

Constitution de tuners et amplificateurs d'antenne UHF à transistors

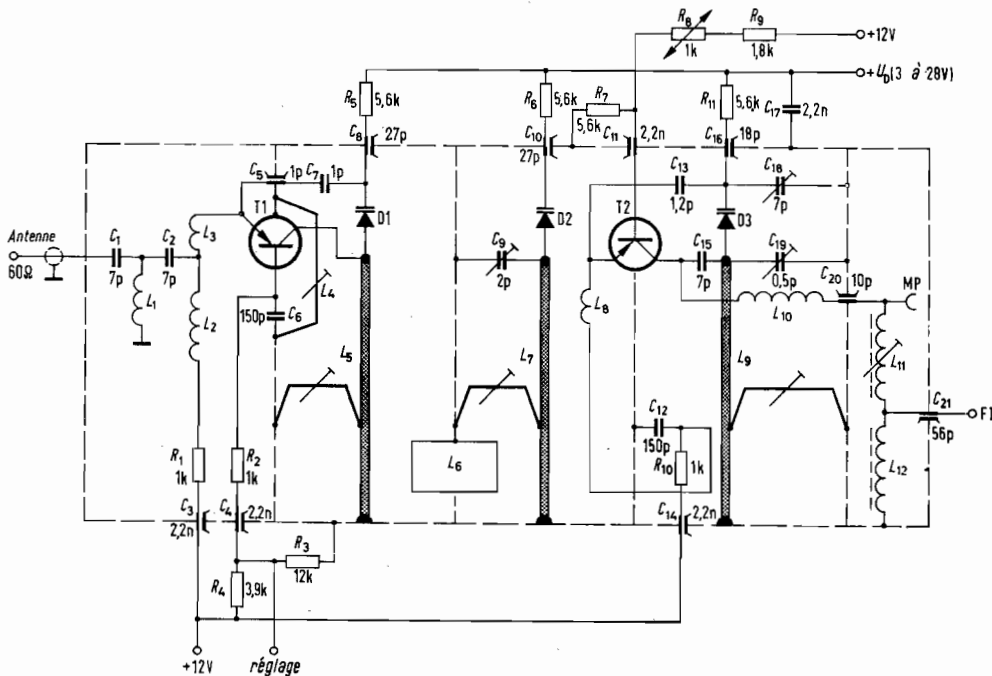


FIG. 1

LES montages actuels des amplificateurs d'antenne et des tuners UHF, se ressemblent beaucoup à première vue. Un examen plus poussé des divers modèles montre, toutefois, que de nombreux constructeurs ont imaginé des solutions particulières, pour aboutir à un compromis favorable entre le gain et la stabilité d'un étage amplificateur (par exemple par le montage judicieux des transistors ou par l'emploi de résistances d'affaiblissement et de perles de ferrite). La disposition des composants peut en effet être

décisive pour un bon fonctionnement du montage dans la bande des ondes décimétriques. De telles relations fonctionnelles, peu connues, sont présentées à l'aide du schéma d'un tuner UHF, notamment dans le cas d'utilisation de diodes à capacité variable.

SCHEMA D'UN TUNER UHF A ACCORD PAR DIODES

L'étage d'entrée du tuner UHF de la figure 1 y compris le circuit ou filtre passe-bande accordé du collecteur, pourrait tout aussi bien faire partie d'un amplificateur d'antenne. Les considérations suivantes, relatives à l'étage d'entrée du tuner, sont par suite également valables à ce domaine d'emploi. Le tuner est type $\lambda/4$. Un filtre passe-haut, constitué par les condensateurs C_1 , C_2 , la self L_1 et une boucle L_3 servant à l'adaptation, applique le signal d'antenne à l'émetteur du transistor AF239 de l'étage d'entrée, travaillant en montage base commune. L'impédance de charge de ce transistor est constituée par un filtre passe-bande, accordé à l'aide de deux diodes D_1 et D_2 du type BA139. La boucle de couplage L_8 transmet le signal UHF du circuit secondaire à l'étage changeur de fréquence auto-oscillant, équipé d'un transistor AF240. Le circuit de l'oscillateur est essentiellement constitué par la diode D_3 également du type BA139, et le conducteur intérieur du circuit coaxial L_9 . La fréquence intermédiaire est découplée sur le collecteur du transistor changeur de fréquence par la self L_{10} et la bobine FI accordée, L_{11} . elle peut être prélevée sur le condensateur de traversée C_{21} .

