

JOURNAL "OM"

EMISSION : connaissance de la classe C

(Suite voir N° 1567)

CONSTITUTION DU BLOC DE PUISSANCE

EN émission, le bloc de puissance est, en général, constitué d'un amplificateur de puissance associé à sa propre alimentation et d'un circuit d'adaptation sélectif permettant de passer de la forte impédance de sortie de l'étage de puissance à la faible impédance de l'antenne (50 à 300 Ω).

La caractéristique fondamentale est, ici, la sélectivité car la classe C utilisée favorise les harmoniques et le signal à haute fréquence émis par l'antenne doit être débarrassé de ses harmoniques proches (H_2 , H_3), afin de ne pas encombrer inutilement les bandes de fréquence en plusieurs endroits.

Un contrôle de l'adaptation, donc de la puissance émise, peut être implanté au pied de l'antenne; on peut, notamment, disposer un dispositif à thermo-couple en série dans le retour de terre (fig. 1).

Dans les émetteurs de faible puissance, le bloc amplificateur « classe C » est directement modulé en amplitude. Pour les équipements de puissance, l'étage modulateur se trouve **avant** l'amplificateur « classe C ».

L'oscillateur local, piloté par quartz, vient donc encore, avant cet étage modulateur, si toutefois, la fréquence est directement fournie par cet étage.

Or, cette possibilité requiert une exigence difficile: le quartz doit posséder une grande stabilité ce qui devient délicat dès lors que la fréquence s'élève un peu trop.

Pour pallier cet inconvénient, on préfère utiliser un oscillateur de plus faible valeur et faire suivre un multiplicateur de fréquence (fig. 2). Ce procédé consiste en une application directe de la théorie de la classe C, compte tenu du fait que le système fait apparaître des harmoniques en grand nombre.

Signalons qu'il apparaît, désormais, des circuits intégrés comportant un système à boucle de phase asservie (PLL) dont le schéma peut être vulgarisé sous la forme de la figure 3: un oscillateur à haute fréquence est inclus dans le CIL ou réalisé sous

forme d'un transistor monté dans une structure coaxiale, une cavité, ou même, un circuit LC conventionnel et que l'on couple à une diode Varicap. Cette dernière reçoit une tension de commande traitée à partir d'un comparateur de phase soumis à la fréquence f_0 , créée par l'oscillateur et à une fréquence de référence quelconque. Si une dérive de fréquence se produit, le comparateur fournit une tension de commande qui agit **en continu** sur la Varicap et rattrape la dérive de la fréquence oscillante.

Il est évident que tout un traitement s'opère au niveau

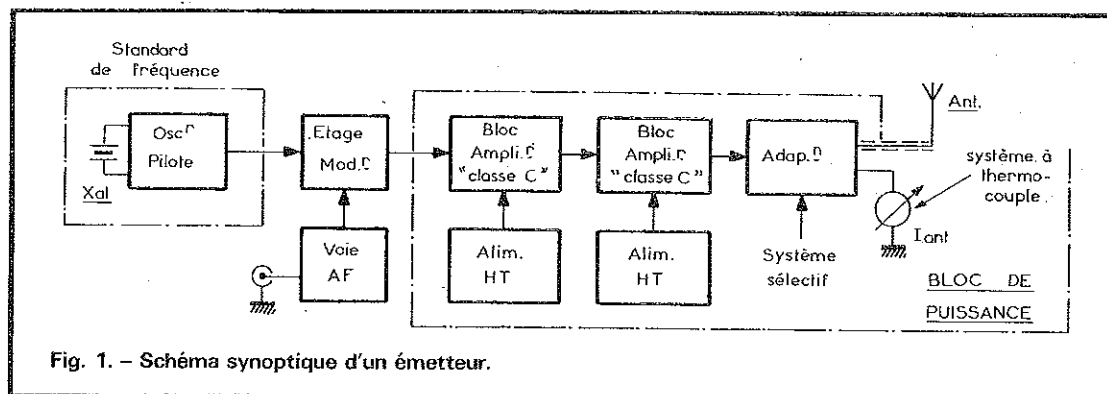


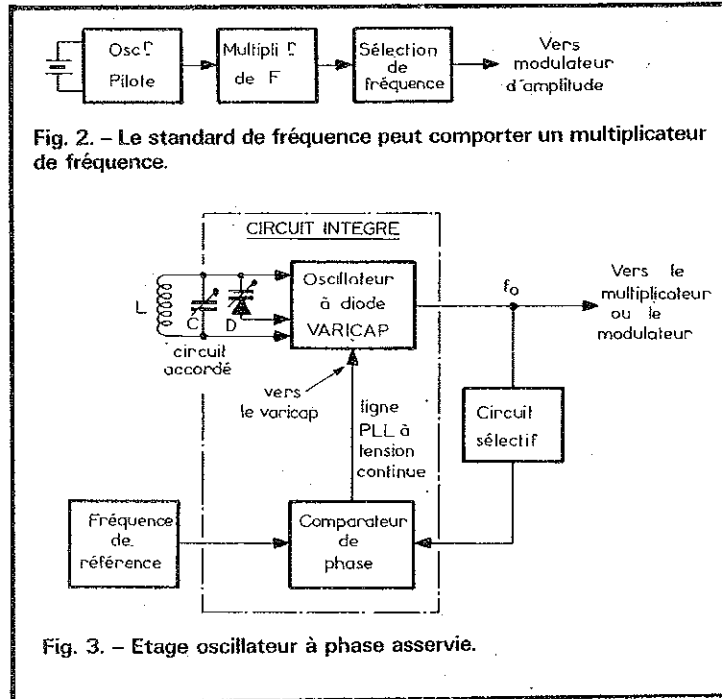
Fig. 1. - Schéma synoptique d'un émetteur.

du comparateur de phase car la fréquence de référence est, en principe, quelconque. Elle peut résulter soit d'un oscillateur à quartz, soit de la réception d'émetteurs de fréquences étalons tels que Rugby (60 kHz ou 5 et 10 MHz) ou Turin (5 MHz). Comme ces émissions ne fonctionnent qu'à des heures espacées - mais régulières - on peut faire appel à la porteuse de certains émetteurs très stables tels que Droitwich (200 kHz) ou Daventry (647 kHz) ou France-Inter sur 164 kHz. Pour réaliser une comparaison de phase efficace, il faut, toutefois, rapprocher les fréquences ce qui suppose l'existence de multiplicateurs de fréquence, voire des changeurs de fréquence. Dans les deux cas, on est amené à créer une non-linéarité dans l'amplification soit que cela se traduise par une détection soit que l'on fasse appel à la classe C (voir un précédent numéro du Haut-Parleur). Enfin, dans tous les cas, la connaissance de la classe C s'impose.

ETUDE D'UN ÉTAGE DE PUISSANCE À TRANSISTOR

En guise d'application de la classe C et avant de passer à l'élaboration d'un ou deux multiplicateurs de fréquence, considérons le cas d'un étage HF de moyenne puissance, pouvant servir de préamplificateur à un étage plus puissant, à tube, par exemple, ou encore de modulateur. L'étude porte sur un transistor 2N 3632 dont le boîtier supporte une vis séparée du collecteur et que l'on peut fixer sur un châssis au moyen d'un écrou pour dissiper les pertes par convection, dues à la température.

