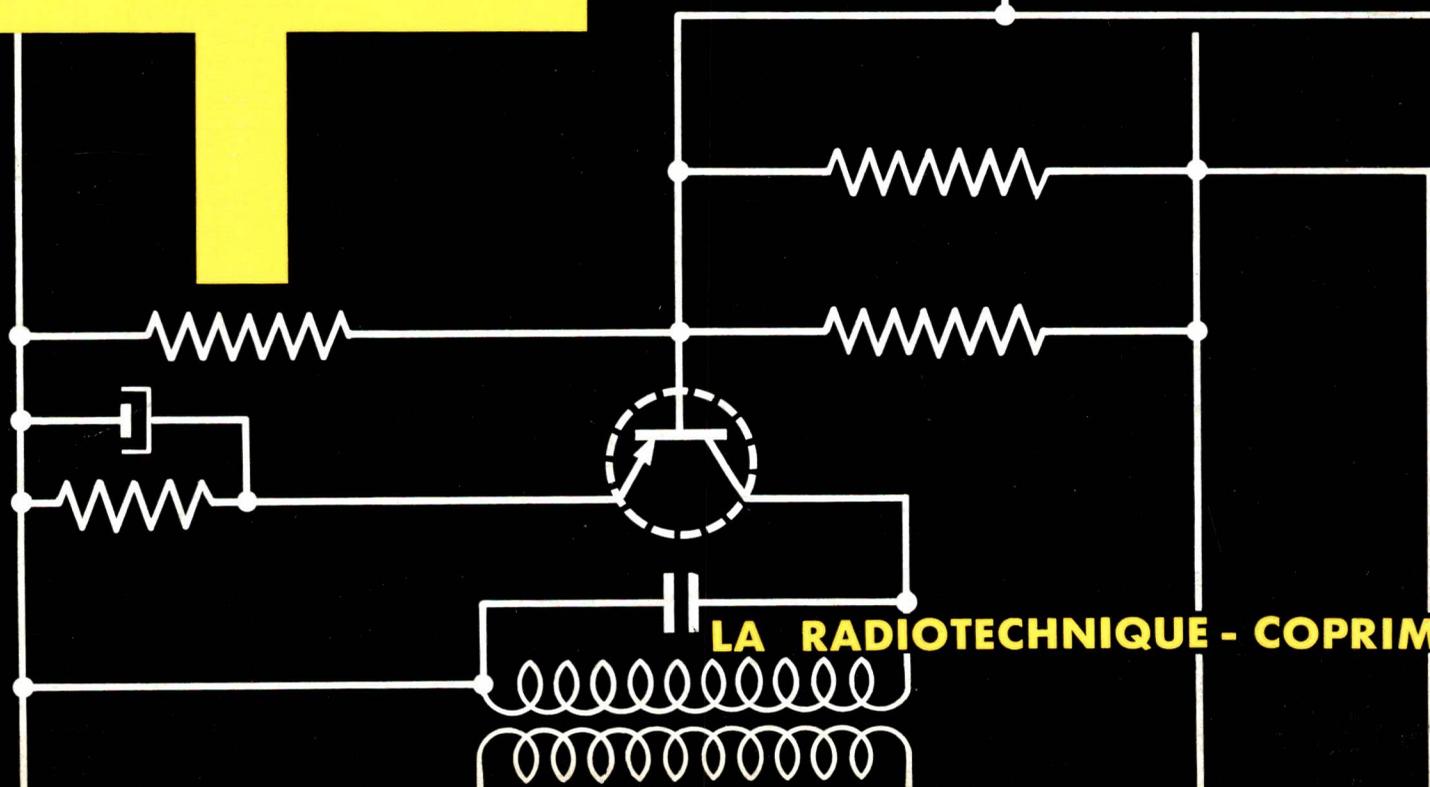
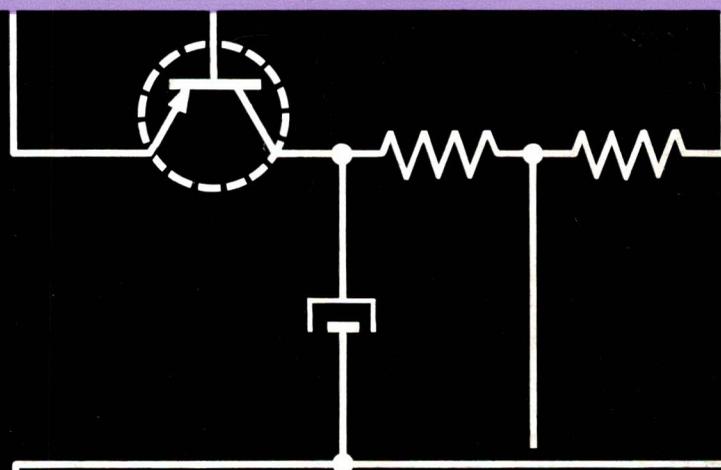
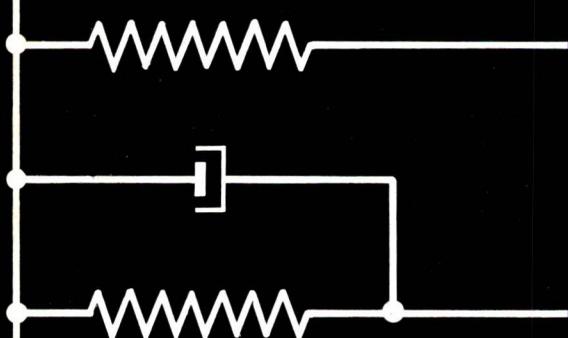
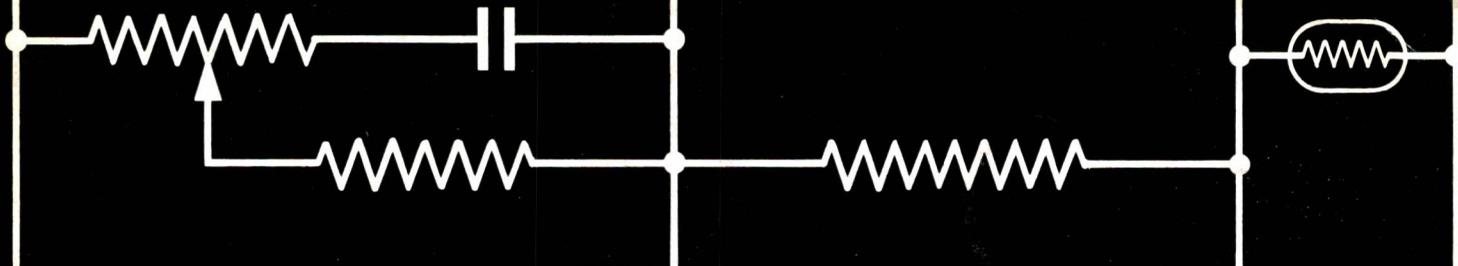


XXIV

Application des semiconducteurs

Transistors pour émetteurs
à moyennes puissances



LA RADIOTECHNIQUE - COPRIM

APPLICATION DES

SEMICONDUCTEURS

**TRANSISTORS
POUR ÉMETTEURS
A MOYENNES PUISSANCES**



ÉDITÉ PAR LE BUREAU DE DOCUMENTATION TECHNIQUE DE
LA RADIOTECHNIQUE - COPRIM - R.T.C.
COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

130, avenue Ledru-Rollin, PARIS-XI^e
Téléph. : 797-99-30. Adr. Télégr. : TUBELEC-PARIS
Usines et Laboratoires : Caen, Chartres, Dreux, Evreux, Suresnes
R.C. SEINE 66 B 277

TRANSISTORS POUR ÉMETTEURS

A MOYENNES PUISSANCES

1. — ÉTUDE DES TRANSISTORS DE PUISSANCE RF

Pour la construction des émetteurs à puissance moyenne pour fréquences relativement élevées, les nouveaux transistors dont nous allons décrire les propriétés présentent un certain nombre d'avantages par rapport aux tubes émetteurs, spécialement pour les équipements portatifs et mobiles, mais tout aussi bien pour les équipements fixes :

- Leur consommation totale est faible en raison de leur grand rendement, la puissance nécessaire pour le chauffage étant éliminée;
- L'encombrement des transistors est beaucoup plus réduit ainsi que celui des organes d'alimentation sous basses tensions;
- La sécurité d'emploi (fiabilité) est totale et il n'existe aucun délai dans les liaisons bilatérales.

De ce fait, les équipements de transmission se modifient rapidement et trouvent aujourd'hui de nouveaux domaines d'application dans les transmissions civiles et militaires auxquelles il était impossible de penser naguère.

Nous traiterons plus spécialement des problèmes techniques de l'utilisation des transistors VHF de puissance, fabriqués selon les techniques planaires épitaxiales applicables au silicium. Il est possible d'établir un avant-projet selon les exigences du cahier des charges et, à la suite des indications pour l'établissement de ce projet, nous donnerons également quelques conseils pour les mises au point expérimentales, toujours nécessaires pour obtenir le rendement optimal des circuits.

1. 1. — Paramètres fondamentaux des transistors de puissance pour radiofréquences

L'étude des transistors pour émetteurs, fonctionnant en régime de signaux forts, peut être extrapolée de façon suffisante à partir des exigences du régime à faibles signaux.

Dans un tel régime, le gain de puissance est proportionnel à la fréquence de transition f_T du transistor, mais pour augmenter ce gain il y a lieu de restreindre, dans toute la mesure du possible, la constante de temps représentée par le produit de la résistance de base interne $r_{bb'}$, et de la capacité interne base-collecteur C_{bc} . Le gain de puissance peut, en effet, être calculé d'après la formule classique :

$$PG = f_T / (8 \pi f^2 r_{bb'} \cdot C_{bc})$$

f étant la fréquence d'utilisation.

Les paramètres du transistor f_T , $r_{bb'}$, et C_{bc} sont directement liés aux paramètres du « circuit équivalent physique » du transistor.

- Pour obtenir une fréquence de transition élevée, l'épaisseur de base W du transistor doit être la plus faible possible.
- Pour réduire $r_{bb'}$, il faut adopter une faible résistivité moyenne du matériau de base.
- Pour réduire la capacité interne base-collecteur, il y aurait lieu de réduire la surface du collecteur.

Les diverses améliorations que nous avons pu obtenir, successivement et sur ces différents points, ont marqué les étapes du développement technologique de nos transistors de puissance RF.

Nous allons d'abord rappeler brièvement ces différentes technologies qui ont précédé les transistors plans NPN au silicium épitaxial.

1. 2. — Technologies diverses.

1. 2. 1. — Transistor RF allié.

La technologie de fabrication consiste, dans ce cas, à obtenir, de part et d'autre d'une plaque de germanium du type N, l'alliage de deux billes d'indium de diamètres différents. La recristallisation de l'indium produit deux zones du type P et le transistor est du type PNP (fig. 1).

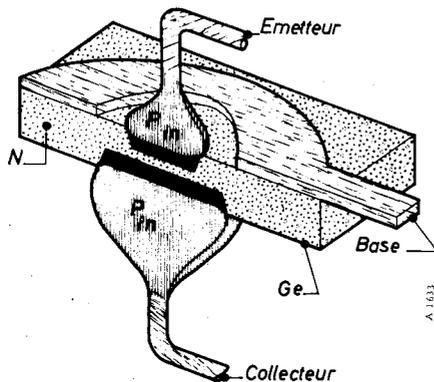


FIG. 1. — Techniques par alliages.

Les régions de l'émetteur et du collecteur sont formées par adjonction de billes de matériau accepteur (indium *In*) sur chaque face d'une plaquette de cristal de germanium du type N. On chauffe l'ensemble à des températures supérieures au point de fusion de l'accepteur : il se forme un alliage. Au refroidissement, les billes se recristallisent, formant ainsi deux régions P, dans un cristal du type N (pour un transistor PNP). Les profondeurs d'alliages déterminent l'épaisseur de base *W*, restante.

Dès que l'on cherche à améliorer les résultats obtenus avec un transistor allié, il faut réduire l'épaisseur de la base et les surfaces du collecteur (billes d'indium de plus faibles diamètres). Les dimensions de l'ensemble sont diminuées, les propriétés de gain de puissance sont effectivement améliorées, mais la puissance totale possible reste minime, car dès qu'on l'augmente il faut se préoccuper de la tension de perçement. A une certaine tension entre base et collecteur, la zone désertée peut venir rejoindre l'émetteur qui se trouve alors pratiquement en court-circuit avec le collecteur, dès que l'on veut augmenter la puissance à dissiper.