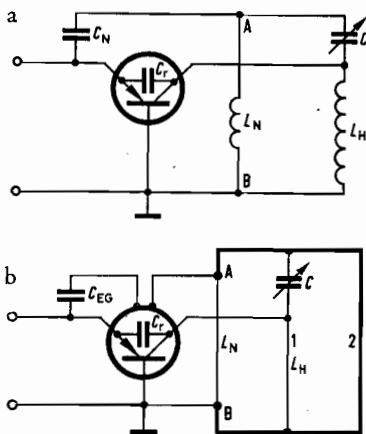


FIG. 2. — 1. Conducteur intérieur du circuit coaxial. — 2. Conducteur extérieur du circuit coaxial.

STABILITE D'UN ETAGE AMPLIFICATEUR UHF

Les transistors mesa au germanium du type AF239 ont en montage base commune une capacité de réaction de quelques centièmes de picofarad seulement produite surtout par le boîtier et les contacts. En dépit de sa faible valeur, cette capacité contribue de façon notable à la réaction à une fréquence de 800 MHz ; elle risque de menacer la stabilité d'un étage amplificateur à cette fréquence. Une admittance de charge plus élevée ou un neutrodynage s'impose pour réduire la tendance à l'oscillation d'un tel étage amplificateur.

NEUTRODYNAGE A L'AIDE D'UNE FENTE SUR LA PAROI

Le montage de neutrodynage de la figure 2 a convient bien pour les schémas à circuits coaxiaux. Le pont de neutrodynage est constitué par la capacité de réaction C_r du transistor, la capacité de neutrodynage C_N et les inductances partielles L_H et L_N du circuit oscillant, accordé par la capacité C . Un neutrodynage parfait exige :

$$\frac{L_H}{L_N} = \frac{C_N}{C_r}$$

Aux fréquences considérées dans ce cas, les inducteurs du circuit oscillant sont constitués par un fil tendu ou conducteur intérieur, et un conducteur de retour correspondant. La figure 3 représente le principe d'un tel circuit coaxial constitué par un conducteur intérieur, une capacité d'accords (par exemple une diode d'accord BA139) et un conducteur extérieur, servant simultanément d'enveloppe et de blindage. Les lignes de courant de résonance se referment entre la capacité d'accord et le point de départ, par les conducteurs extérieur et intérieur. Deux de ces lignes sont représentées en tirets à la figure 3. Lorsque le conducteur extérieur est muni d'une fente (4 à la Fig. 3), les lignes de courant sont légèrement déviées à cet endroit de leur direction initiale, car un flux de courant n'est possible que le long des bords supérieurs et inférieurs de la fente. Chaque tronçon des conducteurs intérieur et extérieur présentant une réactance inductive, les courants de résonance produisent aussi une chute de tension haute fréquence entre les bords A et B de la fente, qui correspond ainsi à une inductance du circuit coaxial, utilisable pour le neutrodynage.