Il faut, en effet, compter sur une dissipation non négligeable et le boîtier chauffe, à pleine puissance.



Le montage proposé est indiqué figure 4. L'ensemble C_1 et C_2 permet d'adapter la liaison de 50 ou 75 Ω au circuit en π qui précède la base du 2N 3632 ; ce circuit est constitué de $C_2 - L_1$ et C_1 (la capacité d'entrée du transistor).

La self L_2 est une bobine d'arrêt qui passe, sans chute, le courant continu de base. Celui-ci, toutefois, n'apparaît que lorsque l'espace base-émetteur devient conducteur. Or, le courant émetteur, quand il apparaît, traverse la résistance R_4 ; ce courant existant sous forme d'impulsions, est intégré dans la capacité C_3 qui décale le point de repos en bloquant la jonction pour les faibles valeurs instantanées des alternances d'attaque.

Plus l'attaque est forte, plus la tension de décalage V_{BO} est importante ce qui recule le point de repos vers les tensions inverses ; voir figure 5. Les crêtes des alternances engendrent des excursions de courant « collecteur » d'autant plus grandes que la résistance d'attaque de base est faible ; en effet, les compositions graphiques A et B déterminent des impulsions de courant différentes (voir oscillogrammes a, b et c, figure 5) selon que la résistance équivalente série de L_1 est nulle (cas A) ou égale à 15 Ω (cas B).

En somme, on modifie l'angle d'ouverture 2θ au moyen de l'attaque mais R_H dose ou rattrape cette ouver-

ture à la bonne valeur. Disons tout de suite que le calcul de R_H est difficile selon l'angle d'ouverture choisi ; en effet, la capacité C_5 n'intègre qu'en partie les impulsions ($C_5 = 150$ pF) et R_H est, en général, faible : 0 à 2 Ω . Par contre, si l'on accroît la capacité C_5 , on obtient rigoureusement la valeur moyenne :

$$V_{BO} = R_H I_{C \text{ moy}} = R_H \frac{m I_{CM}}{\pi}$$

avec :

$$m = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{1 - \cos \theta}$$

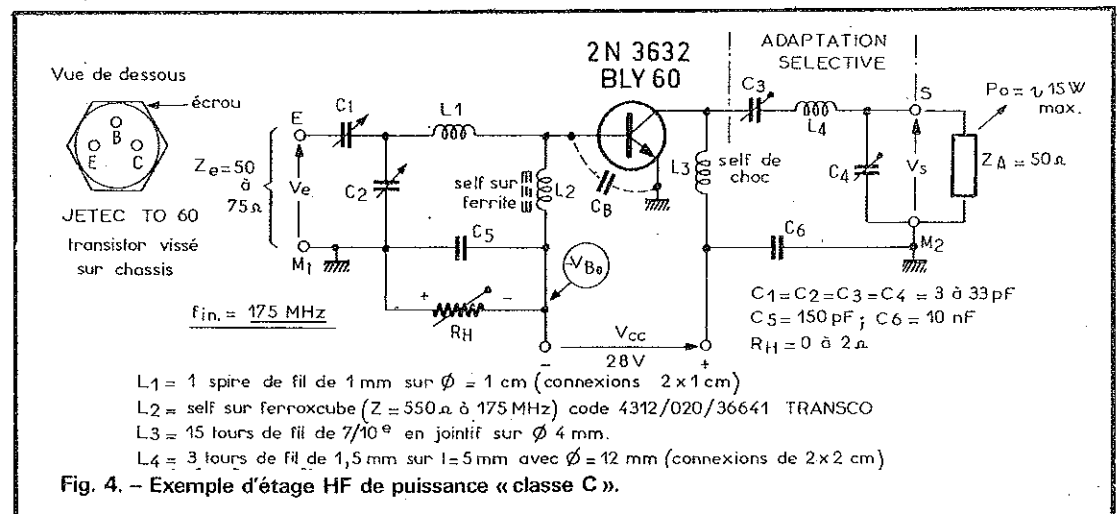
(voir le précédent numéro du Haut-Parleur).

Par ailleurs, nous avons, d'après la figure 5,

$$V_{BO} + V_o = V_{A1} \cos \theta$$

Nous pourrions remplacer V_{BO} dans cette formule par l'expression ci-dessus mais nous remarquons qu'il y a trois inconnues : V_{BO} , V_{A1} et I_{CM} . On voit qu'on tourne en rond dans notre raisonnement car I_{CM} n'est pas connu pour une excursion donnée de base, ce qui interdit de calculer V_{BO} directement et vice versa.

En réalité, on procède autrement, compte tenu des limites propres au transistor. Pour une tension d'alimentation donnée, on note quelle est l'intensité maximale permise par le constructeur ; soit I_{CM} cette valeur. La mise au point sera donc telle que la crête de courant collecteur ne dépasse pas cette valeur, précaution



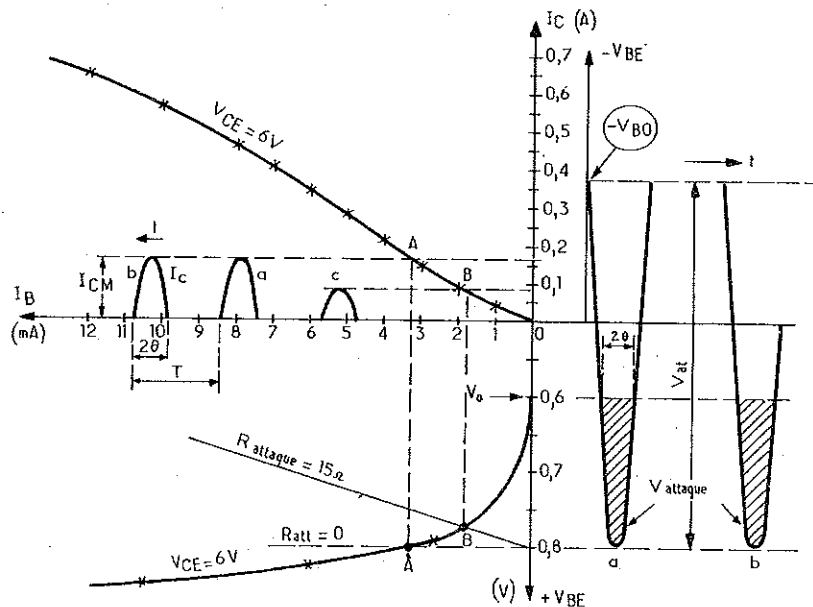


Fig. 5. - Caractéristiques principales du BLY 60 pour $V_{CE} = 6\text{ V}$ et processus d'attaque en classe C.

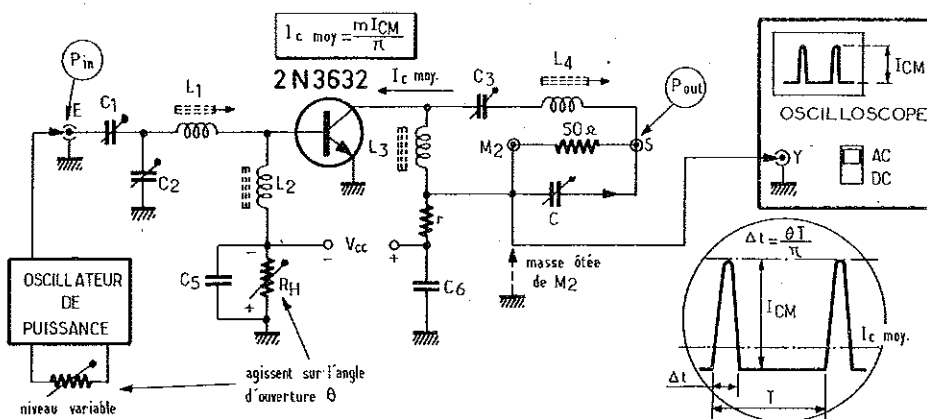


Fig. 6. - Contrôle des impulsions de courant mises en évidence par $r \leq 1\ \Omega$.

