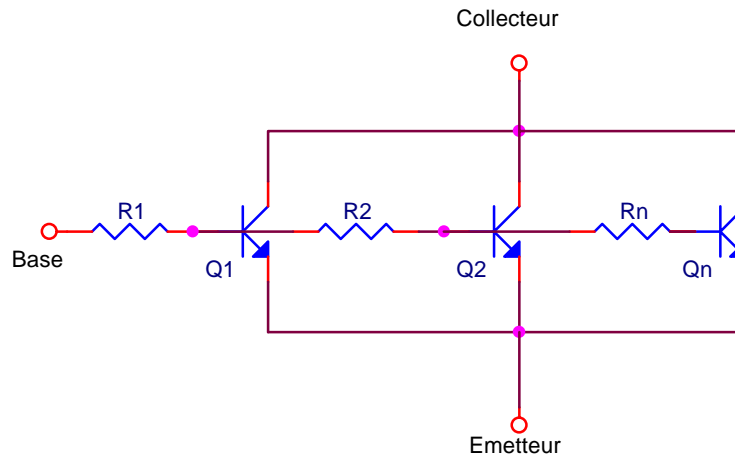


Figure 5 - Modélisation de la résistance d'accès à la base

Compte tenu de la chute de tension dans ces résistances d'accès, il est clair que les transistors les plus éloignés de la connexion de base recevront une tension base-émetteur plus faible que ceux qui sont situés à proximité.

Or le courant collecteur d'un transistor est une fonction exponentielle de la tension base émetteur:

$$I_C = I_{C0} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \text{ avec } V_T \approx 25 \text{ mV à } 25^\circ\text{C}$$

Les transistors élémentaires proches de la connexion de base conduiront beaucoup plus de courant que ceux qui en sont éloignés.

On retrouve ainsi le résultat connu suivant:

Dans un transistor de puissance, le courant circule essentiellement à la périphérie de l'émetteur, le long de la jonction émetteur-base.

On a donc été amené à définir une géométrie horizontale telle que le périmètre de la jonction émetteur-base (que l'on appelle longueur de jonction) soit le plus grand possible.

Cette localisation du courant à la périphérie de l'émetteur entraîne également une localisation de la puissance dissipée à cet endroit.

En effet, on sait que dans un transistor en fonctionnement normal, la jonction émetteur-base est polarisée en direct et la jonction collecteur-base est polarisée en inverse. La majorité de la tension collecteur-émetteur appliquée au transistor se retrouve donc à la jonction collecteur-base.

La puissance dissipée dans le transistor $P_d = V_{ce} I_c$ est donc en fait pratiquement entièrement localisée au niveau de la jonction collecteur-base, au droit de la périphérie de l'émetteur (fig 6), ce qui provoque l'apparition d'une zone plus chaude.

La prise en compte de ces divers phénomènes nécessite l'optimisation de la géométrie horizontale de la jonction émetteur-base, de manière à :

- Obtenir un périmètre d'émetteur le plus long possible,
- Répartir de manière homogène les lignes de courant, et donc la dissipation, sur toute la surface de la puce,
- Eviter les zones inactives (le silicium coûte cher!).

