

ABC de L'ELECTRONIQUE

PREAMPLIFICATEURS D'ANTENNES

DANS le cas le plus simple, le préamplificateur d'antenne est disposé entre la sortie de signal de l'antenne et l'entrée de signal d'un appareil récepteur de signaux haute fréquence, comme on peut le voir à la figure 1.

Deux câbles coaxiaux d'impédance Z appropriée effectuent les liaisons entre les trois éléments de l'ensemble.

Bien entendu, les adaptations sont effectuées de manière à ce que le souffle soit réduit jusqu'au minimum et le gain soit maximum.

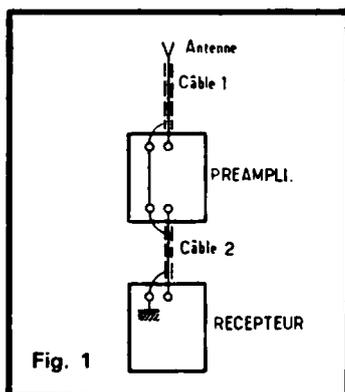
On sait que l'adaptation la meilleure, pour le gain, n'est pas la même que celle pour la réduction du souffle et, il est nécessaire de choisir l'une ou l'autre ou une adaptation de compromis.

Pour simplifier notre exposé nous supposons que l'on a

effectué l'adaptation pour le meilleur gain.

Cela signifie que le maximum de la puissance captée par l'antenne sera transmis au récepteur.

Les préamplificateurs d'antenne peuvent être établis de différentes manières selon les services que l'on attend d'eux. On peut en établir pour n'importe quelle fréquence ; en



radio AM et FM, en télévision et dans toutes autres applications où on transmet un signal à haute fréquence, depuis une antenne jusqu'à une utilisation.

De ce fait, il y aura des dispositifs à accord sur des fréquences comprises entre 100 kHz et 1 000 MHz ou plus. Un préamplificateur peut être établi, en ce qui concerne son accord, de plusieurs manières :

1° à accord fixe sur une seule émission ;

2° à accord variable, pour transmettre les signaux de plusieurs émissions, dans d'aussi bonnes conditions que dans le cas précédent ;

3° apériodiques, autrement dit à bande large ou très large, transmettant sans réglage, toutes les émissions s'effectuant dans la bande prévue, par exemple entre 40 MHz et

1 000 MHz, ce qui couvre les émissions TV, FM et les OC de fréquences supérieures à 40 MHz. En général le gain est plus élevé si la bande est plus étroite. Dans les mêmes conditions, le souffle (dit aussi « bruit ») est plus réduit.

La meilleure solution est donc de disposer de préamplificateurs à bande étroite mais si l'on désire recevoir un grand nombre d'émissions, il faudra disposer de plusieurs préamplificateurs à bande étroite.

Les préamplificateurs accordables sont aussi bons mais on sera obligé de les régler pour chaque émission. Cela est facile si le préamplificateur est disposé à proximité de l'appareil récepteur.

Si, toutefois, le préamplificateur est installé près de l'antenne, il est encore possible de le régler à distance, en le munissant d'un système

d'accord à distance complexe, ou simple, par exemple à diode à capacité variable.

Actuellement, certains fabricants de semi-conducteurs ou d'autres composants électroniques, ont étudié des préamplificateurs à large bande dont le comportement au point de vue du souffle est très satisfaisant. Cela signifie que leur présence dans le circuit antenne-utilisation, réduit (ou, dans le pire des cas, n'augmente pas) le souffle, tout en augmentant le gain.

La puissance des préamplificateurs

Supposons que l'adaptation de cinq éléments de la figure 1 s'effectuent de la manière la plus simple, qui, d'ailleurs, est la plus répandue en utilisant une antenne de 75Ω des câbles coaxiaux de même impédance et un récepteur à entrée de 75Ω également.

Le maximum de puissance sera transmis au récepteur. Des pertes sont à prévoir en raison de la présence des câbles : soit P_p la puissance à la sortie du préamplificateur et P_u la puissance appliquée à l'entrée du récepteur.

Les pertes de puissance peuvent être représentées par le rapport,

$$r = P_p / P_u$$

ou, par le nombre de décibels correspondant,

$$N \text{ (décibels)} = 10 \log (P_p / P_u)$$

Par exemple, si $P_p / P_u = 2$, on a :

$$10 \log 2 = 30 \text{ dB}$$

car le logarithme décimal de 2 est 0,3.