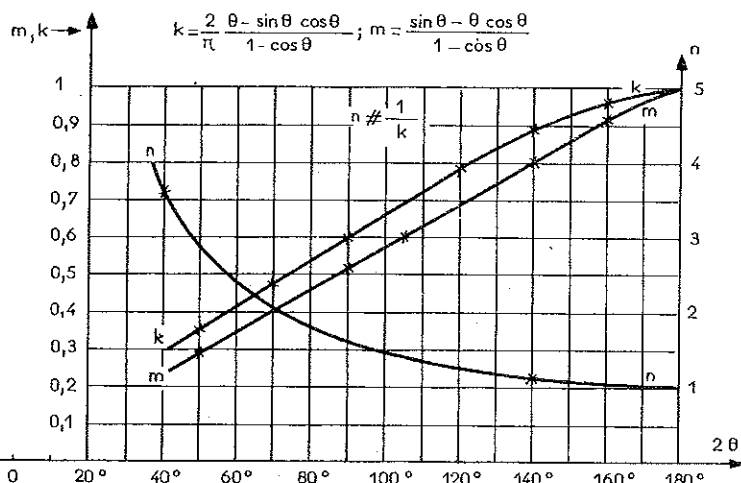


Fig. 7. - Variation des paramètres fondamentaux de la classe C.

que l'on s'efforce de faire en observant la forme du courant collecteur à l'oscilloscope, ce au moyen d'une faible résistance placée en série avec le circuit accordé (voir figure 6).

On observera le montage tel qu'il est indiqué, avec la charge de $50\ \Omega$ et C_4 , ramenés sur r . En principe, l'accord doit être fait pour L_1 avec C_1 et C_2 et pour L_4 avec C_3 et C_4 .

R_H et l'attaque agissent sur l'angle d'ouverture tout en maintenant la crête de courant à I_{CM} .

Ce procédé n'est toutefois possible qu'à des fréquences faibles, à moins que l'oscilloscope ne monte très haut en fréquence. Il est évident, qu'alors, le contrôle de l'angle d'ouverture s'effectue directement sur l'écran :

$$2\theta = 2\pi \frac{\Delta t}{T}$$

Ceci permettra non seulement le calcul des puissances mais, comme nous le verrons, plus loin, celui des proportions d'harmoniques pour créer un multiplicateur de fréquence.

Dans un plan purement théorique le calcul se pratique en se donnant un angle d'ouverture comparable avec le rendement souhaité ou la charge équivalente R_p de collecteur. I_{CM} étant donné par le constructeur, les courbes de la figure 7 permettent de calculer toutes les données de l'étage « classe C » et surtout, les valeurs moyennes prises pour R_H en cours de mise au point.

RÉJECTION DES HARMONIQUES

Considérons comme un résultat acquis la résistance série de $28,5\ \Omega$. Comme la fréquence d'accord est, ici, fixée à $175\ \text{MHz}$, l'inductance L_4 est assez faible : de l'ordre de $0,34\ \mu\text{H}$ pour une capacité globale maximale série de $25\ \text{pF}$.

Le coefficient de surtension s'élève à :

$$Q_2 = \frac{L\omega_0}{R_s} \approx 13,2$$

Cette valeur permet de calculer la sélectivité du circuit donc la réjection de l'harmonique 2 (fig. 8)

$$\text{Att} = 20 \log \sqrt{1 + H^2 Q^2} \approx 29,6 \text{ dB car :}$$

$$\mu = \frac{H_2}{I_0} - \frac{f_0}{H_2} = 1,5$$

Le résultat peut être jugé médiocre pour un étage de sortie précédant une antenne.

Par contre, il sera acceptable pour un étage « driver ».

FILTRAGE ET ADAPTATION D'ANTENNE AUX FRÉQUENCES ÉLEVÉES

Le résultat d'une adaptation consiste au report en série dans le collecteur d'une résistance qui est soit plus forte, soit plus faible, que celle représentant l'antenne ou l'impédance d'entrée de l'étage de puissance qui suit.

Deux cas sont à considérer selon que $R_p >$ ou $< R_A$: on utilise un circuit série pour $R_p < R_A$ et un circuit parallèle pour $R_p > R_A$.

L'adaptation est indissociable de la sélectivité que doit présenter le circuit accordé. On a vu, notamment, que la réjection des harmoniques pouvait être insuffisante si l'on souhaitait un rendement énergétique trop bon ou ne concordant pas avec le type de circuit utilisé.

Pour filtrer et adapter au mieux la liaison, on peut se donner un réjection-type des harmoniques et raisonner à l'envers du cas précédent.

Compte tenu de la fréquence élevée, utilisée pour la maquette de la figure 4, il n'est guère pensable de dépasser une réjection de 40 dB avec un

circuit aussi simple que celui placé en série avec l'antenne. Si nous assimilons cette réjection à celle de l'harmonique 2, on peut obtenir le coefficient de surtension :

$$Q \approx \frac{S}{\mu}$$

soit, avec $S = 40$ dB ou 100 et $\mu = 1,5$, $Q \approx 66,6$, chiffre difficilement réalisable avec des circuits à constantes localisées pour les fréquences supérieures à 100 MHz ; de ce fait, la propre résistance d'amortissement de L_4 suffirait à donner cette surtension ce qui supprimerait l'influence de R_A et, par voie de conséquence, le transfert de la puissance d'émission sur l'antenne.

Une conclusion s'impose donc : **il est impossible de prévoir une adaptation très sélective lorsque la fréquence de repos devient élevée.**

De toute façon, le rendement réel de la puissance rayonnée ou transmise sur R_A s'établit selon le rapport des résistances R_L et R_p :

$$\eta_{HF} = \eta \frac{R_p - R_L}{R_p}$$

(voir figure 9)

Reprenons le cas initial pour lequel nous avons $\eta = 80\%$ $R_p = 28,5 \Omega$. Admettons, ce qui peut se justifier avec une bobine L_4 de $15/10^6$ argenté un coefficient de sur-

tension propre de 50 ; avec $L_4 = 0,34 \mu\text{H}$ (valeur approximative), nous aurons :

$$R_L = \frac{L_4 \omega_0}{Q_L} \approx \frac{0,34 \cdot 15^6 \cdot 2\pi \cdot 175 \cdot 10^6}{50} \approx 7,5 \Omega$$

Ce qui nous donne :

$$\eta_{HF} = 0,8 \frac{28,5 - 7,5}{28,5} = 0,59$$

Comme $P_{AL} = 14,26 \text{ W}$, $P_{HF \text{ réelle}} = 0,59 \cdot 14,26 \approx 8,4 \text{ W}$.