En reliant, comme l'indique la figure 2 b, l'extrémité A de la fente de la figure 3, située du côté de la capacité de charge C , à l'électrode d'entrée du transistor, par le condensateur de neutrodynage $C_N = C_{EG}$ et la connexion mise à la terre au côté opposé B, on obtient moyennant une forme appropriée de la fente, un montage de neutrodynage à connexions d'une longueur très faible, et par suite, pratiquement exempt de résonances secondaires. En cas d'emploi de transistors sous boîtier

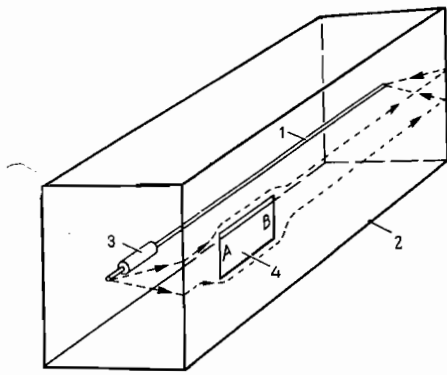


FIG. 3. — 1. Conducteur intérieur. — 2. Conducteur extérieur. — 3. Capacité d'accord. — 4. Fente sur le conducteur extérieur. — En tirets : Lignes de courant de résonance.

métallique isolé, il est possible d'utiliser leur capacité boîtier-émetteur $C_{EG} = 0,6 \text{ pF}$ comme capacité de neutrodynage. Le boîtier du transistor doit alors être relié au point A du conducteur extérieur, par exemple, au moyen d'une agrafe ou d'un collier. La figure 4, représente un tel montage de neutro-

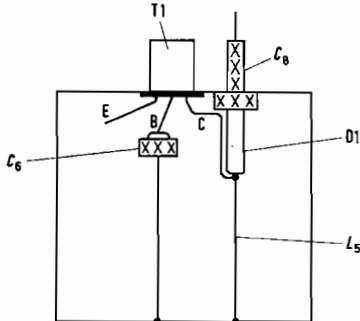


FIG. 4. — T1 : Transistor AF239. — D1 : Diode à capacité variable BA139.

dynage, essayé avec succès. Il n'exige aucun appareillage supplémentaire par rapport aux autres montages.

Un calcul de la forme et de l'emplacement de la fente n'est guère utile car la distribution du courant est en fait très irrégulière sur le conducteur extérieur, notamment à cause des

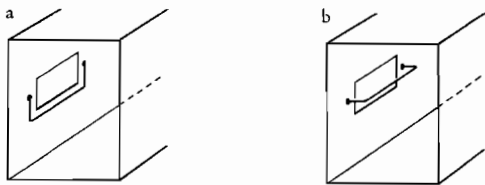


FIG. 5. — a : Étrier appliqué contre la paroi : neutrodynage intégral. — b : Étrier devant la fente : Neutrodynage affaibli.

connexions pratiquement ponctuelles des capacités de charge (capacité d'accord et d'équilibrage et capacité de sortie du transistor) et de la section rectangulaire de l'enveloppe. Il est préférable de procéder à un réglage optimal du neutrodynage en observant la réflexion d'entrée sur le wobulateur, ou par mesure de l'affaiblissement inverse. Il est également possible d'équilibrer le neutrodynage des étages d'entrée de récepteur au moyen d'un pont parasite minimal de l'oscillateur.

Les dispositions suivantes permettent d'accroître le neutrodynage :

— **Augmentation des dimensions de la fente** : La longueur des côtés de la fente ne

dépasse généralement pas 10 mm environ, sans quoi des connexions critiques, et notamment, celle de base, deviennent trop longues.

— **Augmentation de la capacité de neutrodynage CN** : Il est possible d'augmenter la capacité de neutrodynage CN dans la mesure où la capacité boîtier-émetteur CEG n'est pas utilisée ou n'est pas seule utilisée. Dans le cas des transistors des étages de sortie des amplificateurs d'antenne, une perle de ferrite peut être utile sur un fil de CN pour supprimer la réduction d'affaiblissement dans la gamme des gigahertz.