1. 2. 2. — Transistor PNIP.

Par une technologie très proche de celle du transistor par alliage, on pouvait penser, à juste titre, obtenir une certaine amélioration sous la forme d'une tension de perçement plus élevée. Effectivement, l'utilisation d'une matière de base comprenant une zone à faible résistivité, prolongée par une seconde à haute résistivité, donnait bien le résultat escompté mais elle ne diminuait en rien les difficultés

technologiques de fabrication dans le cas des modèles de puissance.

1. 2. 3. — Transistor du type « drift ».

Si la technologie du type « drift » reste, dans les grandes lignes, celle du transistor par alliage, une différence notable est l'augmentation *graduelle* de la résistance de la base, procurant un effet de champ interne notable. Le gradient de contamination de la base produit un champ électrique qui accélère l'injection des porteurs de charges. Sans nul doute, les propriétés du transistor aux fréquences élevées sont améliorées mais, en ce qui touche aux possibilités de puissance, les difficultés technologiques restent encore celles des deux catégories de structures précédentes.

1. 2. 4. — Transistor mesa.

Si l'on remplace le procédé d'alliage par un procédé de diffusion en phase vapeur, il est possible de régler plus précisément les épaisseurs de base et d'en obtenir de très faibles ($W = 1 \mu m$, est possible). La fréquence de transition du transistor s'en trouve donc augmentée, dans de fortes proportions (fig. 2).

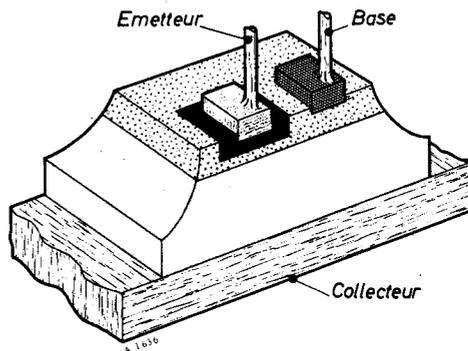


FIG. 2. — Techniques mesa.

Un transistor mesa s'établit à partir du collecteur (du type P, par exemple). En faisant diffuser des donateurs dans sa surface, on obtient une région de type N. Une seconde diffusion avec un matériau donateur forme la base. L'émetteur peut être obtenu selon divers procédés. Le nom de cette technique vient de l'espagnol : mesa, qui veut dire table. Le collecteur est souvent monté sur un fond de boîtier plat en cuivre, ce qui améliore le refroidissement.

Ce procédé de fabrication a un point de départ technologique bien différent des précédents, puisque la matière initiale va servir finalement de *collecteur*. On forme sur ce support (substrat) la région de *base* grâce à des opérations de diffusion. Quant à l'émetteur, il peut être établi de diverses manières. On peut le produire :

- Par alliage;
- Par diffusion localisée, en appliquant les principes si pratiques de la photogravure

à travers des masques ou réserves constituées par des oxydes.

Les transistors mesa se caractérisent donc par la somme de plusieurs progrès antérieurement acquis par les autres techniques :

- Couches de base minces, champ interne accélérateur dans la base;
- Elimination pratique des possibilités de percement.

1. 2. 5. — Transistor à triple diffusion.

La matière de collecteur du transistor mesa présente une résistivité *homogène*, ce qui ne va pas sans quelque inconvénient pour l'adaptation des propriétés du transistor à ses usages les plus fréquents. Si la résistivité de cette plaque est trop faible, on élève, par là-même, la capacité interne base-collecteur et la tension de percement peut devenir trop faible. Si la résistivité est choisie plus forte, on supprime bien ces défauts, mais la résistance à saturation grandit dans de telles proportions que le fonctionnement aux fréquences très élevées n'a plus un rendement acceptable.

Entre ces deux extrêmes, on peut pallier ces inconvénients, partiellement, par des diffusions graduelles : à forte concentration, d'un côté, pour obtenir une région de collecteur à faible résistivité, comme il est nécessaire, et deux diffusions autres pour former la base et l'émetteur (fig. 3).

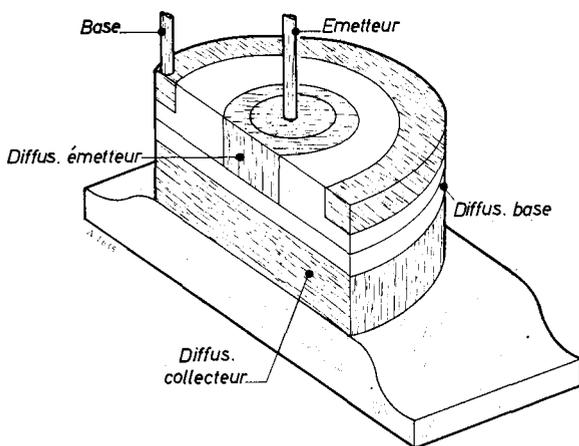


FIG. 3. — Techniques par triple diffusion.

On peut partir d'un matériau P. On diffuse des donateurs en phase vapeur dans la surface, sur les deux faces du substrat. D'un côté, le matériau est à faible résistivité : pour le collecteur. Deux diffusions sur l'autre face de la plaquette donnent la base et l'émetteur.

1. 3. — Transistor plan-épitaxial.

La résistance de saturation peut aussi être diminuée par un autre artifice, plus régulier,

qui consiste à employer un matériau formé de deux régions de résistivité homogène : l'une est déposée par épitaxie sur une matière de faible résistivité. On contrôle, tout le long des opérations, l'épaisseur et la résistivité de la couche ainsi déposée (fig. 4).

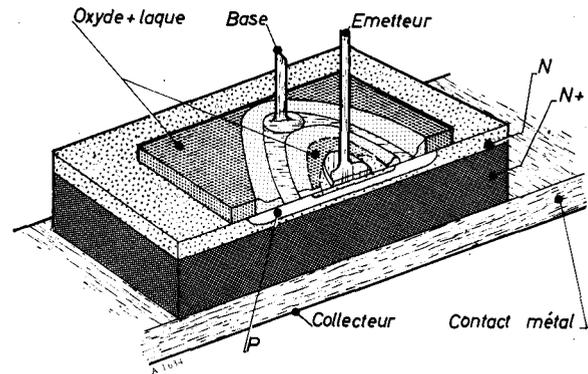


FIG. 4. — Transistor plan-épitaxial.

On oxyde d'abord les surfaces du cristal, formant ainsi des couches stables, laissant des réserves à l'aide de masques. Dans certaines fenêtres, les jonctions sont obtenues par des diffusions. Les surfaces couvertes par l'oxyde ne peuvent être contaminées. Au cours de chaque diffusion suivante, les fenêtres primitivement utilisées sont masquées par une seconde couche d'oxyde. Des réserves appropriées reçoivent les contacts de base et d'émetteur.

Pour réduire la chute de tension à saturation du transistor, la résistivité du cristal doit être choisie faible, mais, pour le rendement, l'artifice de l'épitaxie consiste à déposer une ou plusieurs couches, à haute résistivité, dans lesquelles on forme les jonctions.

On peut considérer que la technique plane est l'aboutissement de la mise au point d'un certain nombre de technologies : diffusion, photogravure, masques formés par des oxydes. Ainsi, les régions de base et d'émetteur sont des zones obtenues par diffusion et localisées avec une grande précision.

1. 3. 1. — Transistor plan-épitaxial NPN au silicium.

En étudiant les différents paramètres de l'équation (1) du gain de puissance, il est possible de trouver leurs relations avec les caractéristiques géométriques et physiques, du transistor. On peut ainsi arriver à diverses conclusions essentielles :

- a) La fréquence de transition f_T dépend *directement* de la constante de diffusion des électrons dans la base, donc de la résistivité moyenne de la région de base;
- b) La fréquence de transition varie comme *l'inverse du carré* de l'épaisseur de base W ;
- c) La résistance de base interne $r_{bb'}$, est *proportionnelle* à la résistivité moyenne de la base et à la distance entre la jonction émetteur-base et le contact de base;

d) La résistance de base interne est *inversement proportionnelle* à l'épaisseur de la jonction base-collecteur et au périmètre de l'émetteur.

L'épaisseur de la base et sa résistivité moyenne apparaissent donc comme des facteurs permettant d'influencer largement les propriétés des transistors RF de puissance, mais il faut, là aussi, tenir le plus grand compte des *structures géométriques*.

e) La capacité $C_{b'c}$ dépend d'une manière *directe* de la surface du collecteur mais demeure en *raison inverse* de la résistivité du collecteur.

Pour améliorer le gain de puissance dans le régime à signaux faibles, on en arrive donc aux exigences suivantes pour l'étude des transistors :

- a) Que l'émetteur ait un périmètre aussi grand que possible;
- b) Que le collecteur ait la plus faible surface possible;
- c) Que la base ait une épaisseur aussi faible que possible;
- d) Que la base soit contaminée (« dopée ») pour établir un juste milieu entre les exigences contradictoires touchant f_T et $r_{bb'}$;
- e) Que le collecteur ait une résistivité *presque* maximale.

Le point *e* doit ensuite être révisé lorsque le transistor est étudié pour un régime de *signaux forts*. En effet, à l'augmentation de l'amplitude de sortie, les paramètres du transistor sont modifiés : f_T diminue et, au contraire, $r_{bb'}$, et $C_{b'c}$ vont augmenter. Ces conditions ne sont pas favorables, si l'on veut maintenir, le plus loin possible, le gain de puissance. Pour repousser cette valeur-limite du courant à partir de laquelle f_T tend à diminuer et où $C_{b'c}$ commence à croître, on ne dispose plus que d'une ressource : *diminuer la résistivité du collecteur*.

1. 3. 2. — *Etudes de mise au point des transistors plans VHF de puissance (NPN).*

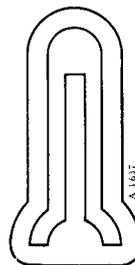
On s'est d'abord fixé, comme données initiales :

- 1. — La tension d'alimentation V_{CC} ;
- 2. — La puissance de sortie P_2 envisagée, à une fréquence d'utilisation f ;
- 3. — Le gain en puissance à atteindre PG ;
- 4. — Le rendement électrique de collecteur.

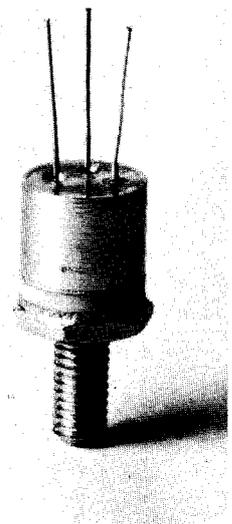
D'après ces cibles définies, on peut, à titre d'avant-projet du type de transistor, choisir l'intensité de courant typique, au point de fonctionnement, à partir de la donnée 4 du rendement électrique. Le choix du matériau est alors déterminé par cette exigence que la tension de-claquage BV_{CES} doit, en tout cas être supérieure à $2 \times V_{CC}$.

Pour déterminer, par la suite, les caractéristiques géométriques, la pratique montre que le gain de puissance pratique n'est que le tiers de celui donné par le rapport théorique $f_T / (r_{bb'} \times C_{b'c})$.

On trace alors les courbes de variation de la fréquence de transition f_T en fonction de la valeur moyenne de la résistivité du matériau de base. Cela permet de définir une première approximation de la constante de temps $r_{bb'} C_{b'c}$, ce qui laisse, en apparence, une assez grande liberté pour le choix de ces deux paramètres. Mais, en fait, ces paramètres sont *liés* par les conséquences de la structure géométrique que l'on a adoptée. D'une part, $C_{b'c}$ est proportionnelle à la surface du collecteur et, d'autre part, $r_{bb'}$ dépend étroitement de la valeur du périmètre de l'émetteur et de la tolérance sur la distance admise entre la jonction émetteur-base et le contact de base. Il est donc nécessaire de trouver un juste milieu entre ces exigences contradictoires en maintenant toujours un périmètre d'émetteur assez grand, car il assure la linéarité des évolutions de f_T , $r_{bb'}$ et $C_{b'c}$ en fonction du courant de collecteur I_C (fig. 5, 6 et 7).



a



b

FIG. 5. — a) Géométrie interne, plan-épitaxial du transistor VHF de puissance BLY 14 (surface : 0,27 mm²).
b) Transistor de puissance, NPN, du type BLY 14 pour émission.

