

LECTURE ET EVOLUTION D'UN SCHEMA

Antenne active

Une antenne active est un adaptateur amplifiant non pas en tension, mais en courant, et rendant une petite antenne, séparée du récepteur par un câble, presque aussi efficace qu'une grande qu'on y raccorderait directement. La figure 1 présente un schéma, utilisable entre 50 kHz et au moins 30 MHz. Une première lecture, surtout qualitative, permet d'en dégager les principes de fonctionnement.

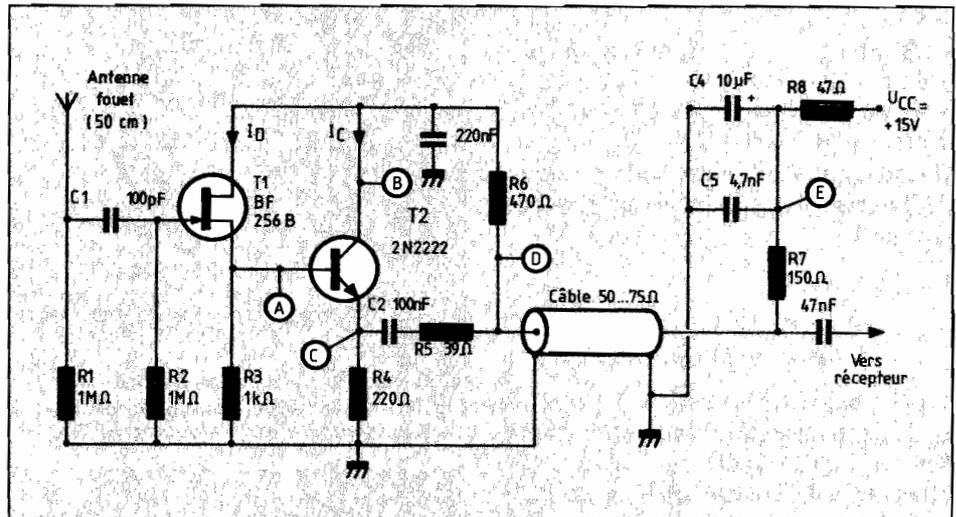


Fig. 1. — Une antenne active est essentiellement un amplificateur de courant adaptant une petite antenne à l'impédance relativement basse d'un câble de liaison.

A — Le transfert en tension est inférieur à l'unité, car T_1 travaille en drain commun et T_2 en collecteur commun. On obtient ainsi un fonctionnement linéaire, on minimise les dangers de surmodulation et on adapte l'impédance élevée de la petite antenne à celle beaucoup plus faible du câble.

B — L'antenne n'est pas connectée directement sur le gate de T_1 , mais par l'intermédiaire de 100 pF. On minimise ainsi les accidents (décharge d'électricité statique) susceptibles d'endommager T_1 .

C — Les deux transistors fonctionnent en liaison directe. C'est un mode simple et économique. Mais il ne donne satisfaction que si on respecte certaines conditions de polarisation continue.

D — La sortie vers le récepteur se fait par un câble coaxial. Le conducteur central de ce dernier véhicule à la fois le signal de sortie et l'alimentation. La séparation est effectuée par la cellule de filtrage composée de C_3 et de R_6 .

E — Le câble semble mal adapté, car sa résistance d'attaque est essentiellement constituée par R_5 (39 Ω), alors qu'il est fermé par R_7 (150 Ω), nettement supérieure à l'impédance caractéristique du câble. Ce dernier fonctionne, dans ces

conditions, comme un transformateur élévateur, du moins aux fréquences élevées, et à condition que sa longueur ne dépasse pas le quart de la longueur d'onde.

Ces explications ne sont satisfaisantes que pour une étude plutôt... contemplative du schéma. Si on veut réaliser et vérifier, il faut connaître d'autres caractéristiques, notamment les tensions continues.