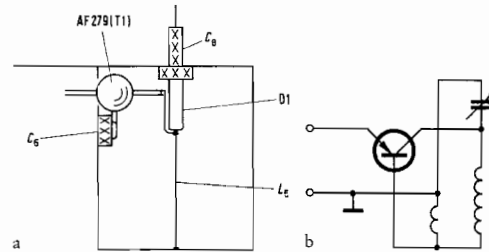


FIG. 6

— **Accroissement des courants de résonance le long de la fente** : Lorsque la distance est réduite entre le conducteur intérieur et la fente de neutrodynage, l'effet de proximité entre circuits de courants opposés fait circuler le long de la fente un courant de résonance plus élevé, qui accroît son inductance utile L_N : On obtient le même résultat en reliant la capacité du circuit oscillant au conducteur extérieur, directement sur le bord A de la fente.

— **Raccordement du collecteur à une prise du conducteur intérieur** : L'inductance principale L_H produisant le neutrodynage est réduite quand le fil du collecteur du transistor est relié à une partie du conducteur intérieur.

Une diminution du neutrodynage est possible non seulement en inversant les quatre dispositions indiquées pour son accroissement, mais aussi, pour une constitution mécanique donnée, en shuntant la fente au moyen d'un étrier en fil, qui dérive plus ou moins le courant de résonance (L_H de la Fig. 1). L'étrier n'agit pratiquement pas quand il est appliqué contre la paroi (Fig. 5 a). Placé à proximité du conducteur intérieur (Fig. 5 b) il dérive par suite de l'effet de proximité un courant de résonance relativement intense le long de la fente, et en réduit ainsi l'action. Le pliage de l'étrier permet un équilibrage du neutrodynage.

Le neutrodynage à l'aide d'une fente sur la paroi est applicable non seulement aux transistors bipolaires en montage base commune ou émetteur commun, mais aussi aux transistors à effet de champ, dans la mesure où la réaction est essentiellement capacitive. Le nouveau transistor AF279 pour étage

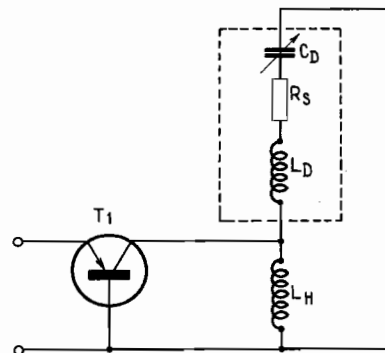


FIG. 7

d'entrée UHF, sans gaine plastique, ne comporte plus de borne de boîtier devant être mise à la terre en un point défini. Sa stabilité contre l'auto-excitation, nettement supérieure à celle du transistor AF239 sous boîtier métallique, peut s'expliquer par l'inductance plus faible du fil de base dans le boîtier : Les connexions ne sont en outre plus parallèles, par suite de sa disposition en T, de sorte que les couplages inductifs sont pratiquement exclus, par exemple entre les fils de collecteurs et de base. Il est également possible de neutrodynner ce transistor de la façon décrite. Le montage représenté à la figure 6 a assure toutefois souvent une stabilité suffisante dans ce cas. Le schéma équivalent correspondant (Fig. 6 b) montre que le choix approprié du point de mise à la terre de la base permet d'obtenir, à l'entrée, une tension en opposition de phase par rapport au collecteur, et par suite, un neutrodynage. Le potentiel de référence (masse) est dans ce cas le potentiel à l'endroit du trou par lequel l'émetteur du transistor sort de la chambre du circuit coaxial. Le montage de la figure 6 est appelé montage à base intermédiaire.