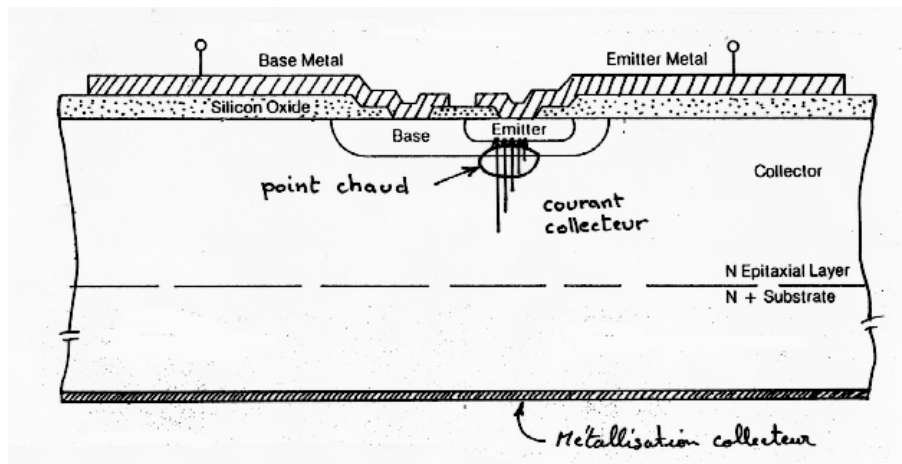


Figure 6 - Localisation de la puissance dissipé dans le transistor

On utilise souvent une géométrie interdigitée (en forme de doigts), avec des doigts d'émetteur très fins et une structure multi-émetteurs (fig.7).

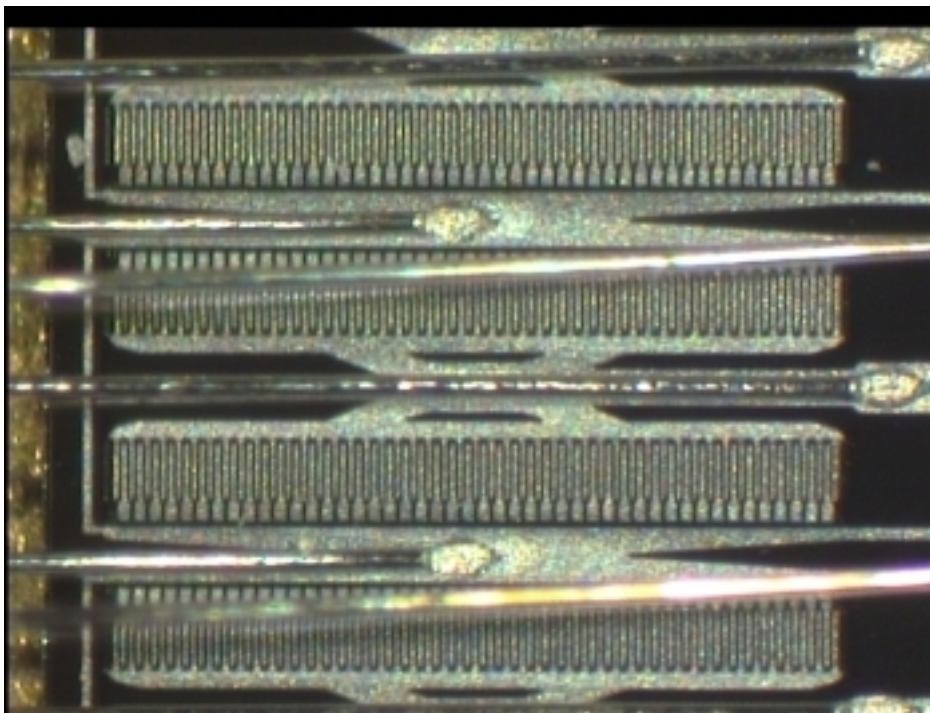


Figure 7 - Photo montrant la structure interdigitée

On réalise en fait sur la puce plusieurs transistors placés les uns à côté des autres et ayant le même collecteur. Ces transistors sont ensuite connectés en parallèle par l'intermédiaire de résistances d'équilibrage des courants placées dans les émetteurs.

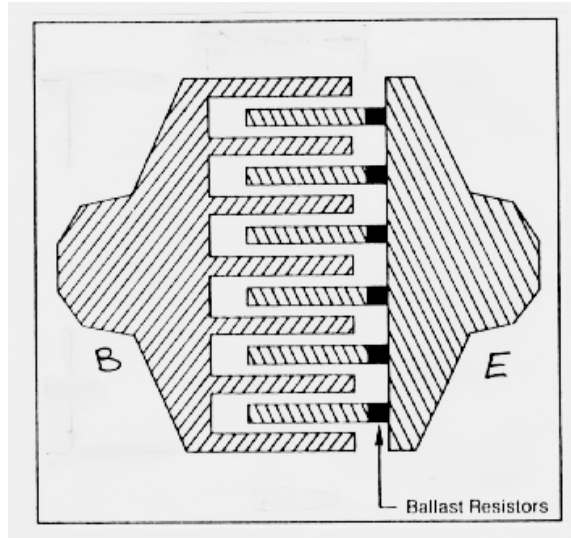


Figure 8 - Equilibrage des courants par résistances ballast d'émetteur.

