

Dans la première partie de cette étude, nous avons examiné les problèmes relatifs à l'amplification haute-fréquence de puissance: le choix des transistors en fonction de la fréquence d'utilisation, les classes de fonctionnement, la détermination des conditions de travail et l'évaluation des performances.

Le présent article traitera des circuits de couplage à insérer entre la sortie d'un étage et son impédance de charge. Des applications numériques illustreront les procédés de calcul exposés.

Les circuits de couplage pour étages H.F. de puissance

Le rôle des circuits de couplage

1) Adaptation des impédances

On sait que la puissance utile qu'un quadripôle actif (auquel nous pouvons assimiler un transistor amplificateur) peut fournir à une impédance d'utilisation, sera maximum quand (fig. 1):

- d'une part, son impédance d'entrée est adaptée à celle de la source d'excitation (un étage préamplificateur, ou un oscillateur),

- et quand, d'autre part, la charge est adaptée à l'impédance de sortie.

L'impédance d'entrée d'un étage quelconque dans une chaîne d'amplification doit donc être considérée comme étant l'impédance de charge de l'étage précédent, et son impédance de sortie fera office d'impédance de source pour l'étage suivant.

Comme nous l'avons montré dans la première partie de cette étude (formules 18 et 19), la condition d'adaptation peut s'exprimer par les deux relations suivantes:

$$\begin{aligned} X_c &= -X_L \\ R_c &= R_L \end{aligned} \quad (1 a)$$

ou

$$\begin{aligned} R_G &= R_{in} \\ X_G &= -X_{in} \end{aligned} \quad (1 b)$$

ceci, en considérant des réseaux série de la forme $(R + jX)$.

Une adaptation incorrecte se traduit inévitablement par:

- une réduction de la puissance utile effectivement fournie à la charge,
- des phénomènes de réflexion, donnant lieu à l'apparition d'ondes stationnaires dont l'effet peut être désastreux pour les transistors.

2) Atténuation des harmoniques

Comme les étages de puissance fonctionnent le plus souvent en classe B ou en classe C, le courant de collecteur des transistors comporte des composantes harmoniques relativement importantes.

L'idéal serait de ne trouver aux bornes du circuit sélectif d'accord que la seule composante à la fréquence porteuse désirée.

Les circuits de couplage devront donc être du type « passe bas » afin d'assurer une bonne suppression des harmoniques.

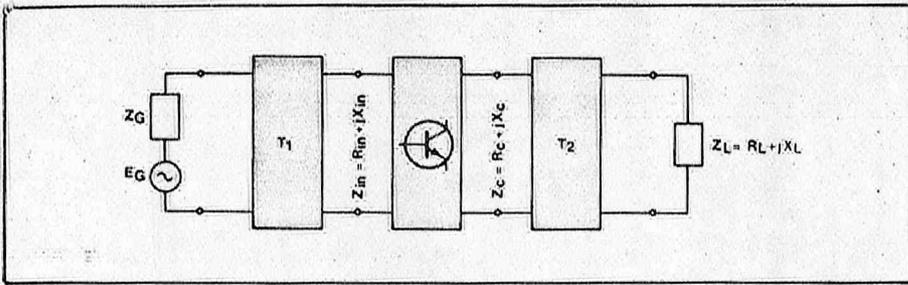


Fig. 1. - Les circuits de couplage T_1 et T_2 doivent assurer l'adaptation entre le générateur d'impédance Z_G et l'entrée Z_{in} du transistor, resp. entre la sortie Z_c du transistor et l'impédance d'utilisation Z_L .

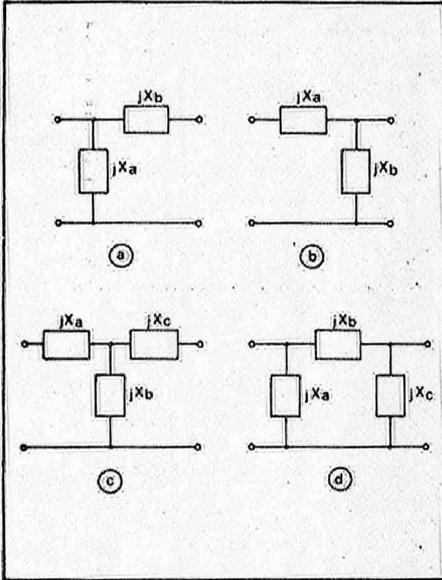


Fig. 2. - Réseaux de couplage en L (a et b), en T (c) et en Pi (d).

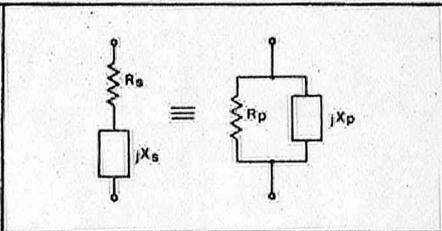


Fig. 5. - Tout circuit $jX_s - R_s$ série peut être transformé en son équivalent parallèle jX_p / R_p , et inversement.

Les différents circuits de couplage

Comme nous venons de le voir, un réseau d'adaptation doit :

- adapter les parties réelles (ohmiques) des impédances
- et compenser les réactances,

ce qui peut encore s'exprimer en disant que l'impédance d'utilisation doit être le conjugué complexe de l'impédance interne de source.

La configuration du circuit de couplage sera déterminée par les considérations suivantes :

- les valeurs des impédances à adapter (qui peuvent être fort différentes dans certains cas)

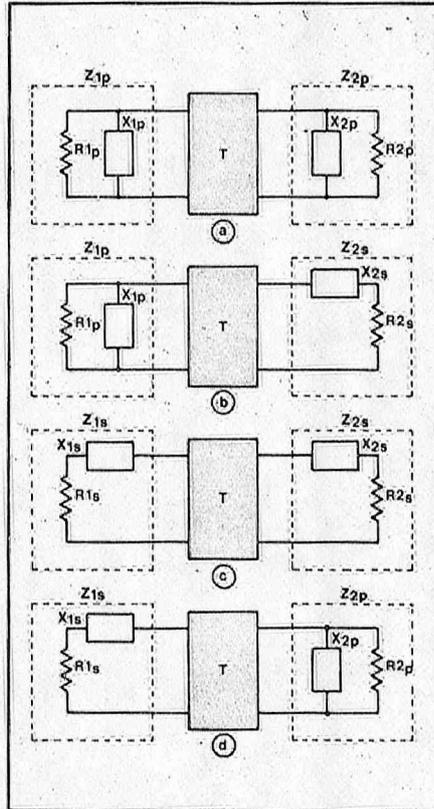


Fig. 3. - Les différentes configurations des impédances de source Z_1 et des impédances de charge Z_2 d'un circuit de couplage adaptateur d'impédance.

- la fréquence de travail
- la puissance mise en jeu.

Les réseaux d'adaptation à éléments résistifs sont évidemment à exclure, étant donné qu'ils seraient le siège d'une dissipation de puissance joule inadmissible.

Le circuit de couplage devra posséder au moins deux éléments réactifs (ajustables) afin d'assurer aussi bien l'adaptation des résistances que la compensation des réactances des circuits en présence.

1. Les réseaux en L à deux réactances

Nous pouvons distinguer deux cas :

- 1) Circuit en L à réactance de cou-

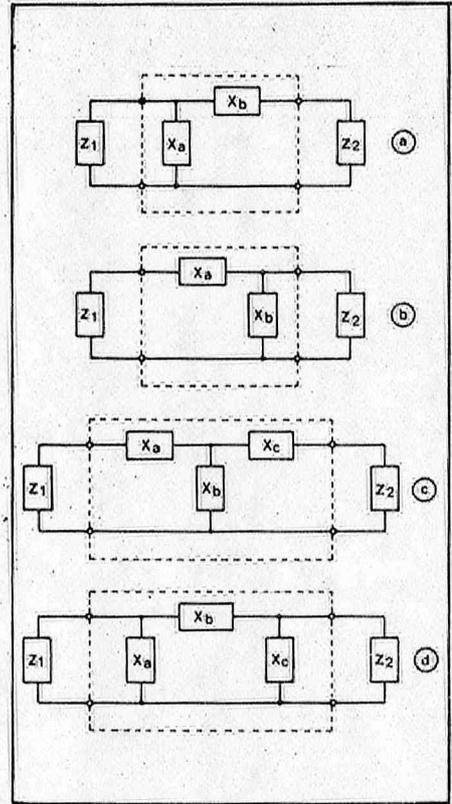


Fig. 4. - L'adaptation entre les impédances de source Z_1 et Z_2 peut se faire à l'aide de circuits en L à capacité en tête (a) ou à capacité à la base (b), de circuits en T (c) ou en Pi (d).

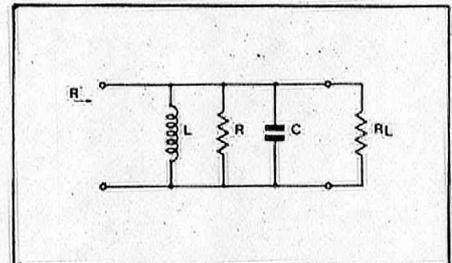


Fig. 6. - Le facteur de qualité en charge Q_L d'un circuit LCR est déterminé par la composante résistive R_L de l'impédance de charge.

plage X_b en tête (fig. 2 a).

2) Circuit à réactance de couplage X_b à la base (fig. 2 b).

2. Les réseaux en T et en Pi à trois réactances (fig. 2 c et 2 d)

La configuration des impédances à adapter

Les impédances Z_1 et Z_2 à adapter peuvent se présenter sous l'aspect d'un circuit parallèle, composé d'une résistance R_p shuntée par une réactance jX_p , ou sous la forme d'un circuit série, constitué d'une composante ohmique R_s en série avec une réactance jX_s .

La figure 3 montre les différentes combinaisons possibles.

Dans la pratique, la partie réactive de Z_2 sera souvent nulle (cas d'une charge purement ohmique) dans une plage de fréquences plus ou moins grande.

D'autre part, si Z_1 constitue la charge d'un étage de puissance, cette impédance pourra être constituée par une bobine accordée sur la fréquence de travail par l'ensemble des capacités du circuit, et à cette fréquence, la charge sera alors purement ohmique.

En combinant les schémas des figures 2 et 3, on obtient les circuits de la figure 4, dans lesquels Z_1 représente chaque fois l'impédance de source et Z_2 la charge.

Le calcul de ces réseaux fera intervenir la transformation d'une ou de plusieurs branches série en circuits équivalents parallèles, ou vice versa.

La transformation série-parallèle et parallèle-série

Tout circuit comprenant une résistance R_s en série avec une réactance jX_s peut se transformer en un circuit parallèle équivalent $R_p // jX_p$.