Le nombre N est proportionnel à la longueur totale des câbles 1 et 2. Les fabricants de câbles, indiquent les pertes en décibels par mètre (ou un multiple de mètre).

Par exemple un câble coaxial utilisé habituellement, de 75Ω , donne lieu à un affaiblissement (ou atténuation) de : 6,5 dB à 50 MHz ; 9,5 dB à 100 MHz ; 14 dB à 200 MHz, 24 dB à 500 MHz ; 29 dB à 700 MHz, pour 100 mètres de câble.

Soit le cas d'un récepteur FM où $f = 100$ MHz environ. L'affaiblissement est de 9,5 dB par 100 mètres. Soit une longueur de câble de 50 mètres, l'affaiblissement sera de 4,25 dB. La puissance aura été affaiblie de 2,66 fois.

En effet, on a,

$$\log 2,66 = 0,425$$

$$10 \log 2,66 = 4,25 \text{ dB de puissance}$$

Si le même câble doit servir à la transmission de signaux à d'autres fréquences les pertes de puissance seront d'autant plus grandes que la fréquence sera élevée.

Ainsi, dans la même installation, si $f = 200$ MHz (TV bande III), les pertes seront de 7 dB, pour 50 mètres. La diminution de puissance sera de cinq fois.

On admet actuellement qu'un téléviseur doit recevoir à ses bornes d'entrée 0,5 mV pour les signaux des bandes I et III. La puissance correspondante est donnée par la formule classique :

$$P_u = e^2 / R.$$

ou $e^2 = 0,25 \text{ mV au carré}$, et $R = 75 \Omega$.

De cette formule on tire,

$$P = 0,25 \cdot 10^{-6} / 75 \text{ W}$$

Comme les pertes sont de cinq fois le préamplificateur devra fournir une puissance de $P_a = P_u$. Les tensions sont évaluées en valeurs efficaces.

Remarquons qu'avec un préamplificateur à large bande ayant un gain constant à toutes les fréquences, le récepteur ne recevra pas des signaux constants en raison de la non linéarité de la transmission des câbles. Soit, maintenant, un préamplificateur donnant un gain de 30 dB. Cela correspond à un rapport,

$$P_p / P_a = 1000 \text{ fois}$$

car $10 \log 1000 = 30$.

La puissance P_a fournie par l'antenne sera alors 1000 fois plus petite.

Préamplificateurs de puissance

Un préamplificateur de puissance doit fournir une puissance n fois plus grande si le nombre des récepteurs à alimenter est n.

Voici maintenant quelques exemples de préamplificateurs d'antenne, à bande large ou très large.

Préamplificateur 40 à 860 MHz

Ce préamplificateur, proposé par SGS, est à très large bande car il couvre les canaux

de TV en VHF et UHF et la bande FM située vers 100 MHz.

Le schéma de ce préamplificateur est donné à la figure 2. Ce schéma indique les branchements de l'ensemble des composants, dont deux transistors PNP du type BFT95 spécialement étudiés pour l'amplification aux fréquences très élevées, jusqu'à 1000 MHz.

On peut voir que les deux transistors Q_1 et Q_2 sont montés en émetteur commun. Les liaisons sont à résistances-capacités, mais avec adjonction de composants améliorant le gain aux fréquences élevées.

Remarquons aussi que ce préamplificateur nécessite une alimentation « négative », c'est-à-dire une alimentation avec le pôle + à la masse.

Autre particularité, les résistances de polarisation R_4 et R_8 sont de $33/2 \Omega$, constituées par deux résistances de 33Ω en parallèle. Elles doivent être disposées en angle droit. Pour conserver un bon rendement aux fréquences les plus élevées, les longueurs des connexions doivent être réduites autant que possible car un millimètre de connexion de 0,3 mm de diamètre correspond à un coefficient de self-induction de 1 nH et produit un affaiblissement de 1 dB à 1 GHz = 1000 MHz.

Pour obtenir des connexions courtes, une étude très sérieuse des circuits et des composants doit être effectuée avant les essais d'une maquette.