Tension continue au point A

La tension continue de gate de T_1 est nulle, du fait de R_2 . Le point de fonctionnement sera donc donné par la chute de tension sur R_3 , si on néglige le courant de base de T_2 . Pour déterminer cette tension, on fait appel au réseau de caractéristiques du BF 256 B, dans la figure 2. On doit chercher, sur la courbe I_D/U_{GS} ou sur le réseau I_D/U_{DS} , le point pour lequel $U_{GS}/I_D = R_3$.

Il n'y a pas de procédé mathématique. Il faut procéder par approximations successives. En l'occurrence, c'est assez simple, puisque $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ est une résis-

tance produisant une chute de tension d'autant de volts qu'elle véhicule de milliampères. Or la figure 2 montre :

— Pour $I_D = 1 \text{ mA}$, $U_{GS} = -2,4 \text{ V}$, trop de volts.

— Pour $I_D = 3 \text{ mA}$, $U_{GS} = -1,6 \text{ V}$, trop de milliampères.

La solution doit se trouver entre les deux valeurs citées :

— Pour $I_D = 2 \text{ mA}$, $U_{GS} = -2 \text{ V}$, exact !

Bien sûr, on ne tombe pas nécessairement sur des valeurs rondes. De plus, il y aura une certaine dispersion. On se contentera donc de dire que la tension au point A est approximativement de 2 V.

Autres tensions continues

Du fait de la diode base-émetteur on trouve, en C, 0,7 V de moins qu'en A, soit 1,3 V. On en déduit l'intensité dans R_4 comme étant égale à $1,3 \text{ V}/220 \Omega \approx 6 \text{ mA}$.

Cette grandeur constitue aussi le courant d'émetteur (ou de collecteur) de T_2 . Si on admet que ce transistor présente un gain en courant de 100, on

trouve un courant de base de 6/100 de mA, ou 60 μ A, valeur effectivement négligeable devant les 2 mA dans R₃.

I_C = 6 mA plus I_D = 2 mA traversent R₆, R₇, R₈. Calculant les chutes de tension correspondantes, on trouve les tensions continues suivantes :

- Point E : U_{CC} - 8 mA \times 47 Ω = 14,6 V.

- Point D : U_{CC} - 8 mA \times (47 Ω + 150 Ω) = 13,4 V.

- Point B : U_{CC} - 8 mA \times (47 Ω + 150 Ω + 470 Ω) = 9,6 V.

Il reste ainsi 7,6 V entre source et drain de T₁ et 8,3 V entre émetteur et collecteur de T₂.

Impédances d'entrée et de sortie

L'impédance de sortie de T₁, r_{s1}, est égale à l'inverse de la transconductance. En traçant, au point I_D = 2 mA, une tangente à la courbe I_D/U_{GS} de la figure 2, on trouve cette transconductance égale à 2,5 mA/V, soit r_{s1} = 400 Ω . Quant à T₂, on peut estimer sa transconductance (en HF) à environ : g_m = 30 I_C, soit g_m = 180 mA/V avec les valeurs de l'exemple. Si le gain en courant de T₂ est de β = 100, on trouve : r_{e2} = β /g_m = 560 Ω pour la résistance d'entrée et r_{s2} = (r_{s1} + r_{e2})/ β \approx 10 Ω pour la résistance de sortie de T₂.

Impédances de charge et transfert en tension

La figure 3 montre un schéma équivalent dans lequel le générateur u₂ et sa résistance interne r_{s2} tiennent lieu de la sortie (émetteur) de T₂, alors que les points découplés sont considérés comme des points de masse. Tant qu'on travaille à une fréquence relativement basse et avec un câble relativement court, on peut estimer que ce dernier n'intervient pas. Le circuit de la figure 3 équivaut alors à une cascade de deux diviseurs de tension. Le calcul est assez simple pour qu'on puisse immédiatement passer aux résultats : au point C, la tension alternative est 0,9 u₂ et à la sortie (ou au point D) elle est 0,67 u₂.