Il faut noter ici que cette remarque n'est que très rarement évoquée par les auteurs spécialisés dans l'émission. Pourtant en émission, il faut toujours considérer les pertes dans l'étage de puissance. Pour les très fortes puissances, les bobines chauffent ce qui oblige, parfois, une circulation d'eau froide à l'intérieur des tubes qui constituent les enroulements.

VALEUR DES COMPOSANTS

Appliquons pour C_4 maximal = 33 pF ; il vient :

$$Q_A = 50 \cdot 10^{-12} \cdot 2\pi \cdot 175 \cdot 10^6 = 1,82 \text{ et :}$$

$$R'_A = \frac{50}{1+3,3} = 11,62 \Omega$$

Par contre, pour C_4 minimal = 3,3 pF, $R'_A = 376 \Omega$. Grâce à C_4 variable, il devient facile de régler la résistance série à la valeur souhaitée par le calcul précédent. Ainsi, pour $R_p = 28,5 \Omega$, si nous négligeons R_L - ce qui est une erreur, nous le verrons plus loin - C_4 sera réglé à 16 pF.

Pour compenser R_L , on augmentera légèrement C_4 . Les bobinages sont déterminés figure 4, à la fréquence prévue de 175 MHz. C_1 et C_2 seront ajustés en fonction du point de repos choisi, C_B du transistor venant à varier avec les caractéristiques de l'attaque et de l'alimentation ; cette mise au point sera faite après que celle du circuit de sortie soit réalisée. Nous verrons comment plus loin.

R_H va dépendre de l'attaque si : $I_{CM} = 2 \text{ A}$ nous est imposé, ainsi que $m = 0,8$. Calculons la valeur du courant moyen :

$$I_{C \text{ moy}} = 2,08/\pi = 0,51 \text{ A}$$

Si par exemple, $R_H = 2 \Omega$, $V_{Bo} = 2 \times 0,51 = 1,02 \text{ V}$; avec $V_0 = 0,6 \text{ V}$ (voir figure 5) nous avons :

$$V_{att} = \frac{V_{Bo} + V_0}{\cos \theta} = \frac{1,62}{0,342} \approx 4,74 \text{ V max}$$

avec $\theta = 70^\circ$.

Si $R_4 = 1 \Omega$, $V_{Bo} = 0,51 \text{ V}$ et

$$V_{att} = \frac{1,11}{0,342} \approx 3,25 \text{ V max}$$

Enfin, si $R_H = 0$,

$$V_{att} = \frac{0,6}{0,342} = 1,754 \text{ V max}$$

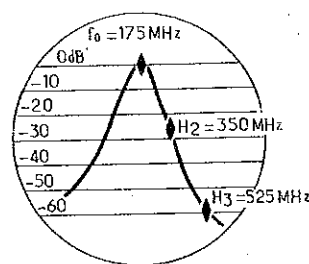


Fig. 8. - Allure de la transition sélective ampli/antenne obtenue sur vobuloscope à large excursion (analyseur de spectre muni d'un générateur de tracking).

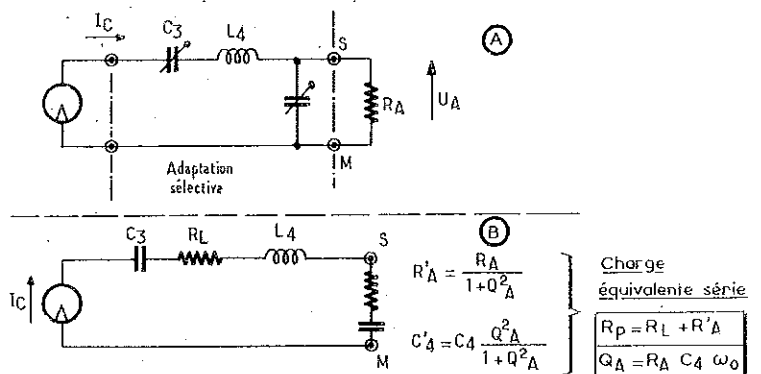


Fig. 9. - Equivalence du circuit série d'adaptation d'antenne aux fréquences élevées.

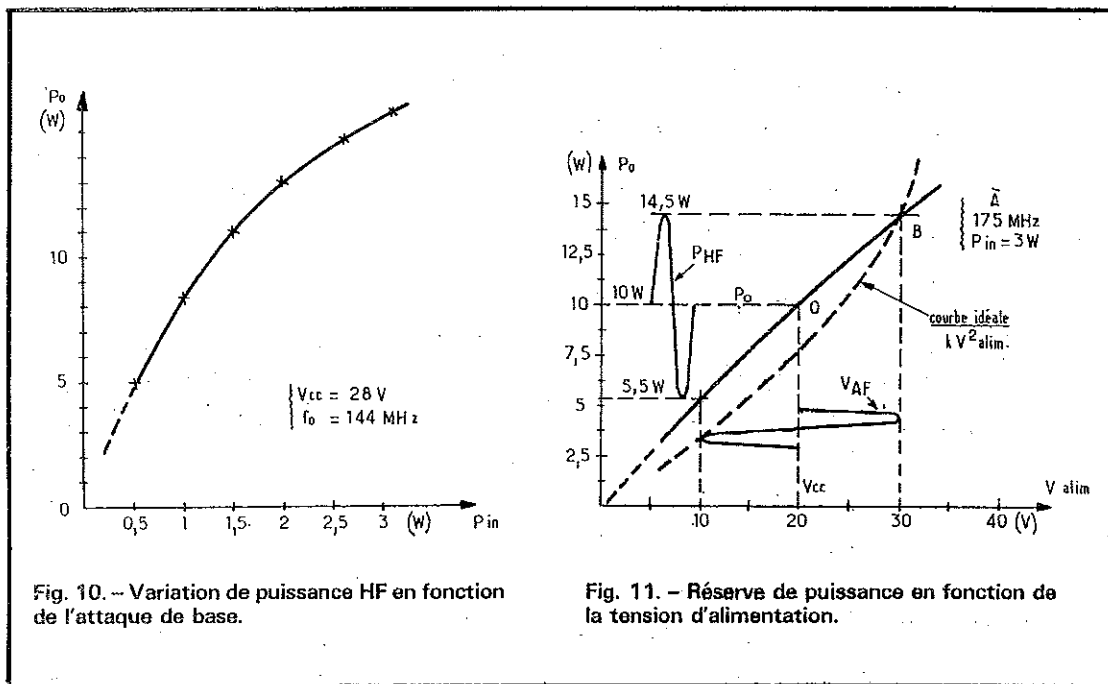


Fig. 10. — Variation de puissance HF en fonction de l'attaque de base.

Fig. 11. — Réserve de puissance en fonction de la tension d'alimentation.

En conclusion, R_H permet d'ajuster l'angle d'ouverture et l'excursion I_{CM} en fonction de la tension appliquée V_{alim} . Comme celle-ci est issue d'un oscillateur pilote aux propriétés difficilement maîtrisables, la mise au point peut se faire avec souplesse.

DÉTERMINATION DES PERFORMANCES

La première donnée consiste à déterminer I_{CM} : le constructeur admet des crêtes de 2 A à son transistor. On choisira une tension d'alimentation de $V_{CC} = 28$ V. La première estimation se fixe soit sur le rendement soit sur l'angle d'ouverture. Le plus simple est de se donner ce dernier et de terminer par le rendement et l'amortissement du circuit collecteur quitte, éventuellement, à revoir l'angle d'ouverture si l'amortissement ne nous satisfait pas.