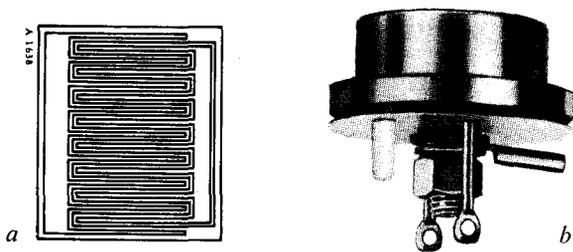


FIG. 6. — a) Géométrie interne, plan-épitaxiale du transistor VHF de puissance BLY 17 (surface : 10 mm²).
b) Transistor de puissance, NPN, du type BLY 17 pour émission.

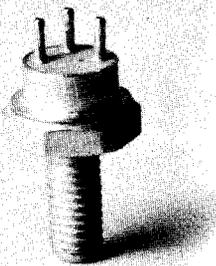


FIG. 7. — Transistor VHF de puissance, NPN, 94 BLY (numéro de développement).

La figure 8 résume les exigences posées et montre dans quel ordre on a pu parvenir à des choix définitifs des structures géométriques.

Accessoirement, des progrès récents de la technique plane tels que la technique américaine dite « overlay » qui consiste à utiliser un grand nombre d'émetteurs reliés entre eux au-dessus des couches d'oxyde ont aussi été mis à contribution pour parvenir aux performances demandées.

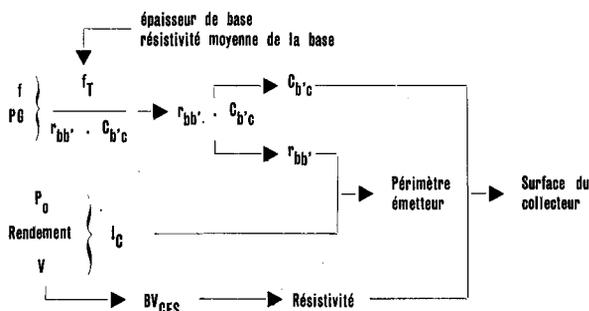


FIG. 8. — Méthode suivie pour décider, d'après les principaux paramètres suivis, les choix définitifs des structures géométriques des transistors RF de puissance.

1. 3. 3. — Perspectives d'avenir.

Ces technologies permettent de penser que l'on pourra produire dans un proche avenir d'autres transistors, fabriqués selon des techniques classiques et capables de fournir 5 W RF à 500 MHz et 1 W RF à 1 000 MHz, avec le silicium. Plus tard, il est possible que de nouvelles techniques appliquées à l'arséniure de gallium permettent d'obtenir des résultats encore plus favorables, dans le domaine des fréquences très élevées et des fortes températures d'utilisation des transistors pour émetteurs.

2. — UTILISATION DES TRANSISTORS VHF DE PUISSANCE (N-P-N)

Après avoir expliqué, dans la première partie de ce travail, la conception et la mise au point des transistors VHF de puissance plans, nous allons, maintenant, expliquer leurs spécifications physiques et électriques, en vue de définir les conditions optimales de leurs utilisations dans les émetteurs.

2. 1. — Spécifications-limites des transistors VHF de puissance.

2. 1. 1. — Caractéristiques d'avalanche primaire.

Nous devons d'abord considérer le réseau de courbes de la figure 9. Il nous indique les tensions d'avalanche primaire, lorsque la jonction de l'émetteur est polarisée en direct et

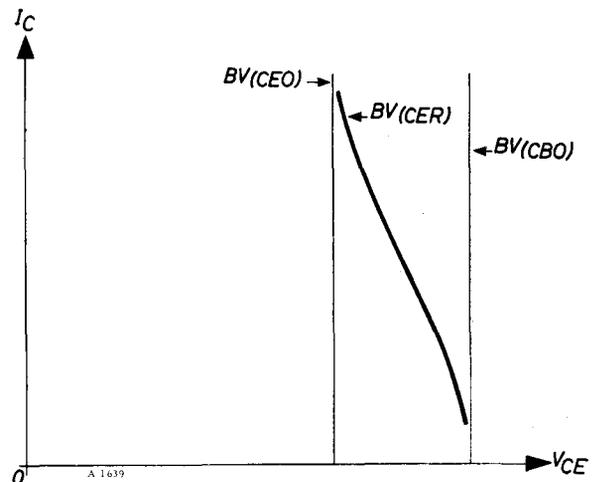


FIG. 9. — Caractéristiques d'avalanche primaire. Évolution idéalisée (BLY 14 par exemple).

en inverse. Ce réseau fixe aussi des valeurs à ne pas dépasser. On doit limiter ces tensions à l'aide de résistances convenables, afin d'appliquer des tensions collecteur-émetteur non situées dans les régions d'avalanche ou ne les atteignant pas ; le fonctionnement dans celles-ci pourrait, en effet, entraîner la destruction thermique du transistor.

2. 1. 2. — Caractéristiques d'avalanche secondaire.

Pour tous les transistors, il est possible de tracer des caractéristiques d'avalanche secondaire. Dans le cas des transistors pour audio-fréquences, cette caractéristique-limite étant rejetée à des tensions bien plus élevées que celles où l'on obtient la puissance maximale admissible, cet aspect du fonctionnement n'entraîne pas, *normalement*, dans l'étude des projets d'amplification. Il n'en est pas de même dans le cas des transistors RF à caractéristiques améliorées. En raison des procédés appliqués pour la production des transistors VHF de puissance, la caractéristique d'avalanche secondaire se présente à une tension de collecteur *inférieure* à celle où l'on obtient la puissance maximale.

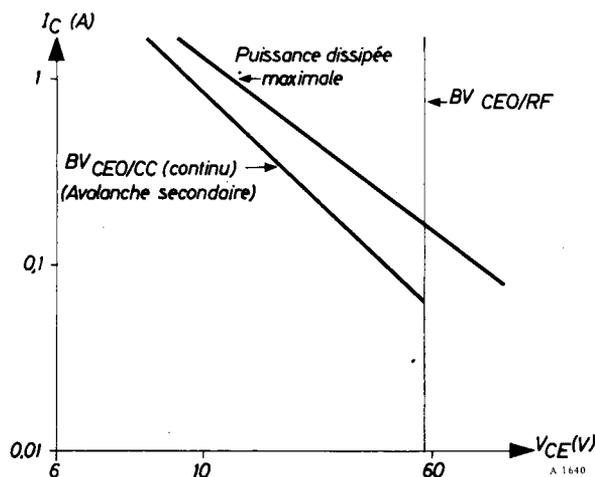


FIG. 10. — Caractéristiques d'avalanche secondaire et de puissance maximale (BLY 14). Pour la limite en radiofréquences de V_{CE} voir le texte ($BV_{CEO/RF}$ de la figure est cette valeur — limite de V_{CE}).

Comme nous le voyons sur la figure 10, la courbe de puissance dissipée maximale se trouve située entre la tension d'avalanche secondaire continue ($BV_{CEO/CC}$) et la tension de claquage en radiofréquence $BV_{CEO/RF}$.

Cela signifie donc que le point de fonctionnement continu, au repos, doit être limité par la courbe $BV_{CEO/CC}$. Heureusement, dès que la fréquence d'utilisation est *suffisante*, soit

à partir de quelques centaines de kilohertz, la caractéristique d'avalanche secondaire vient se confondre avec la caractéristique d'avalanche primaire. On voit donc qu'à ces tensions RF, il n'y a plus à tenir compte comme limite, dans l'établissement des projets, *que de la courbe de puissance maximale*.

Les courants maximaux admissibles limitent aussi les spécifications d'emploi, car ils sont imposés par la section des connexions du transistor, par la taille du cristal et par le mode de liaison des connexions avec le cristal.

Dans les spécifications des transistors VHF de puissance, nous trouvons un autre facteur de limitation, sous la forme de la résistance thermique R_{thj-fb} entre le transistor et le fond du boîtier. Elle est spécifiée pour le régime permanent et, parfois, pour le régime transitoire. Leurs évolutions se présentent pratiquement comme l'indique la figure 11.

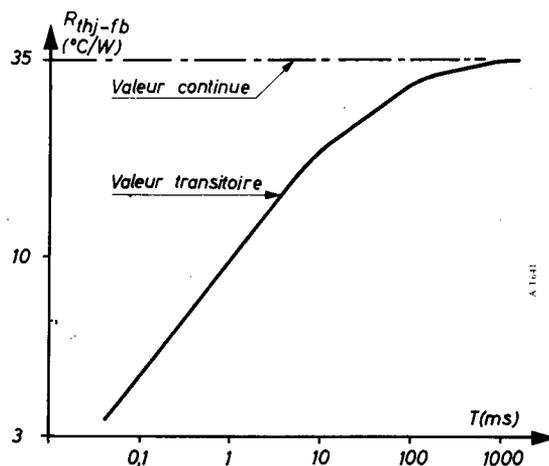


FIG. 11. — Résistance thermique valeurs continue (en haut) et transitoire en fonction de la durée de l'impulsion (ms).

Cette donnée va servir de point de départ au calcul du projet du radiateur-dissipateur, sur lequel on monte le transistor de puissance. Dans le cas du fonctionnement en impulsions (classe C, par exemple), la résistance thermique transitoire permet alors d'admettre des puissances dissipées plus grandes que celles qui seraient admissibles d'après les dimensions du radiateur et la valeur de la résistance thermique *continue* R_{thj-fb} du transistor.

2. 1. 3. — Température en fonctionnement.

Les feuillets de spécification du transistor admettent, par exemple, une température de jonction de 200 °C, sans que cela puisse détériorer à longue échéance le semiconducteur.

Cela ne signifie pas qu'il faille négliger, avant cette limite, les considérations relatives à la température de jonction. En effet, lorsque la température augmente, les capacités et les admittances du transistor varient dans une certaine mesure et peuvent diminuer ses qualités aux fréquences élevées. En fait, on peut considérer qu'il vaut mieux fixer 150°C comme limite acceptable car, jusqu'à cette température, le transistor de puissance ne subit pas de réduction notable de ses performances.

2. 1. 4. — Tension de coude RF.

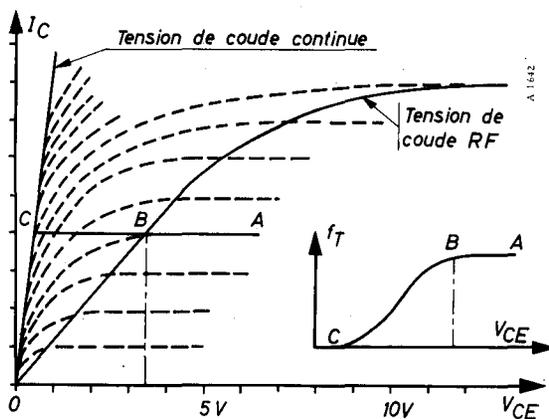


FIG. 12. — Tension de coude RF (fréquences supérieures à quelques centaines de kilohertz) et tension de coude continue en fonction de V_{CE} (à gauche). Situation des zones de A, B et C sur la courbe donnant f_T en fonction de V_{CE} pour un transistor RF de puissance (à droite, schématique).

La tension de coude RF (aux fréquences élevées) est une valeur à ne pas dépasser, différente de celle du transistor employé en régime continu (fig. 12). Elle correspond au lieu des points inscrits dans le plan I_C, V_{CE} où les caractéristiques aux fréquences élevées, commencent à se dégrader. Des équipements en fabrication sont employés pour relever, systématiquement, toutes les données fournies sur cette caractéristique. Comme on le voit sur la figure 12, à droite, si l'on porte la valeur de la fréquence de transition f_T en fonction de V_{CE} le long de la droite ABC, sur cette courbe de tension RF, la décroissance de f_T s'observe au point A.

La tension de coude RF, au-delà d'une certaine température, est fortement influencée par la température de la jonction. Il y a donc lieu de tenir compte de cette limite dans les projets.

2. 2. — Eléments du projet d'un amplificateur RF de puissance à transistor.