Les circuits de la figure 5 sont équivalents si $Z_s = Z_p$, soit encore si

$$R_s + jX_s = \frac{jR_p \cdot X_p}{R_p + jX_p}$$

En multipliant le second membre de cette égalité par le conjugué complexe du dénominateur et en identifiant les parties réelle et imaginaire, on trouve

$$R_s = R_p \cdot \frac{X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} \quad (2)$$

et

$$X_s = X_p \cdot \frac{R_p^2}{R_p^2 + X_p^2} = \frac{R_s \cdot R_p}{X_p} \quad (3)$$

De même, le circuit parallèle $R_p X_p$ admet le schéma équivalent série $R_s X_s$ tel que :

$$R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s} \quad (4)$$

et

$$X_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s} = \frac{R_p \cdot R_s}{X_s} \quad (5)$$

Le rendement d'un circuit de couplage

Considérons un circuit LCR (fig. 6) qui présente à sa fréquence de résonance une impédance purement ohmique R .

Un tel circuit parallèle pourra toujours se transformer en un circuit série équivalent.

Le circuit LCR se trouve shunté par la résistance de charge R_L , ce qui réduit la résistance totale à la résonance à une valeur R' telle que

$$R' = \frac{R \cdot R_L}{R + R_L}$$

Pour une tension alternative de valeur efficace U , ce circuit sera le siège d'une puissance dissipée totale :

$$P_{\text{tot}} = \frac{U^2}{R'}$$

et la puissance utile dans la charge R_L sera :

$$P_L = \frac{U^2}{R_L}$$

Le rendement du circuit

$$\eta = \frac{P_L}{P_{\text{tot}}} = \frac{R'}{R_L} = \frac{R}{R + R_L} \quad (6)$$

Appelons Q_0 le facteur de qualité propre du circuit LCR, soit :

$$Q_0 = \frac{R}{\omega_0 \cdot L} \quad (7)$$

Le facteur de qualité Q_L du circuit en charge s'exprime par la relation :

$$Q_L = \frac{R'}{\omega_0 \cdot L} \quad (8)$$

en remarquant que $R_L = \frac{RR'}{R - R'}$

et en introduisant les valeurs de R et de R' tirées des relations (7) et (8) dans l'expression (6), on trouve :

$$\eta = \frac{Q_0 - Q_L}{Q_0} = 1 - \frac{Q_L}{Q_0} \quad (9)$$

Remarquons aussi que si $R \geq R_L$, on peut pratiquement remplacer Q_L par :

$$Q_L = \frac{R_L}{\omega_0 \cdot L}$$

d'où

$$\eta = 1 - \frac{Q_L}{Q_0} \quad (10)$$

Un bon rendement exige donc le choix d'un facteur de qualité Q_L en charge petit par rapport à Q_0 . Une faible valeur de Q_L diminuera cependant la sélectivité du circuit, et donc aussi l'atténuation des harmoniques.

Comme nous le verrons plus loin, la valeur de Q_L sera généralement comprise entre 5 et 15.

Méthode générale de calcul des réseaux d'adaptation

Quelle que soit la configuration initiale des impédances à adapter et du circuit de couplage, le principe du calcul sera toujours le même :

- ou bien, on transforme le réseau en un circuit qui ne comprend plus que des éléments résistifs et réactifs en série, ou bien,

- on transforme le réseau en un circuit qui ne comprend plus que des élé-

ments réactifs et résistifs en parallèle.

Pour la configuration en série (fig. 7 a) la condition d'adaptation s'écrit :

$$R_{1s} = R_{2s}$$

et

$$jX_s = j(X_{1s} + X_{2s} + \dots) = 0$$

(Les réactances $X_s, X_{1s}, X_{2s}, \dots$, étant prises avec leur signe propre : positif pour une inductance ($j\omega L$), négatif pour une réactance capacitive ($-j/\omega C$).

Pour la configuration en parallèle (fig. 7 b) la condition d'adaptation devient :

$$R_{1p} = R_{2p}$$

et

$$\sum \frac{1}{jX_p} = \left(\frac{1}{jX_{1p}} + \frac{1}{jX_{2p}} + \dots \right) = 0$$

1. Les circuits de couplage en L

a) Couplage par réactance (capacitive) en tête (fig. 8)

Il s'agit par exemple d'adapter une antenne d'émission d'impédance $Z_2 = R_2 + jX_2$ à un transistor HF de sortie, qui doit travailler avec une charge de collecteur

$$R_{1p} = R_c = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{CE}^2}{P_s}$$

L'inductance L est accordée sur la fréquence de travail par la capacité résultante en parallèle (dans laquelle intervient également les réactances X_a, X_b et X_2).

Le circuit est amorti par la résistance d'utilisation R_2 de telle manière que sa résistance résultante, vue à la résonance, depuis les bornes d'entrée (= collecteur) constitue la charge optimale du transistor ($R_{1p} = R_c$).

Transformons la branche série ($X_b + X_2$) + R_2 en un circuit équivalent parallèle, en appliquant les formules (4) et (5).

On trouve :

$$R_{2p} = \frac{R_2^2 + (X_b + X_2)^2}{R_2} \quad (11)$$

et

$$X_{2p} = \frac{R_2^2 + (X_b + X_2)^2}{X_b + X_2} \quad (12)$$

L'adaptation sera réalisée si $R_{1p} = R_{2p}$ et si de plus les réactances ($X_{as} // X_{2p}$) accordent l'inductance X_L sur la fréquence de travail.

En égalant R_{2p} (éq. 11) à R_{1p} et en résolvant par rapport à X_b , on trouve

$$X_b = -X_2 \pm R_2 \sqrt{\frac{R_{1p}}{R_2} - 1}$$

On notera déjà que ce réseau de couplage ne convient que si $R_{1p} > R_2$.

Si la réactance X_2 de la charge est nulle, la valeur de la réactance de couplage en tête X_b devient

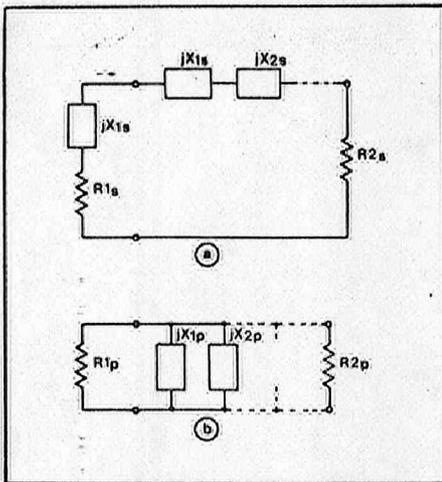


Fig. 7. - Le réseau de couplage peut être, soit transformé en un circuit équivalent à éléments en série (a), soit en un circuit parallèle (b).

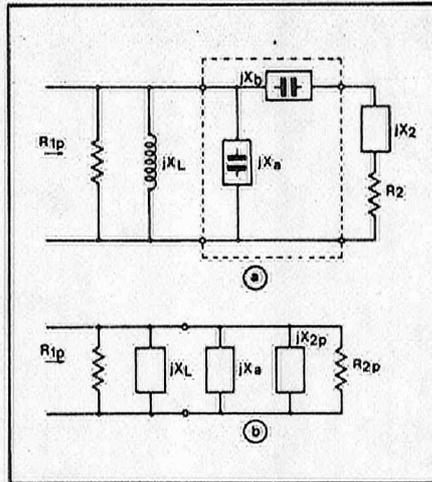


Fig. 8. - Le circuit de couplage par réactance en tête (a), transformé en réseau parallèle équivalent (b).

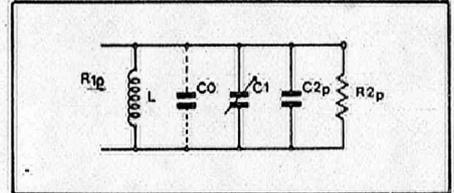


Fig. 9. - La capacité de sortie C_0 du transistor intervient dans l'accord du circuit collecteur.

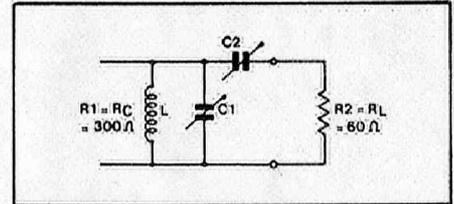


Fig. 10. - Exemple numérique : adaptation d'une charge ohmique de 60Ω à la sortie d'un transistor exigeant une résistance de collecteur de 300Ω .

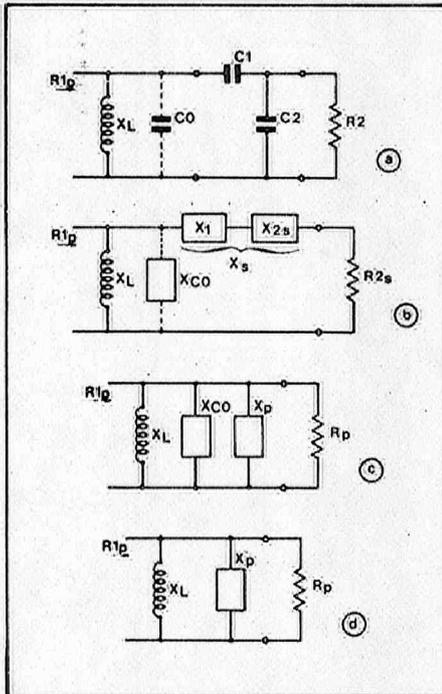


Fig. 11. - Le réseau de couplage à capacité à la base (a) et ses transformations successives (b, c, d) conduisant à un circuit équivalent parallèle.

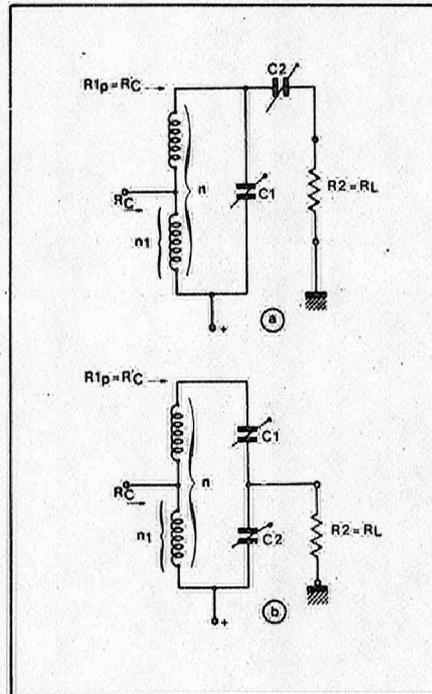


Fig. 12. - Couplage à prise inductive, combiné avec les réseaux en L à capacité en tête (a) et à capacité à la base (b).

