

# Calcul et réalisation d'un amplificateur 425 MHz

*Le rapport prix/performances est un des premiers critères à considérer lorsque l'on veut réaliser un amplificateur fonctionnant en UHF. Le compromis entre les performances et le coût des composants est souvent difficile : l'un des moyens de réussir est d'utiliser des composants courants et peu chers et un transistor de bonnes performances de prix non excessif.*

*Cet article montre comment calculer directement un étage amplificateur d'usage général équipé d'un transistor HXTR-3101, fonctionnant entre 375 et 475 MHz. Cet amplificateur peut s'utiliser comme premier ou second étage dans une chaîne d'amplification pour laquelle la constance du gain dans la plage de fréquence considérée, les variations de retard de groupe et l'adaptation entrée-sortie ont une grande importance.*

## Le transistor

Le transistor utilisé est le HXTR-3101, transistor UHF bipolaire au silicium d'usage général. Ce transistor est fabriqué selon des techniques qui permettent d'obtenir une très grande régularité de fabrication. Le HXTR-3101 est fourni en boîtier métal-céramique robuste et hermétique HPAC-100X. A 500 MHz son gain ( $|S_{21E}|^2$ ) est de 20 dB et son facteur de bruit de 1,6 dB <sup>(1)</sup>. Le HXTR-3101 convient dans tous les cas où l'on a besoin d'un transistor de grand gain, de faible facteur de bruit et peu coûteux.

## Réalisation de l'amplificateur

### Objectifs

Les spécifications de l'étage amplificateur ont été choisies pour correspondre au gain habituel des étages d'un amplificateur UHF courant. Les amplificateurs de ce type peuvent servir de premier ou deuxième étage d'amplification sur un amplificateur à trois étages. Les données initiales sont les suivantes :

Gamme de fréquence 375 à 475 MHz

Gain > 12 dB

Variation maximale du gain tolérée dans la bande de fréquences  $\leq 0,5$  dB

T.O.S. Entrée-Sortie  $\leq 1,5/1$

Variation du retard de groupe  $\leq 0,02$  ns/MHz

Point de repos choisi  $V_{CE} = 10$  V,  $I_C = 10$  mA

D'autres impératifs lui sont assignés en particulier la facilité de mise en cascade et la simplicité du circuit.

### Caractéristique du HXTR-3101

Les paramètres  $S_{ij}$  servent à la fois à caractériser le HXTR-3101 et à calculer les paramètres de gain <sup>(2)</sup> (facteur K,  $G_{B \max}$ ,  $T_{MS}$  et  $T_{MS}$ ). Le tableau 1 donne les paramètres S d'un HXTR-3101 typique dans les conditions de polarisation et de fréquence désirés.

Pour  $K > 1$  les paramètres de gain  $T_{MS}$  et  $T_{ML}$  correspondent à des impédances équivalentes réalisables qui placées respectivement à l'entrée et à la sortie du transistor permettent d'obtenir les performances en gain maximales. Lorsque  $K < 1$  de telles impédances peuvent ne

pas exister ; en ce cas le montage n'est que conditionnellement stable et peut présenter une impédance d'entrée à partie réelle négative. Si

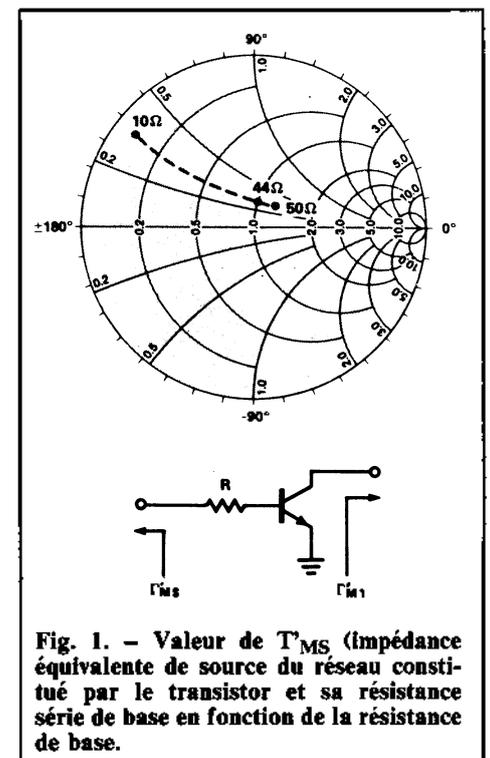


Fig. 1. - Valeur de  $T'_{MS}$  (impédance équivalente de source du réseau constitué par le transistor et sa résistance série de base en fonction de la résistance de base.