Admettons donc $\theta = 70^\circ$ ce qui donne, d'après les courbes de la figure 7 : $k = 0,89$, $m = 0,8$, $n = 1,11$. La puissance d'alimentation s'élève à :

$$P_{AL} = m \frac{V_{CC} I_{CM}}{\pi} = 0,8 \frac{28,2}{\pi} = 14,26 \text{ W}$$

Admettons maintenant le rendement voisin de 80 % ce qui donne : $P_{HF} = \eta P_{AL} = 0,8 \cdot 14,26 = 11,408$ W. Cette estimation permet d'évaluer la variation de tension V_{Ao} du collecteur. En effet on démontre que :

$$\eta = \frac{V_{Ao}}{V_{CC}} \cdot \frac{k}{m} \cdot \frac{\pi}{4}$$

D'où :

$$V_{Ao} = \eta V_{CC} \cdot \frac{m}{k} \cdot \frac{4}{\pi} = 0,8 \cdot 28 \cdot \frac{0,8}{0,89} \cdot \frac{4}{\pi} = 25,64 \text{ V}$$

Avec ces estimations on peut calculer la résistance d'amortissement de collecteur :

$$R_p = \frac{2 V_{Ao}}{I_{CM}} \cdot n$$

soit avec :

$$n = \frac{1}{k} = 1,11$$

$$R_p = \frac{2 \cdot 25,64}{2} \cdot 1,11 = 28,5 \Omega$$

La faible valeur de cette résistance impose une structure série du circuit accordé d'où la nécessité d'alimenter le collecteur à travers une bobine de choc L_3 et de placer L_4 en série avec C_3 et C_4 ; la charge Z_A ou R_A arrive en amortissement sous la forme :

$$R'_A = \frac{R_A}{1 + R_A^2 C_4^2 \omega_0^2}$$

avec $R_A = 50 \Omega$

Si $R_A C_4 \omega_0 > 1$, R_A se trouve divisée par un facteur qui dépendra de la variable C_4 (condensateur ajustable).

ACCORD DU CIRCUIT DE SORTIE

Reprenons l'expérience initiale qui conduisait à une résistance R_p de $28,5 \Omega$ et à une réjection de 29,5 dB. Nous avons trouvé $R_L = 7,5 \Omega$ pour $Q_L = 50$. Dans ces conditions, $R'_A = R_p - R_L = 21 \Omega$; si la liaison de sortie se fait à 50Ω , on aboutit (voir les équations de la figure 9) à $Q_A = 1,175$. Ce coefficient permet de calculer :

$$C_4 = \frac{Q_A}{R_A \omega_0} = 21,3 \text{ pF}$$

Si nous admettons la valeur de $0,34 \mu\text{H}$ pour L_4 , l'accord sur $f_0 = 175$ MHz se fera avec $C_{ac} = 2,4$ pF, valeur qui résulte de la mise en série de C_3 et de C_4 .

Comme $C_4 = 21,3$ pF, il vient $C_3 = 2,7$ pF.

Pour la mise au point, on ferme le condensateur ajustable C_4 afin qu'il présente la valeur maximale alors qu'on

ouvre au contraire celle de C_3 . Ensuite, on réduit C_4 , petit à petit, en augmentant C_3 pour conserver l'accord sur 175 MHz. Cette onde incidente viendra s'injecter sur la base au moyen d'une sonde à faible impédance.

Un compromis est à prévoir entre le maximum de puissance souhaitable et la réjection des harmoniques. Celle-ci pourrait se contrôler au moyen d'un récepteur adéquat. La puissance s'appréciera soit au moyen d'une boucle de Hertz (boucle branchée sur une lampe 3,5 V/0,1 A), soit au moyen d'un ampèremètre à thermo-couple placé en série avec l'antenne (du côté de la terre de préférence).

POSSIBILITÉ EN PUISSANCE DE L'ÉTAGE

En supposant réglés les circuits d'entrée et de sortie de l'étage et ce, au maximum de puissance, on peut procéder à la mesure des performances. En désaccordant les circuits de telle sorte qu'ils soient réglés sur 144 MHz, fréquence s'adaptant à notre matériel de mesure, on obtient, en fonction de l'attaque, pour $V_{CC} = 28$ V, la courbe de la figure 10. La courbe n'est évidemment pas linéaire, car l'attaque fait varier l'angle d'ouverture donc le rendement. On remarquera que pour $P_{in} = 3$ W on recueille 15 W en sortie antenne, non comptées les pertes dues au circuit accordé. En fait, il faut s'attendre à une puissance réelle de 12 W.

MODULATEUR D'AMPLITUDE

Si l'on modifie la tension d'alimentation, on fait varier l'angle d'ouverture de l'attaque, donc : la puissance de sortie change.

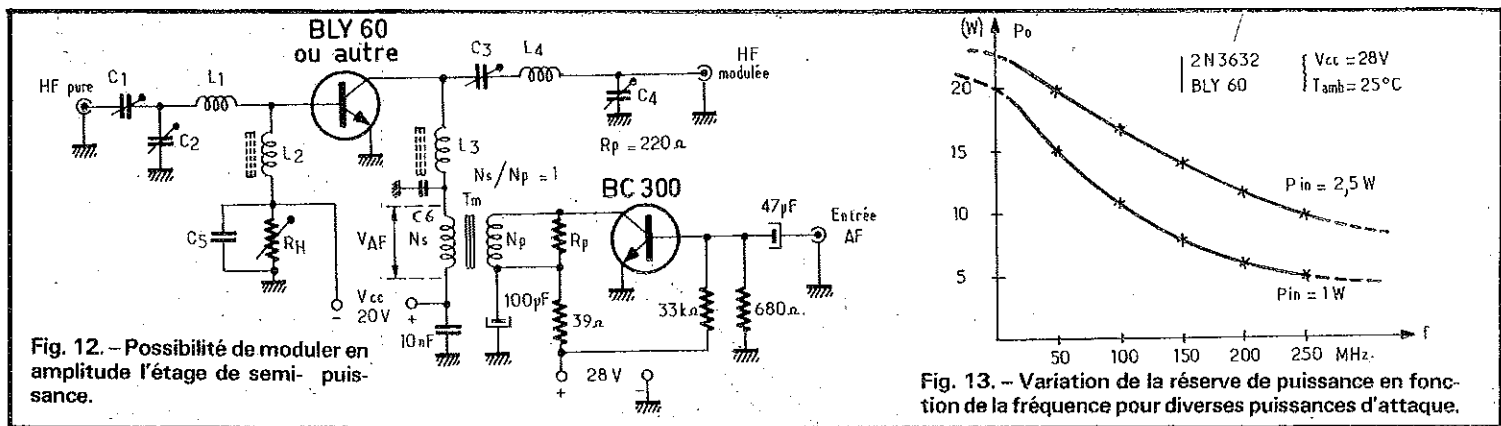


Fig. 12. - Possibilité de moduler en amplitude l'étage de semi-puissance.