LE REFROIDISSEMENT

Le rendement d'un étage amplificateur à transistor dépend de beaucoup de paramètres dont la classe de fonctionnement, la qualité des circuits, le type de transistor,...

En général il dépasse rarement 70%, ce qui veut dire que pour 100W fournis par la source d'alimentation, 70W iront dans la charge et le reste sera dissipé en chaleur dans le circuit dont la quasi totalité dans le transistor, c'est à dire ici 30W.

En cas de désadaptation entre la sortie de l'amplificateur et la charge, une partie de la puissance de sortie est réfléchiée par la charge et est dissipée dans le transistor.

A l'extrême, si la charge est débranchée ou en court circuit et en négligeant les pertes dans les circuits passifs, le transistor devra dissiper l'intégralité de la puissance fournie, soit ici 100W...

On comprend donc bien l'importance d'un refroidissement efficace et bien dimensionné.

La température maximale de fonctionnement de la puce de silicium qui constitue la partie active du transistor est spécifiée par le constructeur. On l'appelle *température maximale de jonction* T_j max. Elle ne dépasse jamais 200 °C pour des composants silicium.

La chaleur produite au niveau de la puce s'écoule à travers le boîtier vers le radiateur puis l'air ambiant en première approximation selon un cône à 45° (fig. 9).

La résistance que chaque partie de cet empilement offre à l'écoulement de la chaleur dépend de sa conductivité thermique et de sa géométrie. Elle se caractérise par un paramètre appelé *résistance thermique* R_{th} qui s'exprime en °C/W.

Ainsi la résistance thermique entre la puce et le boîtier, notée $R_{th} j-b$, caractérise l'écoulement de la chaleur à l'intérieur du transistor. Plus elle est faible et mieux le transistor se refroidit.

En première approximation on peut linéariser la loi d'écoulement de la chaleur et par analogie avec la loi d'Ohm on peut écrire:

$$\Delta T = R_{th} P$$

- ΔT représente la différence de température par analogie avec la différence de potentiel (ou tension),
- P représente la puissance dissipée par analogie avec le courant électrique,
- R_{th} représente la résistance thermique par analogie avec la résistance électrique.

Un problème thermique peut ainsi être facilement traité en faisant un schéma équivalent électrique, les lois d'association étant les mêmes (fig 9).

