

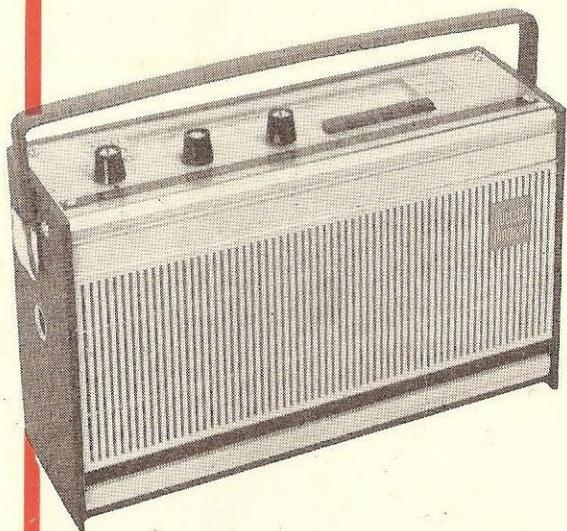
R. BESSON

RÉALISATION
MISE AU POINT
ET DÉPANNAGE

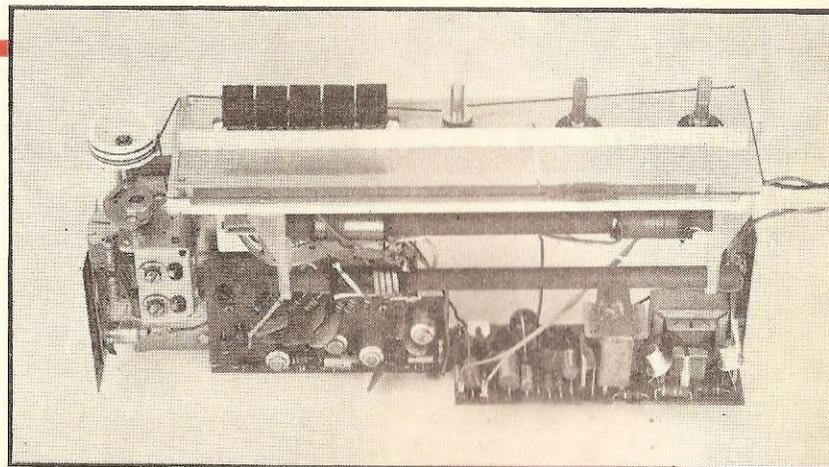
DES
**RÉCEPTEURS
A TRANSISTORS**

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO - PARIS

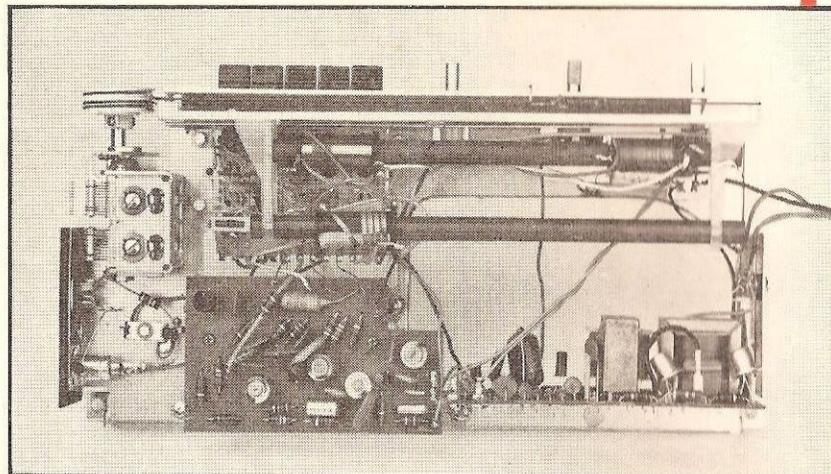
EXEMPLE DE RÉALISATION INDUSTRIELLE



L'aspect extérieur du récepteur RT 244 Ducretet-Thomson dont le schéma se trouve pages 22 et 23, et sert d'exemple pour montrer la façon de dépanner un récepteur à transistors.



Ci-dessus et ci-dessous, deux aspects internes du récepteur RT 244 montrant comment sur le plan industriel, on parvient à loger tous les éléments de l'appareil dans un espace restreint, tout en laissant une grande accessibilité pour le dépannage.



69/11

R. BESSON

Réalisation, mise au point et dépannage
des
RÉCEPTEURS A TRANSISTORS

PRINCIPES DE BASE
TECHNOLOGIE DES ÉLÉMENTS
SCHÉMAS H.F. ET B.F.
EXEMPLES DE RÉALISATIONS

DEUXIÈME ÉDITION ENTIÈREMENT NOUVELLE

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, RUE JACOB - PARIS-VI

INTRODUCTION

IL y a quelques années, nous avons présenté à votre approbation la première édition de cet ouvrage. Les récepteurs à transistors, légers, économiques, facilement transportables, apparaissaient sur le marché et il était intéressant de guider le lecteur vers cette nouvelle technique.

Mais les progrès ont été tellement rapides, comme c'est généralement le cas pour toutes les nouveautés, qu'il ne pouvait être question de rééditer ce livre sans modifications.

C'est pourquoi nous avons jugé préférable de le réécrire complètement.

Certes, la première partie consacrée à la théorie des principaux circuits a été peu modifiée. Il a fallu cependant lui adjoindre l'étude des circuits pour la réception des stations modulées en fréquence (F.M.). D'autre part, les circuits imprimés se répandant de plus en plus, nous avons exposé en détail les problèmes posés par leur dépannage.

LORSQU'ON parcourt les revues techniques, de nombreux schémas à transistors retiennent l'attention, mais les types de transistors utilisés sont très souvent inconnus en France. En effet, il s'agit fréquemment de traductions ou d'adaptation d'articles étrangers, et comme chaque fabricant, dans chacun des pays industriels du monde, sort sa propre gamme de transistors et les numérote selon son code, cela donne un nombre de modèles abusivement élevé. C'est ce qui amène cette confusion et aussi l'extrême difficulté devant laquelle se trouve celui qui veut établir une table de correspondance.

Nous n'avons pas voulu que le lecteur éprouve cette difficulté, aussi avons-nous utilisé exclusivement les transistors fabriqués par les trois grands constructeurs français, c'est-à-dire, par ordre alphabétique : COSEM, RADIOTECHNIQUE et SESCO. Ainsi, le lecteur est certain de pouvoir se procurer facilement les transistors dont il a besoin.

Ensuite, les schémas ont été choisis de façon à réaliser une progression harmonieuse des difficultés, tant en H.F. qu'en B.F.

Au cours de la II^e Partie, réservée aux schémas H.F., nous avons débuté par des descriptions très simples de récepteurs à amplification directe pour terminer par des appareils A.M./F.M. très complexes. Le classique superhétérodyne à deux ou à trois gammes n'a certes pas été oublié.

Dans chaque catégorie, on rencontre toujours deux descriptions, l'une simple utilisant des sous-ensembles du commerce, et l'autre dans laquelle toutes les indications sont données pour leur réalisation intégrale par le lecteur. Les descriptions sont très détaillées, de façon à éviter toute erreur d'interprétation.

La III^e Partie est réservée aux schémas B.F. adaptés aux récepteurs. En effet, nous avons publié plusieurs ouvrages ayant trait à la B.F. Les Nouveaux schémas d'amplificateurs B.F. donnent la description de schémas monophoniques à lampes. Les Schémas B.F. à transistors sont spécialisés dans les problèmes de sonorisation autres que ceux se rapportant aux récepteurs : prothèse auditive, préamplificateurs, amplificateurs à haute fidélité monophoniques ou stéréophoniques, interphones, magnétophones, capteurs téléphoniques, flash électroniques, etc. Enfin, le livre Toute la stéréophonie décrit les schémas stéréophoniques à lampes ou à transistors.

Dans le présent recueil, tous les schémas sont uniquement prévus pour être adaptés aux éléments H.F. et former des récepteurs satisfaisant tous les besoins. Les puissances s'échelonnent entre 75 mW et 2 W. La progression rationnelle des difficultés est respectée de façon que chaque lecteur trouve le schéma qui lui convient tant du point de vue caractéristiques que du point de vue construction.

Un tableau des associations recommandées entre les schémas H.F. et les schémas B.F. permet d'éviter toute hésitation. On peut ainsi réaliser quarante-cinq associations directes, plus de vingt-huit associations nécessitant de légères modifications, soit, au total, soixante-treize possibilités. Un tableau de correspondance entre les principaux types de transistors des trois grands constructeurs français permet au lecteur de s'approvisionner chez son fournisseur habituel.

Les schémas décrits sont classiques, ils ont été mis au point et réalisés par les plus grands laboratoires français. Il ne s'agit donc pas d'une compilation mondiale sans portée pratique, ni du fruit de l'imagination de l'auteur. Ainsi le lecteur est-il certain de la réussite.

Plusieurs de ces schémas sont couverts en partie ou en totalité par des brevets. Si donc nos lecteurs envisagent de les reproduire industriellement, ils doivent obtenir les autorisations nécessaires. LA SOCIÉTÉ DES EDITIONS RADIO et l'auteur déclinent toute responsabilité à ce sujet.

L'auteur tient à remercier :

— les laboratoires d'application des trois grands fabricants de transistors COSEM, RADIOTECHNIQUE et SESCO,

— les laboratoires « Radio Electro Acoustique » de la C^{te} F^{se} THOMSON HOUSTON,

— les principaux bobiniers H.F. et B.F. : AUDAX, GÖRLER, ISOSTAT, ORÉGA et COGÉREL, pour leur aide éclairée, pour la communication de nombreux résultats de recherches et pour les études effectuées spécialement en vue de cet ouvrage.

LA technique des récepteurs à transistors est parfaitement au point, les schémas sont stabilisés, les transistors ont des caractéristiques suivies, les pièces détachées sont disponibles chez les revendeurs spécialisés... aussi n'attendez plus et construisez les récepteurs dont vous rêvez.

RAPPEL DES PRINCIPES TECHNIQUES

Peut-on entreprendre la construction d'un récepteur à transistors sans avoir quelques notions techniques sur les semiconducteurs? Nous ne le croyons pas. C'est pourquoi nous jugeons indispensable de renvoyer le lecteur qui ne possède pas ces notions à des ouvrages de base tels que :

- *Le transistor?... Mais c'est très simple*, par E. AISBERG,
- *Initiation à la pratique des récepteurs à transistors*, par H. SCHREIBER,
- *Technique et applications des transistors*, par H. SCHREIBER,
- *Schémas d'amplificateurs B.F. à transistors*, par R. BESSON.

Tous ces livres sont édités par les Editions Radio.

Il faut aussi une certaine habitude du montage radio, afin de pouvoir lire un schéma et de savoir le transposer dans la réalisation envisagée. Le lecteur doit donc connaître les précautions à prendre afin d'éviter les couplages H.F., source d'instabilité, et avoir appris, à ses dépens, l'importance des masses, des blindages et de la disposition judicieuse des pièces sur un châssis.

A propos des schémas

Dans la plupart des schémas décrits par la suite, les transistors sont branchés selon le montage « émetteur commun ». Le signal à amplifier est appliqué entre la base et l'émetteur; le signal amplifié est recueilli entre le collecteur et l'émetteur.

Ce montage est semblable à celui du tube électronique dont le signal d'entrée est appliqué entre grille et cathode, et dont le signal de sortie est recueilli entre plaque et cathode; il est également appelé « émetteur à la masse », par similitude avec le tube électronique dont un tel branchement est appelé « cathode à la masse ».

En haute fréquence on utilise également le montage « base à la masse », semblable au montage « grille à la masse » des tubes électroniques. Ce schéma permet une meilleure stabilité aux fréquences élevées.

Les transistors généralement utilisés sont du type $p-n-p$ au germanium. Ils constituent la très grande majorité des modèles actuellement prévus pour les utilisations « grand public ».

Il est maintenant établi qu'à l'avenir les transistors au germanium seront petit à petit remplacés par des transistors au silicium, même pour les applications qui nous intéressent.

Ces transistors peuvent être de structure $p-n-p$ ou $n-p-n$.

La polarité de l'alimentation devra être prévue en conséquence, ainsi que le sens de branchement des condensateurs électrolytiques. La masse peut être réunie indifféremment à chacun des pôles de l'alimentation.

Les schémas les plus courants, équipés de transistors $p-n-p$, ont la masse réunie au pôle positif. Mais les récepteurs pour voiture et certains montages A.M./F.M. montés

en émetteur à la masse ont une alimentation dont le pôle négatif est à la masse.

Les grandes lignes du schéma d'un superhétérodyne ne sont pas modifiées profondément. Il conviendra d'examiner successivement : l'étage oscillateur-mélangeur, le ou les étages M.F. (F.I.), l'antifading, la détection et l'amplification B.F. Toutefois il est nécessaire de souligner au préalable les particularités des montages à transistors.

Particularités des montages à transistors

Pour chaque étage l'impédance d'entrée est faible et l'impédance de sortie est relativement plus élevée, ce qui est l'inverse des schémas à lampes. C'est-à-dire que dans tous les bobinages le nombre de spires du primaire est plus élevé que celui du secondaire. C'est un point à se souvenir lors d'un dépannage par la méthode du « *Signal tracing* ». La tension lue au volt-mètre à lampes est plus grande au primaire qu'au secondaire de chaque étage. Par conséquent, la tension de sortie d'un étage est plus élevée que la tension d'entrée de l'étage suivant.