2. 2. 1. — Montage-type.

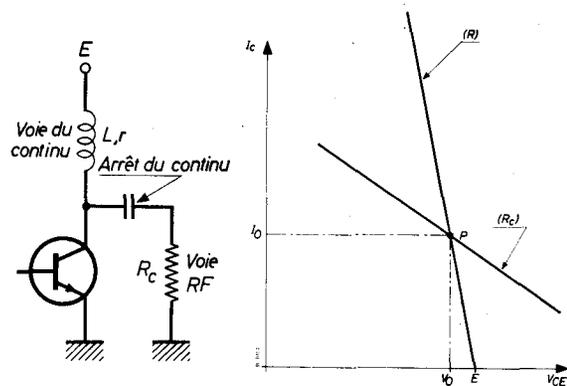


FIG. 13. — Montage-type d'amplificateur RF à transistor. A gauche le schéma montrant la voie du courant continu et la voie RF pour les fréquences élevées. A droite (R) est la droite de charge statique (R_C) la droite de charge dynamique dans le quadrant des caractéristiques. (I_C, V_{CE}). Point de fonctionnement continu P de coordonnées (I_0, V_0).

Pour l'étude du montage, il y a lieu de souligner que le rendement électrique de l'étage est la considération primordiale. Si l'on examine la figure 13, on voit que l'on a dû prévoir en conséquence un circuit de collecteur à deux mailles en parallèle : l'une avec la bobine L, r est destinée à la transmission de la composante continue du courant, l'autre la voie RF, avec arrêt de la composante continue, transmet le courant de crête RF.

Dans un fonctionnement amplificateur à signaux forts (voir la figure 13, à droite), le point de fonctionnement P, moyen, est fixé par les valeurs des éléments continus V_0 et I_0 . Cette tension et ce courant sont étroitement liés, donc on peut choisir arbitrairement le régime du transistor, en maintenant constant soit I_0 , soit I_B , soit V_{BE} . On a donc le choix entre deux modes de polarisation en courant continu, dont la figure 14 permet de peser, dans une certaine mesure, les avantages ou inconvénients respectifs, selon les autres exigences du projet :

- Polarisation à courant moyen I_0 de collecteur constant
ou
- Polarisation à tension émetteur-base V_{BE} constante = 0.

L'un ou l'autre de ces éléments est maintenu constant, quelle que soit l'amplitude des signaux RF.

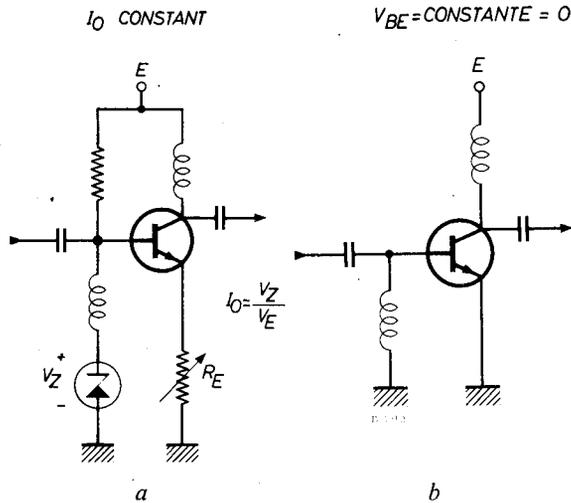


FIG. 14. — Choix du mode de polarisation de l'étage amplificateur.

a) I_0 constant. Avantages : gain amélioré, puissance de sortie limitée évitant surcharge, réglage facile. Inconvénients : la puissance maximale est dissipée dans la condition de repos. Il faut appliquer une tension supplémentaire $R_E I_0$. Avalanche secondaire reste possible.

b) $V_{BE} = \text{constante} = 0$. Avantages : aucune consommation au repos le rendement reste constant. Inconvénients : est bien plus sensible aux excès de puissance et aux disruptions de charge. Les réglages sont plus délicats.

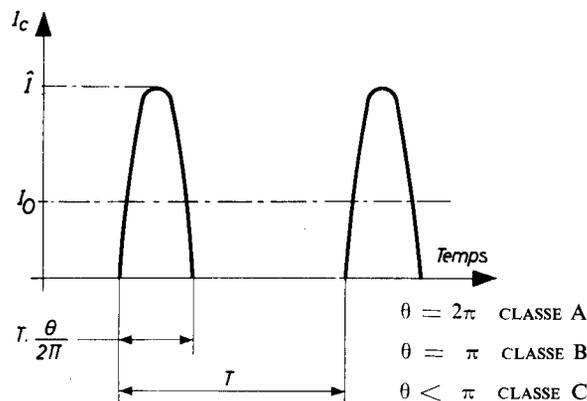


FIG. 15. — Classes de fonctionnement A B et C.

Rappel des définitions selon l'angle de conduction. Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (évolution de PG théorique).

Le point de polarisation à choisir n'est pas lié au régime de fonctionnement (classe B ou classe C) de l'étage amplificateur RF. En effet, le régime de fonctionnement est déterminé par les signaux appliqués à l'entrée de l'amplificateur.

L'angle de conduction θ définit la classe de fonctionnement (voir la figure 15). Lorsqu'un signal RF est présent à l'entrée, une impulsion de courant circule dans le collecteur pendant une durée T ($\theta/2\pi$).

On constate ainsi que si l'on a choisi le régime de polarisation tel que I_0 reste constant, on peut obtenir les classes de fonctionnement A, B et C, tandis que si l'on a prévu un régime à V_{BE} constant, le fonctionnement ne peut être obtenu qu'en classe B RF.

2. 2. 2. — Etude des régimes de fonctionnement,

Pour comparer les avantages et inconvénients des différents régimes, il y a donc lieu d'étudier la transmission des ondes de radiofréquence dans la chaîne amplificatrice.

L'attaque RF initiale d'entrée est représentée par un générateur de courant sinusoïdal, d'impédance interne Z_G . Il alimente un filtre RF servant de volant d'énergie. Le filtre doit restituer cette énergie au transistor, tout en assurant un bon rendement de transmission (fig. 16).

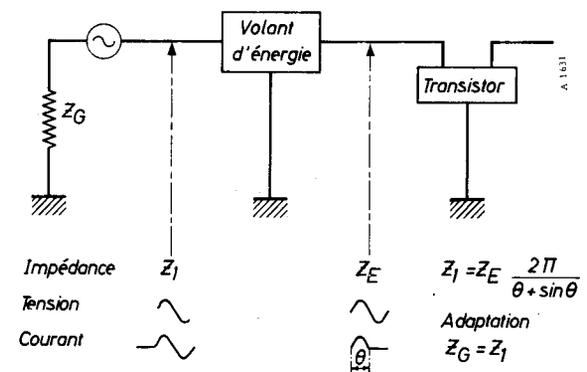


FIG. 16. — Circuit d'entrée du montage amplificateur RF.

Si l'impédance d'entrée du transistor est Z_E et θ son angle de conduction, le réseau servant de volant d'énergie est aussi adaptateur d'impédance entre Z_1 (à l'entrée du filtre) et Z_E (à l'entrée du transistor). Le transfert de puissance est maximal lorsque $Z_G = Z_1$.

Si l'on suppose d'abord que la réaction de la sortie sur l'entrée du transistor est négligeable (fig. 17), l'onde de courant d'entrée i_1 produit aussi un courant de sortie, que l'on applique également à un filtre servant de volant d'énergie, donc d'adaptateur d'impédance. Le transistor peut être représenté par un générateur de courant $h_{21} \cdot i_1$ dont l'impédance est $1/(2\pi f_T C_{b'c}) = Z_g$.

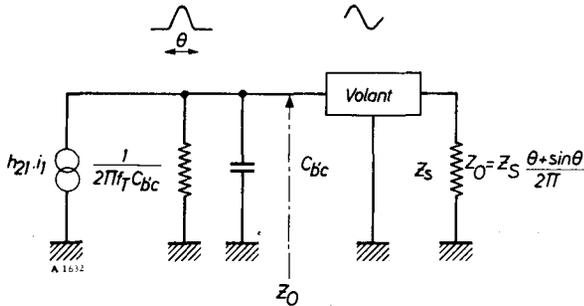


FIG. 17. — Circuit de sortie du montage amplificateur RF.

La puissance maximale de sortie sera donc obtenue lorsque $Z_0 = Z_g$, mais, dans cette condition, le rendement électrique va devenir défavorable car une puissance égale doit alors être dissipée dans le transistor.

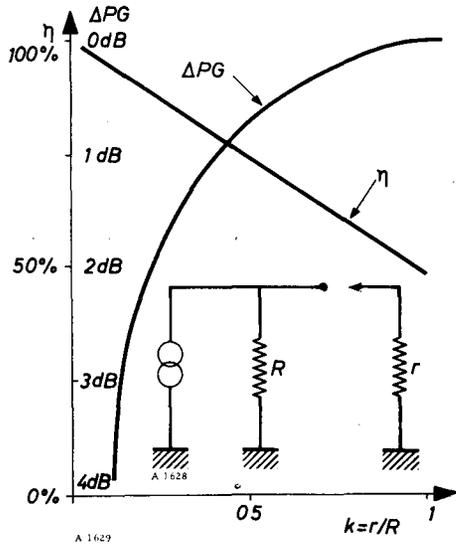


FIG. 18. — On doit établir un compromis entre le rendement η et la perte par désadaptation sur le gain de puissance (ΔPG). Ces valeurs sont données sur ces courbes, en fonction du rapport des résistances pures $k = r/R$.

On voit, sur la figure 18, les conséquences de la désadaptation volontaire, pour un rapport des résistances pures $k = \frac{r}{R}$, sur la diminution

du gain en puissance et sur le rendement. On constate ainsi, qu'une désadaptation $k = 0,5$ entraîne, seulement, un ΔPG de 2,5 dB, mais fait passer le rendement de 50 % à 90 %. Le rendement η est donc presque doublé par ce moyen, d'un emploi très simple. La valeur de la charge Z_0 exerce donc une influence dominante sur le rendement η de l'étage et sur son gain en puissance.

2. 2. 3. — Le transistor, élément de commutation convertisseur d'énergie.

Le rôle du transistor est donc de transformer l'énergie continue en énergie RF, assez souvent sous des formes intermédiaires impulsives. Le gain en puissance de l'étage PG se définit comme le rapport de la puissance de sortie et de la puissance d'entrée de l'étage considéré.

A partir du fonctionnement-type, que nous venons d'envisager, il y a lieu d'examiner comment on peut l'appliquer au transistor de puissance VHF.

2. 2. 3. 1. — Impédance d'entrée du transistor.

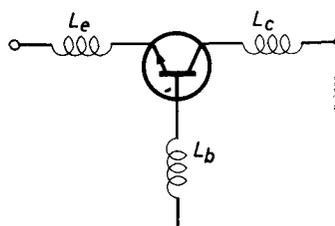
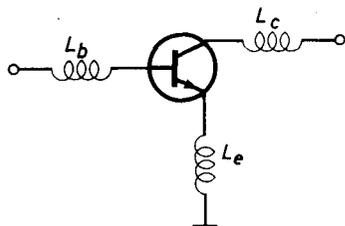
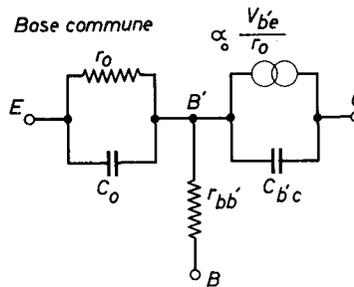
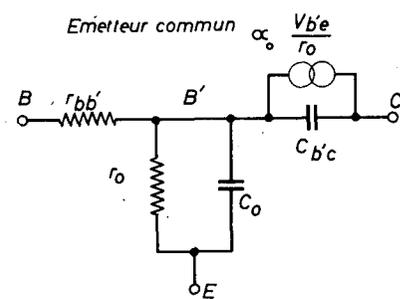
Les données détaillées relatives à l'impédance d'entrée sont mentionnées dans les spécifications du type de transistor employé. Mais, l'on peut considérer qu'à partir d'une certaine fréquence, voisine de f_T , la résistance d'entrée du transistor devient pratiquement égale à la résistance de base interne $r_{bb'}$. Quant à l'élément décisif des impédances d'entrée, dont le figure 19 indique le mode de calcul, il est représenté principalement par l'inductance de la connexion d'émetteur (montage en émetteur commun) ou celle de la connexion de base (montage en base commune). On voit, notamment, que l'impédance d'entrée peut devenir négative, dans le montage en base commune, si l'inductance L_b est trop forte. Les formules données sont calculées à partir du circuit équivalent en T du transistor.