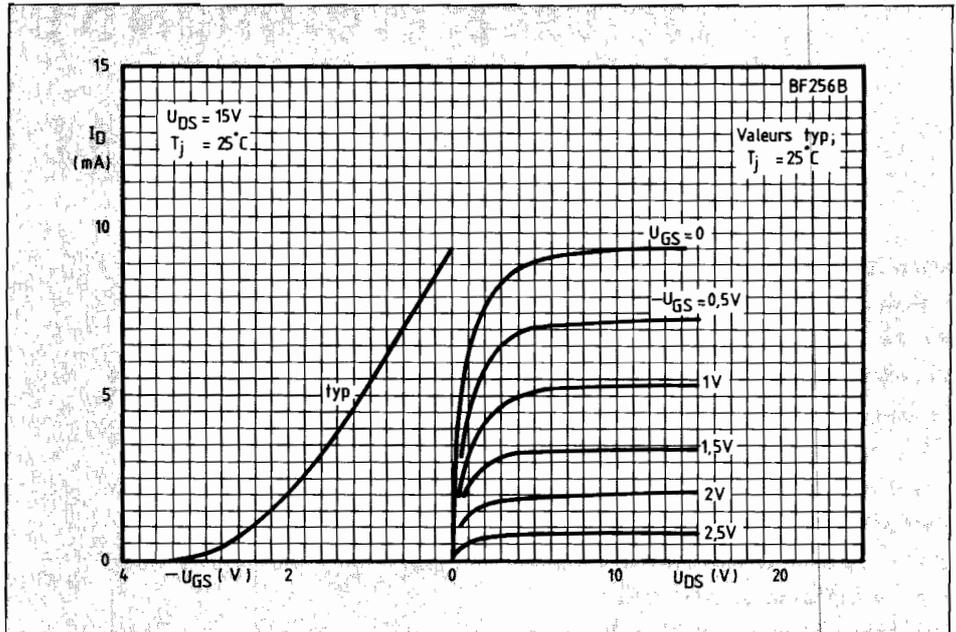


Fig. 2. - Courbe donnant I_D en fonction de U_{GS} et réseau de caractéristiques I_D/U_{DS} du transistor à effet de champ BF 256 B.

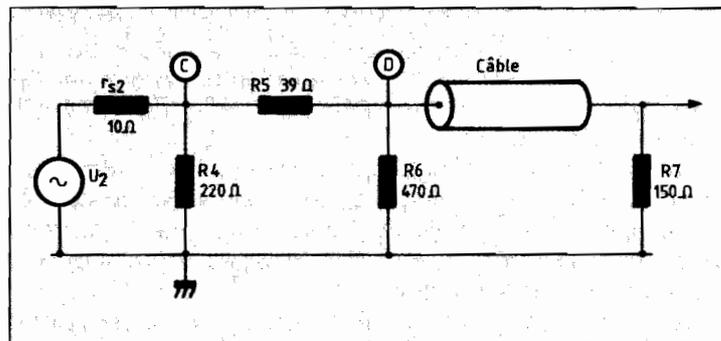


Fig. 3. - Schéma équivalent du circuit de sortie, valable pour les tensions alternatives.

Cette dernière grandeur est le transfert en tension entre la base de T₂ et la sortie. Pour connaître le transfert total, il suffit de multiplier celui de T₂ par celui de T₁. Comme précédemment, il s'agit d'un calcul de diviseur de tension (avec r_{s1}, R₃, r_{e2}). Il aboutit à un transfert de 0,47 entre l'antenne et le point A, soit 0,47 \times 0,67 = 0,31 pour le transfert global. Aux fréquences élevées, l'effet élévateur du câble peut augmenter ce transfert. Cependant, il est peu probable qu'il dépasse l'unité. De toute façon, l'impédance d'entrée du récepteur intervient aussi.