Il faut également se souvenir que les transistors sont des amplificateurs de courant plutôt que des amplificateurs en tension.

Les tubes électroniques ne sont pas affectés par des variations de température, tandis que les transistors changent de caractéristiques avec l'échauffement; à une certaine température (85° C pour le germa-

nium), ils cessent de fonctionner et sont gravement endommagés.

85° C est la température limite atteinte par la jonction. Elle est fonction de la température ambiante et de la puissance demandée au transistor. Les schémas sont généralement calculés pour une température ambiante maximale de 50° ou de 55° C.

Les lampes peuvent facilement être échangées par d'autres du même type sans grandes modifications de fonctionnement, tandis qu'il n'en est pas de même pour les transistors dont la dispersion des caractéristiques est plus grande.

Des précautions sont prises sur les schémas pour limiter les inconvénients dus à cette dispersion et aux variations de température.

Des ponts assurent la stabilité des tensions d'alimentation des électrodes, et il est fait un large usage de la contre-réaction et des thermistances.

L'étage oscillateur-mélangeur ou changement de fréquence

Dans les récepteurs à tubes, le changement de fréquence est généralement effectué par une lampe ayant deux grilles de commande (triode-hexode, heptodes, octodes) tandis que le transistor, qui correspond à une triode, n'offre pas cette possibilité. On peut, certes, effectuer le changement de fréquence au moyen de deux transistors (oscillateur séparé), mais ce schéma est coûteux; on préfère donc utiliser un seul transistor pour les deux fonctions : oscillation et modu-

lation. Le schéma se rapproche de celui employé en télévision, ou en modulation de fréquence, avec un tube triode, appelé « conversion additive » (fig. 1-1).

Le signal H.F. ou modulation est appliqué sur la base du transistor par l'intermédiaire d'une capacité de couplage (C_1).

Le signal de l'oscillateur est transmis à l'émetteur par une prise intermédiaire de l'enroulement accordé. L'entretien des oscillations est assuré par un enroulement placé sur le collecteur.

Ces deux signaux se superposent et donnent naissance dans le circuit collecteur à un signal moyenne fréquence. Ce signal est dirigé vers le premier transformateur M.F. (F.I.).

Le transistor est stabilisé en température par la fixation de la tension de base au moyen d'un pont formé par les résistances R_1 et R_2 . Cette tension est réglée au moment de la mise en route du montage de façon que le courant collecteur soit fixé à une valeur convenable (environ $500 \mu\text{A}$). On ajuste généralement la résistance R_2 placée entre le pôle négatif de la source et la base.

La résistance R_3 placée entre l'émetteur et la masse procure une contre-réaction d'intensité qui tend aussi à stabiliser l'étage.

Le découplage $R_4 - C_3$ oriente la H.F. résultante vers la masse et évite qu'elle ne vienne perturber le fonctionnement des étages M.F. (F.I.).

Une des caractéristiques essentielles de l'oscillateur-mélangeur est son gain de conversion. C'est le rapport de la puissance de sortie M.F. (sur 1000Ω environ) à la puissance H.F. fournie par le circuit d'antenne. Ce gain est fonction de trois paramètres : le courant continu de polarisation, la tension délivrée par l'oscillateur, et la fréquence du signal à l'antenne.

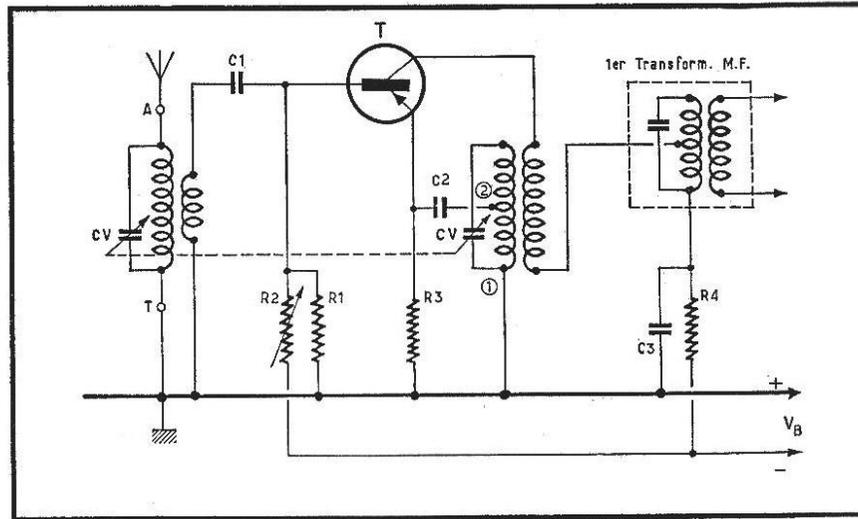


Fig. 1-1. — Schéma théorique d'un oscillateur mélangeur.

Il est également intéressant de tracer la courbe de variation du gain de conversion en fonction du courant émetteur. On constate que le maximum a lieu pour un courant émetteur en fonctionnement de $500 \mu\text{A}$, et qu'il ne dépend que très peu de la tension de l'oscillateur (fig. 1-2).

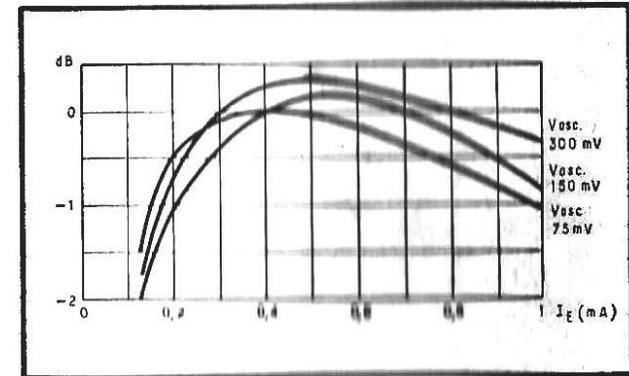
La figure 1-3 donne les courbes de la tension d'oscillation pour les gammes P.O. et G.O. Dans ces conditions le gain de conversion est indiqué sur la figure 1-4 pour les mêmes fréquences. On obtient environ 26 dB en P.O., et 27 dB en G.O.

Le facteur de bruit de l'étage mélangeur est une donnée importante, car le bruit de fond du récepteur entier est déterminé par celui du premier étage. Il dépend de la fréquence et du courant émetteur. On constate un minimum pour un courant émetteur de $500 \mu\text{A}$ de l'ordre de 5 à 6 dB. C'est une raison de plus de choisir une telle valeur.

Les transistors modernes permettent d'obtenir des résultats équivalents en O.C. sans glissement de fréquence. C'est pourquoi le chan-

gement de fréquence par deux transistors est de moins en moins utilisé. Cependant il faut prendre certaines précautions aux fréquences les plus élevées, en augmentant le taux de contre-réaction de l'étage procuré

Fig. 1-2. — Gain de conversion en fonction du courant émetteur et de la tension de l'oscillateur.



par la résistance d'émetteur R_3 . Il faut également éviter l'entraînement du circuit oscillateur par le circuit d'entrée dont la fréquence est relativement très voisine. On y remédie en soignant l'injection, soit sur la base, soit sur l'émetteur. On peut

également utiliser le battement du second harmonique de l'oscillateur au lieu de la fondamentale.

L'amplification moyenne fréquence ou fréquence intermédiaire

Une fois le changement de fréquence effectué, il faut amplifier la moyenne fréquence produite. Le nombre d'étages détermine la bande passante globale ainsi que la sensibilité du récepteur. Dans le cas d'une amplification directe de la H.F., les mêmes problèmes se posent, c'est pourquoi ils sont traités ensemble.

Les transistors sont des éléments triode comparables à un tube triode. Par conséquent la capacité grille-plaque ou base-collecteur est relativement importante car aucun écran ne vient séparer les électrodes. En haute fréquence cette capacité n'est plus négligeable car son impédance diminue à mesure que la fréquence augmente. Il y a réinjection de la tension de sortie dans le circuit d'entrée.

Il faut compenser cette capacité parasite par un condensateur qui réinjecte dans le circuit d'entrée une tension égale et en opposition de phase ; c'est le procédé classique du *neutralization*. Lorsque le gain des étages M.F. (F.I.) est élevé, le

risque d'instabilité augmente et il devient indispensable de neutrodynner.

Les transistors fabriqués selon la technique « Drift » ont une capacité collecteur-base beaucoup plus faible et une résistance de sortie plus élevée. De ce fait, le neutrodynage n'est plus obligatoire, du moins en modulation d'amplitude.

Les étages M.F. (F.I.) peuvent être prévus avec un seul ou deux circuits accordés.

LIAISON PAR UN SEUL CIRCUIT ACCORDÉ

La figure 1-5 donne le schéma théorique d'une telle liaison neutrodynée.

Ce montage est très utilisée actuellement. Il est bon de rappeler les valeurs d'un étage M.F. Pour un courant émetteur réglé à 1 mA et une valeur de M.F. de 455 ou de 480 kHz, on a avec un transistor SFT 306 par exemple :

Résistance d'entrée de l'étage : 1200 Ω .

Capacité d'entrée : 650 pF.

Résistance de sortie de l'étage : 170 k Ω .

Capacité de sortie : 20 pF.

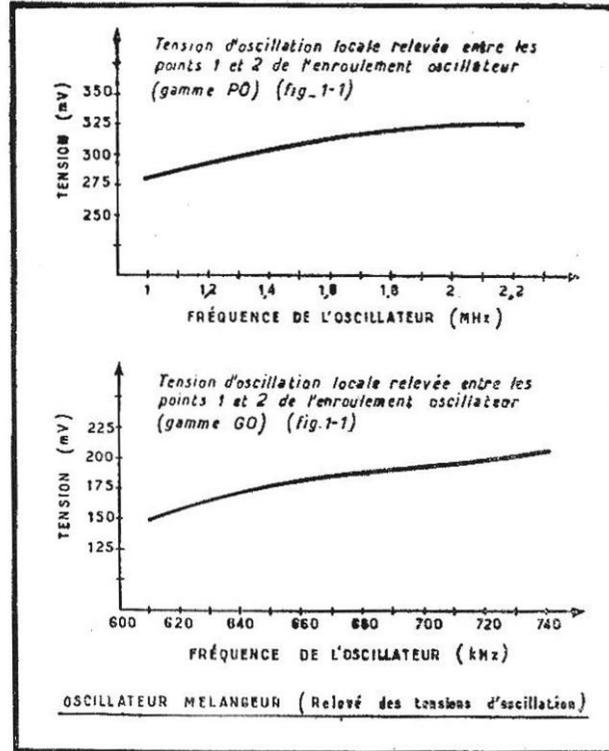


Fig. 1-3. — Tensions d'oscillation pour les gammes P.O. et G.O.

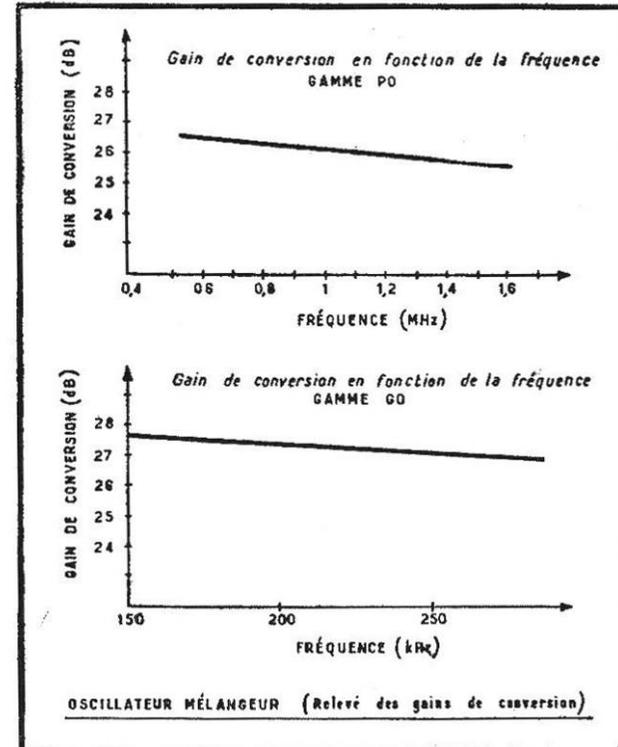


Fig. 1-4. — Gains de conversion pour les gammes P.O. et G.O.

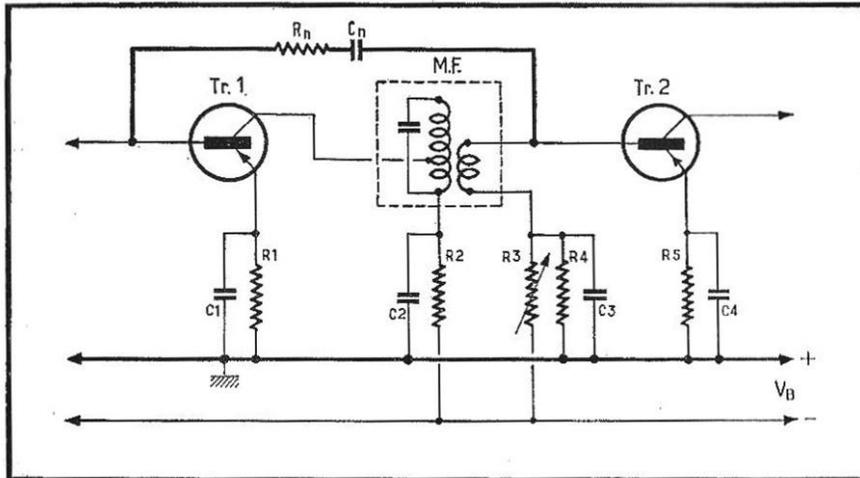


Fig. 1-5. — Liaison M.F. par un seul circuit accordé neutrodyné.