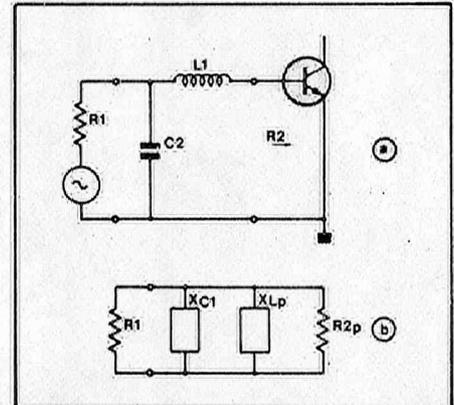


Fig. 13. - Le circuit de couplage par inductance (a) et son équivalent parallèle (b).

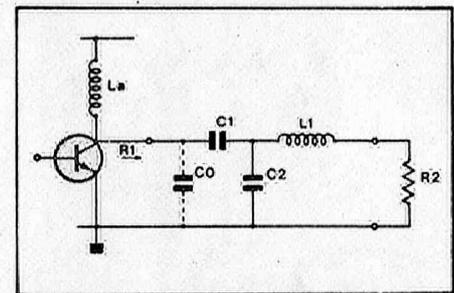


Fig. 16. - Cas du transistor dont le collecteur est alimenté via une bobine d'arrêt L_a .

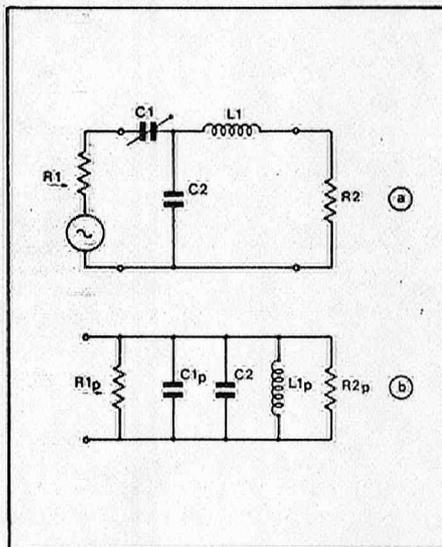


Fig. 14. - Un réseau en T à capacité en tête (a) et son équivalent parallèle (b).

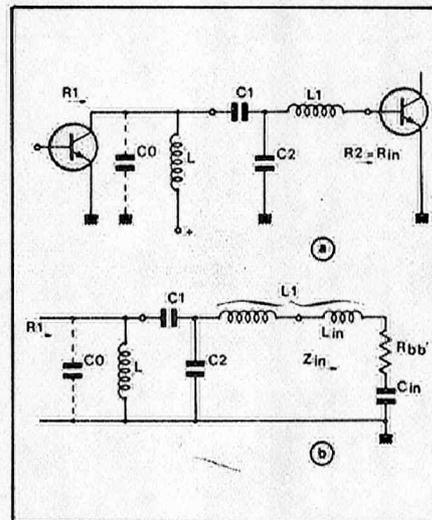


Fig. 15. - Le circuit d'adaptation en T entre le collecteur d'un transistor préamplificateur et l'entrée d'un étage de puissance (a), montrant l'influence de l'inductance d'entrée de ce dernier (b).

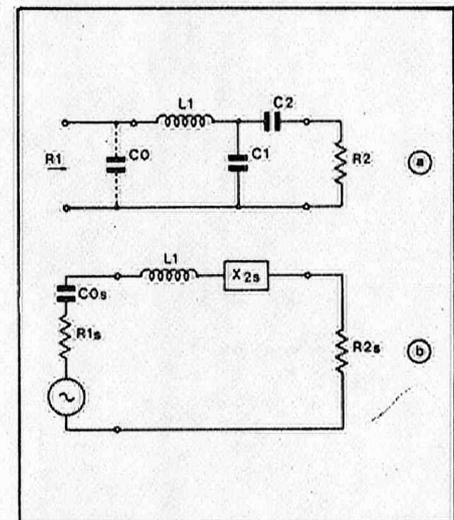


Fig. 17. - Réseau de couplage en T à inductance en tête (a) et son équivalent série (b).

$$X_b = -R_2 \sqrt{\frac{R_{1p}}{R_2} - 1} \quad (13)$$

avec

$$X_b = \frac{-1}{\omega C_2}$$

La capacité totale du circuit comprend la capacité de sortie C_o du transistor, la capacité d'accord C_1 (qui sera constituée par la réactance X_a) et celle, C_{2p} , qui correspond à la réactance parallèle X_{2p} , équivalente à la réactance série ($X_b + X_2$), soit donc (fig. 9) :

$$C = C_o + C_1 + C_{2p}$$

En introduisant dans (12) la valeur X_b donnée par (13) on trouve :

$$X_{2p} = \frac{R_{1p}}{\sqrt{\frac{R_{1p}}{R_2} - 1}} = R_2 \cdot \frac{R_{1p}}{X_b} \quad (14)$$

Le facteur de qualité en charge Q_L du circuit LC s'exprime par

$$Q_L = \frac{R_{1p}}{\omega L} = \frac{R_{1p}}{X_L} \quad (15)$$

d'où encore

$$X_L = \frac{R_{1p}}{Q_L} \quad (16)$$

La condition de résonance

$$\frac{1}{X_L} = \frac{Q_L}{R_{1p}} = -\left(\frac{1}{X_a} + \frac{1}{X_{2p}}\right)$$

permet de trouver l'expression de X_a ; on trouve finalement, en admettant $X_2 = 0$:

$$X_a = \frac{R_{1p}}{Q_L} \cdot \frac{1}{1 - \frac{X_b}{Q_L \cdot R_2}} = X_L \cdot \frac{1}{1 - \frac{X_b}{Q_L \cdot R_2}} \quad (17)$$

Notons qu'il faudra encore réaliser la condition

$$Q_L > \sqrt{\frac{R_{1p}}{R_2} - 1} \quad (18)$$

Exemple :

Soit $R_2 = R_L = 60 \Omega$;

$R_{1p} = R_c = 300 \Omega$

(fig. 10) ;

$f = 40$ MHz. Imposons-nous un facteur de qualité en charge $Q_L = 10$

$$\text{donc } > \sqrt{\frac{300}{60} - 1}$$

$$X_L = \frac{R_c}{Q_L} = \frac{300}{10} = 30 \Omega$$

$$L = \frac{X_L}{\omega} = 0,12 \mu\text{H}$$

$$X_b = X_{C2} = 60 \sqrt{\frac{300}{60} - 1} = 120 \Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega \cdot X_{C2}} = 33 \text{ pF}$$

$$X_a = X_{C1} = \frac{30}{1 - \frac{120}{10 \cdot 60}} = 37,5 \Omega$$

soit $C_1 = 106 \text{ pF}$

b) Couplage par capacité à la base (fig. 11)

C'est le circuit de la figure 4 b, avec

$$X_a = X_{C1} = 1/\omega C_1$$

$$\text{et } X_b = X_{C2} = 1/\omega C_2$$

La transformation du circuit parallèle $R_2 C_2$ en un circuit série équivalent donne (voir éq. 2 et 3) :

$$R_{2s} = R_2 \cdot \frac{X_{C2}^2}{R_2^2 + X_{C2}^2}$$

et

$$X_{2s} = X_{C2} \cdot \frac{R_2^2}{R_2^2 + X_{C2}^2}$$

Après transformations successives (passage du circuit série ($X_{C1} + X_{2s}$) et R_{2s} à son équivalent parallèle X_p / R_p on arrive au schéma de la figure 11 c avec :

$$R_p = \frac{R_{2s} + (X_1 + X_{2s})^2}{R_{2s}}$$

et

$$X_p = \frac{R_{2s} + (X_1 + X_{2s})^2}{X_1 + X_{2s}}$$

Remarquons que $X_p = 1/\omega C_p$ en parallèle avec $X_{C0} = 1/\omega C_o$, d'où le schéma équivalent final de la figure 11 d, dans lequel

$$X'_p = \frac{1}{\omega (C_p + C_o)}$$

La condition d'adaptation sera donc :

$$R_{1p} = R_p$$

et

$$X'_p = X_L$$

Avec $Q_L = R_{1p}/X_L$ on trouve les relations suivantes

$$X_2 = \frac{R_2}{\sqrt{\left[\frac{R_2}{R_{1p}} (1 + Q_L^2) - 1\right]}} \quad (19)$$

$$\text{et } X_1 = \frac{R_2 (Q_L - \frac{R_2}{X_2})}{1 + \left(\frac{R_2}{X_2}\right)^2}$$

$$= \frac{R_{1p} \cdot Q_L}{Q_L^2 + 1} \left(1 - \frac{R_2}{X_2 \cdot Q_L}\right)$$

avec la condition supplémentaire

$$Q_L = \frac{R_{1p}}{X_L} > \sqrt{\frac{R_{1p}}{R_2}} \quad (21)$$

Exemple : mêmes données que ci-dessus, soit :

$R_2 = 60 \Omega$;

$R_{1p} = 300 \Omega$;

$f = 40$ MHz.

Avec $Q_L = 10$, les relations (21), (19) et (20) donnent :

$$X_L = \frac{300}{10} = 30 \Omega$$

soit encore $L = 0,12 \mu\text{H}$

$$X_2 = \frac{60}{\sqrt{\frac{60}{300} (101) - 1}} = 13,7 \Omega$$

d'où $C_2 = 290 \text{ pF}$

$$X_1 = \frac{60 (10 - \frac{60}{13,7})}{1 + \left(\frac{60}{13,7}\right)^2} = 16,67 \Omega$$

soit $C_1 = 238 \text{ pF}$

En s'imposant un facteur de surtension en charge de 5 (au lieu de 10), on trouve $L = 0,24 \mu\text{H}$, $C_2 = 135,6 \text{ pF}$ et $C_1 = 116,7 \text{ pF}$, donc, des capacités plus petites.

L'atténuation des harmoniques sera toutefois moins bonne.

Remarquons en passant que le circuit de couplage de la figure 11 donnera de toute manière une meilleure réjection des fréquences harmoniques que celui de la figure 10.

c) Couplage à prise inductive (fig. 12)

La résistance interne de sortie du transistor, ainsi que la capacité de sortie de ce dernier agissent sur le circuit d'accord de collecteur.

Pour réduire cette influence, on peut relier le collecteur à une prise du bobinage, de manière à constituer un auto-transformateur élévateur d'impédance du collecteur vers le circuit.