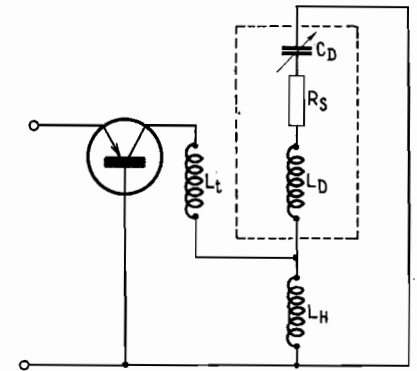


FIG. 8

COUPLAGE OPTIMAL D'UN TRANSISTOR A UN CIRCUIT COAXIAL ACCORDE PAR DIODE

Un gain suffisant est généralement facile à obtenir à l'extrémité supérieure de la bande UHF, c'est-à-dire à une fréquence d'environ 800 MHz, avec des circuits coaxiaux $\lambda/4$ accordés par diode, car l'impédance de résonance de tels circuits est suffisamment élevée. Le gain de l'étage d'entrée mesuré sur le filtre passe-bande du côté collecteur, diminué par contre à l'extrémité inférieure de la bande car l'impédance des circuits du filtre est faible. La contribution du bruit de l'étage changeur de fréquence au bruit total du tuner et du récepteur de télévision devient sensible par suite du gain d'entrée plus faible.

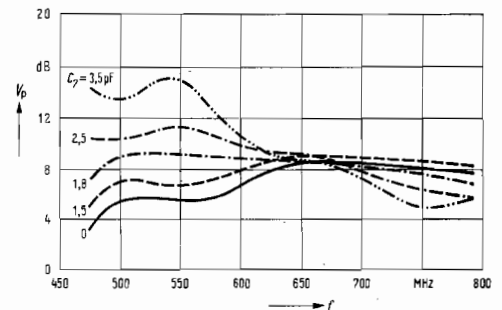


FIG. 9

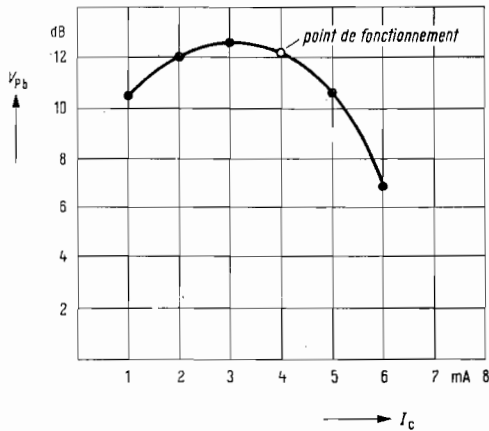


FIG. 10. — Gain en puissance V_{PB} des transistors AF240 et AF280 en fonction du courant collecteur I_c .

(— $U_{CE} = 8 \text{ V}$; $R_H = 500 \text{ ohms}$; $f = 800 \text{ MHz}$)

Il faut noter que l'inductance propre L_D de la diode d'accord BA/139 représente sensiblement la moitié de l'inductance totale du circuit. Le collecteur du transistor T_1 de l'étage d'entrée peut toutefois, comme le montre le schéma équivalent de la figure 7, n'être relié qu'à l'inductance partielle L_H accessible du circuit oscillant, c'est-à-dire à une prise du circuit coaxial. L'impédance de charge du transistor est ainsi réduite, et, par suite moins favorable. Il est toutefois possible de disposer le fil LC de connexion du collecteur directement sur le boîtier de la diode (Fig. 4 et 6 a), de façon qu'il présente un couplage aussi serré que possible avec l'inductance L_D de la diode. L_D et L_C forment ainsi une sorte de transformateur (Fig. 8) qui accroît l'impédance de charge du transistor. L'accroissement du gain ainsi réalisé à une fréquence de 470 MHz est de 1 à 2 dB.

Il est possible de prévoir sur l'étage d'entrée une réaction agissant surtout dans le bas de la bande de fréquence. Sur le schéma général (Fig. 1), le circuit de réaction relie l'émetteur du transistor T_1 au condensateur C_8 par le condensateur C_7 . Le neutrodynage peut inclure la réaction existant encore à 800 MHz.

La figure 9 représente la réponse en fréquence du gain de l'étage d'entrée pour diverses valeurs de la capacité C_7 (mesuré sur le filtre passe-bande du côté collecteur). La stabilité de l'étage d'entrée devient toutefois problématique pour une réaction très poussée de l'étage d'entrée ($C_7 > 2 \text{ pF}$).