La stabilisation en température de l'étage s'obtient comme précédemment, en alimentant la base par un pont ($R_3 - R_4$) et en prévoyant une contre-réaction en intensité dans l'émetteur ($R_1 - R_2$). Pour plus de stabilité, le circuit M.F. accordé est découplé ($R_2 - C_2$).

Le circuit de neutrodynne est formé par $R_n - C_n$. Souvent R_n est supprimé et C_n doit être réglé au moment de la mise en route. C_n est constitué par un condensateur de valeur comprise entre 10 et 47 pF.

LIAISON PAR DEUX CIRCUITS ACCORDÉS

Ce schéma (fig. 1-6) donne une bande passante plus large à 3 dB,

donc une meilleure reproduction musicale. La sélectivité est plus grande au-delà de 6 dB, c'est-à-dire que la pente de la courbe de sélectivité est plus prononcée. On évite ainsi les interférences. Les deux circuits sont réglés au couplage critique optimum. Le gain en puissance ne change pas.

Le circuit neutrodynne est pris au pied de l'enroulement primaire et renvoyé sur la base. La tension est bien en opposition de phase grâce à la prise intermédiaire du bobinage primaire qui est réunie à l'alimentation, c'est-à-dire à la masse, par le condensateur de découplage C_n . Les autres organes du schéma sont inchangés.

RÉGULATION ANTIFADING

Il est possible d'obtenir une commande automatique du gain (C.A.G.) d'un transistor en faisant varier sa pente, comme pour un tube électronique. Le gain en puissance d'un transistor est proportionnel au carré du module de la pente. En agissant sur elle par diminution du courant continu de polarisation (I_B) on diminue le gain en puissance. Cependant il est plus aisé d'agir sur la tension continue de la base, car en la rendant moins négative on diminue le courant émetteur.

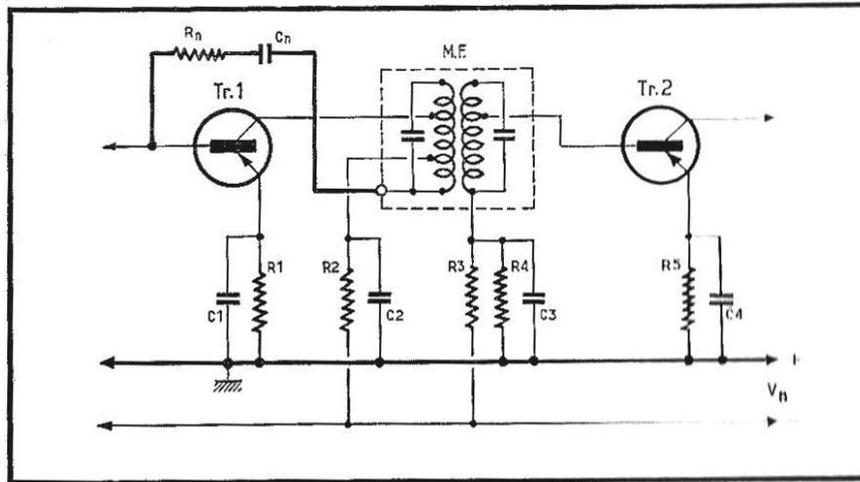


Fig. 1-6. — Liaison M.F. par deux circuits accordés neutrodynés.

On prélève une certaine puissance aux bornes de la détection. La tension B.F. est filtrée avant d'être reportée sur la base du transistor M.F. La commande automatique de gain ne peut pas être appliquée sur l'oscillateur-mélangeur car on risque de le faire « glisser ou décrocher » pour de faibles courants de polarisation.

Il n'est pas non plus toujours possible de l'appliquer sur le deuxième étage M.F. qui risque d'atteindre la saturation. C'est pour ces raisons que la régulation n'est généralement appliquée que sur le premier étage M.F.

Sur cet étage, il faut évidemment éviter de stabiliser le point de fonctionnement par le pont habituel si l'on veut obtenir une régulation efficace.

La figure 1-7 représente la variation de gain en puissance d'un transistor M.F. en fonction du courant

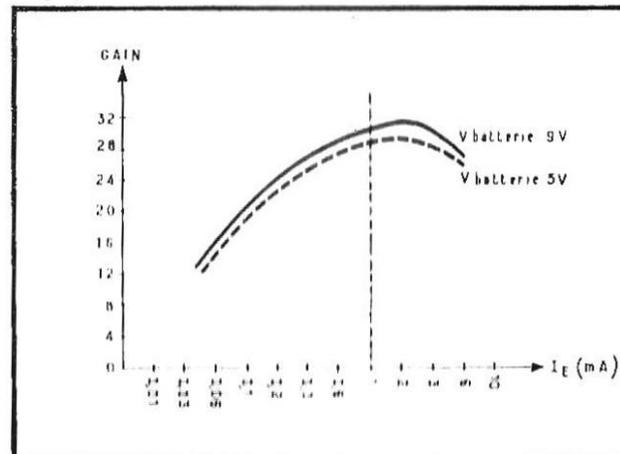


Fig. 1-7. — Variation du gain de puissance d'un étage M.F. en fonction du courant émetteur.

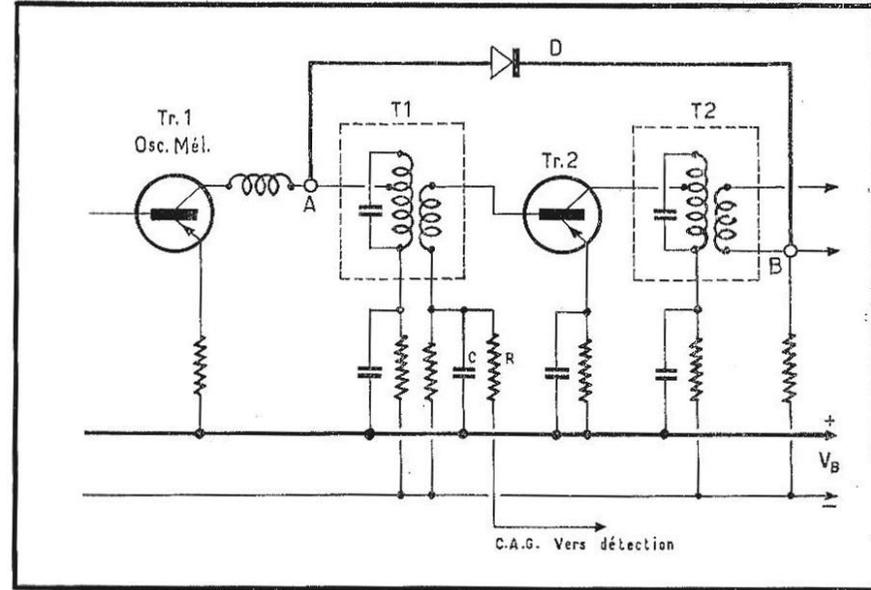


Fig. 1-8. — Etage M.F. avec antifading et diode d'amortissement.

émetteur et de la tension d'alimentation. Le transistor est réglé au repos pour un courant de 1 mA. Une diminution de ce courant réduit le gain, mais affecte également l'impédance d'entrée et de sortie de l'étage.

La diminution des capacités ainsi

que l'augmentation des résistances d'entrée et de sortie ont pour conséquence d'élargir la courbe des circuits M.F. en déplaçant l'accord vers les fréquences élevées. La courbe n'est plus au couplage critique et il apparaît deux bosses dans la courbe de la bande passante globale.

La bande passante qui théoriquement devrait se réduire s'élargit en fait, car la variation des capacités d'entrée et de sortie du transistor est prépondérante sur l'augmentation de résistance du même étage soumis à l'action de commande automatique de gain. D'autre part, cette augmentation de l'impédance et du facteur de qualité Q peut provoquer l'entrée en oscillation de l'étage par réaction du transistor. Le calcul des éléments doit être fait pour le maximum de régulation. C'est ainsi, notamment, que le secondaire du premier transformateur M.F. doit s'adapter à la résistance d'entrée du

transistor qui, de 1000Ω pour $I_a = 1 \text{ mA}$, peut atteindre 3000Ω à pleine régulation. De même la résistance de sortie peut passer de $100 \text{ k}\Omega$ à $800 \text{ k}\Omega$.

On peut remédier à ces inconvénients en disposant une diode en parallèle sur le circuit d'entrée (fig. 1-8). Celle-ci vient renforcer l'action de l'antifading en shuntant le premier circuit, en diminuant l'impédance et le coefficient de qualité, en assurant la stabilité et en améliorant la qualité musicale.

Le fonctionnement est le suivant : pour les signaux faibles la diode est polarisée en sens inverse et présente une impédance très grande en parallèle sur T₁. Elle n'atténue donc aucunement l'oscillateur-mélangeur.

Si le signal détecté augmente d'amplitude, la C.A.G. entre alors en jeu en diminuant le courant émetteur du premier transistor M.F., ce qui a pour effet de rendre plus négatif le point B. Le gain de cet étage diminue.

Si cette action n'est pas suffisante et si le signal détecté continue à augmenter, le point B commandé par le courant émetteur du premier transistor M.F. devient de plus en plus négatif et polarise la diode dans le sens direct.

Celle-ci offre alors une faible résistance variable avec le potentiel du point B, donc avec le signal détecté, et vient atténuer considérablement le circuit collecteur de l'oscillateur-mélangeur. L'action de la C.A.G. classique est renforcée pour des signaux forts.

Enfin, cet amortissement du premier transformateur M.F. évite son dérèglement. La bande passante globale n'est pas modifiée, ni par conséquent, la qualité musicale.

La détection

Dans tous les récepteurs à transistors, l'élément détecteur est une diode au germanium. Son montage répond au schéma de la figure 1-9. La résistance d'entrée du transistor BF TR1 est faible, de l'ordre de 2000Ω . De ce fait, on amortit le dernier transformateur M.F. Pour éviter cet inconvénient et obtenir une meilleure adaptation on place parfois en série dans la base une résistance R_3 de 5000 à $10\,000 \Omega$. Le transformateur M.F. n'est plus amorti et la linéarité de l'amplificateur est meilleure.

La prise de tension pour l'antifading et son filtrage s'effectue par $R_1 - R_2 - C_1$.

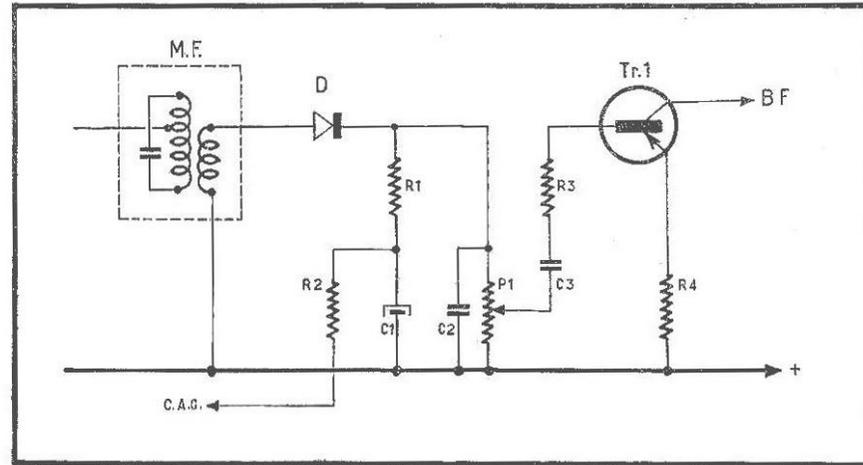


Fig. 1-9. — Détection et antifading.

La charge de détection est assurée par le potentiomètre P_1 d'environ 5000Ω .

On choisit pour la détection une diode à pointe dont la pente est la plus élevée possible et dont le seuil de détection est très faible. Ainsi, on obtient un bon rendement et peu de distorsion pour les signaux de faible amplitude.

La réception des stations modulées en fréquence

Les stations modulées en fréquence émettent dans la bande II, c'est-à-dire entre $87,5$ et 100 MHz en France, de $87,5$ à 104 MHz en Allemagne et jusqu'à 108 MHz dans certains pays.

Leur réception doit tenir compte des particularités de cette technique et des fréquences élevées mises en jeu. Les transistors modernes permettent la construction de récepteurs F.M. ou A.M./F.M. de fonctionnement très sûrs. Ils comprennent généralement :

- un étage H.F.,
- un étage oscillateur-mélangeur,
- trois étages moyenne fréquence,
- une détection spéciale.

L'AMPLIFICATION A HAUTE FRÉQUENCE

Généralement c'est le montage à base commune qui est adopté pour cet étage. En effet, aux fréquences élevées, il procure un gain en puissance légèrement supérieur (+ 3 dB) et il est plus stable en réalisation industrielle (fig. 1-10).