Les dangers de la promiscuité

Une antenne capte toujours, en plus du signal utile (généralement faible), sur

d'autres fréquences une foule d'autres émissions (généralement puissantes). Du fait de la non-linéarité de l'amplificateur, ces sources multiples risquent de produire certains désagréments :

- **La formation d'harmoniques.** Un récepteur explorant la gamme des 30 MHz (télécommande d'installations d'alarme) peut capter aussi des émissions radio de la bande des 15 MHz (19 mètres), car la distorsion de l'amplificateur se solde par des harmoniques.

- **La transmodulation.** La non-linéarité de l'amplificateur conduit à la démodulation d'une station puissante. Le produit de cette démodulation fait varier le point de fonctionnement de l'amplificateur. Celui-ci travaille donc à « gain variable », ce qui fait qu'il module le signal utile par la modulation du perturbateur.

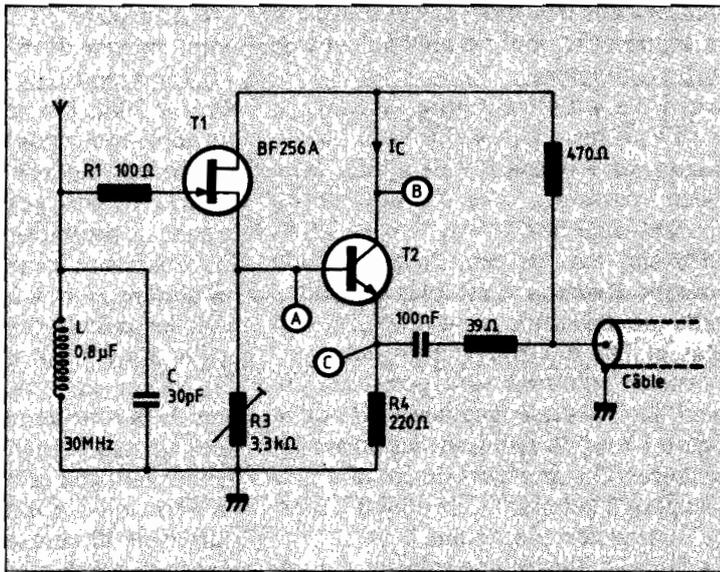


Fig. 4. - Insertion d'un circuit accordé d'entrée et adaptation du montage à une tension d'alimentation de 9 V, par utilisation d'un transistor à effet de champ à courant nominal plus faible.

- **L'intermodulation.** Deux émissions, sur 15,1 et 15,2 MHz, par exemple, peuvent donner lieu, par battement, à un petit fantôme bimodulé sur 30,3 MHz. On risque d'en trouver un autre sur 15,3 MHz (addition du battement différentiel de 0,1 MHz à la porteuse de 15,2 MHz), etc.

Le maximum d'amplitude

On s'imagine facilement qu'en présence de trois émissions, ou plus, on puisse obtenir tout un spectre... de fantômes. Le remède, c'est d'abord un amplificateur relativement linéaire. C'est le cas de collecteur commun et drain commun du fait de leur contre-réaction inhérente.

De plus, il faut résister à la tentation de la grande antenne, c'est-à-dire se contenter d'un signal faible. Souvent, on adopte une limite telle que le point de fonctionnement ne s'écarte que de 1/10 de sa valeur de repos. Dans le cas de l'exemple, où $I_{C2} = 6 \text{ mA}$, on devra donc se restreindre à une variation de $\pm 0,6 \text{ mA}$ autour de cette valeur. Si on adopte l'hypothèse - à la fois simpliste et pessimiste - d'une fréquence de travail telle que le câble désadapté se comporte comme une forte capacité, T₂ serait essentiellement chargé par R₅

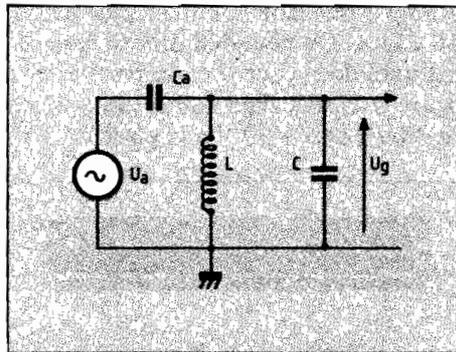


Fig. 5. - Schéma équivalent associant l'antenne au circuit accordé d'entrée.