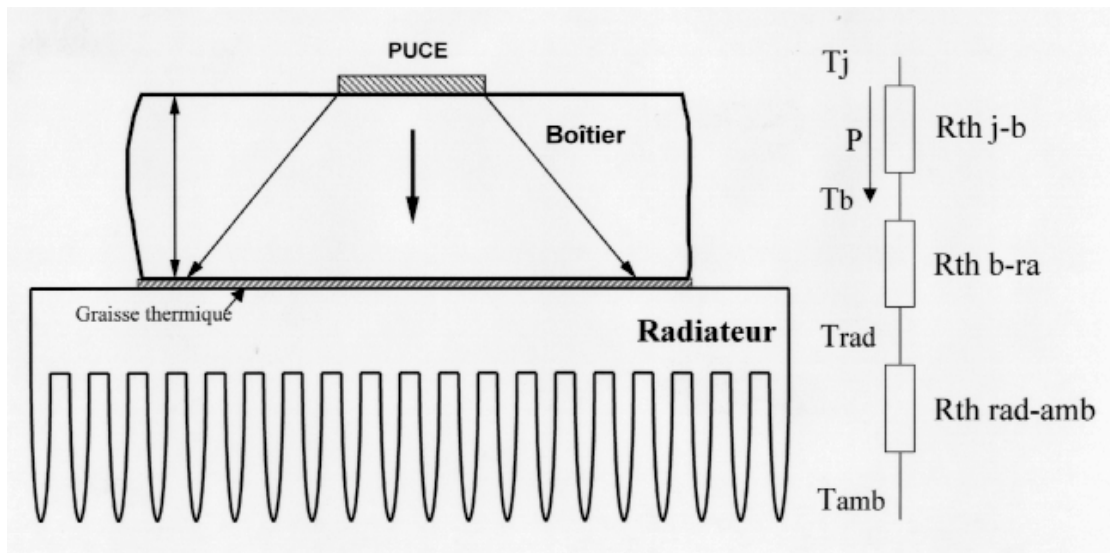


Figure 9 - Ecoulement de la chaleur et schéma équivalent électrique

EXEMPLE DE DIMENSIONNEMENT

Considérons l'amplificateur 144 MHz à MOS FET de puissance décrit par F6ETI dans Radio Ref de février 1999. Le circuit utilise un transistor MRF174 de Motorola et délivre 100W sous une tension d'alimentation de 28V.

Problème: Comment dimensionner le radiateur sur lequel est monté le transistor?

La notice du MRF 174 nous donne les renseignements suivants:

- Température de jonction maximale: $T_j \text{ max} = 200 \text{ }^\circ\text{C}$
- Résistance thermique jonction - boîtier : $R_{th \text{ j-b}} = 0,65 \text{ }^\circ\text{C/W}$
- Rendement pour une puissance de sortie de 100W sous 28V : $\eta = 60\%$ (valeur typique)

Le rendement est défini comme le rapport de la puissance de sortie sur la puissance d'alimentation:

$$\eta = P_s / P_{\text{alim}} \quad \text{avec} \quad P_{\text{alim}} = V_{DD} I_D$$

Dans notre exemple nous avons $P_s = 100\text{W}$ $V_{DD} = 28\text{V}$ et $\eta = 60\%$.

On en déduit la valeur de la puissance fournie par l'alimentation:

$$P_{\text{alim}} = P_s / \eta = 100 / 0,6 = 167 \text{ W}$$

La consommation sur l'alimentation 28V sera donc de $167/28 = 5,96$ A

Si le ROS entre l'amplificateur et la charge est de 1, c'est à dire si l'adaptation est parfaite, la puissance dissipée dans le transistor est:

$$P_d = P_{\text{alim}} - P_S \quad \text{soit} \quad P_d = 167 - 100 = 67 \text{ W}$$

Le radiateur est caractérisé par sa résistance thermique $R_{\text{th rad-amb}}$, c'est donc ce paramètre que nous devons calculer.

Faisons un schéma équivalent thermique (fig.10):

Nous avons trois résistances thermiques qui sont connectées en série:

La résistance thermique jonction-boîtier donnée par le fabricant, la résistance thermique de contact entre le boîtier et le radiateur qu'il ne faut pas sous-estimer et la résistance thermique du radiateur.

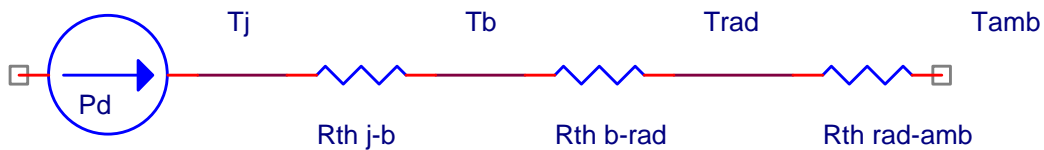


Figure 10 - Schéma équivalent électrique

Dans ces résistances thermiques circule une puissance P_d , ce qui provoque une élévation de température des différents points par rapport à l'air ambiant que l'on peut calculer à l'aide de la loi d'Ohm thermique: $\Delta T = R_{\text{th}} P$

La température ambiante est une donnée de l'environnement. Elle dépasse largement les 30°C l'été dans mon shack! Si le radiateur est placé à l'intérieur d'un boîtier ou dans un endroit mal ventilé il conviendra d'augmenter cette valeur.