Il sera tout indiqué d'adopter des composants de très petites dimensions, disposés de

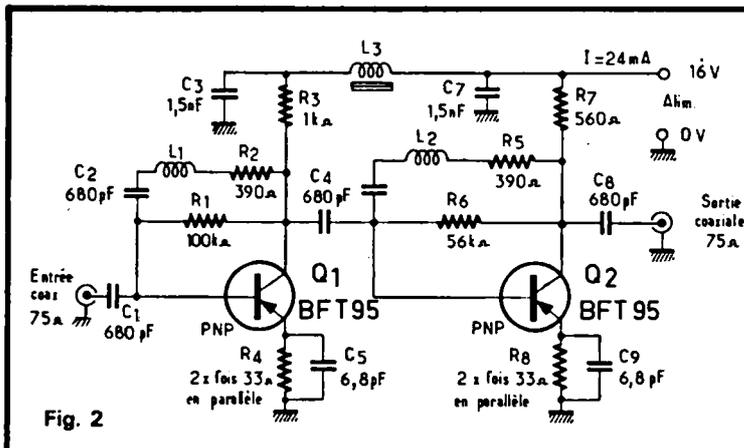


Fig. 2

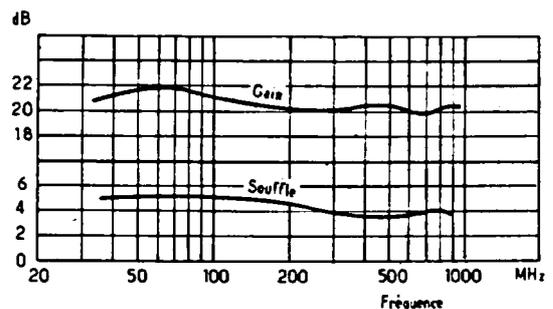


Fig. 3

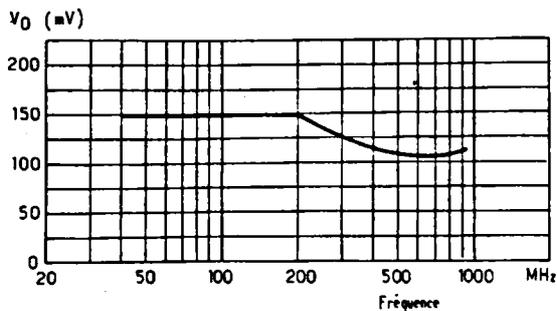


Fig. 4

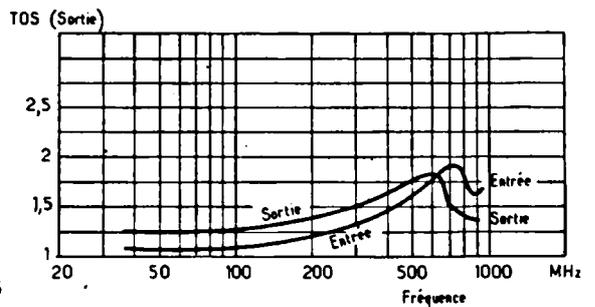


Fig. 5

manière à ce qu'ils soient proches les uns des autres, tout en évitant le voisinage de connexions pouvant donner lieu à des oscillations ou à une instabilité à certaines fréquences.

Le choix des résistances et des condensateurs se fera en tenant compte également de leur comportement aux fréquences très élevées, donc : résistances à couche métallique, non inductives, condensateurs de forme et à diélectrique spéciaux. Ce préamplificateur peut donner une tension de sortie de 100 mV pour -60 dB d'intermodulation. Il conviendra dans les ensembles de distribution TV de petite importance, alimentant 4 à 8 récepteurs de TV ou FM.

Analyse du schéma

Voici les particularités que l'on peut relever sur le schéma qui, d'ailleurs, se révèle classique.

1° La ligne - 16 V d'alimentation possède deux parties, chacune pour un transistor, séparées par des composants de découplage C_3 , L_3 pour Q_1 , C_7 pour Q_2 . On a monté une bobine, au lieu d'une résistance car le courant est de 24 mA et la bobine évite une chute de tension pour le transistor Q_1 .

2° Les collecteurs des deux transistors ont des charges de valeurs différentes, 1 k Ω et 560 Ω .

3° Liaisons comportant des bobines comme L_2 , combinées avec des boucles de contre-réaction.

4° Isolation galvanique (en continu) des organes extérieurs à l'amplificateur par C_1 et C_8 . Sortie par fiches coaxiales, recevant les fiches terminales des câbles coaxiaux de 75 Ω d'entrée et de sortie.