(39 Ω). Le maximum d'amplitude (sur l'émetteur de T₂) serait alors de $39 \Omega \times \pm 0,6 \text{ mA} \approx \pm 24 \text{ mV}$. Cette valeur risque d'être dépassée notamment par des perturbations de type industriel. Même si elle se produit sur une fréquence toute différente de celle de réception, une telle perturbation risque de déplacer le point de fonctionnement jusqu'au blocage instantané de l'amplificateur.

Opportunités de modification

Notamment dans le cas de la réception d'une bande relativement restreinte, un circuit sélectif d'entrée est un moyen simple et efficace pour écarter les perturbations fortement distantes en fréquence. On complétera cette modification par l'adaptation du montage à une tension d'alimentation de 9 V.

Circuit accordé d'entrée

La figure 4 présente le nouveau schéma. Les composants R₁, C₁ et R₂ n'existent plus, car L dérive toute tension impulsionnelle ou charge électrostatique, bien plus efficacement qu'un réseau RC ne peut le faire. On suppose une fréquence d'accord de 30 MHz - d'autres valeurs sont évidemment possibles, de même qu'un accord par condensateur variable. La fréquence de 30 MHz est donnée par la valeur de L et en augmentant celle de C de 10 pF (capacité d'entrée de T₁, capacité propre du bobinage et de câblage).

Le schéma équivalent de la figure 5 permet de discuter du choix du rapport L/C. Le générateur u_a y présente la tension captée par l'antenne, et C_a est la capacité propre de cette dernière (quelques picofarad).

A l'époque où on fabriquait encore une quantité significative de circuits HF en Europe, on démontrait que, dans un tel circuit :

$$u_g/u_a = Q C_a/C,$$

Q étant le facteur de qualité ou de sur-tension (*) du bobinage. L'expression montre que la tension de signal offerte à T₁ est d'autant plus importante que Q est plus fort et C est plus faible.

Or plus C est faible, plus l'antenne risque d'amortir L (du moins aux fréquences élevées), d'où diminution de Q. De plus, il faut penser aux modifications de la capacité d'antenne, dues à la proximité d'un conducteur ou à un contact avec la main. Plus C sera grande, plus l'effet de ces modifications sera réduit. Finalement, plus on soigne la qualité de L, plus on risque de voir le système se transformer en oscillateur (du fait des

(*) Si ces termes sont nouveaux pour vous, veuillez excuser l'absence, dans ces pages, de toute discussion à leur sujet. Car ce serait non seulement un morceau assez gros, mais surtout à côté du but : cette série d'articles est destinée à vous inciter, cher lecteur, à contrôler vos connaissances - ou vos ignorances - de façon à pouvoir vous perfectionner en vous procurant une littérature adaptée à votre cas particulier.

capacités gate-source et source-masse de T_1). Pour éliminer ce danger d'oscillation, on prévoit une résistance R_1 . Sa valeur est à adapter à chaque cas particulier, en fonction de la fréquence de travail et de la largeur de bande qu'on désire obtenir dans le circuit d'entrée. On voit que de nombreux compromis sont nécessaires, ce qui laisse présager la nécessité d'une mise au point expérimentale.

