

un préamplificateur d'antenne 40-850 MHz

UTILISATION

LORSQU'UNE descente d'antenne est trop longue ou si l'on doit allonger un câble qui véhicule normalement une tension faible, il est bon de recourir à un amplificateur qui en relève auparavant le niveau.

Mais, comme ledit câble est commun aux gammes V.H.F. et U.H.F., il est difficile, pour un amateur, d'associer plusieurs préamplificateurs centrés, chacun, sur le canal T.V. à amplifier. Aussi nous proposons ici, un système destiné à être inséré dans le câble de descente sans qu'il soit besoin de réaliser une quelconque mise au point telle que l'accord sur la station à recevoir puisque sa bande passante couvre les bandes I, II et III (40 à 850 MHz).

SYSTÈME DE BASE

La technique de réalisation repose sur l'effet Miller ou contre-réaction sortie-entrée (voir fig. 1).

On sait, en effet, dès lors que la fréquence de travail commence à devenir trop élevée, les difficultés qu'on rencontre à vouloir maîtriser les constantes localisées entrant dans la constitution d'un circuit accordé. Notamment, les bobines sont toujours trop fortes, c'est la raison pour laquelle, on emploie des lignes $\lambda/4$ (quart d'onde) en U.H.F. Pour un amplificateur à large bande, il n'est pas possible de monter des lignes car elles sont trop sélectives, aussi, nous faisons appel à un système qui réduit apparemment les impédances, ce qui équivaut à diminuer les constantes R.L.C.

Dans le montage de la figure 1, l'impédance Z qui est placée entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur de gain G est traversée par un courant i qui répond à la loi d'ohm.

$$i = \frac{V_e - V_s}{Z} = \frac{V_e (1 + G)}{Z}$$

puisque l'amplificateur amplifie :

$$G = - \frac{V_s}{V_e}$$

l'impédance apparente Z' se

trouve divisée par un nombre plus grand que 1 :

$$Z' = \frac{Z}{1 + G}$$

et, si l'impédance est constituée par un circuit selfique, l'inductance est divisée par « $1 + G$ », de même que son amortissement série. On obtient sur les capacités parasites d'entrée du transistor un circuit pouvant aussi s'accorder très haut en fréquence.

MONTAGE PRATIQUE

Le premier étage de la figure utilise un transistor BFR99 SGS/ATES chargé sur le collecteur par $1,8 \text{ k}\Omega$ en continu mais par 3 fois moins en alternatif par suite de la $1 \text{ k}\Omega$ qui suit en liaison, de plus vient se mettre en parallèle sur la charge le circuit en T qui est placé en contre-réaction sur l'étage suivant. Le gain est donc assez faible, ce qui justifie un deuxième étage.

L'émetteur du BFR99 supporte une résistance de 10Ω insuffisam-

ment découplée ($6,8 \text{ pF}$), la contre-réaction série n'est supprimée que très haut en fréquence c'est-à-dire au-delà de 100 MHz ; ce circuit assure donc la réduction d'amplification pour les fréquences inférieures. Les résistances de $12 \text{ k}\Omega$ et de $1 \text{ k}\Omega$ forment le pont d'alimentation de la base. La $12 \text{ k}\Omega$ assure une bonne stabilité en continu puisqu'elle vient en contre-réaction parallèle « sortie/entrée ».

Enfin le circuit série « $L_o + 220 \Omega + 1 \text{ nF}$ » constitue l'élément accordable d'entrée branché en contre-réaction selon le procédé exposé ci-dessus. La bobine est constituée par 2 tours assez lâches enroulés sur un bâtonnet de 6 m/m de diamètre (résistance 1 W). Pour « centrer » l'accord dans la bande désirée on peut écarter plus ou moins les spires l'une de l'autre. La capacité de 1 nF n'intervient pas dans l'accord si ce n'est, éventuellement, qu'aux fréquences assez basses afin de constituer une sorte de réjection série.

(suite page 271)

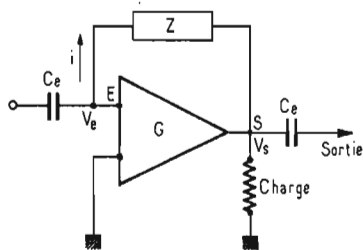


Fig. 1. - Schéma de principe de l'amplificateur, « Effet MILLER » à large bande.