La notice du fabricant impose une température maximale de la jonction de 200 °C. On pourrait calculer avec cette valeur, mais on n'aurait aucune marge de sécurité.

Il faut donc choisir une valeur soit de la température de jonction, soit de la température du radiateur. Cette dernière méthode est préférable car le radiateur étant le plus souvent fixé à l'extérieur de la boîte de l'amplificateur, il est important que sa température reste raisonnable (pour éviter de se brûler...).

On peut se fixer par exemple une température ambiante de 30°C et une température du radiateur de 65°C. En appliquant la loi d'Ohm thermique aux bornes de la résistance thermique du radiateur, on peut écrire:

$$T_{\text{rad}} - T_{\text{amb}} = R_{\text{th rad-amb}} P_d \quad \text{on en déduit} \quad R_{\text{th rad-amb}} = (T_{\text{rad}} - T_{\text{amb}}) / P_d$$

$$\text{Soit} \quad R_{\text{th rad-amb}} = (65 - 30) / 67 = 0,52 \text{ °C/W}$$

Il ne reste plus qu'à chercher le modèle qui convient dans le catalogue du fournisseur de radiateur.

Pour un type de profilé donné, le constructeur donne une courbe donnant la résistance thermique du radiateur en fonction de sa longueur (fig.11).

Dans sa description, F6ETI indique les dimensions du radiateur qu'il a utilisé: 200 x 175 x 40 mm.

Ce type de radiateur est tout à fait classique et se retrouve chez de nombreux fournisseurs.

Chez SEEM par exemple il porte la référence CO270P et sa courbe de résistance thermique est donnée figure 11.

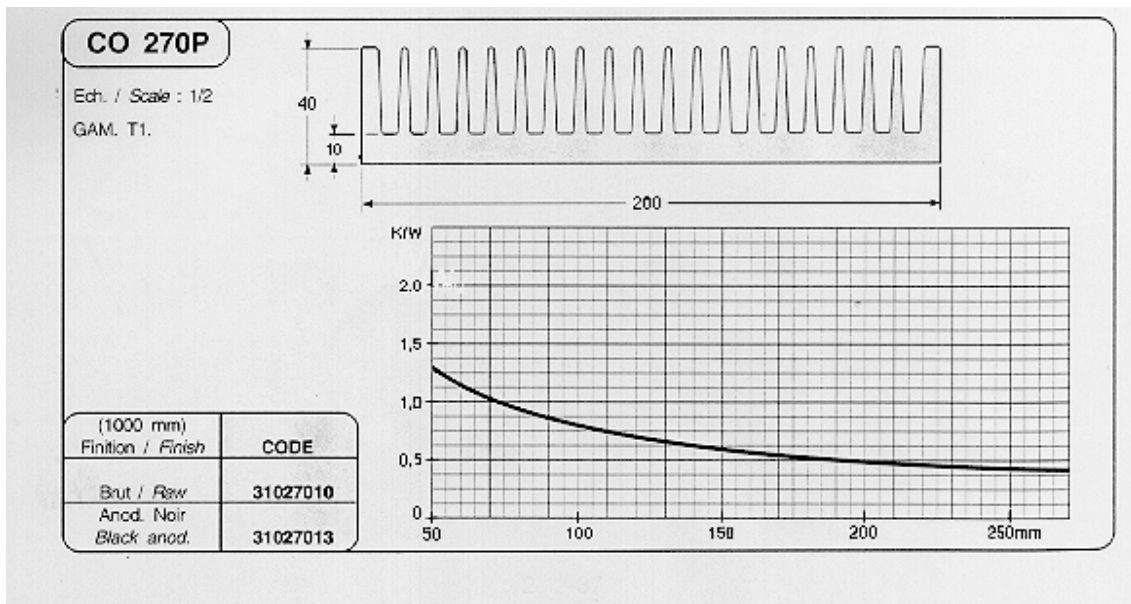


Figure 11 - Caractéristique du radiateur CO270P

On constate que la résistance thermique du radiateur utilisé est très voisine de 0,5°C/W ce qui est la valeur recherchée.