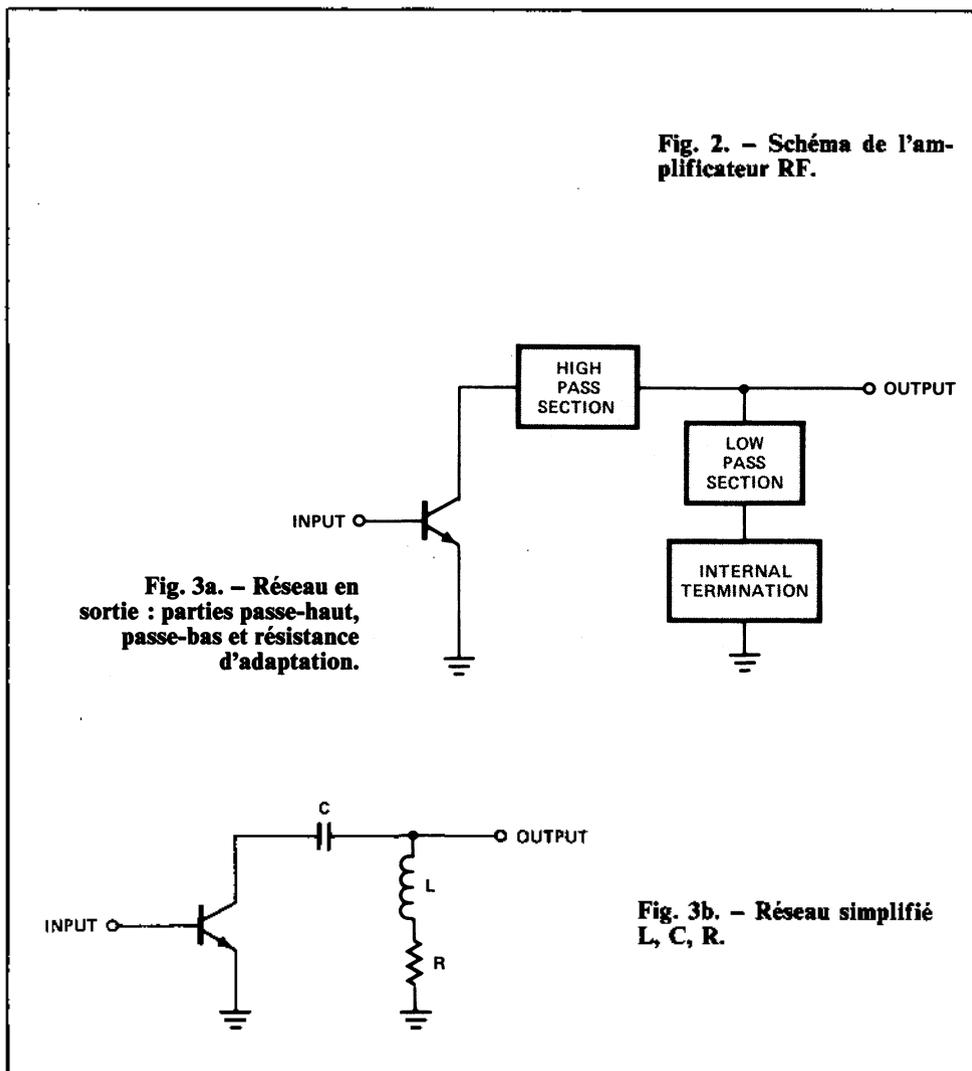


Fig. 2. - Schéma de l'amplificateur RF.

Fig. 3a. - Réseau en sortie : parties passe-haut, passe-bas et résistance d'adaptation.