La charge de collecteur R_c sera alors « vue » par le circuit résonant comme présentant une valeur :

$$R'_c = \left(\frac{n}{n_1}\right)^2 \cdot R_c = m^2 \cdot R_c \quad (22)$$

Dans ce cas, il y a lieu de remplacer R_{1p} dans les relations (14) et (21) par la valeur :

$$R_{1p} = m^2 \cdot R_c = R'_c \quad (22)$$

Signalons aussi que le procédé de la prise inductive réduit également la variation de la bande passante du circuit de sortie en fonction des variations de la capacité de sortie du transistor (qui est en effet variable avec le niveau d'excitation de l'étage).

Les figures 12 a et 12 b se rapportent respectivement aux circuits de couplage à capacité en tête et à capacité à la base.

Pour assurer une réjection suffisante des harmoniques, le nombre de spires n_1 entre le collecteur et le point commun (masse en haute fréquence) doit être suffisamment grand.

Aux fréquences très élevées, la bobine ne comporte que quelques spires, et il devient quasi impossible de prédéterminer l'endroit de la prise avec la précision voulue (par ailleurs, le coefficient de couplage entre spires devient médiocre à ces fréquences). Seule une mise au point expérimentale fastidieuse permet dans ce cas de réaliser une adaptation à peine satisfaisante.

Le domaine d'application des circuits de couplage en L que nous venons d'étudier est limité aux étages à faible puissance, fonctionnant à des

fréquences ne dépassant pas une centaine de MHz.

On leur préférera le plus souvent les réseaux de couplage qui seront examinés plus loin.

d) Couplage par inductance (fig. 13)

Ce montage est intéressant lorsqu'il s'agit de réaliser l'adaptation entre un générateur (de résistance interne de sortie R_1) et un transistor préamplificateur dont l'impédance d'entrée R_2 est du même ordre de grandeur que R_1 , tout en étant supérieure à cette dernière.

Il suffit encore de substituer à la branche série $L_1 R_2$ le circuit équivalent parallèle $X_{Lp} - R_{2p}$ et d'égaliser R_1 à R_{2p} et X_C à X_{Lp} . On obtient alors les relations suivantes :

$$X_{C1} = R_1 \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_1 - R_2}} \quad (23)$$

et

$$X_{L1} = R_2 \cdot \sqrt{\frac{R_1 - R_2}{R_2}} \quad (24)$$

On notera que la condition $R_1 > R_2$ doit être réalisée.

2. Les circuits de couplage en T

a) Réseau de couplage à capacité en tête (fig. 14)

Dans le schéma de principe de la figure 4 c, X_a et X_b seront des réactances capacitives tandis que X_c sera une inductance.

On voit ainsi apparaître un circuit résonant série.

On transforme la branche série $L_1 R_2$ en une branche parallèle équivalente $L_{1p} R_{2p}$.

De même, le circuit série $R_1 C_1$ sera remplacé par son équivalent parallèle $R_{1p} C_{1p}$ et les conditions d'adaptation s'écrivent alors sous la forme

$$R_{1p} = R_{2p}$$

et

$$\omega^2 \cdot L_{1p} (C_{1p} + C_2) = 1$$

D'autre part

$$Q_L = \frac{\omega \cdot L_{tot}}{R_2} \quad (25)$$

avec

$$L_{tot} = L_1 + L_{in}$$

L_{in} étant l'inductance d'entrée du transistor dont R_2 représente la composante ohmique de l'impédance d'entrée.

En appliquant les formules de transformation classiques, on trouve finalement les relations suivantes :

$$X_{C1} = R_1 \cdot \sqrt{\frac{R_2 (1 + Q_L^2)}{R_1}} \quad (26)$$

$$X_{C2} = R_2 \cdot \frac{1 + Q_L^2}{Q_L - \sqrt{\frac{R_2}{R_1} (1 + Q_L^2)} - 1} \quad (27)$$

$$= R_2 \frac{1 + Q_L^2}{Q_L - \frac{X_{C1}}{R_1}} \quad (27')$$

$$X_{L1} = R_2 \cdot Q_L - X_{Lin} \quad (28)$$

A noter que ce circuit devra encore avoir un coefficient de qualité en charge

$$Q_L > \sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1} \quad (29)$$

avec $R_1 > R_2$, afin d'obtenir des valeurs positives et réelles pour C_1 et pour C_2 .

Le choix de Q_L devra réaliser un compromis entre les valeurs de C_1 et de C_2 , la sélectivité du circuit de couplage, et les pertes du circuit.

Une valeur de Q_L réduite conduit à des valeurs relativement grandes pour les capacités C_1 et C_2 , tandis que les pertes seront faibles.

Particulièrement aux fréquences élevées, il convient d'utiliser des condensateurs dont la technologie assure un faible facteur de pertes.

Exemple numérique : résistance de source $R_1 = 300 \Omega$; résistance d'entrée d'un transistor $R_2 = 20 \Omega$.

La condition (29) conduit à choisir :

$$Q_L > \sqrt{\frac{300}{20} - 1} = 3,74,$$

soit $Q_L = 5$

d'où :

$$X_{C1} = 300 \sqrt{\frac{20}{300} \cdot 26 - 1} = 257 \Omega$$

$$X_{C2} = 20 \frac{26}{5 - \frac{257}{300}} = 125,5 \Omega$$

$$\text{et } X_{L1} = 20 \cdot 5 = 100 \Omega$$

Avec $Q_L = 10$, on aurait trouvé :

$$X_{C1} = 718,3 \Omega ;$$

$$X_{C2} = 265,6 \Omega ;$$

$$X_{L1} = 200 \Omega.$$

Remarque : dans la pratique, la résistance de source R_1 sera souvent constituée par la charge de collecteur de l'étage précédent, ce qui conduit au schéma de la figure 15.

Dans ce montage, le collecteur du transistor préamplificateur est chargé par le circuit résonant L-C₀-C₁-C₂.

Le circuit de base du transistor suivant constitue avec les éléments C₂L₁R₂ un circuit résonant série.

Les éléments se calculent alors par les formules suivantes :

$$X_L = \frac{R_1}{Q_L} \quad (30)$$

$$X_{L1} = \frac{R_2 (\sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1})}{Q_L (1 - a)} \quad (31)$$

$$X_{C1} = X_L \frac{1 - \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}}{1 - a} \quad (32)$$

$$X_{C2} = X_L \frac{\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}}{1 - a} \quad (33)$$

avec

$$a = \frac{R_1}{Q_L \cdot X_{C0}} \quad (34)$$

Avec les valeurs de l'exemple ci-dessus, et en admettant que la capacité parasite totale $C_0 = 20$ pF, donnant à 40 MHz une valeur $X_{C0} = 1/\omega \cdot C_0 = 199 \Omega$, on trouve, avec $Q_L = 5$:

$$a = \frac{300}{5 \times 199} = 0,3$$

$$X_L = 60 \Omega ; X_{L1} = 16,41 \Omega ;$$

$$X_{C1} = 63,58 \Omega ; X_{C2} = 22,1 \Omega.$$

Si le collecteur du transistor préamplificateur est alimenté via une bobine d'arrêt haute fréquence (L_a), le circuit prend l'aspect de la figure 16.

Avec $\omega \cdot L_a \gg R_1$, et en admettant que l'impédance d'entrée du transistor suivant est purement ohmique (R_2) on peut alors calculer les éléments du réseau par les formules suivantes, avec :

$$Q_L = \frac{X_{L1}}{R_2} \quad (35)$$

$$X_{C1} = X_{C0} \sqrt{\frac{(Q_L^2 + 1) R_2}{R_1} - 1} \quad (36)$$

$$X_{C2} = \quad (37)$$

$$\frac{R_2 (Q_L^2 + 1)}{Q_L} \cdot \frac{1}{1 - \sqrt{\frac{R_1 \cdot R_2 (Q_L^2 + 1)}{X_{C0}^2 \cdot Q_L^2}}}$$

Avec $X_{C0} = 199 \Omega$ à 40 MHz, $R_1 = 300 \Omega$ et $R_2 = 20 \Omega$, on trouve alors avec $Q_L = 5$:

$$X_{L1} = 100 \Omega ;$$

$$X_{C1} = 170 \Omega ;$$

$$X_{C2} = 172,45 \Omega.$$

b) Réseau de couplage à inductance en tête

Le circuit de la figure 17 convient lorsque $R_1 < R_2$.

On transforme encore le circuit parallèle $R_1 C_0$ en son équivalent série R_{1s}, X_{0s} avec :

$$R_{1s} = \frac{R_1}{1 + \left(\frac{R_1}{X_0}\right)^2} \quad (38)$$

et

$$X_{0s} = \frac{R_{1s} \cdot R_1}{X_0} \quad (39)$$

Après transformation de la branche parallèle $X_{C1} (X_{C2} + R_2)$, en son équivalent série, on identifie R_{1s} à R_{2s} et l'on exprime encore la condition de résonance $X_{L1} = X_{0s} + X_{2s}$. En introduisant le facteur de qualité en charge Q_L , on trouve les expressions suivantes pour le calcul des éléments du circuit :

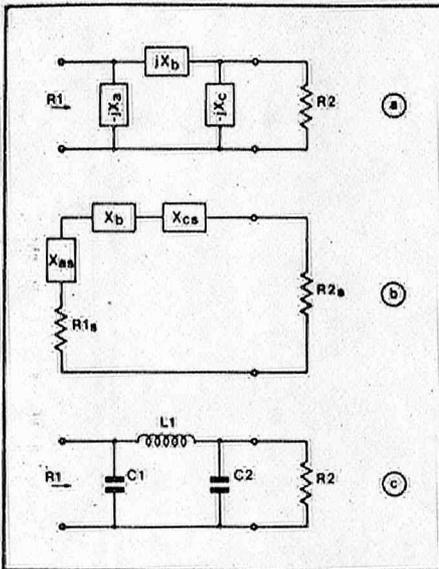


Fig. 18. - Le circuit de couplage en Pi (a), sa transformation en réseau équivalent série (b) et sa réalisation pratique en configuration « filtre Collins » (c).

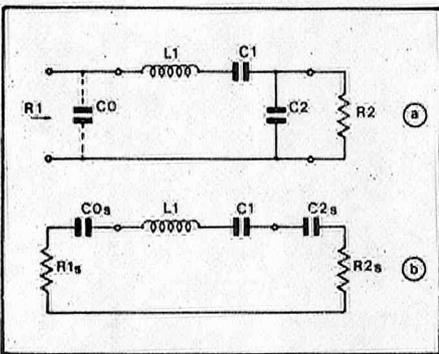


Fig. 19. - Réseau en Pi hybride à branche série résonante (a) et son équivalent série (b).

$$X_{L1} = Q_L \cdot R_{1s} + X_{0s} \\ = R_{1s} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{Q_L \cdot X_0}\right) \cdot Q_L \quad (40)$$

$$X_{C2} = a \cdot R_2 \quad (41)$$

$$X_{C1} = \frac{R}{Q_L - a} \quad (42)$$

avec

$$a = \sqrt{\frac{R}{R_2} - 1} \quad (43)$$

et

$$R = R_{1s} (1 + Q^2) \quad (44)$$

La valeur de Q_L doit être telle que :

$$Q_L > \sqrt{\frac{R_2}{R_{1s}} - 1} \quad (45)$$

Exemple :

$R_2 = 60 \Omega$;
 $R_1 = 20 \Omega$;
 $C_0 = 20 \text{ pF}$
 $(X_0 = 200 \Omega \text{ à } 40 \text{ MHz})$

Avec : $Q_L = 10$,

on trouve :

$X_{0s} = 2 \Omega$;
 $R_{1s} = 20 \Omega$;
 $X_{L1} = 202 \Omega$;
 $R = 2020 \Omega$;
 $a = 5,71$;
 $X_{C2} = 343 \Omega$;
 $X_{C1} = 471,46 \Omega$.