2. 2. 3. 2. — Gain en puissance unilatéral.

En dehors des considérations relatives à l'impédance de charge, une limite maximale est fixée pour le gain en puissance de l'étage adapté et unilatéralisé. Il est donné, approximativement, par :

$$PG_u = f_T / (8\pi \cdot r_{bb'} \cdot C_{b'c} \cdot f^2)$$

La valeur de ce gain en puissance varie le long de la droite de charge, puisque f_T ainsi que le produit $r_{bb'} \cdot C_{b'c}$, dépendent du point de fonctionnement variable P. Il faudrait donc intégrer les puissances relatives le long de la droite de charge, en tenant compte du facteur de forme de l'onde de courant de collecteur.

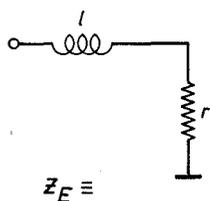


$$Z_E = r_{bb'} + \frac{L_e \omega_T}{I + \left(\frac{\omega_T}{h_{21E} \cdot \omega}\right)^2} + jL_b \omega + jL_e \omega \left(\frac{\omega_T}{h_{21E} \cdot \omega}\right)^2 \cdot \left(I + h_{21E} \frac{\omega^2}{\omega_T^2}\right)$$

$$Z_E = r_{bb'} - L_b \omega \frac{\frac{\omega}{\omega_T}}{I + \left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)^2} + jL_e \omega + jL_b \omega \cdot \frac{I}{h_{21E}} \cdot \frac{I + h_{21E} \left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)^2}{I + \left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)^2}$$

Lorsque ω et h_{21E} sont grands :

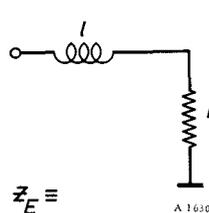
Lorsque ω et h_{21E} sont grands :



$$r = r_{bb'} + L_e \omega_T$$

$$l = L_b + \frac{L_e}{h_{21E}}$$

$Z_E \equiv$



$$r = r_{bb'} - L_b \omega \cdot \frac{\frac{\omega}{\omega_T}}{I + \frac{\omega^2}{\omega_T^2}}$$

$$l = L_e + L_b \cdot \frac{\frac{\omega^2}{\omega_T^2}}{I + \frac{\omega^2}{\omega_T^2}}$$

A 1630

FIG. 19. — Impédance d'entrée du transistor Z_E , calculée selon les paramètres physiques.

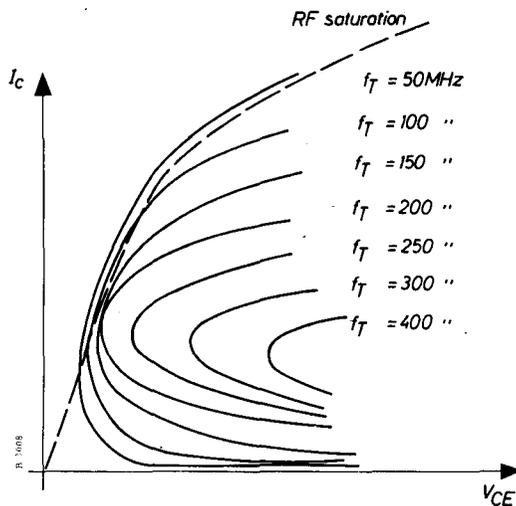
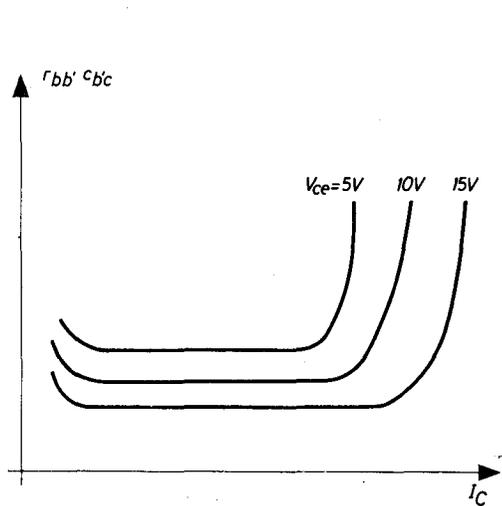


FIG. 20. — Étude du gain en puissance unilatéral. Produit $r_{bb'} C_{b'c}$ en fonction de I_C pour diverses valeurs de V_{CE} en paramètre. Limite fixée dans le quadrant (I_C, V_{CE}) par la tension de coude RF et la décroissance de f_T lorsque le produit $r_{bb'} C_{b'c}$ augmente.

Les calculs théoriques sont faisables mais laborieux, difficiles, et ils prennent beaucoup de temps. Il est plus simple de relever les résultats sur des montages pratiques.

Dans le montage en émetteur commun (fig. 20), l'inductance de connexion d'émetteur L_e conduit à une réduction du gain qui devient :

$$PG_e = \frac{PG_u \text{ (sans } L_e)}{1 + \frac{L_e \cdot \omega t}{r_{bb'}}$$

La décroissance forte de f_T est associée à l'augmentation du produit $r_{bb'} \cdot C_{b'c}$. Cela oblige alors à considérer la limite fixée par la tension de coude RF.

2. 3. — Charge de sortie.

La charge de sortie constitue un certain volant d'énergie, lequel dépend de l'angle de conduction interne du transistor de puissance. Il en résulte un certain trajet, remplaçant la droite de charge. On a une certaine tension de déchet e lorsque le courant de crête passe par la valeur i . On voit d'après les courbes de charge de la figure 14 qu'à un courant de crête i vont correspondre la tension de déchet e , l'angle de conduction θ et au courant de crête i , un certain courant i_0 . Mais, il faut considérer aussi une excursion de tension $v = E - e$ et

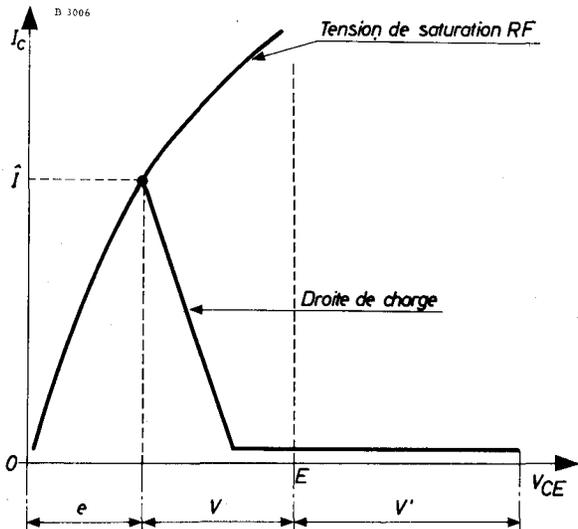


FIG. 21. — Courbes de charge et trajet dynamique schématisé.

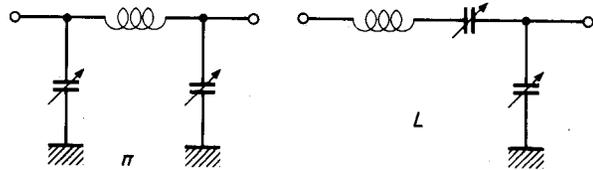
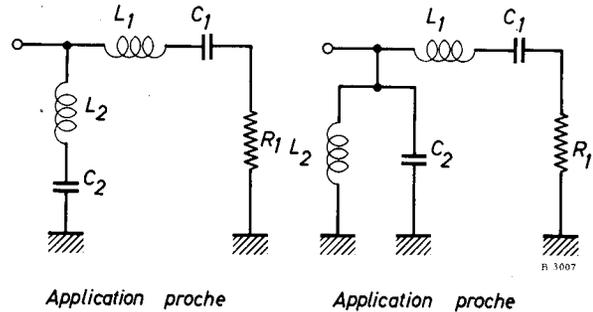
une tension restituée par le volant d'énergie v' .

L'onde de courant du collecteur peut être décomposée en série de Fourier :

$$I = I_0 + \sum i_n \cdot \cos \omega t$$

Ce spectre d'ondes est appliqué au volant d'énergie lequel joue également le rôle d'un filtre sur une portion du spectre.

On peut utiliser deux types de filtres, sur le mode idéal (fig. 22) :



RELATIONS ENTRE PARAMÈTRES

Puissance de sortie : $P_s = \frac{E-e}{2} i_1 = \frac{(E-e)^2}{2R_s}$

Courant fondamental : $i_1 = g_1(I_0) = \frac{E-e}{R_s}$

Amplitude crête de courant : $\hat{I} = f(I_0)$

Rendement collecteur : $\eta = \frac{P_s}{E \cdot I_0} = \frac{E-e}{E} \cdot \frac{i_1}{2I_0}$

Puissance d'entrée : $P_e = \frac{1}{4} \cdot \frac{V_e^2}{r_{bb'}} \cdot \frac{\theta + \sin \theta}{\pi}$

Résistance d'entrée : $R_e = 2r_{bb'} \cdot \frac{\pi}{\theta + \sin \theta}$

Gain en puissance : $PG_u = \frac{f_i}{8\pi r_{bb'} \cdot C_{b'c}} \cdot \frac{1}{f^2}$

Puissance dissipée : $P_a = \frac{P_s}{G_a} + (1 - \eta)EI_0$

FIG. 22. — Types de filtres utilisés, complets (en haut) et approchés (au-dessous), π à gauche et L à droite.

- 1 — Ceux dont l'impédance est nulle pour les fréquences harmoniques;
- 2 — Ceux dont l'impédance est infinie pour les fréquences harmoniques.

Les types pratiques de filtres simplifiés qui approchent au mieux ces filtres complets sont du type en π (à gauche) ou du type en L (à droite).

Lorsqu'on associe ces filtres au transistor, on a toujours un élément de capacité variable à l'entrée (constitué par la capacité *variable* de sortie du transistor)

Le filtre en π va fournir une tension restituée $v' = v$, d'où il résulte un rendement possible de 78 % en classe B.

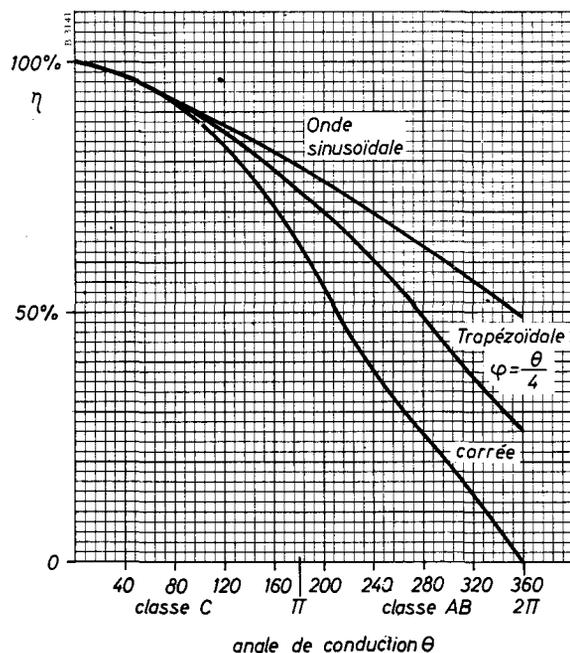


FIG. 23. — Rendement η en fonction de l'angle de conduction θ , de 2π à 0 (de la classe AB à la classe C), pour les trois formes d'onde déjà mentionnées dans les tableaux 1 et 2.

Le filtre en L va fournir une tension restituée $v' = \frac{3V}{2} = 1,5 V$, d'où il résulte un rendement possible de 90 % en classe B.

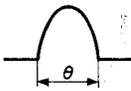
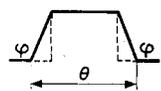
De plus, l'excursion de tension v peut, au maximum, devenir égale à E et, si l'on impose une résistance de sortie R_s , la *puissance intérieure* qui est normalement, dans ces conditions, $P_s = v^2/2 R_s$, peut atteindre, au maximum, $P_{s\ max} = E^2/2 R_s$.