Fig. 3b. - Réseau simplifié L, C, R.

l'on essaie d'adapter le montage pour le gain maximal lorsque  $K < 1$  il peut se mettre à osciller.

Typiquement, pour beaucoup de transistors UHF à fort gain,  $K$  est inférieur à 1 aux fréquences inférieures à 1 GHz. C'est le cas du HXTR-3101. L'un des moyens d'obtenir un montage stable est alors de compenser l'impédance réelle négative par un élément à pertes comme une résistance placée en série dans la base du transistor. Comme le montre l'exemple qui suit, ceci se concrétise par un circuit d'adaptation d'une particulière simplicité, de faible coût, ayant une large bande passante et des performances en gain bien adaptées. Pour obtenir un dispositif ayant un facteur de bruit plus faible, une adaptation classique sans pertes peut être employée en prenant garde aux conditions de stabilité (ou  $K < 1$ ) et en admettant certains compromis sur les autres spécifications de l'amplificateur.

### Etude du réseau d'adaptation

#### Réseau d'adaptation d'entrée

En choisissant une valeur appropriée de la résistance de base on a étudié la variation de  $\Gamma_{MS}$  (équiva-

lant à l'impédance de source du réseau constitué par le transistor et sa résistance de base) à 400 MHz en fonction de la valeur de la résistance de base.  $\Gamma_{MS}$  se déplaçait sur une courbe à réactance constante sur l'abaque de Smith (figure 1). Par la suite on s'aperçut qu'avec une résistance de 44  $\Omega$ , l'entrée était adaptée sur une valeur très proche de 50  $\Omega$ . Cette condition d'adaptation avait donc éliminé la nécessité d'éléments d'adaptation complémentaires et avait préservé la structure très simple du réseau d'adaptation.

#### Réseau d'adaptation de sortie

Ce circuit d'adaptation constitué d'une bobine en parallèle et d'une capacité en série avait été déterminé de façon classique en utilisant l'abaque de Smith (voir annexe 1 pour les détails de calcul du réseau).

Le schéma de l'amplificateur est donné figure 2.

Le gain et l'adaptation en sortie ont ensuite été optimisés au moyen d'un programme de CAO (Conception Assistée par Ordinateur). La variation du gain était de 2,2 dB dans la gamme 375 à 475 MHz. Vouloir obtenir une bande passante plus plate par optimisation à l'aide du

calculateur amenait une dégradation du TOS. La technique de compensation du gain donne une approche qui permet d'améliorer la stabilité du gain tout en conservant un bon TOS.

### Compensation du gain

Les réseaux de compensation de gain s'utilisent en général sur les amplificateurs à large bande, pour compenser la chute de gain de 60 dB par octave normale du dispositif. Il existe deux types de base de réseau de compensation :

- Les réseaux sans perte ou réseaux réactifs purs.

- Les réseaux à pertes donc dissipateurs de puissance. Les réseaux à pertes peuvent servir à rendre le gain plus plat, à limiter les variations de retard de groupe et à adapter les caractéristiques (3).

Un mode de compensation dissipant de la puissance, qui permet d'obtenir un gain plus constant et d'adapter la sortie, utilise un réseau constitué par une cellule passe haut en série sur la sortie du transistor et une cellule passe bas fermée sur 50  $\Omega$  (figure 3a). Le circuit le plus simple utilise le circuit L,C,R, de la figure 3b. Pour calculer ce réseau se reporter à l'annexe II. En choisissant les valeurs d'éléments convenables, le réseau d'adaptation aura toujours une impédance d'entrée de 50  $\Omega$  si chaque sortie se termine sur 50  $\Omega$  (4, 5).