5° Chaque boucle de contre-réaction comporte une bobine (L_1 , L_2) dont l'effet de résonance est amorti par une résistance-série (R_2 et R_5).

6° Polarisation des bases, à partir des collecteurs pour les résistances R_1 et R_6 . Les bases sont isolées des boucles de contre-réaction par C_2 et C_6 , mais R_1 et R_6 amortissent les bobines en tant que résistan-

ces parallèles. Leurs valeurs sont toutefois élevées et leur action faible.

7° Compensation du gain aux fréquences élevées par les circuits d'émetteurs des transistors Q_1 et Q_2 . En effet, pour Q_1 par exemple, R_4 est shuntée par une capacité C_5 de 6,8 pF.

La réactance de C_5 à 100 MHz est,

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} \Omega,$$

avec f en MHz et C en μF , on trouve,

$$X_c = 234 \Omega$$

La capacité a peu d'influence en tant qu'élément de découplage. Donc il y a contre-réaction par R_4 de 33/2 Ω .

Si $f = 1000$ MHz, X_c est 10 fois moindre et on a $X_c = 23,4 \Omega$. De ce fait, la contre-réaction est beaucoup plus faible et le gain à 1000 MHz plus élevé qu'à 100 MHz. Grâce aux divers dispositifs d'amélioration du gain lorsque la fréquence augmente, l'amplificateur sera aux mesures et, à l'usage, à gain presque linéaire entre 40 MHz et 900 MHz. Cela est visible sur la courbe supérieure de la figure 3. Le gain se maintient entre 20 et 22 dB. Sur la même figure, la courbe inférieure indique que le facteur de souffle, exprimé en décibels, est de l'ordre de 4 dB, ce qui est très satisfaisant avec un amplificateur à bande aussi large que le modèle analysé présentement.

A noter toutefois qu'il est recommandé de monter un filtre en série avec le préamplificateur lorsqu'on désire limiter la bande passante au UHF uniquement.

Dans ce cas, un filtre passe-haut sera monté à l'entrée comme il sera indiqué plus loin.

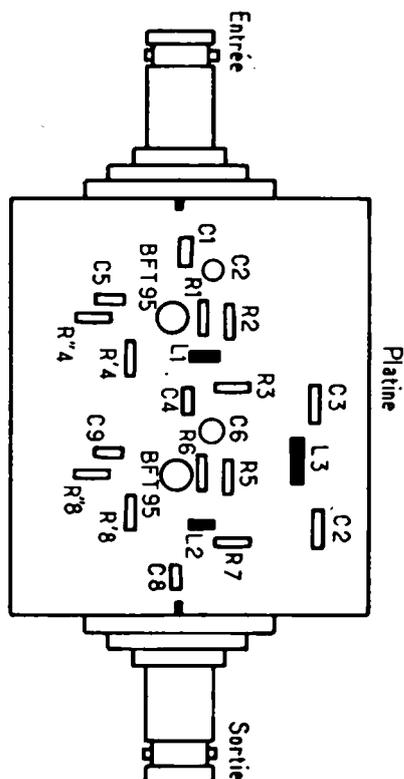


Fig. 6

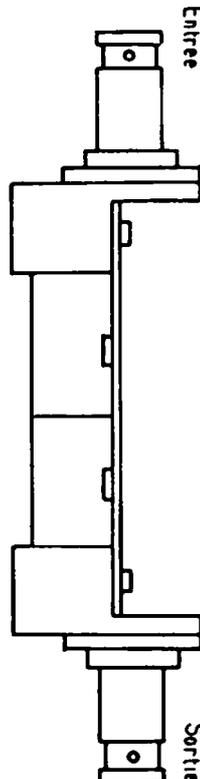


Fig. 7

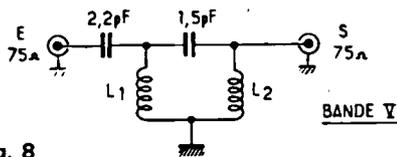


Fig. 8

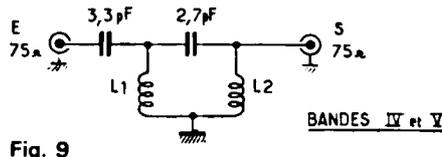


Fig. 9

A la figure 4 on donne la tension de sortie du montage proposé, en fonction de la fréquence.