Cette puissance est transférée à l'intérieur du transistor par le volant d'énergie et va correspondre à une certaine valeur de I , laquelle ne doit pas dépasser les limites spécifiées pour le transistor

Pour obtenir l'adaptation du transistor à la meilleure conversion d'énergie, la partie imaginaire de l'impédance de sortie qui correspond à $C_{b'e}$ du transistor doit être compensée et, ainsi, annulée. On peut démontrer, dans le cas d'une onde sinusoïdale de sortie, que l'admittance d'entrée du filtre doit être constituée par une inductance correspondant à $2 C_{b'e}$ ($C_{b'e}$ est ici la valeur de la capacité de transition de collecteur, mesurée à la tension E).

Les relations entre les différents paramètres sont groupées sur la figure 22.

Le tableau 1 donne, pour trois formes d'onde usuelles, les valeurs des éléments du fonctionnement pour le calcul des taux d'harmoniques dans le cas de $\theta = \pi + 2\alpha$ et le tableau 2 les valeurs approchées de ces mêmes éléments, dans le cas où α est un petit angle (sinus égal pratiquement à l'arc). La figure 23 indique la variation du rendement, en fonction de l'angle de conduction θ , avec un filtre en π , pour les trois mêmes formes d'onde.

Onde	Sinusoidale 			Trapézoïdale 	Carrée 
$\frac{I}{I_0}$	$\frac{\pi (1 + \sin \alpha)}{\cos \alpha + \left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \sin \alpha}$	$\alpha = 0$ classe B π	$\alpha = \frac{\pi}{2}$ classe A 2	$\frac{\pi}{\frac{\pi}{2} + \alpha - \frac{\varphi}{2}}$	$\frac{\pi}{\frac{\pi}{2} + \alpha}$
$\frac{i_1}{I_0}$	$\frac{1}{2} \cdot \frac{\pi + 2\alpha - \sin 2\alpha}{\cos \alpha + \left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \sin \alpha}$	$\frac{\pi}{2}$	1	$2 \cdot \frac{\sin \frac{\varphi}{2} \cos \left(\alpha - \frac{\varphi}{2}\right)}{\frac{\varphi}{2} \frac{\pi}{2} + \alpha - \frac{\varphi}{2}}$	$2 \cdot \frac{\cos \alpha}{\frac{\pi}{2} + \alpha}$
$\frac{\rho}{R_1}$	$\frac{1}{2} \cdot \frac{\pi + 2\alpha - \sin 2\alpha}{\pi (1 + \sin \alpha)}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{2}{\pi} \cdot \frac{\sin \frac{\varphi}{2} \cos \left(\alpha - \frac{\varphi}{2}\right)}{\frac{\varphi}{2}}$	$\frac{2}{\pi} \cos \alpha$
$\frac{i_2}{I_0}$	$\frac{1}{6} \cdot \frac{3 \cos \alpha - \cos 3\alpha}{\cos \alpha + \left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \sin \alpha}$	$\frac{2}{3}$	0	$\frac{\sin \mu \sin (2\alpha - \varphi)}{\mu \frac{\pi}{2} + \alpha - \frac{\varphi}{2}}$	$\frac{\sin 2\alpha}{\frac{\pi}{2} + \alpha}$
$\frac{\rho}{R_2}$	$\frac{1}{6} \cdot \frac{3 \cos \alpha - \cos 3\alpha}{\pi (1 + \sin \alpha)}$	$\frac{2\pi}{3}$	0	$\frac{2}{\pi} \cdot \frac{\sin \varphi}{\varphi} \cdot \sin (2\alpha - \varphi)$	$\frac{1}{\pi} \sin 2\alpha$
$\frac{i_3}{I_0}$	$\frac{1}{12} \cdot \frac{2 \sin 2\alpha - \sin 4\alpha}{\cos \alpha + \left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \sin \alpha}$	0	0	$\frac{2}{3} \cdot \frac{\sin \frac{3\varphi}{2} \cos 3\left(\alpha - \frac{\varphi}{2}\right)}{\frac{3\varphi}{2} \frac{\pi}{2} + \alpha - \frac{\alpha}{2}}$	$\frac{-2 \cos 3\alpha}{2\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right)}$
$\frac{\rho}{R_3}$	$\frac{1}{12} \cdot \frac{2 \sin 2\alpha - \sin 4\alpha}{\pi (1 + \sin \alpha)}$	0	0	$\frac{2}{3\pi} \cdot \frac{\sin \frac{3\varphi}{2} \cos 3\left(\alpha - \frac{\varphi}{2}\right)}{\frac{3\varphi}{2}}$	$\frac{2}{3\pi} \cos 3\alpha$

Cas
 $\theta = \pi + 2\alpha$

TABLEAU 1. — Tableau pour le calcul du taux d'harmoniques selon les formes d'onde.

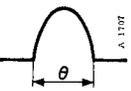
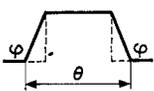
Onde	Sinusoidale 	Trapézoïdale 	Carrée 
$\frac{I}{I_0}$	$\frac{\pi(1+\alpha)}{1+\frac{\alpha\pi}{2}}$	$\frac{\pi}{\frac{\pi}{2}+\alpha-\frac{\varphi}{2}}$	$\frac{\pi}{\frac{\pi}{2}+\alpha}$
$\frac{i_1}{I_0}$	$\frac{1}{2} \cdot \frac{\pi}{1+\frac{\pi}{2}\alpha}$	$2 \cdot \frac{1}{\frac{\pi}{2}+\alpha-\frac{\varphi}{2}}$	$\frac{4}{\pi+2\alpha}$
$\frac{\rho}{R_1}$	$\frac{1}{2} \cdot \frac{\pi}{\pi(1+\alpha)}$	$\frac{2}{\pi}$	$\frac{2}{\pi}$
$\frac{i_2}{I_0}$	$\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{1+\frac{\pi}{2}\alpha}$	$-\frac{2\alpha-\varphi}{\frac{\pi}{2}+\alpha-\frac{\varphi}{2}}$	$-\frac{4\alpha}{\pi+2\alpha}$
$\frac{\rho}{R_2}$	$\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\pi(1+\alpha)}$	$\frac{2}{\pi} \cdot (2\alpha-\varphi)$	$\frac{2\alpha}{\pi}$
$\frac{i_3}{I_0}$	$-\frac{62}{3} \cdot \frac{\alpha^3}{1+\frac{\pi}{2}\alpha}$	$-\frac{2}{3} \cdot \frac{1}{\frac{\pi}{2}+\alpha-\frac{\varphi}{2}}$	$\frac{-4}{3(\pi+2\alpha)}$
$\frac{\rho}{R_3}$	$\frac{62}{3} \cdot \frac{\alpha^3}{\pi(1+\alpha)}$	$\frac{2}{3\pi}$	$\frac{2}{3\pi}$

TABLEAU 2. — Comme dans le tableau 1, mais pour les petites valeurs de l'angle α .

3. — MISE AU POINT DU FONCTIONNEMENT DU TRANSISTOR AVEC LES FILTRES

3. 1. — Pour éviter l'excès de puissance.

L'excès de puissance est un fonctionnement anormal de l'étage considéré, mais il peut être dû au fonctionnement d'autres étages.

Dans la chaîne amplificatrice, les polarisations initiales des étages peuvent être faites pour la classe A ou pour la classe B. En présence d'un signal d'entrée, la transmission des étages dépend des conditions d'ambiance, telles que la température, et aussi de la tension d'alimentation, si elle varie au cours du temps.

Le signal d'attaque fourni dans ces conditions peut amener un accroissement de la puissance d'entrée d'un étage final. Son courant moyen augmente ainsi que sa puissance de sortie. Si le radiateur n'est pas suffisant, il peut y

avoir emballement du transistor et détérioration par effet thermique.

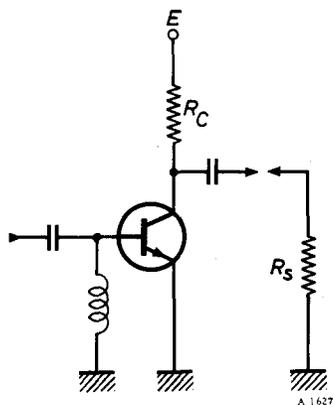
On peut éviter cet excès de puissance, grâce à l'insertion d'un fusible à la sortie. Une solution plus complète et plus simple consiste à insérer dans la chaîne un étage en classe B, évitant la surcharge, et disposé juste avant l'étage final de puissance. Un tel étage est représenté sur la figure 24.

3. 2. — Protection contre les modifications fortes de charge.

Si la charge est soit débranchée, soit mise accidentellement en court-circuit, la protection de l'étage doit être assurée par un dispositif interrompant l'attaque des étages de puissance.

On peut employer, tout comme dans les émetteurs à tubes, un coupleur directement sensible au rapport d'ondes stationnaires et, en particulier, à l'onde de retour d'énergie.

La figure 25 représente l'ensemble de ce montage avec le dispositif de protection contre les modifications de la charge (par débranchement ou court-circuit).



$$R_{C_{opt}} = \eta \frac{\pi - 1}{4\pi} \frac{E^2}{P_s} \approx 0,13 \cdot \frac{E^2}{P_s}$$

$$R_{S_{opt}} = \frac{R_{C_{opt}}}{\pi} \approx 0,043 \cdot \frac{E^2}{P_s}$$

$$I_{C_{opt}} = \frac{\pi + 1}{2\pi} \frac{E}{R_C} \approx \frac{2}{3} \cdot \frac{E}{R_C}$$

$$V_{CE_{opt}} = \frac{\pi - 1}{2\pi} E \approx \frac{E}{3}$$

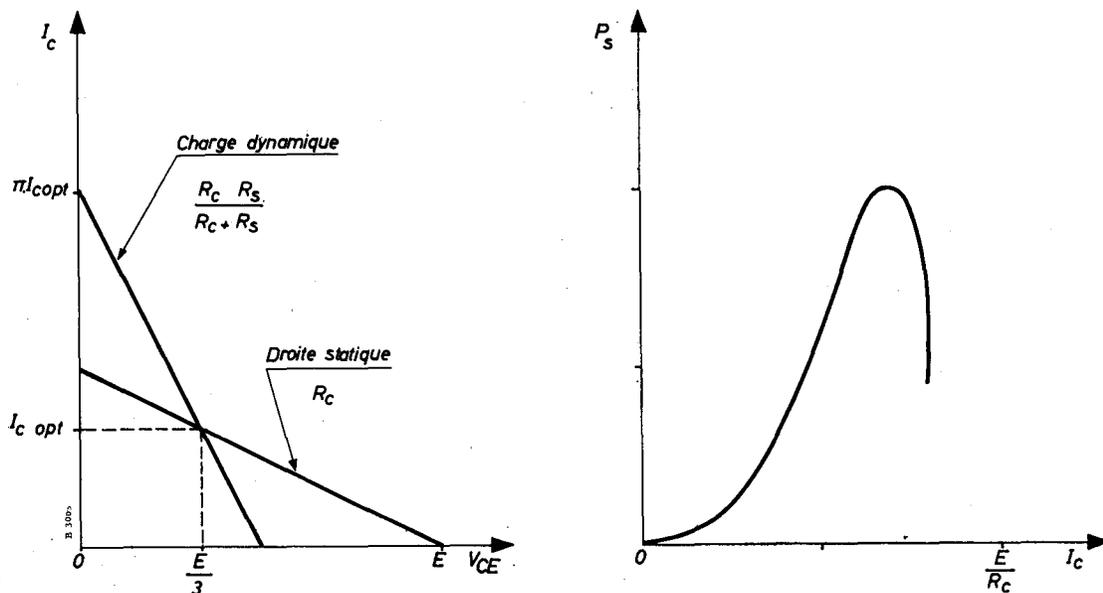


FIG. 24. — Étage amplificateur intermédiaire en classe B RF, destiné à éviter l'excès de puissance de l'étage final de l'émetteur. Les éléments pour le calcul du projet sont donnés sur cette figure.