Les nouveaux transistors au germanium AF279 et AF280 sous boîtier plastique ont une très faible capacité de sortie. Il a été possible de la réduire d'environ 1 pF pour le transistor AF239 sous boîtier métallique à environ 0,4 pF. L'emploi de ces nouveaux types au lieu des transistors AF239 et AF240 repousse la limite de fréquence supérieure d'environ 50 MHz, par suite des capacités plus faibles, de sorte qu'une plage d'accord de 470 à 860 MHz est désormais réalisable aussi avec accord électrique. Pour une plage d'accord non modifiée, les nouveaux transistors présentent l'avantage d'un accroissement d'environ 1 dB du gain de l'étage d'entrée et d'un fonctionnement particulièrement sûr de l'oscillateur. Les avantages des transistors sous gaine plastique sont pleinement mis à profit quand aucun trimmer n'est utilisé en parallèle avec la diode d'accord dans le circuit primaire du filtre passe-bande et dans le circuit oscillant.

ETAGE CHANGEUR DE FREQUENCE AUTO-OSCILLANT

L'étage changeur de fréquence auto-oscillant d'un tuner UHF accordé par diodes est équipé de préférence d'un transistor AF240 ou AF280. Ces transistors ont été spécialement mis au point pour cette application et garantissent un fonctionnement sûr de l'oscillateur sur la plage de syntonisation et un faible facteur de bruit; ils permettent en outre de maîtriser facilement les instabilités de l'oscillateur (telles que le pompage). Une réaction inductive-capacitive mixte a donné de bons résultats pour les circuits coaxiaux $\lambda/4$ accordés par diode. Sur le schéma général d'un tuner UHF (figure 1), la branche de réaction inductive est constituée par la boucle L_8 qui prélève sur le circuit coaxial une f.é.m. en opposition de phase avec la tension collecteur et l'applique à l'émetteur de T_2 par l'inductance de la connexion. La branche capacitive est réalisée en couplage du point de base sur le circuit coaxial, à l'aide des condensateurs C_{16} et C_{13} . Lorsque T_2 est un transistor AF240 sous boîtier TO18, il est préférable de ne pas mettre le boîtier à la terre pour obtenir une bonne oscillation. Il en résulte une troisième branche de réaction, constituée par un couplage capacitif au point haut entre l'émetteur et le collecteur du transistor T_2 , par une capacité collecteur-émetteur $C_{CE} = 0,3 \text{ pF}$.

Les branches de réaction transmettent du circuit oscillant à l'émetteur du transistor changeur de fréquence des tensions d'amplitude différente et à réponse en amplitude différente sur la plage d'accord. La réaction inductive est d'autant plus serrée, c'est-à-dire que la tension ramenée est d'autant plus élevée que la fréquence est plus faible, car la réactance inductive relativement élevée de la boucle L_8 diminue. Le couplage capacitif au point de base se comporte de même car la tension de l'oscillateur aux bornes du condensateur C_{16} croît notablement avec la capacité de diode, c'est-à-dire quand la fréquence diminue. La réaction au point haut, produite par l'absence de terre sur le boîtier du transistor, agit par contre surtout aux fréquences élevées. Des essais ont montré qu'une inductance relativement grande de la boucle L_8 et que la fréquence de transition f_T d'environ 550 MHz du transistor AF240, faible par rapport à celle du transistor AF239, sont favorables à une bonne oscillation à l'extrémité inférieure de la bande.