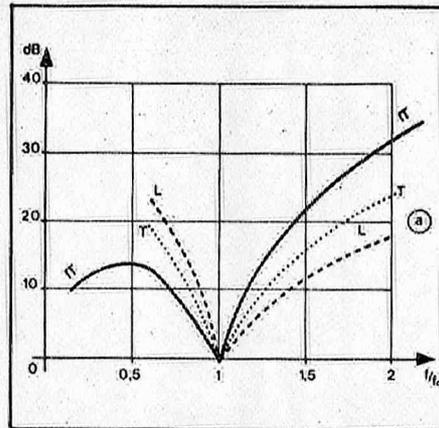


Fig. 20 a. - Allure générale de la variation de la réjection des harmoniques en fonction de la fréquence normalisée, pour les réseaux en T, en L et en Pi.

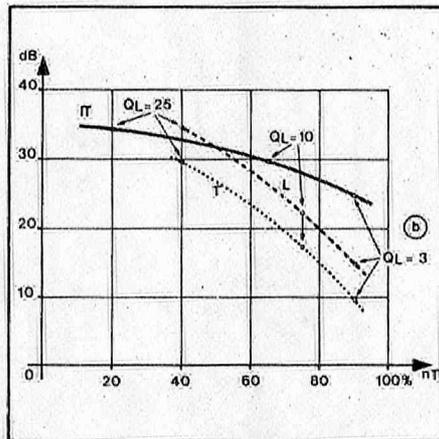


Fig. 20 b. - Réjection de l'harmonique 2 en fonction du rendement de transmission pour les réseaux en T, en L et en Pi.

Avec : $Q_L = 5$,

on trouve :

$X_{L1} = 102 \Omega$;

$R = 520 \Omega$;

$a = 2,7688$;

$X_{C2} = 166 \Omega$;

$X_{C1} = 233 \Omega$.

3. Les circuits de couplage en π (fig. 18)

Considérons le circuit général de la figure 4 d.

On transforme d'abord la branche parallèle $R_1 - X_a$ en un circuit série équivalent $R_{1s} - X_{as}$, en appliquant systématiquement les formules (2) à (5).

De même, on transforme le circuit parallèle $X_c R_2$ en son équivalent série $X_{cs} - R_{2s}$.

L'adaptation sera encore réalisée si $R_{1s} = R_{2s}$ et si, de plus, la somme algébrique des réactances $X_{as} + X_b + X_{cs} = 0$.

Ceci implique donc qu'au moins une des réactances devra être inductive, (les) autre(s) étant capacitiv(e)s.

Dans sa réalisation pratique, le réseau en π peut prendre différentes configurations.

a) Le filtre Collins (fig. 18 c)

Dans ce circuit, X_a et X_c sont des réactances capacitives et X_b est une inductance.

En effectuant les calculs selon le procédé général exposé ci-dessus, on trouve les résultats suivants pour $R_1 > R_2$:

$$X_{C1} = \frac{R_1 + \sqrt{R_1 \cdot R_2}}{2 Q_L} \quad (46)$$

$$X_{C2} = \frac{R_2 + \sqrt{R_1 \cdot R_2}}{2 Q_L} \quad (47)$$

$$X_{L1} = \frac{R_1 + R_2 + 2 \sqrt{R_1 \cdot R_2}}{2 Q_L} \quad (48)$$

Dans ce cas, on peut en principe choisir librement la valeur de Q_L . Dans la pratique cependant, il ne faudra pas dépasser des valeurs de Q_L de 7 à 10 au maximum.

Si $R_2 > R_1$, il convient de permuter les indices 1 et 2 dans les formules (46) et (47). Le circuit peut en effet être considéré comme un transformateur d'impédance réversible.

b) Réseau en π hybride à branche série résonante (fig. 19)

Ici encore, C_0 est la capacité de sortie totale du transistor.

Le même raisonnement que ci-dessus conduit aux relations suivantes avec :

$$X_{C0} = \frac{1}{\omega \cdot C_0}$$

$$R_{1s} = \frac{R_1}{1 + \left(\frac{R_1}{X_{C0}}\right)^2}$$

$$X_{C1} = R_{1s} \cdot \left(Q_L - \frac{R_1}{X_{C0}} - \sqrt{\frac{R_2}{R_{1s}} - 1}\right) \quad (51)$$

$$X_{C2} = \frac{R_2}{\sqrt{\frac{R_2}{R_{1s}} - 1}} \quad (52)$$

$$X_{L1} = Q_L \cdot R_{1s} \quad (53)$$

Une valeur réelle et positive de X_{C1} impose les conditions :

$$Q_L > \frac{R_1}{X_{C0}} + \sqrt{\frac{R_2}{R_{1s}} - 1} \quad (54)$$

et

$$\frac{R_2}{R_{1s}} > 1$$

soit encore :

$$\frac{R_2}{R_1} \left[1 + \left(\frac{R_1}{X_{C0}}\right)^2 \right] > 1 \quad (55)$$

cette dernière condition étant également nécessaire pour assurer une valeur réelle à X_{C2} .

La capacité C_0 étant accordée sur la fréquence de travail à l'aide d'une inductance L dans la ligne de collecteur, on détermine la valeur de cette dernière par la relation :

$$X_L = \frac{X_{C1} \cdot X_{C0}}{(Q_L \cdot R_1) + X_{C0}} \quad (56)$$

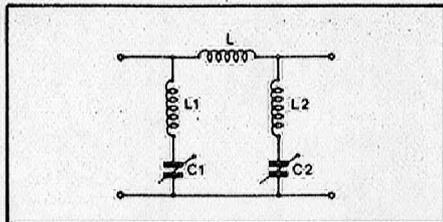


Fig. 21. - En accordant les circuits L_1C_1 et C_2L_2 resp. sur les harmoniques 2 et 3 on peut réaliser une meilleure suppression des harmoniques.

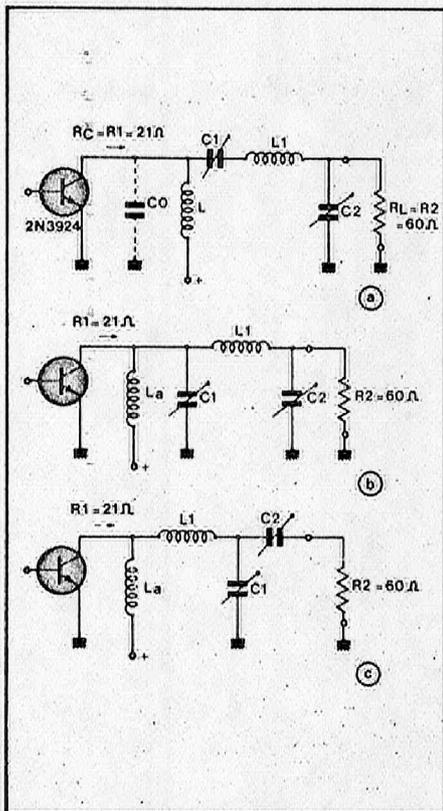


Fig. 23. - Couplage étage de sortie - antenne, pour émetteur 40,68 MHz, par
a) circuit hybride à branche série résonante,
b) filtre Collins,
c) réseau en T à inductance en tête.

Nous avons rassemblé dans un **tableau** les schémas des circuits de couplage les plus courants, accompagnés des formules pour le calcul de leurs éléments constitutifs.

Performances comparées et critères de choix d'un réseau de couplage

1. Atténuation des harmoniques

Comme nous l'avons déjà mentionné, le choix d'un réseau de couplage sera toujours un compromis entre la réjection des harmoniques, et le transfert de puissance à rendement optimal.

De plus, les considérations de prix, d'encombrement et de facilité de réalisation et de mise au point sont aussi des éléments qui interviennent dans le choix.

Les courbes de la figure 20 a donnent l'évolution générale de la réjection

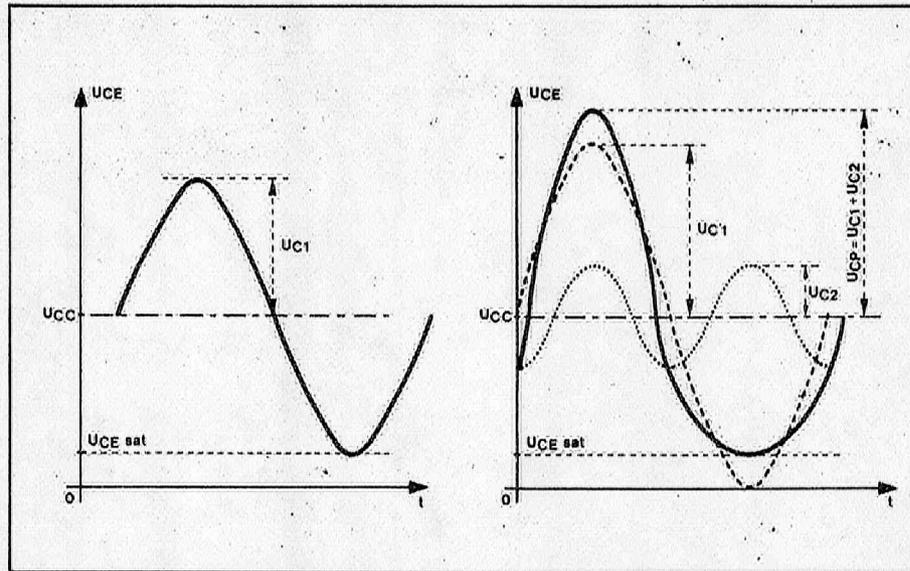


Fig. 22 a. - En l'absence d'une composante harmonique deux, l'excursion de la tension de collecteur est limitée par la tension de saturation du transistor.

Fig. 22 b. - Une composante d'harmonique 2 avec un déphasage à l'origine de 90° permet d'augmenter l'amplitude de la fondamentale ($U_{c1} > U_{c2}$) sans que la tension résultante de collecteur ne tombe en-dessous de la tension de saturation.