Pour la modulation en phase, entre 20M Hz et 30 MHz, on emploie un montage très simple. Une diode à capacité variable D (BA 102 — BA 109 etc.), est insérée dans le circuit oscillant (fig. 26). On doit prévoir la limitation imposée de l'excursion de fréquence. L'écart de fréquence admissible, en prenant référence sur la fréquence du quartz-pilote, est, évidemment, l'écart de fréquence total du cahier des charges par rapport à la fréquence émise, divisé par le facteur de multiplication envisagé entre l'étage-pilote de l'étage final.

Pour obtenir la limitation d'excursion voulue, il suffit de commander la variation de tension aux bornes de la diode D à capacité variable. On doit donc faire précéder le circuit oscillant d'un étage limiteur, destiné à écrêter les tensions fournies par le courant de modulation du microphone, dès qu'elles deviennent trop fortes. La résistance variable R permet de régler la tension présente aux bornes de D . Elle permet donc de déterminer l'écart de fréquence que l'on veut admettre.

L'étage limiteur-écrêteur est désigné par T_1 sur la figure 26. Il peut devenir nécessaire d'insérer également un étage intégrateur T_2 . En effet, lorsque l'étage limiteur (T_1) est en action, la déviation de phase reste constante donc l'excursion de fréquence, laquelle est proportionnelle au signal modulateur, pourrait atteindre jusqu'à 15 MHz. Le rôle de l'étage intégrateur (T_2) est donc de ramener le fonctionnement à une déviation de fréquence constante. Si l'on emploie cet intégrateur, dont la présence est nécessaire dans le cas de signaux très forts, il y a lieu d'employer, à l'entrée, un

dispositif différentiateur, afin que l'intégrateur ne puisse pas distordre les signaux faibles.

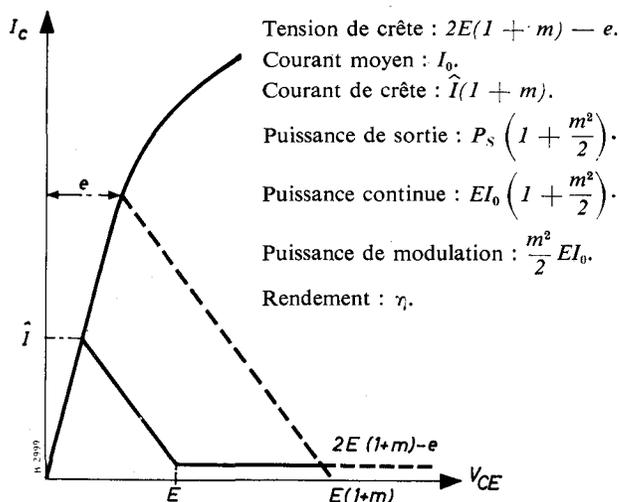


FIG. 27. — Modulation en amplitude. Éléments de calcul des projets de modulation par le collecteur.

4. 2. — Modulation en amplitude.

Pour obtenir un fort taux de modulation, sans distorsion inacceptable, le seul procédé recommandable consiste à moduler par le collecteur. Cela ne diffère pas notablement de la modulation par l'anode des émetteurs à tubes. La tension d'alimentation E varie selon le rythme à audiofréquence de la tension modulatrice, fournie par exemple par un amplificateur symétrique à sortie par transformateur T . Si le taux de modulation est m , la tension varie donc de $E(1-m)$ à $E(1+m)$. On a mentionné, à droite de la figure 27, les différents paramètres de cette modulation en amplitude.

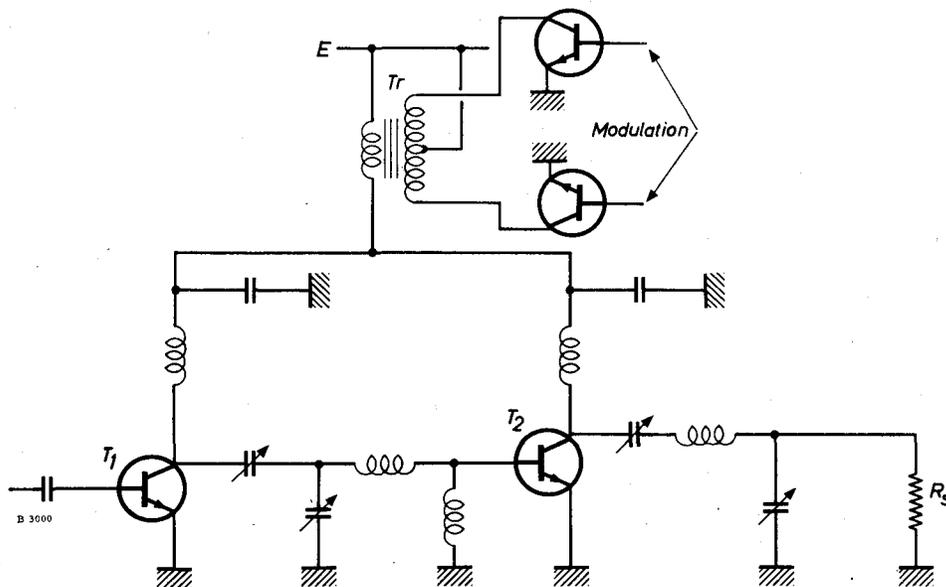


FIG. 28. — Disposition schématique de la modulation fractionnée en amplitude par le collecteur. Elle n'est ici appliquée à deux étages (T_2 est l'étage final). Le transformateur de modulation Tr est attaqué par un amplificateur AF symétrique (solution recommandable).

Il est possible de moduler un étage ou plusieurs. La figure 28 représente un montage où l'on applique à *deux étages* cette modulation fractionnée. Le taux de modulation m peut être ainsi augmenté, tandis que la distorsion diminue. La modulation de l'étage d'attaque permet de fournir une puissance d'entrée toujours proportionnelle à la puissance de sortie. Ainsi l'onde produite à l'étage final reste toujours correctement sinusoïdale, ce qui améliore le rendement. Les creux de modulation ont, aussi, dans ce cas, une meilleure forme, car une partie assez importante de la puissance d'entrée est transmise par effet capacitif.

Les essais ont montré que les meilleurs résultats sont obtenus par un taux de modulation égal sur les deux étages. Une modulation fractionnée sur trois étages améliore peu les résultats.

Pour obtenir une modulation satisfaisante, de tous les points de vue, il y a lieu de bien ajuster la valeur de R_s afin d'obtenir le *rendement maximal*, à la puissance porteuse désirée, et non pas la puissance maximale à un *rendement quelconque*.

Le transformateur de modulation doit fournir une puissance $m^2 EI_0/2$, donc son noyau doit être prévu d'une façon assez large mais, plus particulièrement, il doit pouvoir supporter un courant continu I_0 très intense. (Étude des technologies de bobinage et de l'entrefer du noyau.)

5. — ÉTAGES MULTIPLICATEURS DE FRÉQUENCE

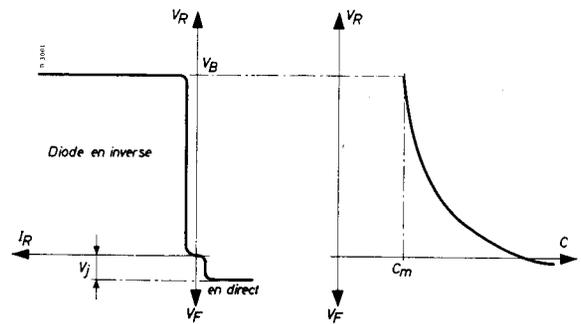
5. 1. — Méthode par courbure des caractéristiques.

Les tableaux 1 et 2 (pages 15 et 16) indiquent les taux d'harmoniques qui correspondent à chaque forme d'onde de courant. Il est donc possible de calculer, à partir de ces données et des spécifications des transistors utilisés, les charges des différents étages ainsi que les rendements.

Cette méthode va donc continuer à être appliquée aux étages intermédiaires, mais elle est maintenant abandonnée lorsque l'on parvient au niveau de puissance le plus haut d'un émetteur à moyenne puissance. On préfère alors utiliser, en raison de son plus fort rendement, la multiplication par effet de varactor.

5. 2. — Multiplication par varactor.

On exploite la propriété de variation de capacité de la diode au silicium par effet



$$C = k(V + V_j)^\gamma.$$

$$\text{Jonction abrupte : } \gamma = \frac{1}{2}.$$

$$\text{Jonction diffusée : } \gamma = \frac{1}{3}.$$

$$C = C_m \left(\frac{V_B + V_j}{V + V_j} \right)^\gamma.$$

R_s : Résistance — série de la diode.

$$f_{co} = \frac{I}{2\pi R_s C_m} = \text{fréquence de coupure de la diode}$$

$$m = \frac{\text{charge max à } V = V_B}{\text{charge max en direct}}, \text{ facteur d'excursion en direct}$$

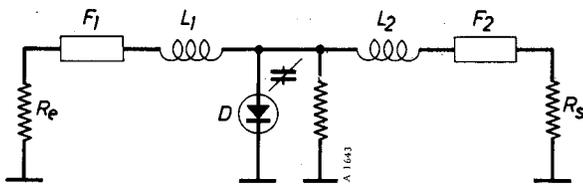
FIG. 29. — Caractéristique schématique des varactors (à gauche). Variation de C , en fonction des tensions inverse V_R et directe V_F . Éléments du projet théorique de calcul de C variable, du facteur d'excursion en direct, etc.

varactor (BAY 66, BAY 96, etc.) en fonction de la tension à ses bornes. En raison de la forte variation de cette capacité, et de la courbure, il y a une importante production d'harmoniques, que l'on peut sélectionner à l'aide de filtres. Cette méthode, qui permet d'atteindre des rendements souvent assez proches de 100 %, a déjà été décrite dans nos publications antérieures.

L'aspect schématique des caractéristiques de ces diodes, ainsi que les notations utilisées, sont rappelés sur la figure 29.

5. 2. 1. — Doubleur de fréquence à varactor.

La figure 30 indique le schéma de principe fondamental de l'étage doubleur de fréquence à varactor et mentionne les valeurs optimales des divers paramètres de calcul. L'élément noté F_1 est un filtre du type série, accordé sur la fréquence fondamentale d'entrée de l'étage et F_2 est également un filtre-série, mais accordé sur la fréquence double.



Puissance maximale d'entrée : $P_e = \frac{1}{2} k C_m \cdot V_b^2 \cdot f.$

Rendement : $\eta = e^{-l} \frac{f}{f_{co}}$

Impédance d'entrée optimale : $\begin{cases} R_1 = \frac{1}{A_1 \omega C_m} \\ C_1 = B_1 C_m \\ L_1 C_1 \omega^2 = 1. \end{cases}$

Charge de sortie optimale : $\begin{cases} R_2 = \frac{1}{A_2 \omega C_m} \\ C_2 = B_2 C_m \\ L_2 C_2 (2\omega)^2 = 1. \end{cases}$

m	Jonction abrupte $\gamma = \frac{1}{2}$				Jonction diffusée $\gamma = \frac{1}{3}$			
	0	0,5	1	5	0	0,5	1	5
k	0,36	0,99	1,64	5,55	0,16	0,65	1,2	4,5
L	20,8	17,1	18,8	53,6	27	14,8	14,5	37,3
A ₁	10,4	8,4	9,2	31,0	13,7	7,1	6,7	21,2
A ₂	10,4	8,8	9,7	22,6	13,3	7,7	7,9	16,1
B ₁	2,2	3,3	5,1	28,3	1,5	2,3	3,4	19,4
B ₂	2,0	3,2	4,8	30,1	1,5	2,2	3,2	19,8

FIG. 30. — Doubleur de fréquence à varactor.
 R_E = résistance pure équivalente d'entrée.
 R_S = résistance pure équivalente de sortie.
 D = varactor.

5. 2. 2. — Tripleur et multiplicateur A_n, B_n , à effet varactor.