On peut voir que cette tension V_o se maintient à 150 mV (0,15 V) jusqu'à 200 MHz. Elle diminue ensuite, jusqu'à 125 mV environ lorsque f atteint 750 MHz.

A la figure 5 on donne le taux d'ondes stationnaires TOS. Celui-ci est meilleur aux fréquences basses qu'aux fréquences élevées, mais dans tous les cas, il se maintient entre 1 et 1,75 aussi bien à l'entrée qu'à la sortie.

Bobines

On pourra les réaliser soi-même de la manière indiquée ci-après.

$L_1 = 8$ spires de fil de 0,5 mm de diamètre sur air, diamètre 3,5 mm.

$L_2 = 6$ spires, même fil, même diamètre de la bobine.

$L_3 =$ bobine d'arrêt de $2 \mu\text{H}$, existe dans le commerce en valeur fixe ou réglable avec noyau de ferrite.

Construction

Le mode de construction de ce genre de montages électroniques, fonctionnant à des fréquences très élevées, est aussi important que la conception du schéma et les valeurs des éléments. A la figure 6 on

montre la platine imprimée vue de la face supérieure, avec indication des composants L, C, R et transistors Q_1 et Q_2 , du type BFT95.

A la figure 7 on donne la vue de profil du support de la platine. Sur les deux figures, on remarquera la réalisation mécanique de précision et les fiches coaxiales d'entrée et de sortie.

Filtres passe-haut

Des filtres de ce genre, peuvent être réalisés selon les schémas des figures 8 et 9.

Celui de la figure 8 ne laisse passer que les signaux UHF de la bande V, donc supérieurs à 600 MHz environ. Les capacités sont de 2,2 pF du côté entrée et de 1,5 pF du côté sortie.

Les bobines sont réalisables rapidement avec du fil de 0,5 mm de diamètre; diamètre de la bobine 3,5 mm. Le filtre passe-haut de la figure 9 laisse passer les signaux UHF des deux bandes IV et V, donc, au-dessus de 400 MHz environ. On peut voir que les capacités sont plus élevées que dans le filtre précédent, les deux bobines restant les mêmes.

Lorsque la bande passante est réduite, on diminue le souffle, c'est-à-dire on augmente le rapport S/B = rapport signal à souffle (ou « bruit »).

Préamplificateur bandes IV et V de haut niveau avec SH221

Proposé également par SGS, cet amplificateur utilise un module SH221, précédé d'un filtre passe-haut et suivi d'un étage amplificateur à transistor NPN, BFW94 SGS.

Le schéma de ce préamplificateur est donné à la figure 10. Le filtre passe-haut peut se composer des mêmes éléments que ceux décrits plus haut, pour précéder le module SH221. Celui-ci est un assemblage compact de tous les composants constitutifs d'un amplificateur destiné aux UHF, s'il est précédé du filtre adéquat.

Le gain est augmenté grâce à l'étage de sortie réalisé avec le transistor BFW94, monté en émetteur commun et associé à des circuits accordés à lignes, donc spéciaux pour les ultra hautes fréquences.

Le transistor BW94 possède d'excellentes caractéristiques en UHF pour amplifier jusqu'à 3 GHz (3 000 MHz). En UHF le gain est de 26 dB et le niveau de sortie est de 110 dB/ μV avec un niveau d'intermodulation de -60 dB.

Ce montage doit être effectué sur une platine imprimée. Les circuits $\lambda/4$ sont imprimés et ont les dimensions nécessaires pour l'accord prévu.

L'adaptation est réalisée à l'entrée de 10Ω du transistor, avec L_1 quart d'onde, à la fréquence de 700 MHz.

A noter que le transistor BW94 possède deux sorties d'émetteur mises à la masse. Cela diminue les valeurs des self-inductions parasites, augmente le gain et réduit la distorsion due à l'intermodulation.

La tension V_{CE} , entre collecteur et émetteur, est de 7,5 V. Des mesures ont été effectuées et on a pu établir ainsi les courbes des figures 11 et 12.

A la figure 11, la courbe « GAIN » permet de constater qu'aux UHF, de 400 MHz à 900 MHz, le gain aux fréquences adoptées en télévision est croissant, depuis 400 MHz jusqu'à 800 MHz, entre 24,5 dB et 27 dB. Ensuite le gain diminue jusqu'à 25,5 dB à 900 MHz.