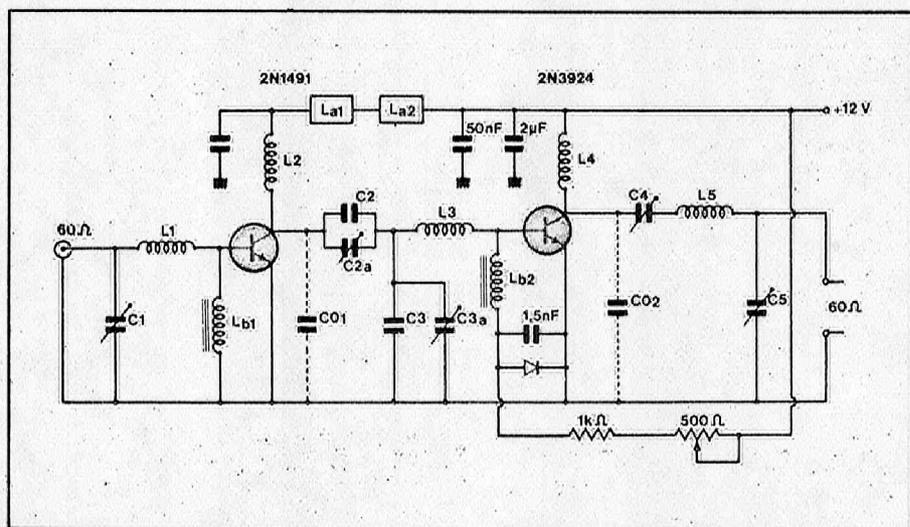


Fig. 25. - Schéma de principe de l'émetteur 40,68 MHz - 3 W.

de l'harmonique 2 en fonction de la fréquence d'accord normalisée.

La figure 20 b montre encore le taux de réjection de l'harmonique 2 en fonction du rendement de transmission pour les réseaux en T, en L et en π , avec le facteur de surtension en charge Q_L comme paramètre.

Ces courbes n'ont d'autre but que de donner une allure générale permettant de tirer des conclusions qualitatives.

Nous voyons que le filtre Collins (réseau en π) donne les meilleures performances, tant au point de vue de l'atténuation des harmoniques qu'en ce qui concerne le rendement de transmission.

Le couplage en L à capacité en tête donne les résultats les moins favorables sur harmonique 2, mais il assure une réjection plus grande sur la demi-fréquence de travail. Ce mode de couplage pourra donc se justifier dans le cas d'un étage multiplicateur de fréquence.

Si l'on désire réaliser une très forte réjection des harmoniques 2 et 3, on peut adopter un réseau en π modifié, dans lequel les branches capacitatives parallèles sont accordées à l'aide d'inductances, respectivement sur 2 f et sur 3 f (fig. 21).

2. Critères de choix

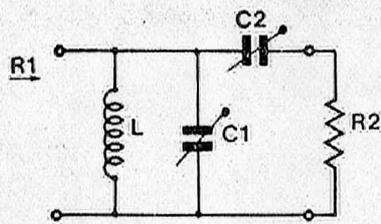
Tant pour le couplage à l'entrée que pour le couplage entre la sortie d'un étage et sa charge, plusieurs configurations de circuits sont possibles. Le choix optimal sera régi par les considérations suivantes :

- Les valeurs des impédances à adapter, Z_1 et Z_2 qui peuvent être tantôt du même ordre de grandeur, tantôt fort différentes.

Certains circuits conviennent uniquement si $R_1 > R_2$; d'autres ne peuvent être appliqués que si la condition inverse est vérifiée.

Le tableau ci-après reprend les formules pratiques pour le calcul des réseaux de couplage les plus utilisés.

Tableau

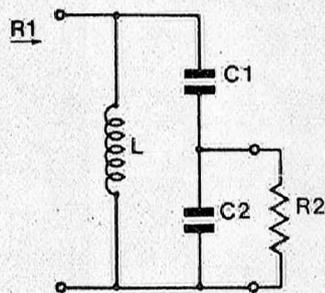


$$X_L = \frac{R_1}{QL}$$

$$X_{C2} = R_2 \sqrt{\frac{R_1 - 1}{R_2}}$$

$$X_{C1} = \frac{X_L}{1 - \frac{X_{C2}}{Q_L \cdot R_2}}$$

$$R_1 > R_2 ; Q_L > \sqrt{\frac{R_1 - 1}{R_2}}$$

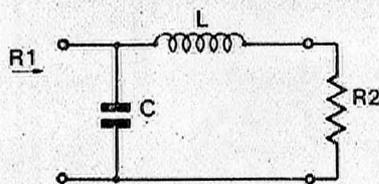


$$X_L = \frac{R_1}{QL}$$

$$X_{C2} = \frac{R_2}{\sqrt{\frac{R_2}{R_1}(1 + Q_L^2) - 1}}$$

$$X_{C1} = \frac{R_1 \cdot Q_L}{Q_L^2 + 1} \left(1 - \frac{R_2}{X_{C2} \cdot Q_L}\right)$$

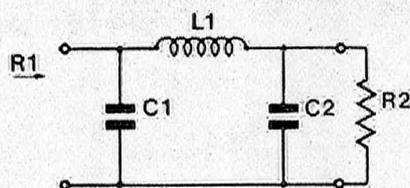
$$R_1 > R_2 ; Q_L > \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$$



$$X_C = R_1 \sqrt{\frac{R_2}{R_1 - R_2}}$$

$$X_L = R_2 \sqrt{\frac{R_1 - R_2}{R_2}}$$

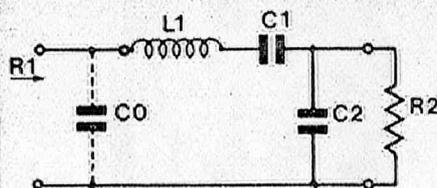
$$R_1 > R_2$$



$$X_{C1} = \frac{R_1 + \sqrt{R_1 R_2}}{2Q_L}$$

$$X_{C2} = \frac{R_2 + \sqrt{R_1 R_2}}{2Q_L}$$

$$X_{L1} = \frac{R_1 + R_2 + 2\sqrt{R_1 R_2}}{2Q_L}$$



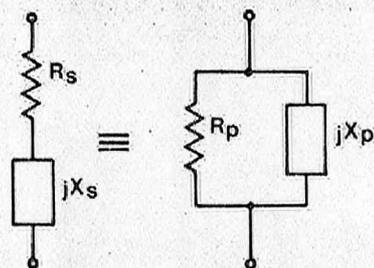
$$R_{1s} = \frac{R_1}{1 + (R_1/X_{C0})^2}$$

$$X_{L1} = Q_L \cdot R_{1s}$$

$$X_{C1} = R_{1s} \left(Q_L \cdot \frac{R_1}{X_{C0}} - \sqrt{\frac{R_2 - 1}{R_{1s}}} \right)$$

$$Q_L > \frac{R_1}{X_{C0}} + \sqrt{\frac{R_2 - 1}{R_{1s}}}$$

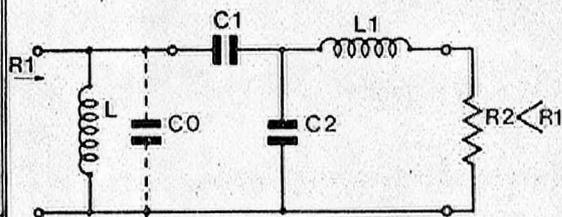
$$X_{C2} = \frac{R_2}{\sqrt{\frac{R_2 - 1}{R_{1s}}}}$$



$$R_s = R_p \frac{1}{1 + \left(\frac{R_p}{X_p}\right)^2} ; R_p = R_s \left(1 + \left(\frac{X_s}{R_s}\right)^2\right)$$

$$X_s = X_p \frac{1}{1 + \left(\frac{X_p}{R_p}\right)^2} = \frac{R_s \cdot R_p}{X_p}$$

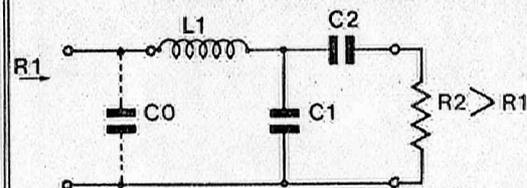
$$X_p = X_s \left(1 + \left(\frac{R_s}{X_s}\right)^2\right) = \frac{R_p \cdot R_s}{X_s}$$



$$X_L = \frac{R_1}{QL} \quad a = \frac{R_1}{QL \cdot X_{C0}}$$

$$X_{C1} = X_L \frac{1 - \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}}{1 - a} ; Q_L > \sqrt{\frac{R_1 - 1}{R_2}}$$

$$X_{C2} = X_L \frac{\sqrt{R_2/R_1}}{1 - a}$$



$$R_{1s} = \frac{R_1}{1 + (R_1/X_{C0})^2}$$

$$X_{L1} = R_{1s} \left(1 + \frac{R_1}{QL \cdot X_{C0}}\right) Q_L$$

$$X_{C1} = \frac{R}{Q_L - a} \quad X_{C2} = a \cdot R_2$$

$$a = \sqrt{\frac{R - 1}{R_2}} \quad R = R_{1s} (1 + Q_L^2)$$

– Une bonne atténuation des harmoniques ne pourra être obtenue que si le réseau de couplage a les caractéristiques d'un filtre passe-bas. Ceci sera particulièrement important dans le cas du circuit de couplage adaptateur de sortie.

– Si l'impédance présentée par le circuit d'adaptation au collecteur du transistor de puissance est inductive pour les harmoniques, l'harmonique de rang 2 se présente avec un angle de phase à l'origine de -90° .

Comme le montrent les courbes de la figure 22, ceci permet d'augmenter l'amplitude de la fondamentale au-dessus de la limite ($U_{CC} - U_{CEsat}$).

Il en résultera évidemment un rendement de collecteur accru.

– Par contre, si l'impédance présentée au collecteur est capacitive aux fréquences supérieures à la fréquence de travail, les composantes de la tension de collecteur à la fréquence double seront d'amplitude plus réduite (meilleure suppression des harmoniques).

– Enfin, il sera souvent intéressant de comparer les valeurs numériques calculées pour les éléments constitutifs de deux ou de plusieurs configurations de circuits de couplage, afin de pouvoir faire un choix optimal, compte tenu de l'encombrement (et du coût) des composants (condensateurs ajustables en particulier).

C'est ce que nous nous efforcerons de faire ci-après en déterminant les circuits de couplage pour les amplificateurs qui ont fait l'objet des calculs numériques à la fin de la première partie de notre étude « Amplification haute fréquence de puissance » (Electronique Applications n° 6).