Le condensateur de mise à la terre C_{12} de la boucle L_8 de l'émetteur du changeur de fréquence, dont la capacité est d'environ 150 pF, supprime les oscillations pendulaires ou de relaxation. Un condensateur de capacité nettement plus faible produirait une contre-réaction notable à fréquence intermédiaire. Une propriété particulière des transistors AF240 et AF280 favorise beaucoup la suppression des oscillations parasites. Leur gain demeure pratiquement constant sur une plage de courant déterminée et décroît relativement vite au-delà d'une valeur limite caractéristique (Fig. 10). Le point de fonctionnement est habituellement ajusté à un courant suffisamment élevé pour qu'un accroissement d'intensité produise une réduction du gain. Une amplitude croissante de l'oscillateur réduit déjà le gain moyen du transistor sur une période, sans qu'un décalage du point de fonctionnement soit nécessaire.

Les oscillations pendulaires sont ainsi supprimées efficacement et l'amplitude de l'oscillateur est maintenue à une faible valeur par la limitation délibérée de la modulation possible

du transistor, ce qui est souhaitable notamment pour l'accord par diode.

Lorsque l'oscillateur est correctement réalisé, le courant collecteur des transistors AF240 ou AF280 peut fluctuer entre 3 et 5,5 mA, sans interruption de l'oscillation ou apparition d'oscillations parasites. Un réglage fixe du point de fonctionnement du changeur de fréquence est par suite possible, d'autant que les dispersions des transistors sont remarquablement faibles.

EQUILIBRAGE D'UN TUNER UHF ACCORDE PAR DIODES

On connaissait jusqu'à présent cinq possibilités d'équilibrage du filtre passe-bande et de l'oscillateur (Fig. 1). Pour l'équilibrage du modèle expérimental (Fig. 1), on a ajusté en conséquence le trimmer du point de base C_{18} (b de la Fig. 1), les trimmers en parallèle C_9 et C_{10} (c de la Fig. 1) et les inductances L_5 , L_7 et L_9 du conducteur intérieur (d de la figure 1).

Le circuit primaire du filtre passe-bande a été équipé d'un trimmer en parallèle afin d'obtenir des capacités de circuit aussi faibles que possible (et des impédances de résonance élevées). Le trimmer C_9 en parallèle avec la diode D_2 permet d'ajuster sur le circuit secondaire la même charge capacitive que celle produite par le transistor AF239 sur le circuit primaire. Les diodes BA139 sont assemblées avec une précision telle que le trimmer C_9 et l'ajustage de L_5 et L_7 suffisent pour l'équilibrage du filtre passe-bande. Une triple possibilité d'équilibrage est par contre utile sur l'oscillateur. Outre l'équilibrage de L_9 et du trimmer C_{18} du point de base, il a été possible de prévoir dans ce cas un trimmer C au point haut du circuit oscillant car la charge capacitive produite par le transistor T_2

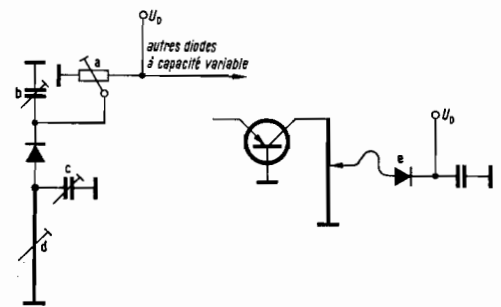


FIG. 11. — Possibilité d'équilibrage des circuits coaxiaux accordés par diode. — a : Tension d'accord réductible par rapport à celle des autres diodes à capacité variable. — b : Condensateur ajustable du point de base. — c : Trimmer en parallèle avec la diode à capacité variable. — d : Equilibrage de l'inductance du conducteur intérieur. — e : Couplage variable inductivement de la diode à capacité variable. — U_D : Tension d'accord.

l'oscillateur est légèrement inférieure à celle du transistor T_1 , du fait que le boîtier de T_2 n'est pas à la terre.

Pour l'équilibrage inductif des conducteurs intérieurs, on a utilisé sur le montage expérimental des étrières en fil pivotant entré conducteur intérieur et la paroi de la chambre qui permettent une large plage d'ajustage de l'inductance sans soudage.

D'après Informations Composants Electroniques Siemens