Alimentation sous 9 V

Comme on l'a vu plus haut, les intensités du montage sont fixées par le transistor à effet de champ T_1 , lequel est – en principe – une source à courant constant. Cette particularité est illustrée par le réseau de la figure 2 où on voit, par exemple sur la courbe – $U_{GS} = 2$ V, que l'intensité I_D ne varie que de 5 % environ lorsque U_{DS} passe de 5 à 15 V. Cependant, pour des valeurs de U_{DS} inférieures à 3 V environ, la varia-

tion devient très forte, car le transistor se sature et n'amplifie plus qu'avec de fortes distorsions.

On a vu plus haut que, sous $U_{CC} = 15$ V, il reste $U_{DS} = 7,6$ V. Si on alimente par 9 V, soit 6 V de moins, cette valeur passerait, dans l'hypothèse du courant constant, à $7,6 - 6 = 1,6$ V. Bien sûr, avec si peu, l'hypothèse du courant constant n'est plus satisfaite, celle de l'amplification linéaire non plus, et il faudra trouver autre chose. Plusieurs solutions sont possibles. On peut, par exemple, augmenter R_4 de la figure 1 tout en réduisant les autres résistances. On aura alors un courant plus fort pour T_1 et plus faible pour T_2 , ainsi qu'un transfert plus réduit.

La figure 4 illustre une solution faisant intervenir un transistor à effet de champ d'intensité nominale plus faible. BF 256 A. On peut déduire ses caractéristiques de la courbe et du réseau de la figure 2 en décalant toutes les valeurs de – U_{GS} de 1 V (0 V à la place de 1 V,

1 V à la place de 2 V, etc.). Fixant le point moyen de fonctionnement à $I_D = 0,7$ mA, soit $U_{GS} = 1,5$ V, on arrive à $R_3 = 2,2$ k Ω . On rend cette résistance ajustable, pour pouvoir compenser une dispersion, laquelle risque, comme on le verra, de faire glisser le montage dans la zone de saturation.

En conservant toutes les autres valeurs, on obtient alors à $I_C = 3,6$ mA. Reprenant les calculs exposés plus haut, on arrive à 4,6 V entre drain et source de T_1 , valeur se trouvant suffisamment près de la zone de saturation pour justifier l'ajustage signalé plus haut.

Retournant aux calculs correspondants, on verra que la diminution de la tension et de l'intensité d'alimentation se répercute sur l'amplitude maximale admissible en sortie ainsi que sur le transfert. Ce qui signifie qu'avec $U_{CC} = 15$ V, on était encore loin de cette alimentation trop riche, qui risque de conduire à des excès nuisibles.

H. Schreiber

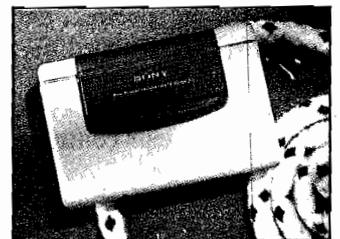
QUOI DE NEUF ?

La troisième dimension

Le son en trois dimensions sur une chaîne stéréo, c'est ce que nous propose le disque compact « Le son de la troisième dimension ». Les sons de ce disque compact ont été spatialisés par le système RSS (Roland Sound Space), qui simule un espace tridimensionnel virtuel à partir de deux enceintes stéréo ou d'un casque. Le disque propose une variété d'ambiances musicales, de bruitages, de jingles et d'effets spéciaux. Vendu 199 F (+ 20 F de frais de port), il a été produit par Christian Salès, Jean-Bernard Cellier et Alain Etchart du Studio JBF. **Distributeur** : Studio JBF, 23, rue Poissonnière, 75002 Paris. Tél. : (1) 42.36.02.57.



Enregistrer sans crainte



Avec les cassettes vidéo 8 mm Sony P5-Sport, plus besoin de se préoccuper des projections d'eau ou de sable, on peut les emmener à la plage et filmer sans crainte. Elles sont protégées par un boîtier étanche et existent en P5-60 SPT (75 F) et P5-90 SPT (95 F).

Distributeur : Sony France, 15, rue Floréal, 75017 Paris. Tél. : (1) 40.87.30.00.