Cette forme de courbe est favorable à une certaine compensation des pertes dues aux câbles, qui augmentent avec la fréquence. La courbe « SOUFFLE » (ordonnées à droite) est également favorable aux UHF, les plus élevées.

A la figure 12 on donne la tension de sortie V_o en fonction de la fréquence, depuis 400 MHz jusqu'à 900 MHz.

L'allure de cette courbe est analogue à celle de gain de la figure précédente, ce qui n'a rien de surprenant.

La tension de sortie passe de 240 mV à 400 mV (à 800 MHz) pour descendre de 250 mV à 900 MHz.

Voici quelques renseignements sur le module SH221.

Il se présente sous la forme indiquée à la figure 13. Ses sept fils de contact 1 à 7 sont en ligne et pour distinguer le 1 du 7, on remarquera les trois groupements 1 et 2 ensuite 3 et 4 et enfin 5, 6, 7.

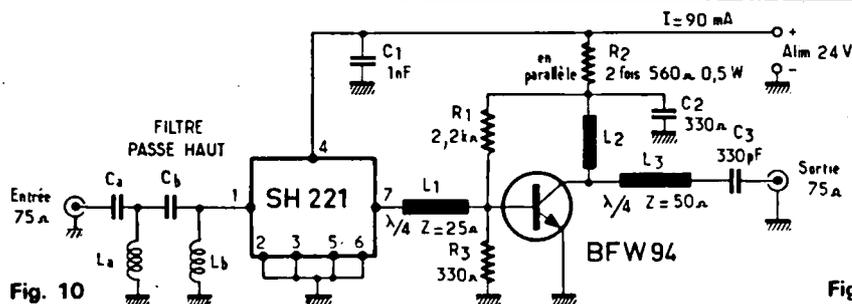


Fig. 10

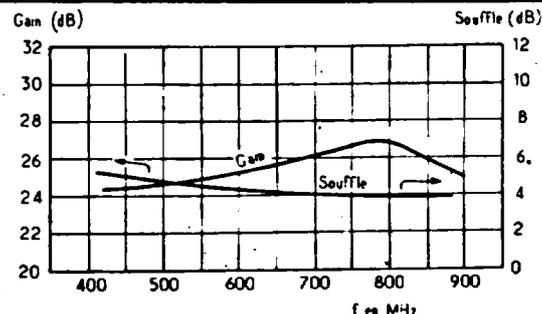


Fig. 11

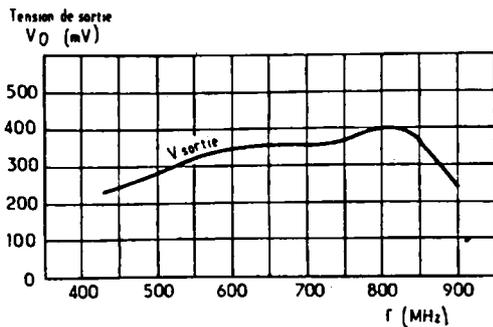


Fig. 12

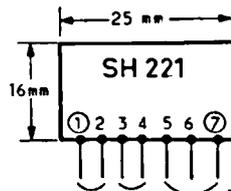


Fig. 13

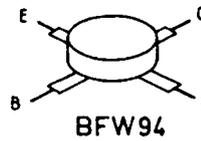


Fig. 14

La masse est la réunion des fils 2, 3, 5 et 6, l'entrée est au 1 et la sortie au 7 tandis que le 4 doit être connecté à la ligne positive de + 24 V par rapport à la masse.

Cet amplificateur consomme beaucoup, 90 mA. La puissance consommée, en continu est donc :

$$P_d = 24 \cdot 90 / 1000 = 2,15 \text{ W}$$

La puissance de sortie, efficace est, à 600 MHz par exemple, donnée par la formule V_o^2 / R , avec $V_o = 0,35 \text{ V}$ et $R = 75 \Omega$, ce qui donne,

$$P = 0,35^2 / 75 = 0,001633 \text{ W}$$

ou, encore,

$$P = 1,633 \text{ mW}$$

Le courant disponible est,

$$I = P / V_o = 1,633 / 0,35 \text{ mA},$$

ou $I = 4,66 \text{ mA}$

Voici à la figure 14, l'aspect du transistor BFW94 avec ses quatre contacts dont deux d'émetteur comme on l'a précisé plus haut.