Le tableau ci-après reprend les formules pratiques pour le calcul des réseaux de couplage les plus utilisés.

Exemples numériques

1. Circuits de couplage pour émetteur 40,68 MHz – 3 W

a) Couplage étage de sortie - antenne

Nous supposons que l'antenne d'émission présente une résistance de rayonnement purement ohmique, reliée à l'émetteur via un câble adapté d'impédance caractéristique $R_L = R_2 = 60 \Omega$.

La résistance de charge R_C du transistor de sortie ($R_C = R_1 = 21 \Omega$) étant inférieure à R_L , il convient d'adopter un des circuits de couplage étudiés ci-dessus, admettant $R_1 > R_2$.

Nous examinerons les différents cas afin de pouvoir comparer les résultats.

Réseau hybride à branche série résonante

Le schéma de principe de la figure 19 est concrétisé à la figure 23 a.

La capacité totale de collecteur C_0 est compensée par l'inductance d'accord parallèle L .

Pour le transistor 2N3924, nous pouvons estimer C_0 à 20 pF, soit, à la fréquence de travail :

$$X_{C0} = \frac{10^6}{2 \pi \cdot 40,68 \cdot 20} = 195,6 \Omega$$

Les relations (50) à (56) permettent de trouver les valeurs suivantes :

$$R_{1s} = 20 \Omega$$

Avec $Q_L = 10$:

$$X_{C1} = 169,65 \Omega ; C_1 = 23 \text{ pF}$$

$$X_{C2} = 42,42 \Omega ; C_2 = 92 \text{ pF}$$

$$X_{L1} = 200 \Omega ; L_1 = 782 \text{ nH}$$

$$X_L = 81,81 \Omega ; L = 0,32 \mu\text{H}$$

Filtre Collins (fig. 23 b)

Avec $Q_L = 10$ les formules (46), (47) et (48) conduisent aux valeurs suivantes :

$$X_{C1} = 2,82 \Omega ; C_1 = 1,39 \text{ nF}$$

$$X_{C2} = 4,77 \Omega ; C_2 = 820 \text{ pF}$$

$$X_{L1} = 7,6 \Omega ; L_1 = 29 \text{ nH}$$

La bobine d'arrêt L_a via laquelle la tension d'alimentation est appliquée au collecteur doit présenter un coefficient de self-induction de l'ordre de $10 \cdot L_1$, soit $L_a = 0,3 \mu\text{H}$.

On notera que le filtre en π conduit à des valeurs de capacités beaucoup plus importantes que le circuit de couplage précédent.

Réseau en T à inductance en tête (fig. 23 c)

En adoptant la même valeur de C_0 qu'au cas de la figure 23 a, nous aurons encore $X_{C0} = 196,6 \Omega$ d'où $R_{1s} = 20 \Omega$.

Les formules (40) à (44) donnent, avec $Q_L = 10$:

$$R = 2020 \Omega ;$$

$$a = 5,71 \Omega ; X_{0s} = 2,14 \Omega$$

$$X_{C1} = 471,46 \Omega ; C_1 = 8,2 \text{ pF}$$

$$X_{C2} = 256,8 \Omega ; C_2 = 15 \text{ pF}$$

$$X_{L1} = 202,147 \Omega ; L_1 = 0,79 \mu\text{H}$$

La bobine d'arrêt aura un coefficient de self-induction L_a tel qu'elle présente une inductance $\omega \cdot L_a \gg R_C$, soit, dans le cas présent, une valeur L_a de l'ordre de $1 \mu\text{H}$.

Le montage de la figure 23 a assure une plus grande atténuation des harmoniques (filtre passe-bas), c'est celui que nous préconisons dans le cas présent.

b) Couplage entre le transistor de commande et l'étage de sortie

Nous admettrons que le transistor de sortie présente à 40,68 MHz

une impédance d'entrée de 12Ω (fig. 24 a).

La charge de l'étage « driver » a été calculée dans la première partie de notre étude; nous avons trouvé $R_C = R_1 = 300 \Omega$.

Comme $R_1 > R_2$, plusieurs réseaux de couplage peuvent en principe convenir. Nous examinerons deux cas.

Réseau en T à capacité en tête (fig. 24 a)

En adoptant encore $Q_L = 10$ et $X_{C0} = 190 \Omega$ on trouve, à l'aide des relations (30) à (34) :

$$X_L = 30 \Omega ; L = 0,117 \mu\text{H}$$

$$a = 0,15789$$

$$X_{L1} = 122 \Omega ; L_1 = 0,477 \mu\text{H}$$

$$X_{C1} = 28,5 \Omega ; C_1 = 137 \text{ pF}$$

$$X_{C2} = 7,125 \Omega ; C_2 = 550 \text{ pF}$$

Filtre en π (fig. 24 b)

Toujours avec $Q_L = 10$, nous trouvons :

$$C_1 = 217 \text{ pF}$$

$$C_2 = 1,086 \text{ nF}$$

$$L_1 = 84,5 \text{ nH}$$

Dans ce cas, il faut une bobine d'arrêt L_a dont l'impédance $\omega \cdot L_a$ soit de l'ordre de 2000 à 3000 Ω à la fréquence de travail, soit $L_a = 10 \mu\text{H}$.

Ici encore, le filtre Collins est à tout point de vue moins intéressant que le réseau de la figure 24 a.

Il nous reste à étudier le circuit de couplage qui permet d'appliquer le signal d'un générateur (oscillateur) à la base du transistor de commande.

Le transistor 2N1491 présente à 40 MHz une impédance d'entrée de l'ordre de 40Ω . En supposant que le signal d'entrée provient d'un générateur d'impédance 60Ω , nous pouvons adopter le circuit de couplage en L étudié à la figure 13 (fig. 24 c).

Les formules (23) et (24) donnent :

$$X_{C1} = 84,85 \Omega$$

$$\text{soit } C_1 = 46 \text{ pF}$$

$$\text{et } X_{L1} = 28,28 \Omega$$

$$\text{ce qui correspond à } L_1 = 0,11 \mu\text{H}$$

La figure 25 donne le schéma complet de l'émetteur 40,68 MHz-3 W. Le tableau ci-après donne les valeurs des inductances et des condensateurs :

$$L_1 = 110 \text{ nH}$$

$$L_2 = 117 \text{ nH}$$

$$L_3 = 477 \text{ nH}$$

$$L_4 = 320 \text{ nH}$$

$$L_5 = 782 \text{ nH}$$

$$C_4 = \text{ajustable } 5 \dots 50 \text{ pF}$$

$$C_1 = \text{ajustable } 50 \text{ pF}$$

$$C_2 = 100 \text{ pF céramique}$$

$$C_{2a} = \text{ajustable } 50 \text{ pF}$$

$$C_3 = 390 \text{ pF céramique}$$

$$C_{3a} = \text{ajustable } 220 \text{ pF}$$

$$C_5 = \text{ajustable } 30 \dots 150 \text{ pF}$$

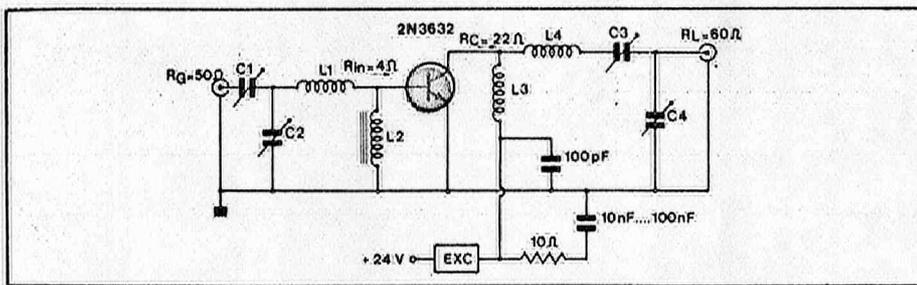


Fig. 26. - Schéma de principe de l'amplificateur de sortie 12 W - 150 MHz.

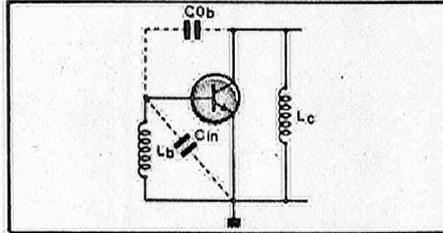


Fig. 27. - Les inductances de collecteur et de base peuvent former avec les capacités du circuit, un oscillateur du type Hartley.

- On notera la présence des bobines d'arrêt L_{b1} et L_{b2} entre base et émetteur des transistors.

L_{b2} peut éventuellement être remplacée par une résistance de 15 à 20 Ω , qui introduirait toutefois un certain amortissement.

- L_{a1} et L_{a2} sont des bobines d'arrêt constituées par des perles de ferrite, assurant un découplage convenable entre les lignes d'alimentation des deux transistors.

2. Amplificateur de sortie 12 W - 150 MHz

Les conditions de travail du transistor (2N3632) ont été déterminées dans la première partie de notre étude, soit :

$$R_{in} = 4 \Omega \text{ et } R_c = 22 \Omega$$

Nous adoptons le schéma définitif de la figure 26.

a) Couplage générateur - transistor ($R_G = 50 \Omega$; $R_{in} = 4 \Omega$)

Nous appliquons le circuit en T, comprenant les éléments C_1 , C_2 et L_1 . La formule (29) nous permet de déterminer la condition relative au facteur de qualité en charge du circuit, soit :

$$Q_L > \sqrt{\frac{50}{4}} - 1 = 3,4$$

Afin de pouvoir utiliser des condensateurs ajustables peu encombrants (faible capacité), adoptons $Q_L = 10$.