Cet étage évite la saturation de l'oscillateur pour les stations puissantes, en le soumettant à un contrôle de gain automatique.

De plus, il élimine la radiation par l'antenne de la tension de l'oscillateur local et il procure un rapport signal/bruit de fond plus élevé. Le circuit d'entrée est réglé sur la fréquence médiane de la gamme à recevoir. Par suite de sa faible sélectivité la réception de la gamme est assurée sans atténuation appréciable. Le circuit collecteur est accordé soit par le condensateur, soit par l'inductance.

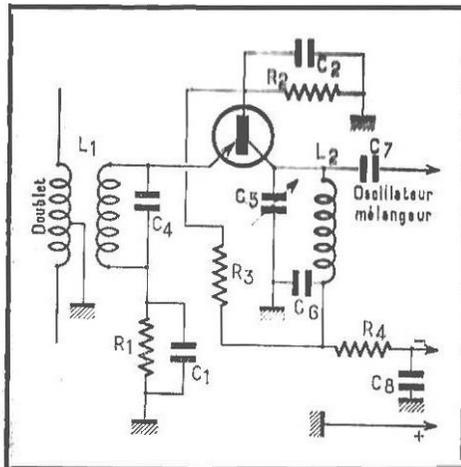


Fig. 1-10. — Amplification haute-fréquence pour modulation de fréquence.

L'OSCILLATEUR-MÉLANGEUR

Il est également monté en base commune (fig. 1-11). Le bobinage oscillateur L_2 est unique, l'entretien des oscillations est assuré par un condensateur de faible valeur placé entre émetteur et collecteur (C_5 environ 2,2 pF). Un tel étage donne un gain de conversion régulier pour toute la bande F.M.

L'AMPLIFICATION MOYENNE FRÉQUENCE (OU FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE)

Elle est généralement combinée dans les récepteurs A.M./F.M. On a vu précédemment qu'afin d'obtenir une meilleure adaptation des impédances il était prévu une prise sur le bobinage. Cette disposition ne permet pas de placer en série les enroulements A.M. et F.M. comme on le fait dans le cas d'emploi de tubes.

La figure 1-12 donne deux circuits identiques. Le premier est classique en A.M. avec deux circuits accordés. Le second ne comporte pas de prise sur le bobinage, l'adaptation des impédances s'effectue d'une façon capacitive, ce qui est équivalent.

Grâce à cette modification, on peut placer en série les deux bobina-

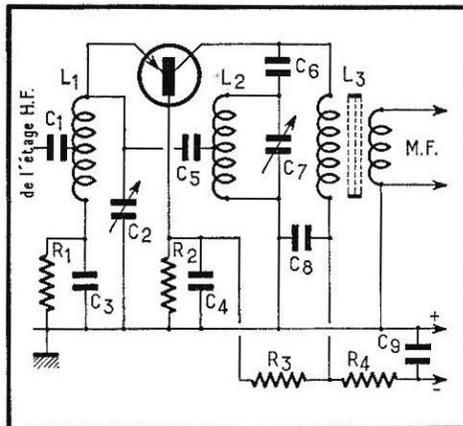


Fig. 1-11. — Oscillateur-mélangeur pour modulation de fréquence.

Fig. 1-12. — Circuits M.F. avec prise sur le bobinage ou avec adaptation capacitive.

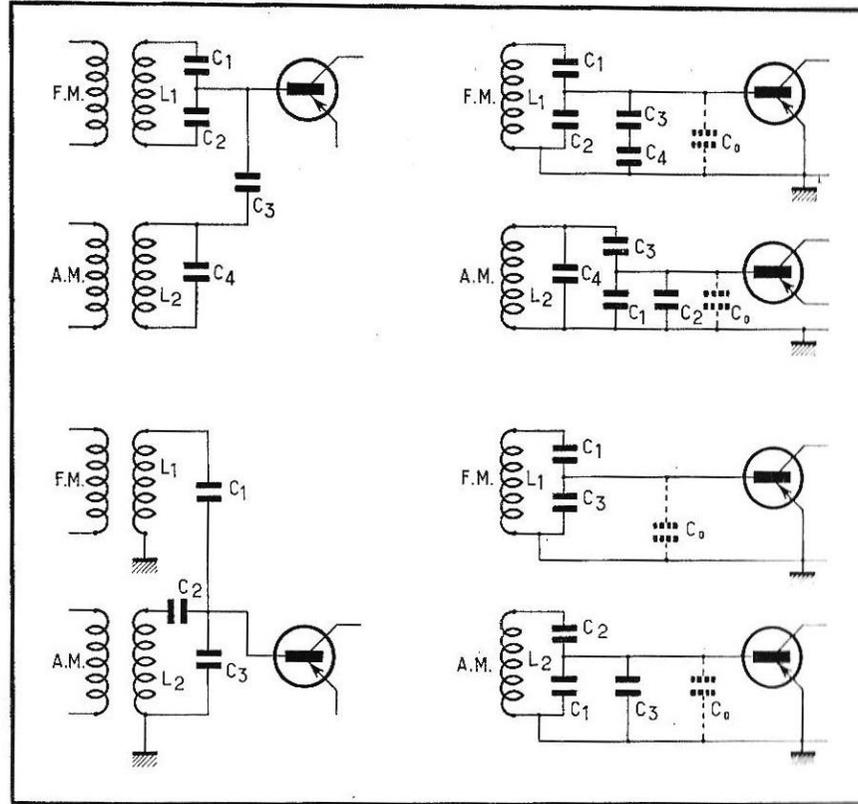
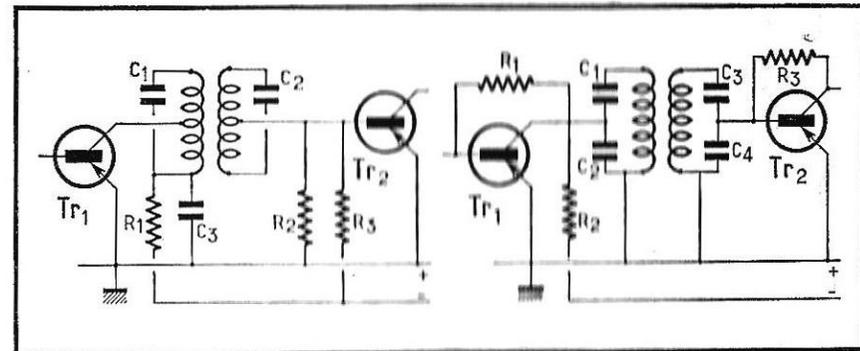


Fig. 1-13. — Deux schémas de branchement des bobinages moyenne fréquence A.M. et F.M. et leur comportement en A.M. et en F.M.



nages M.F., celui prévu pour A.M. accordé sur 455 kHz ou 480 kHz et celui pour F.M. sur 6,75 MHz ou 10,7 MHz. Les schémas de principe définitifs sont donnés sur la figure 1-13, avec leur comportement en A.M. et en F.M.

Pour les tuners qui reçoivent uniquement la bande F.M., les schémas classiques avec prise sur le bobinage peuvent être adaptés aux fréquences élevées.

LA DÉTECTION

Les deux principaux schémas employés en modulation de fréquence sont le discriminateur Foster-Seeley (fig. 1-14) et le détecteur de rapport (fig. 1-15).

Les deux diodes à pointe doivent avoir des caractéristiques identiques. La sensibilité des deux schémas aux faibles tensions de détection est comparable. En revanche, la sensibilité du discriminateur Foster-Seeley est meilleure aux niveaux élevés; mais il n'a pas d'action de limitation et il risque d'être saturé pour la réception des stations très puissantes (par contre, il est toujours précédé par un limiteur). C'est pourquoi on lui préfère souvent le détecteur de rapport qui est limité aux niveaux élevés. Pour améliorer sa sensibilité on peut modifier le schéma selon la figure 1-16.

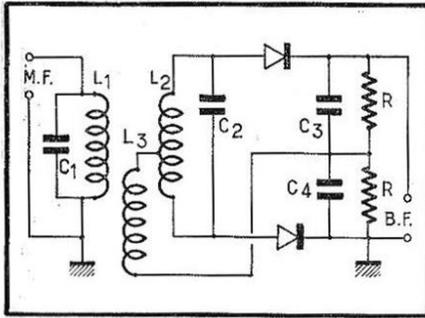


Fig. 1-14. — Discriminateur Foster-Seeley.

Deux condensateurs électrolytiques de forte valeur sont placés en parallèle sur la résistance de charge (R). La sortie B.F. est prise entre les deux condensateurs C_6 et C_8 . L'impédance de sortie est ainsi réduite, et la sensibilité aux niveaux élevés est augmentée. La résistance de charge (R) est comprise entre 40 k Ω et 50 k Ω .

LA RÉGULATION ANTI-FADING (C.A.G.)

Elle est nécessaire en F.M. afin que le récepteur ne soit pas surchargé lors de la réception des stations puissantes. Le schéma le plus utilisé est donné par la figure 1-17.

On place une diode (D_2) aux bornes du circuit accordé du premier étage M.F. Sa tension de polarisation est réglée par R_6 . Elle redresse donc les signaux dont la tension est supérieure à celle de polarisation. Le courant redressé est appliqué sur la base du transistor H.F. en entrée du récepteur. Plus le courant est intense, plus le gain du transistor H.F. est réduit.

La régulation est complétée par la diode d'amortissement (D_1) placée aux bornes du circuit accordé de l'étage H.F. Cette diode est polarisée par R_4 . Lorsque la tension aux bornes du circuit dépasse la valeur de la polarisation, celui-ci est amorti par la diode. Son fonctionnement est basé sur le même principe que celui exposé en A.M.

LA COMMANDE AUTOMATIQUE DE FRÉQUENCE (C.A.F.)

La dérive des circuits de réception aux fréquences élevées est difficile à éviter, surtout sur le matériel grand public. Or elle est particulièrement gênante pour la réception des stations F.M. C'est pourquoi il est intéressant de prévoir une commande automatique de fréquence (C.A.F.) qui corrige la dérive lorsqu'elle se produit, et évite toute distorsion B.F.

Le schéma le plus répandu (fig. 1-18) repose sur les propriétés

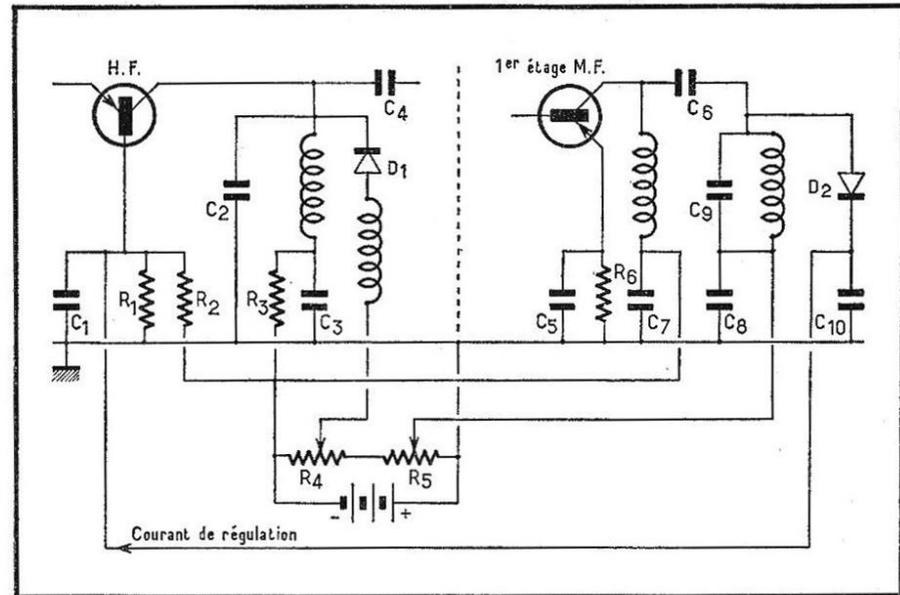


Fig. 1-17 (ci-dessus). — Régulation antifading en F.M. (C.A.G.)

Fig. 1-18 (ci-contre). — Circuit de commande automatique de fréquence (C.A.F.).

Fig. 1-15 (à gauche). — Détecteur de rapport.