Le courant de collecteur de ce transistor est $I_c = 55 \text{ mA}$.

Les lignes $\lambda / 4$

La forme particulière de ces lignes, réalisées en circuits imprimés doit être déterminée théoriquement et vérifiée expérimentalement.

Sur le schéma de la figure 10 on voit que les lignes sont connectées comme suit :

a) L_1 entre le point 7 du module et la base du transistor BFW94, reliée aux résistances R_1 et R_3 .

b) L_2 , entre le collecteur du transistor et R_2 et C_2 .

c) L_3 , entre le collecteur et C_3 , ce dernier aboutissant à la sortie de l'amplificateur effectuée sur fiche coaxiale de 75Ω .

Le transistor est représenté avec ses quatre points de contact et on voit que ses électrodes B, C, E sont reliées aux lignes comme on vient de l'indiquer.

F. JUSTER

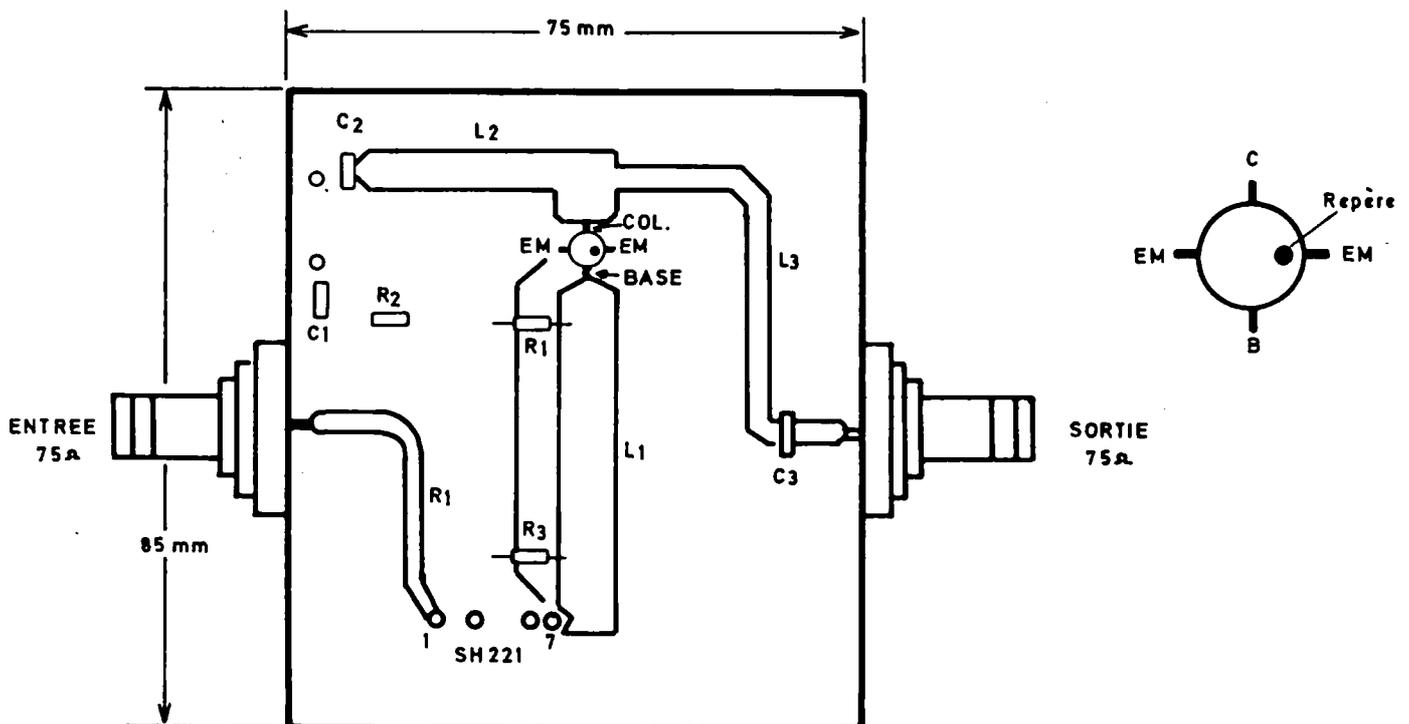


Fig. 15