Peut on conclure que ce radiateur convient bien à l'application? Pas encore, car il faut vérifier que la température de jonction est bien inférieure à 200°C.

L'application de la loi d'Ohm thermique va nous permettre de calculer la température de jonction:

$$T_j - T_{amb} = (R_{th\ j-b} + R_{th\ b-rad} + R_{th\ rad-amb})P_d$$

Cependant, il nous manque une donnée: la résistance thermique de contact $R_{th\ b-rad}$ entre le boîtier et le radiateur qui dépend de plusieurs paramètres, notamment:

- du modèle de boîtier (les boîtiers à fond plat sont bien meilleurs que les boîtiers à vis)
- du couple de serrage
- de la graisse thermique utilisée
- de l'état de surface du radiateur (attention au trou trop grand avec les transistors à vis).

Il ne faut pas sous estimer la résistance thermique de contact car dans certains cas elle peut être du même ordre de grandeur que la résistance thermique du transistor...

Pour simplifier les calculs, on prendra $R_{th\ b-rad} = 0,35\text{ °C/W}$ ce qui nous donnera une résistance thermique jonction-radiateur de $0,65 + 0,35 = 1\text{ °C/W}$.

La température de jonction peut donc maintenant être calculée:

$$T_j = T_{amb} + (R_{th\ j-b} + R_{th\ b-rad} + R_{th\ rad-amb})P_d$$

$$T_j = 30 + (0,65 + 0,35 + 0,52).67 = 131,8\ ^\circ\text{C}$$

Ce qui nous donne une certaine marge de sécurité, comme nous allons le montrer.

Supposons maintenant que notre amplificateur soit soumis à une forte désadaptation en sortie. Un ROS de 3 correspond à 25% de la puissance réfléchie, un ROS de 6 à 50%.

Dans le premier cas, la puissance réfléchie par la charge est de 25W qui s'ajoutent à la puissance dissipée dans le transistor, soit maintenant $P_d = 67 + 25 = 92\text{W}$.

La température de jonction monte maintenant à:

$$T_j = 30 + (0,65 + 0,35 + 0,52).92 = 169,8^\circ\text{C} \quad \text{ce qui reste en dessous de la limite de } 200^\circ\text{C}.$$

La température du radiateur est alors de :

$$T_{rad} = T_{amb} + R_{th\ rad-amb} P_d = 30 + 0,52.92 = 77,8^\circ\text{C}$$

Dans le second cas, la puissance réfléchie est de 50W, soit une puissance dissipée de:

$$67 + 50 = 117\text{W}.$$

La jonction s'élève jusqu'à:

$$T_j = 30 + (0,65 + 0,35 + 0,52).117 = 207,8^\circ\text{C} \quad : \quad \text{Il y a risque de destruction du transistor.}$$

Dans la réalité il existe des pertes dans les circuits passifs et dans les câbles, et la puissance réfléchie subit ces pertes, ce qui diminue légèrement la puissance dissipée par le transistor. Par ailleurs le gain en puissance de l'amplificateur a tendance à baisser avec la température, ce qui va dans le bon sens!

Cependant, lors du dimensionnement des radiateurs, on doit toujours se placer dans le cas le plus défavorable.

CONCLUSION

Dans la première partie de cet article, nous avons présenté quelques aspects de la technologie et du fonctionnement des transistors RF de puissance. Une meilleure compréhension du fonctionnement interne du transistor permet de mieux cerner l'importance du refroidissement et son impact sur la fiabilité des amplificateurs.

La seconde partie a permis de rappeler quelques lois simples qui régissent les transferts thermiques dans les transistors de puissance. Un exemple concret de dimensionnement de radiateur a ensuite été traité afin de montrer que le calcul des radiateurs est simple, ce qui devrait inciter les concepteurs à un peu moins d'empirisme...