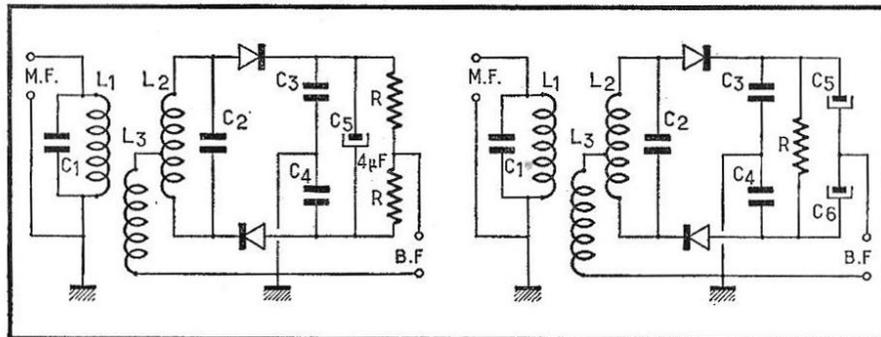
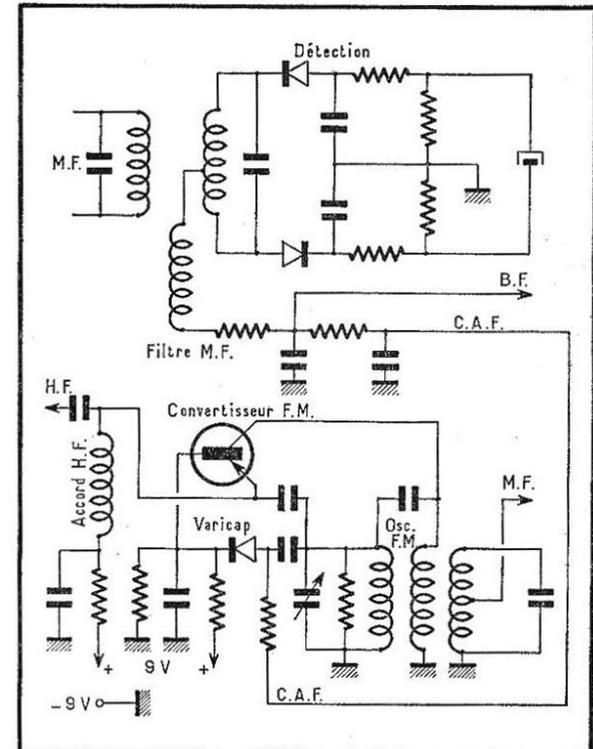


Fig. 1-16 (à droite). — Détecteur de rapport modifié.



d'une diode au silicium dont la capacité varie en fonction de la tension à ses bornes. En effet la capacité d'une jonction polarisée en sens inverse décroît proportionnellement à la tension appliquée. Cette diode est souvent appelée « Varicap ».

La tension de commande est prélevée à la sortie du discriminateur. Elle est filtrée, puis appliquée à la diode branchée aux bornes du circuit oscillateur local F.M. A l'accord exact, la tension détectée est nulle; elle devient positive ou négative selon le sens du désaccord et son amplitude est proportionnelle au degré de décalage du récepteur.

Cette tension modifie la valeur de la capacité de réglage du circuit oscillateur de façon à rétablir l'accord.

Ce dispositif permet donc de recevoir toujours parfaitement les stations F.M., même si l'utilisateur ne règle pas exactement son récepteur, la tension de dérèglement corrigeant automatiquement l'oscillateur local.

L'amplification basse fréquence

Une fois détecté, le signal B.F. est amplifié dans plusieurs étages avant d'atteindre le haut-parleur.

Les étages préamplificateurs sont classiques et n'appellent pas de commentaires. Ils fonctionnent tous en classe A.

Par contre, l'étage de sortie mérite un certain développement car il peut fonctionner, soit en classe A, soit en classe A variable, soit en classe B.

AMPLIFICATION B.F. DE PUISSANCE, CLASSE A

Le schéma de la figure 1-19 représente un tel étage. La totalité de la tension de la batterie est appliquée sur le collecteur au travers du transformateur de sortie T_2 . Ce transformateur adapte la résistance de charge du transistor à l'impédance de la bobine mobile. Le signal

B.F. d'entrée est appliqué sur la base. Le transistor est stabilisé en température d'une façon classique par le pont d'alimentation de la base (R_1 , R_2) et par la contre-réactions d'intensité de l'émetteur (R_3). Le courant émetteur peut atteindre 1 ampère dans les transistors de puissance; à ce moment la valeur de R_3 est de 1 Ω . La chute de tension est donc de 1 V. La tension de

puissance délivrée par la pile est donc constante et égale à :

$$P_{\text{source}} = E.I_c = \frac{E^2}{R_s}$$

La puissance dissipée en chaleur dans le transistor est égale à la différence entre la puissance fournie par la source et la puissance modulée par le haut-parleur.

En l'absence de signal, toute la

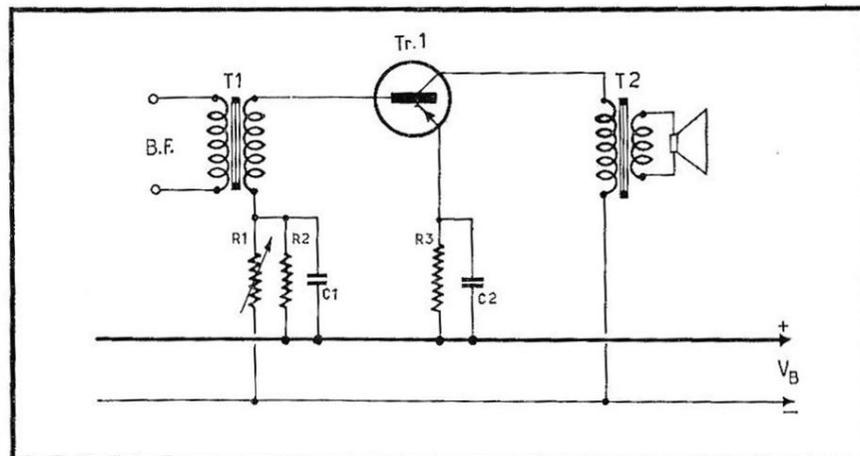


Fig. 1-19. — Amplification B.F. classe A, avec transformateur.

déchets du transistor est d'environ 1 V également. Ces 2 volts viennent se déduire de la tension d'alimentation et la puissance modulée est, du fait de la stabilisation, réduite par rapport à celle donnée par les formules.

Le point de fonctionnement est placé au milieu de la partie rectiligne de la caractéristique I_c/V_{ce} . Il correspond à un courant collecteur :

$$I_c = \frac{E}{R_s}$$

(E tension de la pile)
(R_s impédance de charge).

Ce courant I_c est constant en l'absence ou à pleine modulation. La

puissance de la source est dissipée en chaleur dans le transistor puisqu'il n'y a pas de puissance modulée dans le haut-parleur.

A pleine modulation, la puissance donnée par le haut-parleur est :

$$P_{\text{sortie}} = \frac{E_{\text{max}} \times I_{\text{max}}}{2}$$

Le rendement théorique atteint 50 %. La moitié de la puissance de la source sert à moduler le haut-parleur, tandis que l'autre moitié est dissipée en chaleur dans le transistor.

Il faut donc prévoir, au minimum, un transistor pouvant dissiper au moins deux fois la puissance désirée en sortie, ceci pour éviter sa destruction en l'absence de signal.

Le rendement théorique n'est égal à 50 % que pour la pleine modulation, il est toujours inférieur à ce chiffre pour une écoute normale.

Dans un récepteur à transistor fonctionnant sur pile, il est logique de rechercher la plus faible consommation de courant possible, pour une puissance modulée suffisante, c'est-à-dire le meilleur rendement. La classe A est économique du point de vue construction du récepteur; elle l'est beaucoup moins du point de vue rendement, car elle provoque l'usure de la pile. Elle n'est adoptée que pour les récepteurs alimentés sur le secteur ou par accumulateur.

AMPLIFICATION B.F. DE PUISSANCE, CLASSE A VARIABLE

Dans la classe A variable, le courant continu de polarisation est asservi à l'amplitude du signal, et constamment égal à l'amplitude maximum de celui-ci.

La figure 1-20 donne un réseau de courbes I_c/V_{ce} . La droite de charge ABC correspond au réglage de la classe A, le point de fonctionnement est en B et correspond à $I_{c \text{ moy}}$ comme précédemment :

$$I_{c \text{ moy}} = \frac{E}{R_l}$$

Ce réglage est celui de la pleine modulation de l'étage.

En l'absence de signal, le courant de polarisation, comme la puissance dissipée dans le transistor, est nul.

Pour toute modulation intermédiaire, le courant de polarisation déplace la droite de charge de la valeur voulue. Elle reste parallèle à elle-même car la résistance de charge n'a pas varié. Soit, en exemple, la droite XY. Le point de fonctionnement est en D, et le courant collecteur $i_{c \text{ moy}}$ est bien inférieur à sa valeur de pleine modulation.

On constate que la puissance délivrée par la source croît proportionnellement à l'amplitude du signal de sortie. La puissance dissipée dans

PROPRIÉTÉS D'UN TRANSISTOR DONT LA PUISSANCE DE DISSIPATION MAXIMUM EST DE 100 mW

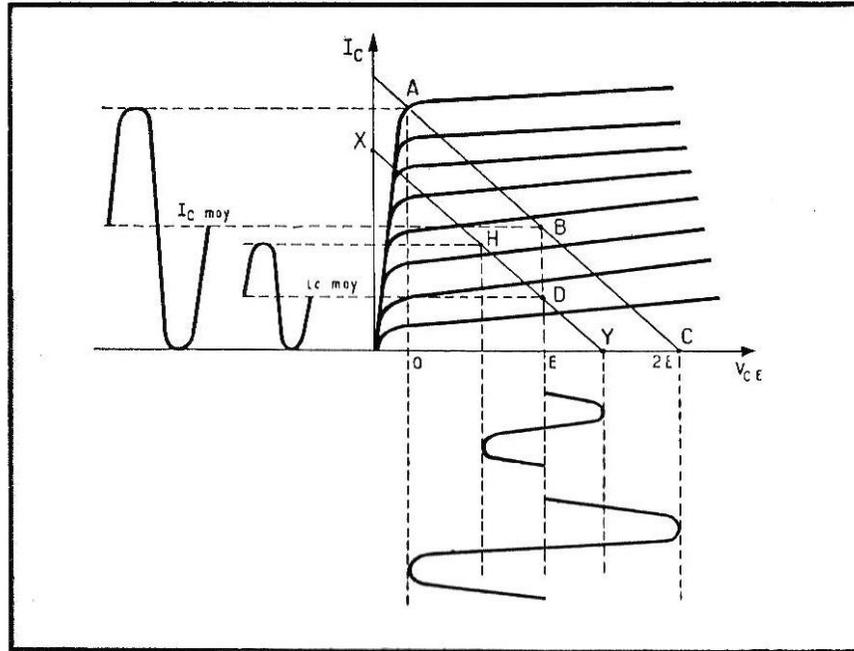


Fig. 1-20. — Principe de la classe A variable.

le transistor, nulle en l'absence de modulation, croît avec l'amplitude du signal pour devenir maximum à pleine modulation. C'est l'inverse de ce qui se produit en classe A.

Ainsi, avec un transistor dont la puissance de dissipation maximum est de 100 mW en classe A fixe, dans le cas d'un fonctionnement discontinu, à pleine modulation, la puissance de sortie ne peut pas dépasser 50 mW, afin de ne pas détruire le transistor en l'absence de signal. Car avec le rendement de 50 % et une puissance de sortie de 50 mW, la puissance d'alimentation est continuellement de 100 mW, maximum supporté par le transistor.

En classe A variable, si les conditions de fonctionnement sont identiques (charge et tension d'alimentation) les résultats sont également identiques à pleine modulation. En dehors de la modulation maximum le rendement est plus élevé en

classe A variable qu'en classe A fixe (fig. 1-21) mais toujours inférieur à 50 %.

En changeant les conditions de fonctionnement, c'est-à-dire en diminuant la charge, il est possible d'obtenir à pleine modulation, en classe A variable, une puissance de sortie deux fois plus élevée qu'en classe A fixe. A ce moment, la puissance dissipée est toujours égale à la puissance de sortie, soit 100 mW, maximum pouvant être supporté par le transistor pris en exemple. La source délivre une puissance de 200 mW; le rendement est toujours de 50 %. Pour un signal inférieur à la pleine modulation, la puissance dissipée est inférieure également et le transistor ne risque pas d'être surchargé.

Ainsi, par cette méthode, est-il possible d'obtenir une puissance modulée plus importante d'un même transistor avec un rendement moyen

Caractéristiques à pleine modulation	Classe A	Classe A variable
Puissance de sortie	50 mW	100 mW
Puissance dissipée	50 mW	100 mW
Puissance fournie par la source	100 mW	200 mW
Rendement	50 %	50 %
Puissance dissipée en l'absence de modulation	100 mW	0

plus élevé. La classe A variable permet donc une économie d'énergie appréciable dans les étages de puissance où les courants sont importants.

Les courbes de la figure 1-21

résument les propriétés des deux modes de fonctionnement.

Le tableau ci-dessus fait de même en prenant pour exemple un transistor dont la puissance de dissipation maximum est de 100 mW.

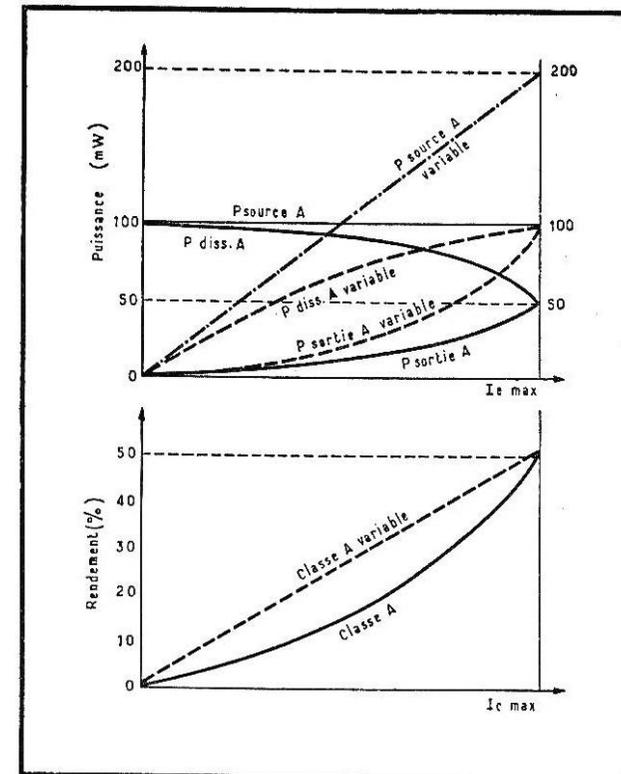


Fig. 1-21. — Courbes résumant les propriétés de la classe A et de la classe A variable.