### Comment fonctionne le réseau d'adaptation ?

Ce circuit a la propriété d'avoir des pertes de transfert qui croissent ou décroissent en fonction de la fréquence suivant que l'on contrôle l'une ou l'autre des branches du réseau. La fréquence de recoupement correspond à la fréquence pour la-

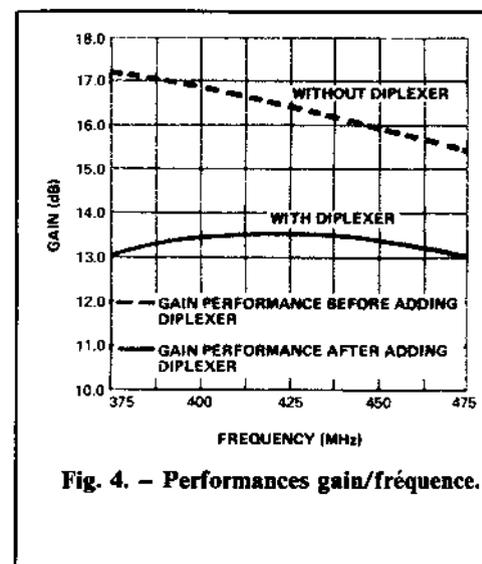


Fig. 4. - Performances gain/fréquence.



## Annexe 2

Le réseau d'adaptation simple utilisé dans le circuit est une forme élémentaire ou dégénérée d'un filtre de Butterworth (à ondulation minimale) utilisant un seul élément par section. En conséquence, l'impédance présentée par la capacité est égale en module à celle présentée par l'inductance à la fréquence de résonance  $f_{cc}$ . Si l'on désire utiliser des valeurs standards de composants il faut choisir une valeur de capacité aussi proche que possible de la valeur théorique de 7,97 pF trouvée dans les tables (4), soit 6,8 pF. Pour calculer l'inductance nous avons simplement recherché la valeur de cette dernière pour une résonance à 400 MHz avec un condensateur de 6,8 pF.

$$L = \frac{1}{\omega 2_{cc} C} = 23,3 \text{ nH}$$

La valeur réelle de l'inductance est légèrement inférieure à la valeur calculée car il faut tenir compte des inductances parasites des conducteurs. Avec une valeur de 17 nH les pertes sont de 3 dB à la fréquence de résonance de 400 MHz. La mise en place du réseau d'adaptation nous a amené à regrouper les deux condensateurs en 1 seul. La valeur de deux capacités de 6,8 pF en série de 3,4 pF, que nous avons remplacée par un seul condensateur de 3,3 pF (valeur normalisée).

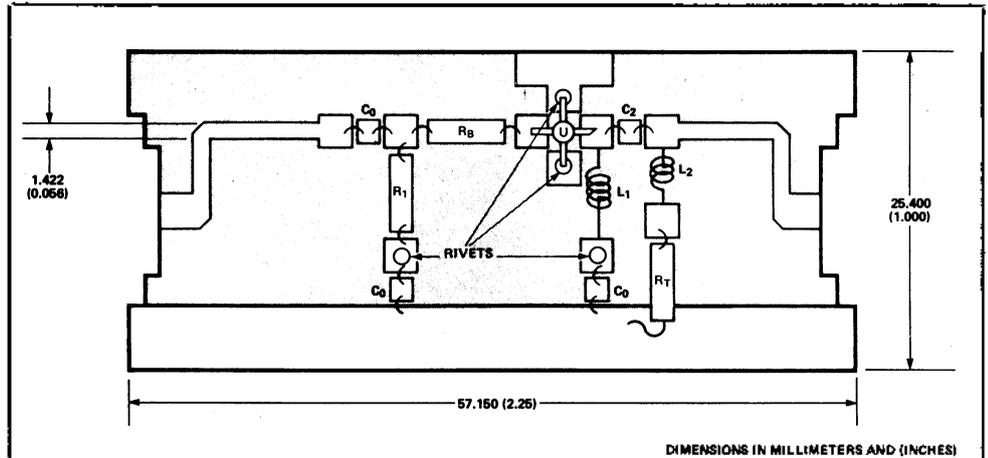


Fig. 7a. - Circuit imprimé et implantation des composants vue du dessus.