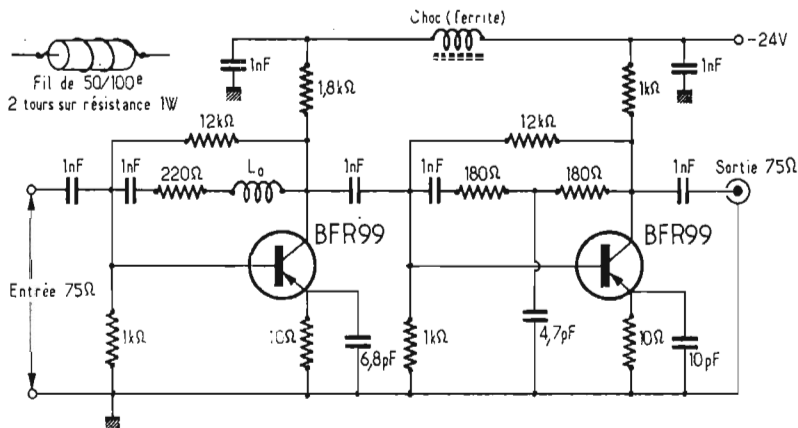


Fig. 2. - Montage complet utilisant deux modes de sélection de fréquence.

Un préamplificateur d'Antenne

(suite de la page 263)

Le deuxième étage ne remonte que légèrement le gain de l'ensemble; il sépare en fait le câble de sortie 50 ou 75 Ω de l'étage amplificateur précédent. Cette précaution s'avère indispensable car un tel amortissement supprimerait presque toute l'amplification du montage décrit.

Le filtre en T ponté par la 12 k Ω - relève la réponse en fréquence vers les U.H.F. Signalons que la sélectivité d'un filtre, placé dans un circuit de contre-réaction s'inverse totalement par l'intermédiaire de l'amplificateur: en conséquence, ce qui creuse la réponse d'une bande de fréquence, devient en fait une bosse. C'est le cas, ici, mais très amorti et descendant très bas en fréquence.

Les mêmes précautions ont été prises pour l'alimentation de la base: même que pour la correction α émetteur (10 pF sur 10 Ω).

La ligne d'alimentation - 24 V est découplée par un choc à ferrite encadré par deux condensateurs de 1 nF.

$B_p = 42 - 860$ MHz	$Z_{entrée} = 75 \Omega$
$G_0 \neq 15$ dB	$Z_{liaison} = 50 \text{ à } 75 \Omega$
$NF \leq 5$ dB (bruit)	$V_s \text{ max.} = 0,1$ V
$R_{OS} \text{ entrée} \leq 2$	$\sum \text{inter} \leq 1\%$
$R_{OS} \text{ sortie} \leq 2$	

Fig. 3. - Résumé des caractéristiques de l'amplificateur « toute bande ».

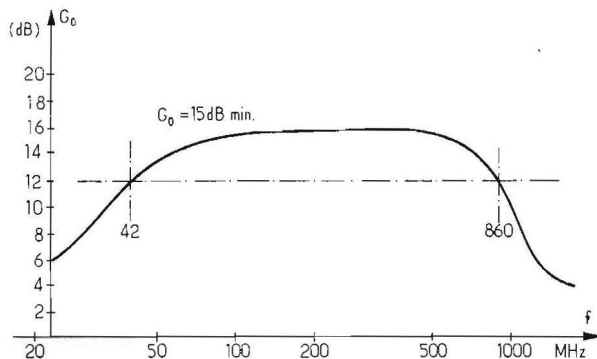


Fig. 4. - Courbe approximative du gain en fonction de la fréquence.

IMPORTANT...!

Le câblage de la maquette se

fera avec des fils très courts sur une plaquette de métal (pas de circuit imprimé).

CARACTÉRISTIQUES

Elles sont résumées par le tableau de la figure 3. Le gain, comme l'indique aussi la figure 4, avoisine 15 dB. Ce peut être suffisant pour sortir du souffle une (ou des) station(s) trop faible(s). On trouve aussi dans le tableau, deux propriétés intéressantes: un bon facteur de bruit résultant de l'emploi d'un transistor spécial U.H.F. et une intermodulation faible (1 % maxi) conditions essentielles pour éviter la diaphonie d'une station sur l'autre. Enfin, la bande passante couvre bien (fig. 4) les 3 gammes T.V. usuelles (y compris la bande M.F.).

Bibliographie: Documents techniques ATES/SGS.

Raoul HÉBERT