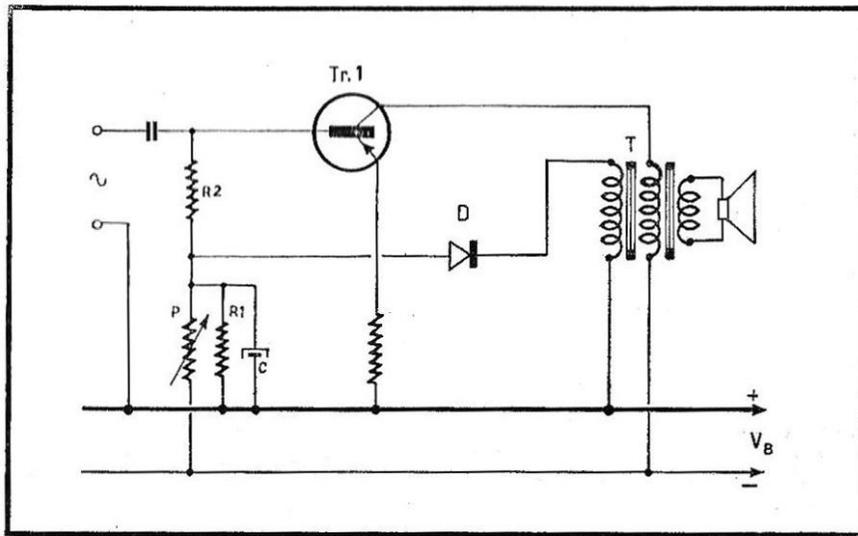
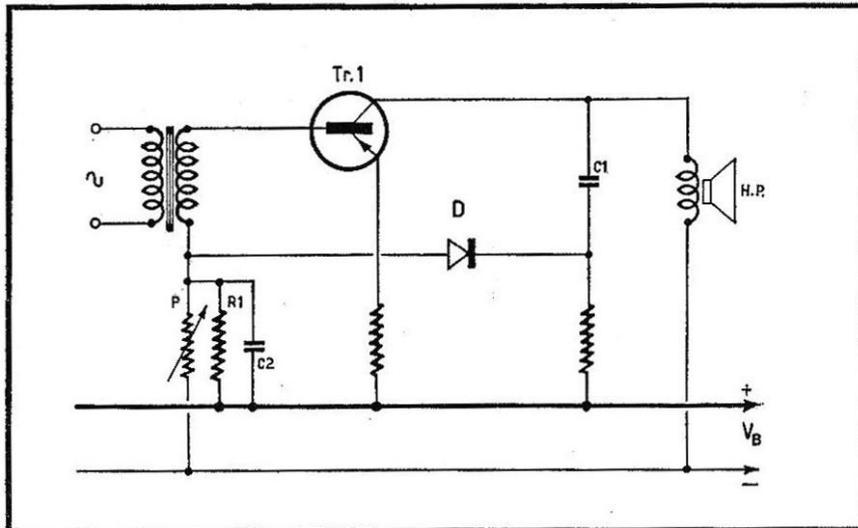


Fig. 1-22. — Etage de sortie à classe A variable.

Fig. 1-23. — Etage de sortie à classe A variable sans transformateur de sortie.



Le schéma de montage de sortie en classe A variable est donnée par la figure 1-22. Le transformateur de sortie comprend un enroulement supplémentaire donnant une tension suffisante pour la commande de la base après redressement par la diode D et filtrage par R_1 , R_2 et C. Cette tension négative vient s'ajouter à la tension donnée normalement par le pont de stabilisation P- R_1 .

A l'origine, le transistor est polarisé en classe B avec un léger courant de repos de l'ordre de 5 à 10 mA, pour éviter la distorsion sur les signaux faibles, au moyen du potentiomètre P.

doit pas être trop grande de façon que la tension à ses bornes soit suffisante et puisse répondre à de brusques variations d'amplitude du signal.

Etage de puissance classe A ou classe A variable sans transformateur de sortie.

En disposant le haut-parleur directement dans le circuit collecteur on obtient certaines améliorations de fonctionnement :

— toute la puissance modulée est transmise au haut-parleur, il n'y a

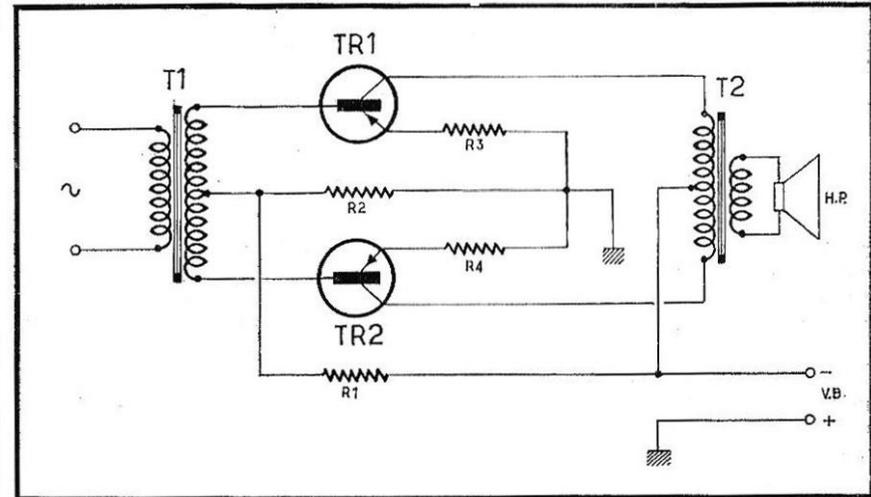


Fig. 1-24. — Etage de sortie push-pull classe B.

La capacité C se charge suivant la polarité indiquée. La résistance d'entrée du transistor est en parallèle sur C. Celle-ci doit avoir une valeur suffisamment grande pour que la constante de temps globale du circuit soit grande devant la demi-période de la fréquence la plus basse à transmettre. Mais elle ne

pas de pertes dans le transformateur de sortie;

— la suppression du transformateur améliore la courbe de réponse;

— le gain de volume et de poids est appréciable;

— la stabilisation de l'étage en température est meilleure, à condition d'utiliser les thermistances.

Il est nécessaire de disposer d'un haut-parleur dont la bobine mobile offre une impédance suffisante pour charger le transistor. Selon les montages on choisit des impédances de 25, 50 ou 70 Ω .

Il est nécessaire d'insister sur les qualités de ce montage. La figure 1-24 donne le schéma théorique de cet étage. Il permet d'obtenir une plus grande puissance de sortie avec un meilleur rendement et une distorsion plus

la puissance maximum dissipée par les deux transistors est :

$$P_{\text{dissipée max}} \cong 0,404 P_{\text{sortie max}}$$

ce qui signifie que la dissipation simultanée des deux transistors doit être égale ou supérieure à 0,404 fois la puissance totale désirée en sortie. Cette relation permet de choisir les transistors en fonction de la puissance de sortie.

D'autre part, il ne faut pas oublier que pendant la période de conduction d'un transistor, l'autre reste bloqué et est soumis à deux fois la tension d'alimentation.

Les transistors utilisés doivent pouvoir supporter cette tension entre collecteur et émetteur. On choisit également deux transistors semblables, particulièrement pour le gain

en courant, afin d'éviter les distorsions d'amplitude.

Enfin, il est possible de modifier ce schéma pour éviter d'utiliser un transformateur de sortie. On effectue ainsi une économie d'éléments; la bande passante est plus large et la distorsion est moindre. Par contre, la puissance disponible est plus faible car les deux transistors sont en série et fonctionnent sous la moitié de la tension de la pile.

Plusieurs schémas de la III^e partie sont réalisés de cette façon.

Détermination graphique des étages de sortie

Cinq courbes permettent de déterminer rapidement les caractéristiques des étages de sortie en classe A et B. La figure 1-25 donne la charge

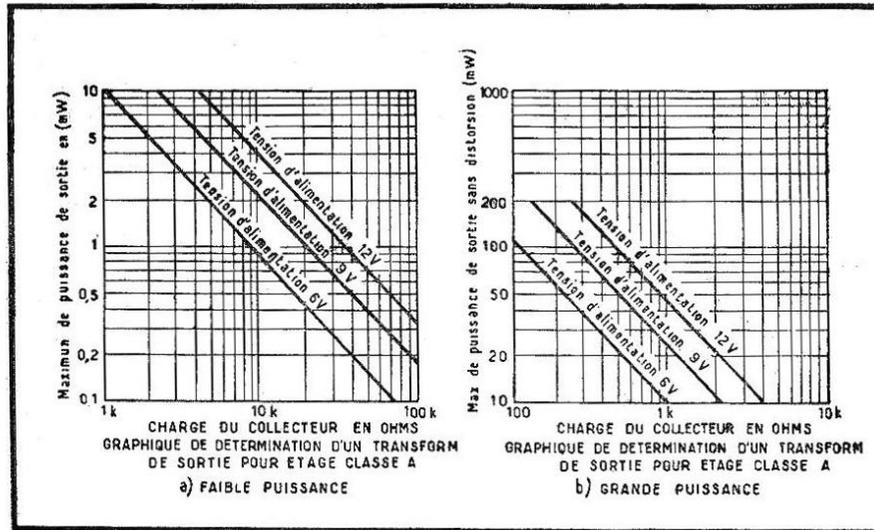


Fig. 1-25. — Charge du collecteur en ohms en fonction de la puissance de sortie en classe A.

La figure 1-23 donne un schéma à classe A variable sans transformateur de sortie. L'impédance de la bobine mobile doit être relativement élevée pour obtenir une tension de régulation suffisante pour la classe A variable. Le condensateur C_1 de valeur élevée prélève cette tension qui, redressée par la diode, est appliquée sur la base comme précédemment.

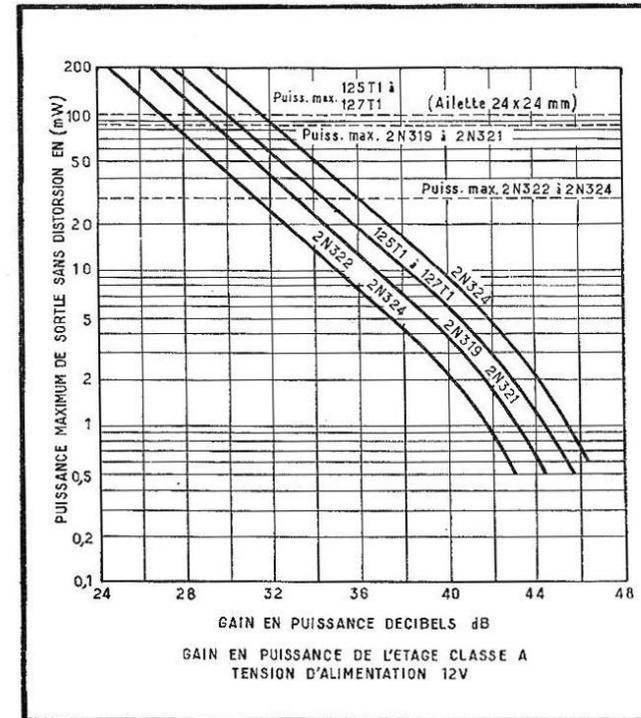
AMPLIFICATION B.F. DE PUISSANCE CLASSE B

L'amplification classe B push-pull est bien connue, et il n'est pas né-

cessaire de faire remarquer que la polarisation des transistors est choisie de telle sorte que le courant collecteur soit presque nul en l'absence de signal. Chaque transistor n'amplifie qu'une alternance. Le courant collecteur varie du courant de repos presque nul (de l'ordre de 3 à 4 mA à 25° C) à un courant maximum fonction de l'amplitude du signal. On obtient ainsi un rendement très intéressant qui peut atteindre théoriquement 78 %.

Le principal critère pour la puissance maximale de sortie qui détermine le choix des transistors est la puissance dissipée. On démontre que

Fig. 1-26. — Gain en puissance d'un étage classe A en fonction de la puissance de sortie.