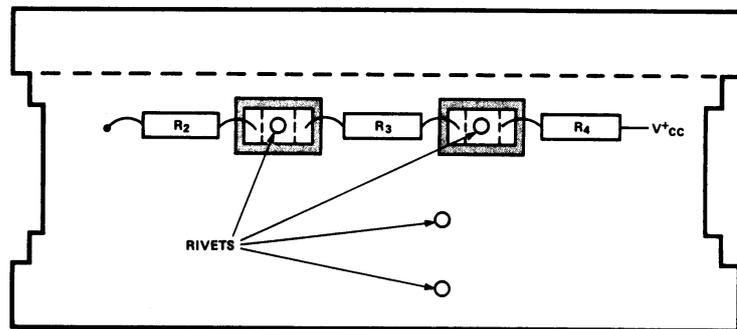


Fig. 7b. - Verso du circuit imprimé.

(B). Le calcul de la valeur de ces résistances est indiqué Annexe III.

L'amplificateur est câblé sur un circuit imprimé double face de 0,8 mm d'épaisseur en epoxy chargé de verre dont la constante diélectrique relative  $E_r$  est de 4,95. Le schéma du circuit final est indiqué figure 7a (recto) et 7b (verso) avec l'implantation des composants. Nous avons ajouté des rivets (avantageusement remplacés par des trous métallisés

dans le montage de série) qui traversent la carte aux points de soudure de l'émetteur pour réduire l'inductance parasite de l'émetteur. Leur diamètre est de 0,5 mm.

L'amplificateur est placé dans un boîtier métallique dont les dimensions approximatives sont de 32 x 63 x 25 mm. L'entrée et la sortie du signal se font par connecteurs coaxiaux SMA et l'alimentation au moyen de bornes à souder.

## Annexe 3

Le calcul des résistances de polarisation commence par la définition des caractéristiques de l'alimentation. Ensuite de quoi on détermine les conditions de fonctionnement ainsi que les paramètres en CC ( $h_{FE}$  et  $V_{DE}$ ). La tension d'alimentation est de + 20 V. Les conditions de polarisation du transistor sont les suivantes :

$$V_{CE} = 10 \text{ V} \quad I_C = 10 \text{ mA}$$

$$\beta(h_{FE}) = 110 \quad V_{BE} = 0,8 \text{ V}$$

Commençons par calculer le courant de base  $I_B$

$$I_B (\text{mA}) = I_C (\text{mA}) / 110 = 90,9 \mu\text{A}$$

En supposant que la tension  $V_{BB}$ , soit de 1,33 V pour réaliser la source à courant constant de la base, nous

calculons la valeur des résistances  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  et  $R_4$

$$R_1 = \frac{V_{bb} - V_{be}}{I_B} - R_B = \frac{1,33 - 0,8}{90,9 \cdot 10^{-6}} - 46,7 \Omega = 5,78 \text{ k}\Omega \text{ ou } 6,8 \text{ k}\Omega$$

En posant  $I_{BB} = 1 \text{ mA}$ .

$$R_2 = \frac{V_{bb}}{I_{bb}} = \frac{1,33}{1 \cdot 10^{-3}} = 1,33 \text{ k}\Omega \text{ ou } 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{V_{ce} - V_{bb}}{I_{BB} + I_B} = 7,95 \text{ k}\Omega \text{ ou } 6,8 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = \frac{V_{cc} - V_{ce}}{I_a + I_{BB} + I_B} = 902 \Omega \text{ ou } 900 \Omega$$

Pour plus de détails sur l'étude et les calculs du réseau de polarisation consulter la note d'applications HP 944-1.

## Conclusions

Cet article a présenté le HXTR-3101 dans le contexte d'un amplificateur d'usage général. Cet amplificateur est économique car il n'utilise que des éléments standards donc peu coûteux et un réseau d'adaptation facile à réaliser.

## Bibliographie

1. Fiche technique du transistor HXTR-3101
2. Note d'applications HP 951 « S-Parameter Techniques for Faster more Accurate Network Design » pages 11 et 12.
3. Noel Marshall « Optimising Multistage Amplifiers for Linearity » revue microwaves numéro de mai 1974.
4. R.G. Veltrop et R.B. Wilds : « Modified Tables for the Design of Optimum Diplexers » Technical Memorandum # EDL-M559 Sylvania Electric Products 3 juillet 1963.
5. L. Weinberg « Network Design by the Use of Modern Synthesis and Tables » Technical Memorandum 427, Hughes Aircraft Company April 1956.