Formule (26) :

$$X_{C1} = 50 \sqrt{\frac{4 \cdot 101}{50} - 1} = 133 \Omega$$

d'où

$$C_1 = 7,9 \text{ pF, soit un ajustable } 2 \dots 22 \text{ pF.}$$

Formule (27) :

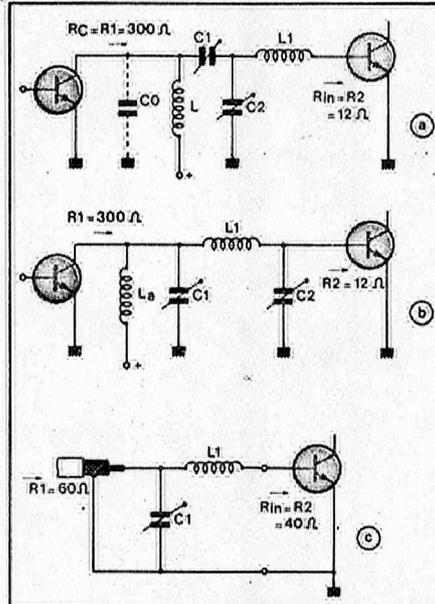


Fig. 24. - Couplage transistor de commande - étage de sortie

a) par réseau en T à capacité en tête, b) par filtre Collins, c) circuit en L à inductance en tête, réalisant le couplage adapté entre le générateur et l'entrée du transistor de commande.

$$X_{C2} = \frac{4 \cdot 101}{10 - \frac{133}{50}} = 55 \Omega$$

d'où

$$C_2 = 19,22 \text{ pF (ajustable } 5 \dots 33 \text{ pF).}$$

L'inductance d'entrée totale du transistor peut être estimée à environ deux fois celle de l'émetteur, soit $L_{in} = 5 \text{ nH}$ d'où

$$X_{L_{in}} = \omega \cdot L_{in} = 4,71 \Omega$$

Formule (28) :

$$X_{L1} = (4 \cdot 10) - 4,71 = 25,29 \Omega$$

$$\text{soit } L_1 = 37,4 \text{ nH}$$

b) Circuit de sortie

$$(R_1 = R_c = 22 \Omega ; R_2 = R_L = 60 \Omega)$$

Le facteur de qualité en charge doit satisfaire la condition (54) :

$$Q_L > \frac{R_1}{X_{C0}} + \sqrt{\frac{R_2}{R_{1s}} - 1}$$

Dans cette expression, $X_{C0} = 1/\omega \cdot C_0$ avec C_0 = capacité totale de collecteur.

Un calcul plus ou moins rigoureux, dans lequel il faudrait même tenir compte de la bobine d'arrêt L_3 , est parfaitement illusoire. De toute manière, la

capacité de collecteur est fonction de la tension instantanée entre collecteur et émetteur. Il en résulte que sa valeur moyenne dépendra aussi de la tension alternative existant au collecteur du transistor de puissance.

En introduisant quelques hypothèses simplificatrices, on peut montrer que la capacité totale effective de collecteur est environ deux fois la capacité C_{0b} en collecteur et base (biblio 1 et 3).

Dans le cas du transistor 2N3632, on peut admettre la valeur moyenne $C_0 = 20 \text{ pF}$, d'où, à 150 MHz, $X_{C0} = 53 \Omega$.

Formule (50) :

$$R_{1s} = \frac{22}{1 + \left(\frac{22}{53}\right)^2} = 18,76 \Omega$$

Formule (54) :

$$Q_L > \frac{22}{53} + \sqrt{\frac{60}{18,76} - 1} = 1,9$$

Afin d'arriver à un rendement élevé du circuit de couplage, calculons la valeur des éléments avec $Q_L = 5$:

Formule (53) :

$$X_{L4} = Q_L \cdot R_{1s} = 5 \cdot 18,76 = 93,83 \Omega$$

d'où : $L_4 = 99,5 \text{ nH}$

Formule (51) :

$$X_{C3} = 18,76 \left(5 - \frac{22}{53} - \sqrt{\frac{60}{18,76} - 1} \right) = 58,22 \Omega$$

d'où : $C_3 =$

$$18 \text{ pF (ajustable } 4 \dots 50 \text{ pF)}$$

Formule (52) :

$$X_{C4} = \frac{60}{\sqrt{\frac{60}{18,76} - 1}} = 40,47 \Omega$$

soit : C_4

$$= 26 \text{ pF (ajustable } 5 \dots 100 \text{ pF)}$$

Une valeur de $Q_L = 7$ conduirait aux valeurs suivantes :

$$L_4 = 139 \text{ nH}$$

$$C_3 = 11 \text{ pF}$$

$$C_4 = 26 \text{ pF}$$

La bobine d'arrêt L_3 dans le circuit collecteur doit présenter une inductance $\omega \cdot L_3$ cinq à dix fois plus grande que la résistance de charge de collecteur, soit, dans notre cas :

$$\omega \cdot L_3 \approx 10 R_c = 220 \Omega$$

d'où $L_3 = 233 \text{ nH}$; nous adopterons une bobine d'arrêt de 250 nH.

La bobine d'arrêt L_2 dans le circuit de base peut être déterminée selon les mêmes considérations, ce qui conduit à la condition :

$$\omega \cdot L_2 \geq (5 \dots 10) R_{in} = 20 \dots 40 \Omega$$

En réalité, il faut tenir compte du fait que le couplage capacitif dû à la capa-

cité C_{ob} qui existe entre collecteur et base peut donner lieu à une tendance à l'accrochage sur des fréquences nettement inférieures à la fréquence de travail.

Le plus souvent, le gain en courant h_{fe} des transistors HF de puissance varie approximativement en raison inverse de la fréquence. Il en résulte qu'à des fréquences plus basses, le gain du transistor, ainsi que ses impédances internes entre base et masse et entre collecteur et masse, augmentent.

Les éléments L_b et L_c (fig. 27) font alors apparaître avec C_{ob} un circuit oscillateur du type Hartley.

On peut montrer (voir biblio 3) que le critère de stabilité impose la condition :

$$\frac{L_b}{L_c} > h_{fe} \frac{C_{ob}}{C_{in}}$$

Pour L_b on utilisera de préférence une perle de ferrite à plusieurs canaux dans lesquels on fait passer 2 à 3 spires de fil (de telles bobines d'arrêt existent dans le commerce : voir catalogues Philips, MBLE, RTC, Siemens).

L'expérience montre d'autre part qu'il est avantageux de charger le collecteur avec une impédance faible pour les fréquences où des oscillations risquent de se manifester.

Dans le schéma de la figure 26, cette charge comprend la bobine L_3 , la résistance de 10Ω et un condensateur céramique (disque) de 10... 100 nF, en série. Le condensateur de 100 pF assure le découplage à la fréquence de travail (150 MHz).

Il sera encore utile d'insérer une perle de ferrite (FCX) dans la ligne d'alimentation.

Remarques finales

Dans les calculs développés dans la présente étude, nous avons supposé que les impédances Z_1 et Z_2 à adapter étaient des résistances purement ohmiques.

Ceci constitue bien sûr une simplification qui ne sera souvent pas vérifiée dans la pratique, plus particulièrement dans le cas des montages à très haute fréquence.

Dans ce cas, il convient en effet de considérer en série avec la résistance d'entrée du transistor (cette dernière se réduisant pratiquement à r_{bb}), une valeur d'inductance d'entrée, et Z_{in} prend alors la forme suivante :

$$Z_{in} = R_{in} + j \omega \cdot L_{in}$$

De même, l'antenne d'émission ou, d'une manière plus générale, la charge Z_L de l'étage de sortie, comportera souvent une composante réactive.

D'autre part, l'admittance de sortie d'un transistor de puissance se compose de la somme de la conductance de charge de collecteur ($1/R_c$) et d'une susceptance capacitive variable $+jX_{Co}$, étant donné que la capacité de sortie $C_{bc} = C_{ob}$ varie entre autres avec le point de fonctionnement et avec le niveau d'excitation, soit donc :

$$Y_c = \frac{1}{R_c} + j \omega \cdot C_o$$

avec

$$C_o = C_{obeff} + C_{cs} - \frac{1}{\omega^2 \cdot L_c}$$

C_{obeff} = capacité effective de collecteur = $2 C_{ob}$

C_{cs} = capacité entre collecteur et masse (embase)

$1/\omega^2 \cdot L_c$ = capacité qui accorde l'inductance d'arrêt dans le circuit de collecteur sur la fréquence de travail.

De tout ce qui précède, il résulte que les calculs numériques effectués ci-dessus, conduisent bien sûr à des ordres de grandeurs réalistes, mais qu'il sera indispensable d'utiliser des condensateurs ajustables pour les éléments C_1 et C_2 qui figurent dans les schémas de principe du paragraphe consacré aux méthodes de calcul des réseaux d'adaptation.

La plage de variation de ces condensateurs permettra de réaliser l'adaptation correcte entre impédances complexes. De plus, signalons qu'une mise au point expérimentale s'avèrera toujours indispensable.

Dans les calculs qui précèdent, nous avons considéré des bobinages et des condensateurs parfaits. Dans la réalité, il n'en est évidemment pas ainsi, et il en résulte que les circuits de couplage introduisent inévitablement des pertes. Afin de réduire celles-ci à un minimum, il conviendra d'utiliser des composants dont la technologie garantit des pertes très faibles à la fréquence de travail.

En partant des formules établies ci-dessus, le calcul des réseaux d'adaptation peut être fait à l'aide d'une calculatrice numérique programmable. Les lecteurs intéressés par ce procédé consulteront utilement un article récent (biblio 10), fournissant les programmes pour la calculatrice de poche HP-25, permettant le calcul des réseaux en L, en T et en Pi.

Jos de Neef

Chargé de Cours à l'Institut Supérieur Industriel de l'Etat-Bruelles

Bibliographie

- [1] R. MINTON : « Design of large-signal VHF transistor power amplifiers » (*RCA Appl. Note, SMA-36*).
- [2] R.A. GIBSON & Jr O. PITZALIS : « Tables of impedance matching networks which approximate prescribed attenuation » (*Trans. I.E.E. Microwave Theory and Techniques, Vol. M.I.T.-19, n° 4, April 1971, pp. 381-386*).
- [3] J. MULDER : « On the design of transistor R.F. power amplifiers » (*Philips Electronic Applications, Vol. 27, n° 4*).
- [4] R. JOHNSON : « Do complex impedance matching in seven easy steps » (*Electronic Design, March 20, 1974, pp. 73-75*).
- [5] R. NARDIN : « Impedance matching made easy: a 3-step uncomplicated method » (*Electronic Design, Aug. 16, 1975, pp. 76-78*).
- [6] A. LESZLA : « Application de la technologie microstrip et de l'abaque de Smith à la réalisation d'un amplificateur UHF » (*Electronique Applications, n° 3, pp. 121-129*).
- [7] P. STOLZENBERG : « UKW- und VHF-Endstufen für Amateursender » (*Funkschau, 1976, n° 15 (pp. 637-640), n° 16 (pp. 681-684)*).
- [8] X. : « VHF transistor power stages » (*Texas Instruments Application Note, n° 10*).
- [9] S.A. MONEY : « 25-watt transistor transmitter for 20 meters » (*Wireless World, June 1973, pp. 277-280*).
- [10] A.B. PRZEDPELSKI : « Simplify conjugate bilateral matching of complex impedances: a unified approach provides practical L, Pi or T solutions with a low-cost programmable calculator » (*Electronic Design, n° 5, March 1, 1978, pp. 54-62*).
- [11] X. : Notes d'Application R.T.C., n° RNA 111, 113, 114, 115 et 116.
- [12] K. HUPFER & H. HELMRICH : « 50-W-VHF-Verstärker mit Transistoren » (*Int. Elektronische Rundschau, 1973, n° 8, pp. 165-168*).