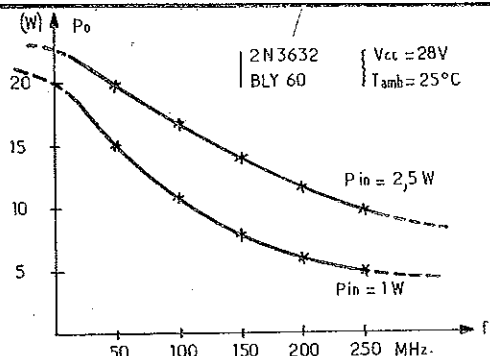


Fig. 13. - Variation de la réserve de puissance en fonction de la fréquence pour diverses puissances d'attaque.

C'est ce qu'on constate en observant la courbe de la figure 11, relevée pour une attaque en puissance constante de 3 W. On doit même remarquer que la courbe est suffisamment exploitable pour réaliser une modulation d'amplitude, quelconque, il faut bien le dire!

On peut utiliser le montage de la figure 12 dans lequel on ajoute en série dans le circuit collecteur un transformateur de rapport 1/1 attaqué par un étage d'amplification AF de semi-puissance.

La tension d'alimentation du BLY 60 est réduite à $V_{CC} = 20$ V. A tout instant, le transistor est alimenté par la somme $V_{CC} + V_{AF}$. Lorsque l'alternance négative s'oppose

à la tension continue V_{CC} , le collecteur n'est plus soumis qu'à 10 V au point A. Pour l'alternance positive, on assiste à une addition, ce qui conduit au point B si la profondeur de modulation se fait pour l'excursion de ± 10 V, donnés par T_m .

Dans le schéma de la figure 12, la résistance R_p amortit le transformateur et linéarise son fonctionnement. Cette résistance pourrait également être placée au secondaire N_s .

Il convient de signaler qu'une adaptation des caractéristiques permettrait sans doute d'incurver davantage la courbe, afin qu'elle suive une loi de la forme « $k \cdot V_{alim}^2$ ». Dans le cas présent, une dis-

torsion par harmonique 2 de la courbe enveloppe de modulation subsiste et on peut difficilement la réduire. Le changement du transistor peut se conseiller aussi mais le schéma de la figure 12 convient toutefois.

INCIDENCE DE LA FRÉQUENCE D'ATTAQUE

Le transistor en VHF ne possède pas des caractéristiques constantes en fonction de la fréquence, il s'en faut de beaucoup si l'on se reporte à la courbe de la figure 13. Nous nous sommes cantonnés au domaine VHF ce qui limite la puissance disponible à moins

de 50 % de la puissance normale estimée à moins de 50 MHz. Le transistor BLY 60 possède donc une intéressante réserve de puissance.

Le schéma à employer alors peut se rapprocher de celui de la figure 4 avec, toutefois, la restriction de voir se modifier la structure du circuit de sortie si R_p vient à dépasser la valeur de R_A ; dans ce dernier cas, on ferait appel au système d'accord parallèle.

MONTAGE À TUBE ÉLECTRONIQUE

En émission, le tube électronique n'est pas abandonné surtout aux fortes puissances.

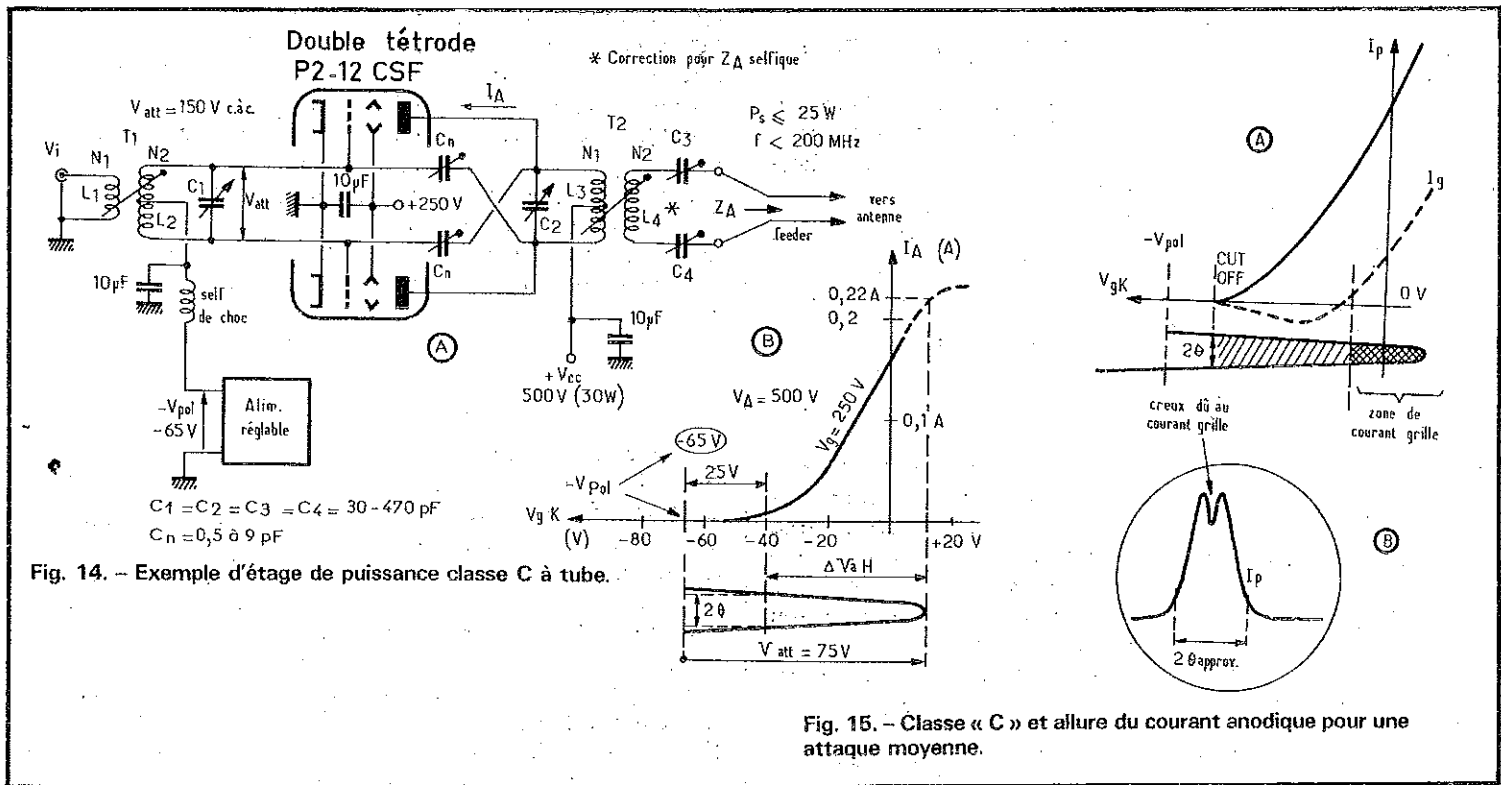


Fig. 14. - Exemple d'étage de puissance classe C à tube.