La figure 31 indique le schéma de principe d'un tripleur de fréquence à varactor. Les formules de calcul sont les mêmes que celles

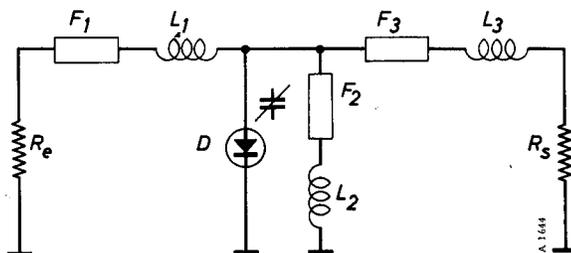


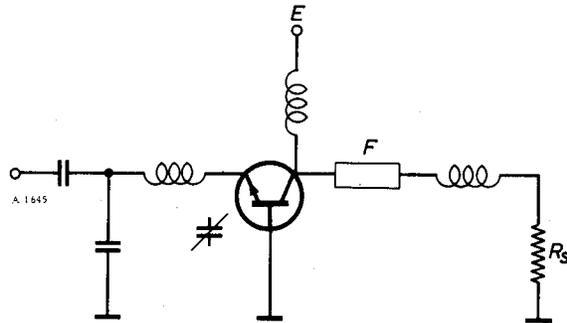
FIG. 31. — Tripleur de fréquence à varactor.

de la figure 30, mais avec $k = 0,3; L = 35,2; A_1 = 7,9; A_3 = 17,8; B_1 = 2; B_3 = 2.$

Il est possible, de la même manière, d'utiliser des facteurs de multiplication plus élevés, si les fréquences émises les exigent.

5. 3. — Multiplication par transistor-varactor.

On peut aussi utiliser directement le transistor de puissance NPN dans un montage amplificateur de telle manière que la diode collecteur-base du transistor soit utilisée comme varactor



$PG_a = PG_{\text{transistor}} \times \eta.$
Rendement = $\eta_{\text{transistor}} \times \eta_{\text{diode}}$

FIG. 32. — Étage multiplicateur de fréquence par transistor NPN de puissance utilisé comme varactor (diode collecteur-base) et comme amplificateur RF.

Gain en puissance PG_a et rendement η améliorés.

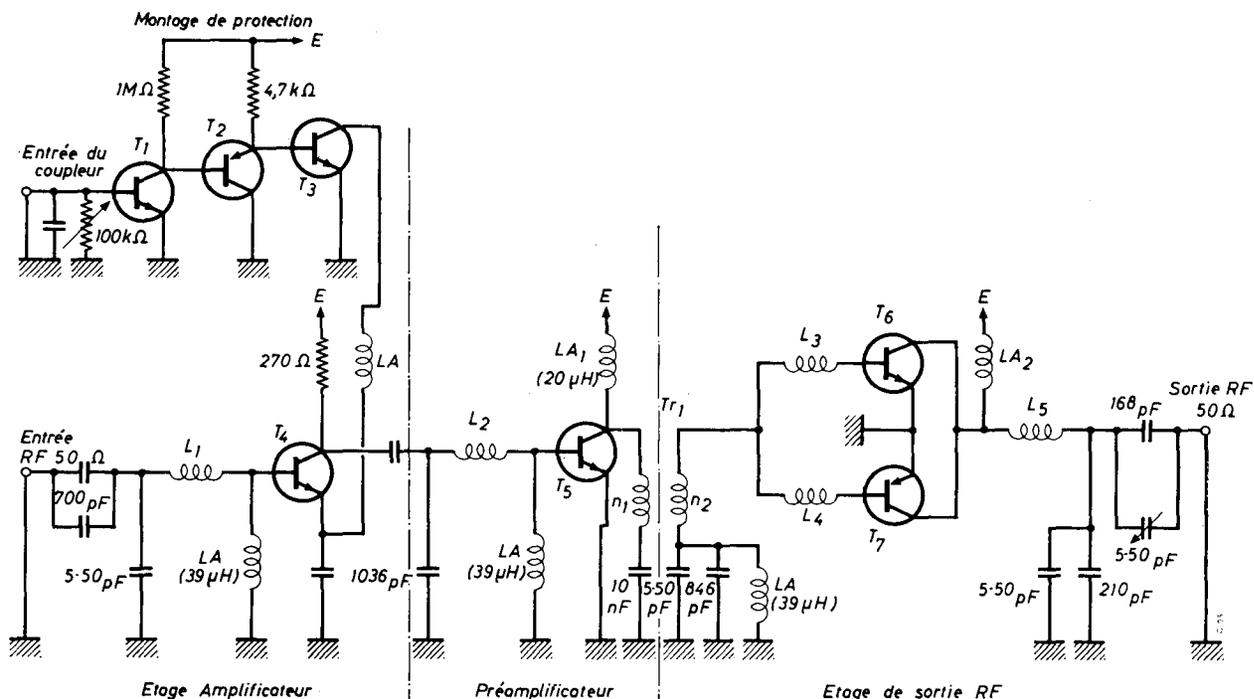
(fig. 32). Cette utilisation combinée est très intéressante, en raison du gain de puissance ainsi obtenu à la fréquence émise et de l'excellent rendement de cet ensemble, dont l'emploi est particulièrement économique dans bien des cas.

6. — EXEMPLE DE CONSTRUCTION D'UN AMPLIFICATEUR RF DE PUISSANCE 100 W, 10 MHz

Le montage de cet amplificateur de puissance RF est donné à la figure 33. La tension est de 36 V, le gain de puissance PG_a est de 40 dB et le rendement $\eta = 72 \%$.

La figure 34 indique le taux d'ondes stationnaires s en fonction des puissances directe et de retour avec coupleurs, à haute sensibilité (courbes I) et à basse sensibilité (courbes II).

On voit sur, la figure 33, l'entrée du coupleur et le montage de protection, déjà décrit précédemment.



T_1 : ASY 29

T_2 : ASY 27

T_3, T_4 : BFY 50 - BFY 44

T_5, T_6, T_7 : BLY 17

L_1, L_2 : 3 tours, \varnothing 25 mm

L_3, L_4 : 1 tour, \varnothing 30 mm

L_5 : 5 tours, \varnothing 25 mm

T_{R1} $\left\{ \begin{array}{l} n_1 : 12 \text{ tours, } \varnothing 25 \text{ mm} \\ n_2 : 3 \text{ tours, } \varnothing 25 \text{ mm} \end{array} \right.$

ARRÊTS RF

LA_1 : 80 tours (LIPA 7 MB 75)

LA_2 : 16 tours, \varnothing 25 mm

FIG. 33. — Amplificateur RF de puissance complet pour émetteur (100 W à 10 MHz). Rendement $\eta = 72\%$. En haut de la figure, la montage de protection.

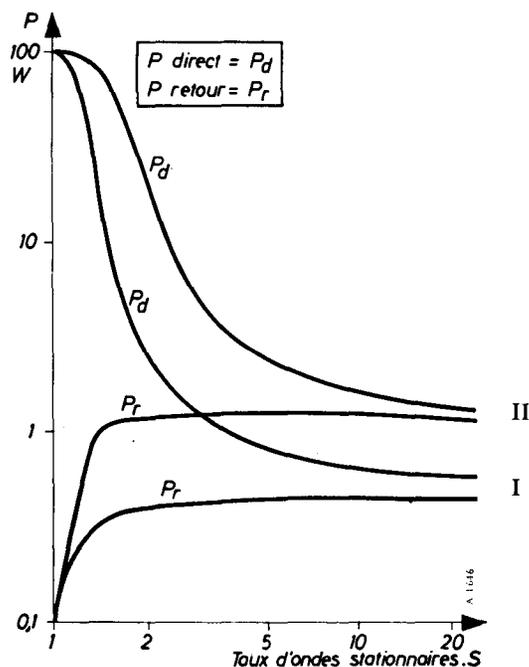


FIG. 34. — Relation entre les puissances (directe et en retour), P_d et P_r , et le taux d'ondes stationnaires s .

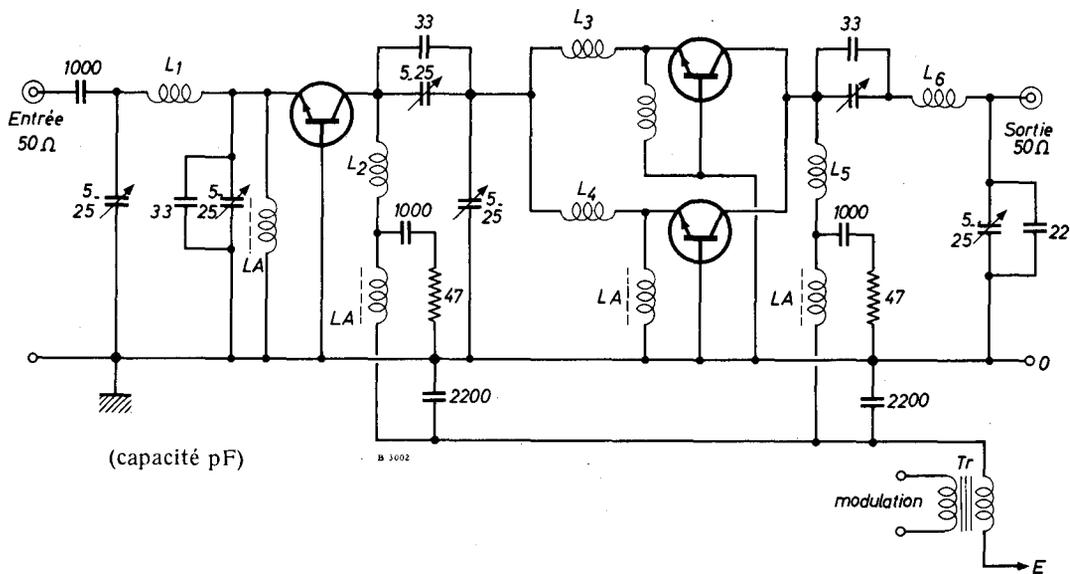
Courbes I : coupleur à haute sensibilité.

Courbes II : coupleur à basse sensibilité.

7. — EXEMPLE DE CONSTRUCTION D'AMPLIFICATEUR RF DE PUISSANCE 150 MHz

Le montage de cet amplificateur de puissance RF ayant une puissance de sortie crête de 15 W et une puissance porteuse de 4,5 W à 150 MHz est donné à la figure 35. La tension d'alimentation est de 13,8 V et l'amplificateur RF est prévu pour une modulation en amplitude, fractionnée également, sur les deux derniers étages ($m_{tot} = 0,85$). L'étage final comporte deux transistors plans de puissance NPN en parallèle.

On peut utiliser, par exemple, des transistors VHF de puissance BLY 14. Des blindages de faible hauteur assurent une bonne séparation entre les étages RF.



- L_1 : $\frac{1}{2}$ tour \varnothing 12 mm fil de cuivre \varnothing 1,6.
 L_2, L_5 : 3 tours \varnothing 12 mm fil de cuivre \varnothing 1,6.
 L_3, L_4 : $\frac{1}{2}$ tour \varnothing 12 mm fil de cuivre \varnothing 1,6.
 L_6 : $1\frac{1}{2}$ tour \varnothing 12 mm fil de cuivre \varnothing 1,6
 LA : Ferroxcube VK 20 009/4B.

FIG. 35. — Amplificateur RF de puissance (150 MHz). Modulation en amplitude sur deux étages. La puissance de sortie crête est de 15 W. La puissance d'entrée est de 0,3 W.

Cette brochure a été rédigée par le Bureau de Rédaction Technique (BRT), d'après les travaux de MM. Minne et Parmentier (des Laboratoires Semiconducteurs RTC de Caen). Ils ont fait l'objet d'une conférence présentée au Salon International des Composants Electroniques, en février 1966.

BIBLIOGRAPHIE

On trouvera dans le numéro spécial de *L'Onde électrique* de mars 1965, Editions Chiron, Paris, les articles suivants, rédigés à Caen :

	Pages
Brunet — Les transistors RF de puissance et leur évolution.....	267
Encinas, Minne — Etude de transistors VHF au silicium épitaxié	271
Seneret — Utilisation des transistors de puissance en VHF	311
Parmentier — Amplificateur RF de puissance à transistors.....	318
Paris, Peutin — Calcul et réalisation d'un amplificateur VHF de puissance	328

Les constructeurs intéressés peuvent obtenir de la R.T.C. la description de six autres émetteurs. Demander sur papier à en-tête, les Notes d'Applications Réf. 801-7-66. "Les Émetteurs Transistorisés".

Les informations et schémas contenus dans cette documentation sont donnés sans garantie quant à leur protection éventuelle par des brevets.

Les textes et figures de la présente Brochure ne peuvent être légalement reproduits sans un accord écrit du Bureau de documentation de la Radiotechnique-Coprim-R. T. C. La source doit alors être citée complètement.