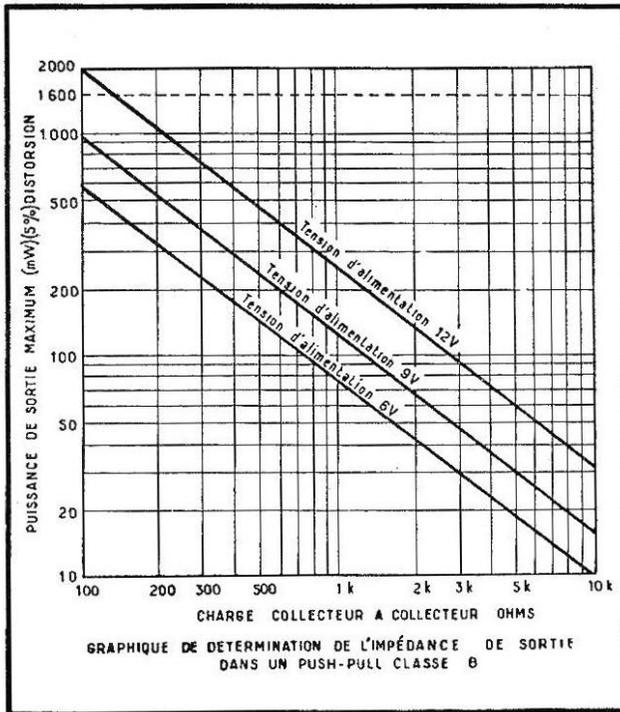


Fig. 1-27 (à gauche). — Charge collecteur à collecteur, en fonction de la puissance de sortie pour un étage classe B.

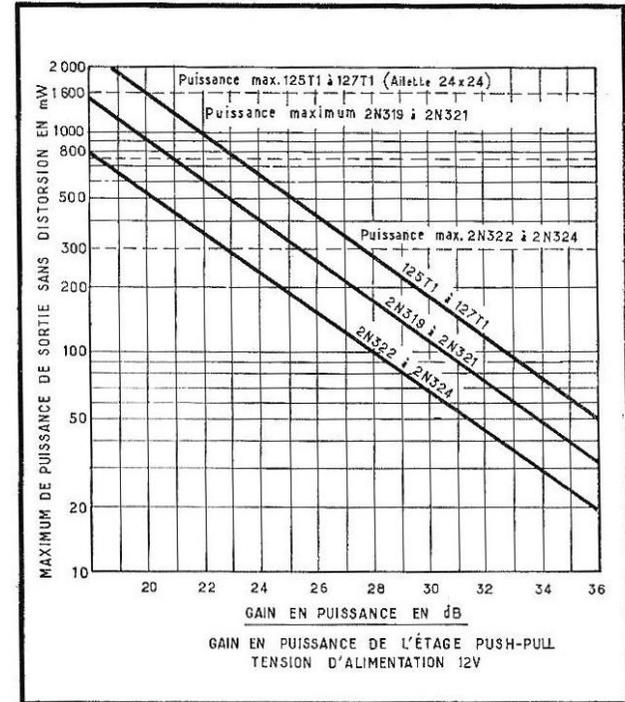


Fig. 1-28 (à droite). — Gain en puissance de l'étage classe B en fonction de la puissance de sortie.

du collecteur d'un étage de sortie classe A en fonction de la puissance de sortie (2 courbes). La figure 1-26 indique le gain en puissance d'un étage classe A en fonction de la puissance de sortie.

La figure 1-27 donne la charge de collecteur d'un étage push-pull classe B en fonction de la puissance de sortie.

La figure 1-28 permet de définir

le gain en puissance d'un étage push-pull classe B en fonction de la puissance de sortie.

On suppose que le transformateur de sortie a un rendement de 70 %. Ces courbes sont valables en l'ab-

sence de résistance de réaction dans l'émetteur. Lorsque les résistances dans l'émetteur sont indispensables (de 1 à 10 Ω), il faut tenir compte d'une diminution du gain en puissance par contre-réaction.

Transistors

Le tableau de la page 17 donne la correspondance approximative des transistors grand public actuellement fabriqués par les constructeurs français. Ils sont classés par utilisation, depuis les fréquences les plus élevées pour la réception de la F.M., jusqu'à la basse fréquence.

Le tableau est limité volontairement aux transistors prévus pour les récepteurs. C'est ainsi que les transistors de grande puissance réservés aux amplificateurs B.F. n'y sont pas portés.

En revanche, on y trouve les diodes à pointe pour la détection et l'amortissement, et les diodes à jonction pour l'alimentation des récepteurs sur le secteur.

Résistances

Etant donné les faibles tensions d'alimentation et les faibles débits, la puissance dissipée par les résistances est peu importante. Si le volume des organes est primordial, on peut utiliser des résistances miniatures du type 1/10^e de watt (amplificateurs pour prothèse auditive par exemple). Cependant ces

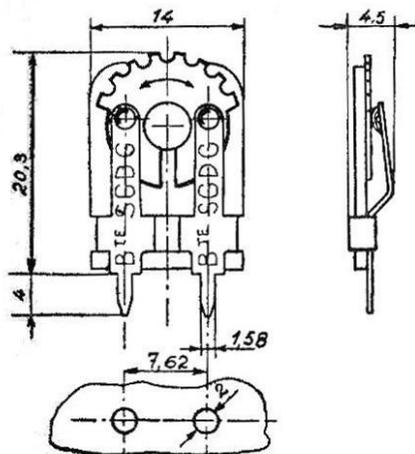


Fig. 2-1. — Résistance ajustable miniature au carbone spéciale pour transistor (Matera).

CHAPITRE II TECHNOLOGIE DES ÉLÉMENTS

résistances sont relativement coûteuses. Dans la grande majorité des cas, il est préférable de choisir des résistances du type 1/2 watt. Celles-ci sont moins chères et, ce qui ne gêne rien, très robuste. Ce sont ces résistances qui ont été choisies pour les réalisations de ce recueil.

Les résistances isolées miniatures au carbone sont à préférer. Elles doivent être assez précises, c'est pourquoi on choisit la tolérance $\pm 10\%$ qui existe dans la gamme des valeurs allant de 10 Ω à 10 M Ω , chez les principaux fabricants. Pour les valeurs plus basses, on peut toujours se tirer d'affaire en mettant en parallèle des résistances de valeurs convenables.

Il est porté, sur certains schémas, des résistances ajustables servant à régler le débit des transistors.

Il existe des résistances bobinées munies d'un collier mobile qui conviennent bien, mais qui sont généralement assez volumineuses surtout en comparaison avec les dimensions des autres éléments. On peut les remplacer par une résistance fixe miniature dont la valeur est déterminée par tâtonnements.

La Société *Matera* a mis sur le marché une résistance ajustable miniature au carbone spécialement étudiée pour cet usage (fig. 2-1). Elle existe pour des valeurs nominales de 100 Ω à 4,7 M Ω , la variation de la résistance nominale étant de $\pm 20\%$ ou $\pm 80\%$ selon les modèles. La puissance dissipée maximum est de 0,1 W. Elle peut être utilisée sur les plaquettes de circuit imprimé ou dans les montages classiques sur bakélite.

Il ne faut pas être surpris des valeurs indiquées sur les sché-

mas (telles que 47 Ω , 39 k Ω , 6,2 Ω); elles ne signifient pas qu'une extrême précision est exigée, mais elles sont conformes à la liste normalisée donnée ci-dessous. Ces valeurs sont en progression logarithmique en fonction de la tolérance. Il est inutile que deux valeurs voisines se recoupent par leurs tolérances, il faut qu'elles se succèdent.

Potentiomètres

On choisit les modèles miniature ou subminiature au carbone. Les valeurs utilisées couramment sont comprises entre 5 k Ω et 50 k Ω ; les courbes sont généralement linéaires ou logarithmiques à progression lente.

L'interrupteur est combiné avec le potentiomètre de volume sonore. Il existe des boutons miniatures qui conviennent fort bien.

Condensateurs

Condensateurs électrolytiques.

Ils sont employés dans les étages B.F. pour les découplages et les liaisons entre étages. Ce sont des modèles électrolytiques subminiatures à très forte capacité et prévus pour 6, 12, 24 ou 50 V de tension de service. Les valeurs de capacité s'échelonnent de 10 à 1500 μ F, tolérance: -10 (ou -20) $+100\%$. Ces valeurs ne sont pas critiques.

Ils sont présentés en boîtiers aluminium parfois isolés par un film plastique; les sorties se font par fil se soudant dans le montage.

Condensateurs au papier ou à film plastique.

Ils servent au découplage des circuits H.F., M.F. et détection.

Etant donné les faibles tensions d'alimentation, il n'est pas nécessaire de prendre les modèles normaux dont la tension de service est comprise entre 250 et 500 V. Il existe des modèles prévus pour 125 V qui sont surabondamment isolés. Les condensateurs au papier

VALEURS NORMALISÉES DES RÉSISTANCES

Ces valeurs se répètent de 10 Ω à 10 M Ω , elles sont marquées selon le code des couleurs

Tolérance $\pm 5\%$	Tolérance $\pm 10\%$	Tolérance $\pm 20\%$	Tolérance $\pm 5\%$	Tolérance $\pm 10\%$	Tolérance $\pm 20\%$
10	10	10	33	33	33
11			36		
12	12		39	39	
13			43		
15	15	15	47	47	47
16			51		
18	18		56	56	
20			62		
22	22	22	68	68	68
24			75		
27	27		82	82	
30			91		
			100	100	100

doivent être de très bonne qualité surtout en ce qui concerne leur résistance d'isolement.

On préfère maintenant les condensateurs à film plastique aux modèles isolés au papier et connus depuis très longtemps. En effet ces condensateurs à film plastique offrent des isollements très élevés et sont d'une qualité remarquable. De plus, il existe une série prévue pour une tension de service de 60 V dont les dimensions sont très réduites.

Condensateurs au mica.

Ils sont utilisés pour l'accord des bobinages H.F. et M.F. Ils doivent être étalonnés avec précision entre $\pm 1\%$ et $\pm 5\%$ selon leur emplacement dans le schéma. Ils sont parfois remplacés par des condensateurs à film plastique dont la qualité est très voisine de celle des condensateurs au mica.

Il existe des modèles miniatures, à faible tension de service, qui sont bien protégés contre l'humidité par un enrobage de plastique.

Condensateurs céramique.

En H.F., ou emploie également des condensateurs céramique pour les faibles valeurs de capacité. Ils se présentent soit sous la forme tubulaire, soit sous la forme circulaire. De par leurs dimensions et leur fabrication ils offrent une impédance très faible aux fréquences élevées. Ils sont prévus pour des tensions de service faibles pour les circuits transistorés.

Condensateurs variables.

Pour les montages superhétérodynes, les principaux fabricants ont mis à leur catalogue des condensateurs variables doubles miniatures, de volume vraiment réduit. Ils possèdent les valeurs courantes de capacité prévues pour les schémas décrits dans ce recueil (120 + 280 pF, 220 + 490 pF, 490 + 490 pF). La

plus faible valeur est celle du circuit oscillateur, la plus élevée est celle du circuit d'accord (bien entendu seulement lorsque les deux valeurs de capacité sont différentes).

Plusieurs groupes possèdent un démultiplicateur logé dans l'axe, il n'y a plus alors qu'à monter un bouton et un cadran spécial comportant les indications. Ce cadran tourne devant un repère du coffret.

Pour les montages à amplification directe, il est plus difficile de se procurer un condensateur variable unique vraiment approprié et de dimensions réduites. On peut envisager d'employer un groupe moderne double dont un seul élément est utilisé. Cette solution est parfaite du point de vue technique, mais évidemment plus coûteuse.

On peut également adopter un modèle bon marché, isolé au mica et de dimensions réduites, sa valeur de capacité maximum est de 500 pF. Ce modèle est moins précis, il doit être réservé aux schémas simplifiés.

Pour les récepteurs A.M./F.M., il existe des groupes de condensateurs quadruples prévus pour cet usage. Bien entendu les tuners F.M. ne comportent que deux cases de faible valeur, environ 10 pF.

Condensateurs ajustables.

Ils sont prévus dans les schémas superhétérodynes afin de réaliser la commande unique des deux condensateurs variables. Ils sont au nombre de deux, un par circuit, et sont placés sur le bâti du condensateur variable. Ils sont isolés au mica. Leur réglage s'effectue sur la gamme P.O. à 1400 kHz. Les autres réglages se font au moyen des bobines des différentes gammes.

Si, pour un montage particulier, il est nécessaire de disposer d'un condensateur ajustable, il existe des modèles à air, au mica et à la céramique. Le modèle céramique possède des dimensions très réduites.

Afin d'obtenir un réglage précis

et stable, ces condensateurs doivent être de faible valeur : 30 à 50 pF au maximum. Si elle est insuffisante, il y a lieu de souder en parallèle un condensateur au mica de valeur désirée.

Bobinages H.F. et M.F.

Il existe des ensembles de bobinages pour récepteurs superhétérodynes à transistors chez tous les grands bobiniers. Ils comprennent :

— un *bâtonnet de ferrite* de 20 cm environ, sur lequel sont bobinées les self-induction P.O. et G.O. du circuit d'accord; ce bâtonnet constitue l'antenne incorporée du récepteur;

— un *bloc à clavier* de dimensions réduites groupant les bobines oscillatrices P.O. et G.O. Eventuellement, il contient les bobines « accord et oscillatrice » O.C. ou B.E.; ce bloc assure les commutations nécessaires avec les condensateurs variables et les autres éléments du schéma; la notice, livrée avec le bloc, donne toutes les indications de montage et de réglage;

— le bloc pour *modulation de fréquence* forme généralement un ensemble séparé et sérieusement blindé. Il contient les bobinages de l'étage H.F. et de l'étage convertisseur associés aux organes de réglage et aux transistors. Il faut, en effet que les connexions de ces étages soient très courtes et bien étudiées;

— les *transformateurs M.F.* généralement au nombre de trois, puisqu'il y a deux étages pour une amplification suffisante; ces transformateurs de petites dimensions sont contenus dans un boîtier en aluminium se fixant sur le châssis au moyen de pattes ou d'écrous, les bobinages sont généralement à pots fermés réglables; les boîtiers contiennent également le ou les condensateurs fixes au mica ou à film plastique; la fréquence d'accord est de 455 ou 480 kHz.