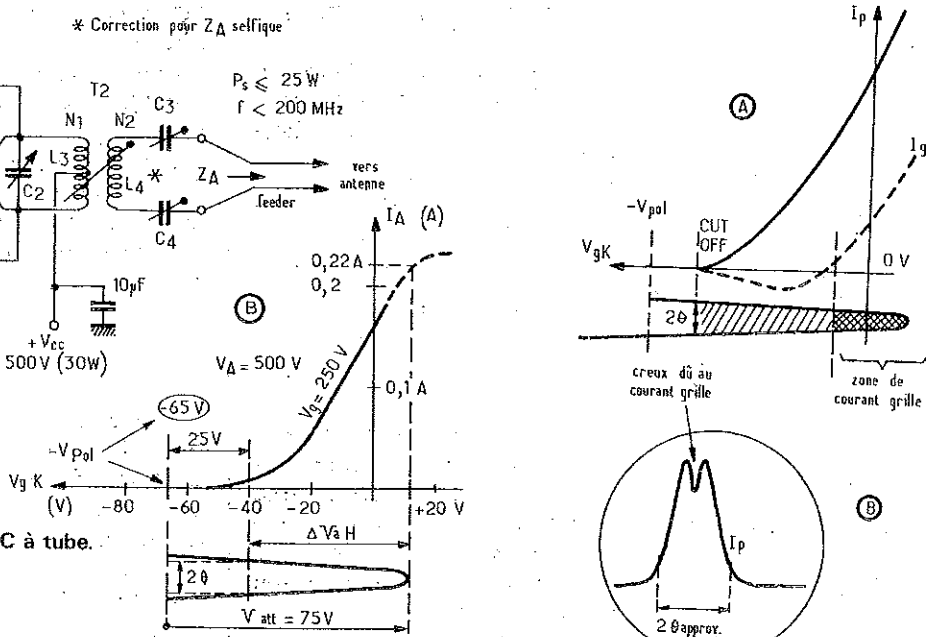


Fig. 15. - Classe « C » et allure du courant anodique pour une attaque moyenne.

Ainsi, on utilise dans l'exemple de la figure 14, un tube SFR P2-12 toujours fabriqué par la C.F.T.H.-C.S.F.

Il s'agit d'un montage « push-pull » neutrodyné par C_n afin d'éviter les possibles oscillations d'une association symétrique.

On fait aussi appel à un tel tube car son fonctionnement s'avère encore correct à 200 MHz. Adoptons les spécifications du constructeur, à savoir :

$$\begin{aligned} -V_{pol} &= -65 \text{ V} \\ +V_{cc} &= 500 \text{ V} \\ \pm V_{att \text{ max}} &= \pm 75 \text{ V} \end{aligned}$$

En observant la caractéristique I_A/V_{gk} de la figure 14 B, on obtient sensiblement $I_p \approx 0,22 \text{ A}$. Nous avons affaire à ce qu'on appelle assez couramment la classe C2, c'est-à-dire la classe C avec courant grille. L'attaque de grille dépasse le niveau 0 V (fig. 15 A) et entraîne un courant grille qui vient se retrancher au courant anodique.

L'impulsion de courant anodique se creuse donc au sommet comme l'indique la figure 15 B. Cette astuce améliore encore le rendement, favorise dans une certaine mesure certaines composantes harmoniques ce qui peut être apprécié dans les multiplificateurs de fréquence et limite la crête de courant plaque.

On est toutefois gêné pour apprécier l'angle d'ouverture sur le courant anodique (voir figure 15 A). Il est alors estimé sur la grille par la tension d'attaque. On a ainsi :

$$\Delta V_{att} = V_{att} (1 - \cos \theta)$$

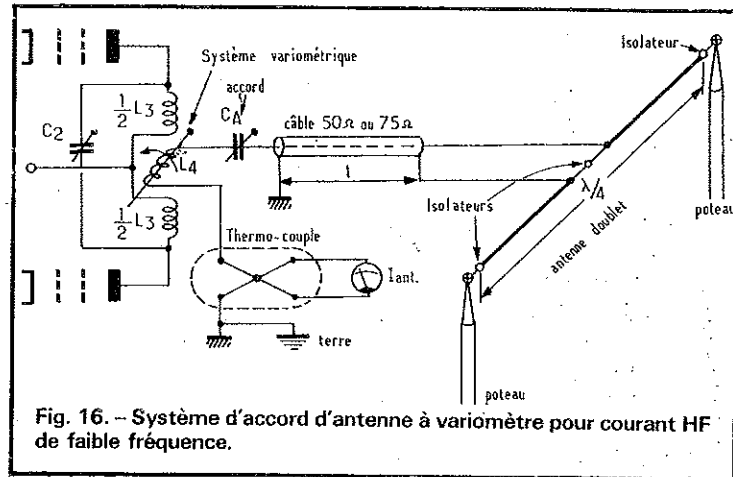
d'où :

$$\begin{aligned} \cos \theta &= 1 - \frac{\Delta V_{att}}{V_{att}} \\ &= 1 - \frac{75 - 25}{75} = 0,334 \end{aligned}$$

soit $2 \theta = 142^\circ$ (ou $0,8 \pi$).

Les courbes de la figure 7 nous donnent alors les coefficients : $k \approx 0,9$; $m = 0,82$; $n = 1,12$.

On admettra, vue l'attaque, une variation de tension ano-



dique de 400 V d'où la puissance HF :

$$P_o = 0,9 \frac{400 \times 0,22}{4} = 20 \text{ W}$$

... pour une tension d'alimentation de :

$$\begin{aligned} P_{AL} &= 0,82 \frac{500 \times 0,22}{\pi} \\ &= 28,7 \text{ W} \end{aligned}$$

D'où un rendement fort honorable de :

$$\eta = \frac{P_o}{P_{AL}} = \frac{20}{28,7} = 70 \%$$

L'amortissement primaire correspondra à :

$$\begin{aligned} R_p &= \frac{2V_{AL}}{I_p} \\ n &= \frac{2.400}{0,22} = 1,12 \times 4000 \Omega \end{aligned}$$

Cette résistance étant supérieure à $R_A = 50 \Omega$ on choisit la structure parallèle pour l'accord $L_3 C_2$. Le transformateur d'adaptation T_2 possède, en principe, un rapport de transformation défini par :

$$\begin{aligned} m &= \frac{N_4}{N_3} = \sqrt{\frac{50}{4000}} \\ &= 0,111 = \frac{1}{9} \end{aligned}$$

L'enroulement N_3 doit comporter 9 fois plus de spires que N_4 .

Si l'on choisit pour fréquence de repos une valeur qui permette l'emploi d'une capacité d'accord C_2 importante, le coefficient de qualité peut devenir important et les réjections harmoniques seront suffisantes. En effet, supposons que la fréquence de repos soit fixée à 7 MHz, C_2 varie de 200 à 300 pF pour $L_3 = 2 \mu\text{H}$. Avec $R_p = 4000 \Omega$, on a

$$Q_p = R_p C_2 \omega_0 = 47,5.$$

L'harmonique 2 est réduite de $20 \log 1,5 Q = 37 \text{ dB}$ ce qui peut être estimé suffisant.

Pour améliorer ce résultat et pour adapter le caractère selfique des antennes à cette fréquence, on place en série avec le feeder symétrique deux capacités C_3 et C_4 de 30 à 470 pF.

La mise au point d'un tel étage est assez simple : on procède tout d'abord au réglage des capacités de neutrodynage C_n . Pour ce faire, on coupe l'alimentation des filaments et on attaque l'étage par un générateur calé sur 7 MHz (si telle est la fréquence d'accord !);

les capacités C_n sont alors ajustées de telle sorte qu'un millivoltmètre placé sur l'antenne accuse un minimum.

Après avoir rebranché les filaments, les circuits accordés de l'étage seront ajustés pour obtenir, par contre, un maximum. Pour l'accord de circuit d'antenne, on agit sur C_3 et C_4 en repérant le maximum sur un mesureur de champ placé à proximité de l'antenne.

FILTRAGE ET ADAPTATION D'ANTENNE AUX FRÉQUENCES BASSES

Avec les tubes et pour les fréquences inférieures à 40 MHz, on peut utiliser un système d'adaptation en rapport avec des impédances « R_p » plus élevées.

Le système le plus traditionnel avec les tubes consiste en un procédé variométrique analogue à celui de la figure 16 : l'enroulement de sortie se partage en deux parties entre lesquelles évolue un enroulement mobile L_4 .

Une capacité C_A accorde l'inductance d'antenne qui peut apparaître pour certaines longueurs de câble « l ». Enfin, un système ampéremétrique à thermo-couple repère la valeur du courant d'antenne ; sa déviation doit être maximale pour l'accord de C_2 sur L_3 , pour la meilleure orientation de la boucle variométrique L_4 et, éventuellement, pour l'accord de C_A . Toutefois, ce dernier condensateur ne se justifie que si le câble, reporté sur l'étage une

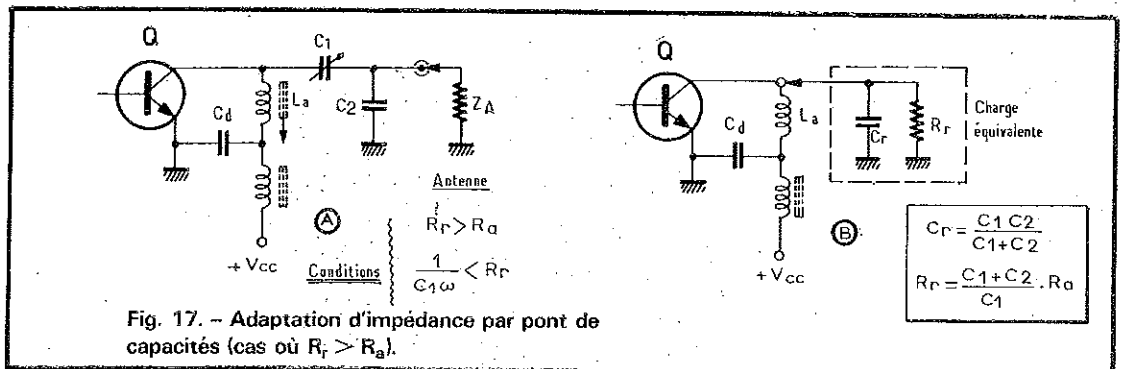


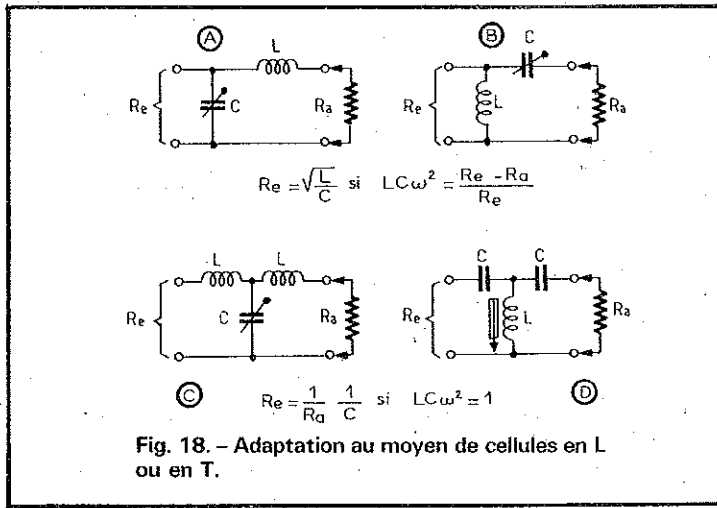
Fig. 17. - Adaptation d'impédance par pont de capacités (cas où $R_r > R_a$).

impédance selfique. L'emploi d'une cellule d'adaptation sélective lorsqu'on veut réduire l'amplitude des harmoniques. Dans ce cas, elle vient se brancher directement sur le circuit accordé. Selon la forme de ce dernier (série ou parallèle), on utilisera l'une des cellules de la figure 18.

Les cellules A et B s'emploient surtout au secondaire d'un transformateur (L_4 de la figure 16), tandis que les versions C et D, directement aux bornes d'un circuit parallèle... Certaines conditions sont à remplir et les relations sont rappelées figure 18. Un accord s'impose donc.

ETAGE MULTIPLICATEUR

Lorsqu'on analyse sous forme d'une série de Fourier l'expression du courant alternatif tronqué, on découvre que l'angle d'ouverture 2θ réagit sur la proportion des harmoniques. Sans redémontrer tout le calcul intégral appliqué à cette expression, on peut démontrer, en effet, que les composantes harmoniques présentent des maxima caractéristiques : voir figure 19.



Ainsi :

$$I_n \begin{cases} I_{H2} \text{ max pour } 2\theta = 120^\circ (n=2) \\ I_{H3} \text{ max pour } 2\theta = 80^\circ (n=3) \\ I_{H4} \text{ max pour } 2\theta = 60^\circ (n=4) \\ I_{H5} \text{ max pour } 2\theta = 50^\circ (n=5) \end{cases}$$

En conséquence, l'étage multiplicateur de fréquence reste tout à fait identique à l'amplificateur de puissance « classe C » normal avec toutefois, pour charge de collecteur ou d'anode, un circuit accordé sur l'harmonique de son choix.

Pour avoir, alors, le meilleur rendement sur celle-ci, on agit simultanément sur l'attaque et sur le dispositif de polarisation qui règle la classe C. Un contrôle de cet angle « 2θ » s'impose donc.

EXEMPLE DE MONTAGE TRIPLEUR

Le montage est attaqué par une tension à 156,7 MHz. Le pont de capacité C_1/C_2 permet d'adapter la faible résistance interne du générateur d'attaque (50Ω) au circuit sélectif qui suit ; l'accord réagit directement sur l'amplitude du courant de base et sur l'angle d'ouverture 2θ . Ce dernier

est ajusté à 80° (voir figure 19) et c'est la résistance R_1 qui permet l'ajustage de la classe C au maximum de puissance sur H_3 ($\eta = 46\%$).

Les circuits d'accord sont à lignes. L_1 et L_3 constituent un pont d'inductances mais L_3 , grâce à C_3 , peut aussi s'accorder sur l'harmonique indésirable (par exemple sur H_4). L_2 est une scif de choc, qui ramène la base à la masse. De même, L_4 sert de charge « infinie » et permet l'alimentation du transistor 2N 3553 (on choisit 28 V, pour $P_s = 2$ W).

Les circuits série L_5C_5 et L_6C_6 éliminent respectivement, en sortie, la fondamentale (156,7 MHz) et l'harmonique 2 (313,4 MHz).

L'accord sur 470 MHz est réalisé par L_7C_9 . Le filtre en T « $C_{10}-C_{11}-L_8$ » adopte l'impédance faible de 50Ω , branchée en sortie, à l'impédance élevée de la ligne L_7-C_9 . C_{12} découple les fréquences supérieures à 470 MHz.

La mise au point globale ne diffère pas de celle d'un étage « classe C » ordinaire.

Rocher Ch. HOUZÉ
Professeur à l'ECE