Lorsque le lecteur veut faire lui-même ses bobinages en suivant les indications de ce recueil, il doit se procurer :

— le *bâtonnet de ferrite*,
— les supports des bobinages en matière magnétique,
— le *clavier* avec son système de commutation et de support des bobinages,
— les boîtiers en aluminium pour M.F. avec leur support de bobine et les condensateurs fixes,
— et, bien entendu, le fil de cuivre de diamètre voulu.

Il n'a plus ensuite qu'à suivre les indications données pour chacun des schémas.

Les bobinages pour amplification directe existent seulement sur le catalogue de quelques bobiniers. Ils sont du reste plus faciles à réaliser par le lecteur. Ils ne sont prévus que pour les gammes P.O. et G.O., et fonctionnent sur antenne extérieure à l'appareil, ou plus rarement sur bâtonnet de ferrite. Il faut à ce moment que la sensibilité du récepteur soit suffisante pour recevoir les principales stations.

Transformateurs B.F.

Les schémas en B.F. sont souvent symétriques (push-pull classe B) à cause de la faible puissance fournie par les transistors en classe A. Il est donc nécessaire, dans certains schémas, de disposer de deux transformateurs : un pour le déphasage (driver) et un pour la sortie.

Ces organes ne sont pas aussi gros et coûteux que dans le cas d'emploi des tubes. Eux aussi sont miniaturisés. Le circuit magnétique est en tôles au silicium à faibles pertes (1,6 W au kg). Les bobinages sont en fil fin. Le volume et le prix sont réduits.

Ces transformateurs existent au catalogue des bobiniers et des fabricants de haut-parleurs.

Toutes les indications sont données pour chacun des schémas afin

Correspondance approximative des transistors "grand public"

COSEM	RADIO-TECHNIQUE	SESCO	CARACTÉRISTIQUES
HAUTE FRÉQUENCE			
SFT306 SFT307 SFT308	OC45 OC44	35T1 36T1 37T1	Triodes H.F. 2° M.F. (F.I.) sur 455 ou 480 kHz. 1er M.F. (F.I.) sur 455 ou 480 kHz. Convertisseur G.O.-P.O.-B.E. 49 m.
SFT316 SFT317 SFT319	AF116 AF117	154T1 153T1 « Mesa ou PEB »	M.F. (F.I.) pour F.M. (10,7 MHz) Convertisseur O.C. (18 MHz). 1er M.F. (F.I.) avec C.A.G. sur 455 ou 480 kHz.
SFT320	AF115	154T1 155T1	2° M.F. (F.I.) sur 455 ou 480 kHz. Convertisseur A.M. (P.O.-G.O.-O.C.).
SFT354 SFT357 SFT358	AF115 AF115 AF114	155T1 156T1 157T1	Convertisseur O.C. (23 MHz). Convertisseur F.M. (100 MHz). Préamplificateur F.M. (100 MHz).
BASSE FRÉQUENCE			
SFT351 SFT352 SFT353	OC70 OC71 OC75 AC107 AC125 AC126	2N322 2N323 2N324 2N508	Etages préamplificateurs. Usage général. Gain élevé. Faible bruit. 1er amplificateur B.F. ou déphaseur.
SFT522N SFT523N	OC72 AC127	2N319 2N320 2N321	Transistor germanium <i>n-p-n</i> pour symétrie complémentaire.
SFT124 SFT125	OC74 OC79	125T1 126T1 127T1	{ Etages B.F. de moyenne puissance et driver (attaque). 500 mW en classe B avec transformateur de sortie.
SFT130 SFT131	AC128		Transistor germanium <i>n-p-n</i> pour symétrie complémentaire.
SFT212	OC26 OC28 ASZ15 OC35 ASZ17	THP46 THP47	{ 800 mW à 1 W en classe B avec transformateur de sortie.
DIODES A POINTE			
SFD127	OA5	13P1	Diode germanium pointe or.
SFD107	OA70	40P1 IN63	(Usage général). Diode germanium pointe tungstène.
SFD110 SFD112 SFD111 SFD115	OA90 OA79	43P1 46P1	(Usage général). Amortissement C.A.G. Détection de rapport F.M.
DIODES A CAPACITÉ VARIABLE (Varicap)			
	BA102	THP911 à THP915	Diode au silicium.
DIODES A JONCTION AU SILICIUM			
SFR164	OA210 OA200	10J2 40J2 42J2 IN536 IN540	

Les transistors sont assemblés par fonction (H.F. - M.F. - B.F.). Dans chaque catégorie ils sont classés par ordre croissant de fréquence, de gain et de puissance.

Les transistors placés sur la même ligne ont approximativement les mêmes caractéristiques en ce qui concerne les nécessités des schémas de ce recueil.

Tous les transistors fabriqués par les grands constructeurs n'y sont pas portés, il n'a été retenu que ceux qui sont les plus courants.

que le lecteur puisse à son gré les commander ou les réaliser lui-même.

Haut-parleurs

Des modèles spéciaux sont construits par tous les fabricants de haut-parleurs. Leur diamètre est compris entre 6 et 21 cm. Il est indispensable que l'aimant soit assez lourd afin de délivrer dans l'entrefer un champ élevé (9000 à 11 000 gauss). Ainsi, la sensibilité et le rendement du haut-parleur sont augmentés afin de tirer partie au maximum de la faible puissance modulée délivrée par l'étage de sortie. Il n'est pas indiqué de vouloir économiser sur le prix d'achat de cet organe. L'impédance normale de la bobine mobile est de 2,5 Ω . Afin de supprimer le transformateur de sortie pour certaines réalisations, il existe maintenant des bobines mobiles d'impédance plus élevée, de 10 à 70 Ω environ.

Pour les récepteurs simplifiés, un écouteur normal, suffisamment sensible, convient fort bien (type 2000 Ω de préférence).

Piles

Il existe deux types de piles spécialement prévus pour les récepteurs à transistors :

— une pile de 1,5 V, du genre torche, mais de longue durée de conservation sous un faible débit (type radio); en associant plusieurs piles, on obtient toutes les tensions usuelles (trois dimensions selon le débit);

— une pile de 9 V sous boîtier carton parallélépipédique avec prise à 4 broches sur la partie supérieure (pile « transistor » normalisée); ce type de pile existe en trois dimensions donnant des durées de fonctionnement différentes; le petit modèle est à employer sur les récepteurs miniatures, les deux autres modèles de volume croissant sont adoptés en fonction de la place dont

on dispose dans le coffret et de la durée de fonctionnement désirée.

On utilise parfois deux piles ordinaires de lampe de poche de 4,5 V placées en série dans un boîtier en plastique assurant les connexions. Cette solution est économique étant donné le prix réduit de ces piles. Mais il faut remarquer que leur durée est moins longue, car leur technologie de fabrication est différente.

Le plus bas prix de revient de l'heure d'écoute est donné par les piles torches grands modèles, mais leur volume ne permet pas leur emploi dans les récepteurs de dimensions réduites.

Pièces diverses

SUPPORT DE TRANSISTOR

Les fabricants mettent à leur catalogue un petit support en matière moulée qui se fixe facilement sur un châssis en bakélite. L'utilisation d'un support pour transistors permet de remplacer ces derniers et d'effectuer aisément toutes les mesures de débit. De plus, cela facilite la soudure des fils de sortie d'un transistor qui doit toujours être effectuée avec précaution : il ne faut pas employer un fer trop puissant ou trop volumineux, et la soudure doit être faite rapidement en tenant le fil à souder avec une pince. Ainsi la chaleur évacuée par la pince ne vient-elle pas échauffer anormalement la pastille de germanium.

On peut rétorquer que les transistors sont pratiquement inusables, que les mesures sont rares et qu'en prenant certaines précautions on peut fort bien les souder au circuit, économisant ainsi l'achat des supports.

CHASSIS

La technologie de fabrication des récepteurs a beaucoup évolué depuis l'industrialisation des transistors. Les châssis métalliques des récepteurs à lampes ont disparu. Ils sont remplacés par une ossature métallique

légère qui supporte les principaux organes et les plaquettes de circuits imprimés formant la plus grande partie du câblage. En page 2 de couverture, se trouvent des photographies de l'extérieur et de l'intérieur du récepteur *RT.244 Ducretet Thomson* pris en exemple.

Le schéma de cet appareil est donné au chapitre suivant (fig. 3-3). Il comporte 7 transistors et 2 diodes. Il reçoit les gammes O.C.-P.O.-G.O. sur deux cadres ferrites de 20 cm de longueur. La puissance de sortie est de 800 mW aux bornes de la bobine mobile du haut-parleur, qui est un elliptique 12 x 19 cm. La commutation des gammes et de la réception sur cadre ou sur antenne s'effectue par un clavier à cinq touches placé à la partie supérieure du récepteur. Le cadran et les trois boutons de commande sont aussi prévus à la partie supérieure. Ainsi, l'appareil peut également fonctionner en voiture, placé horizontalement sous le tableau de bord.

La figure 2-2 montre la disposition des éléments dans l'appareil. Pour le câblage, il est prévu deux circuits imprimés. Le premier groupe les étages moyenne fréquence (ou fréquence intermédiaire F.I.) et la détection. La deuxième contient les étages basse fréquence.

Cette réalisation industrielle est difficilement imitable par l'amateur qui veut construire un seul appareil. En effet, la technique des circuits imprimés nécessite le dessin préalable du circuit qui dérouté le néophyte. Il faut éviter les croisements, faire attention aux capacités parasites, aux couplages intempêtes, conserver une surface de masse suffisante et une disposition rationnelle des éléments. De plus, il faut que le schéma soit bien au point, car une fois la plaquette réalisée on ne peut plus rien modifier.

Cependant il ne faut pas croire que la confection d'un circuit imprimé à l'unité soit impossible (il

faut bien que les laboratoires fassent plusieurs essais avant d'arriver au modèle définitif). Les produits *Kodak* permettent à l'amateur de faire lui-même ses circuits imprimés selon ses besoins.

Pour la construction, par le lecteur, des schémas décrits dans ce recueil, la technique des circuits imprimés semble complexe. Il faut plutôt recommander le câblage manuel sur une plaquette de bakélite servant à fixer les différents éléments. Celle-ci est placée verticalement dans le coffret en bois gainé. Elle comprend :

— à sa partie supérieure, le bâtonnet de ferrite antenne et le bloc H.F. avec le commutateur de gammes ou le clavier à touches, le condensateur variable et son démultiplicateur;

— sur la face avant, déporté vers la droite ou vers la gauche, le haut-parleur, et, sur la surface disponible, le cadran et les boutons de commande;

— en son centre, dans un ordre logique, les étages M.F., la détection, puis vers le bas les étages B.F.;

— la ou les piles sont fixées au fond du coffret.

Le carton bakélite se travaille facilement, il peut être découpé à la cisaille ou à la scie. Il se perce sans difficulté. Il faut cependant veiller à la disposition des organes afin d'éviter les couplages fâcheux, générateurs d'accrochages. Il faut prévoir un ou plusieurs fils de masse réunis aux blindages, aux masses de tous les organes et aboutissant au pôle positif de la pile.

COFFRETS

Il existe chez les principaux grossistes en pièces détachées des coffrets en bois gainé ou en matière plastique pour récepteurs à transistors.

FIL DE CABLAGE

Le câblage est exécuté en fil de cuivre plein, étamé de 0,5 à 0,7 mm

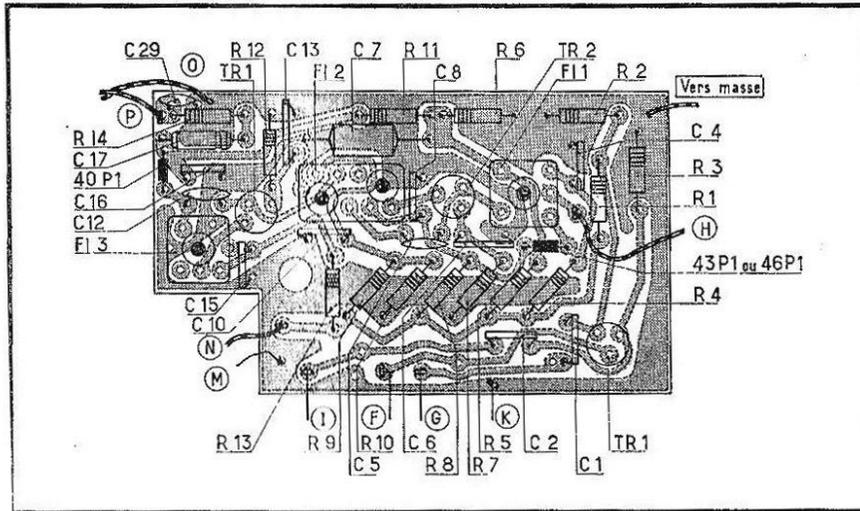
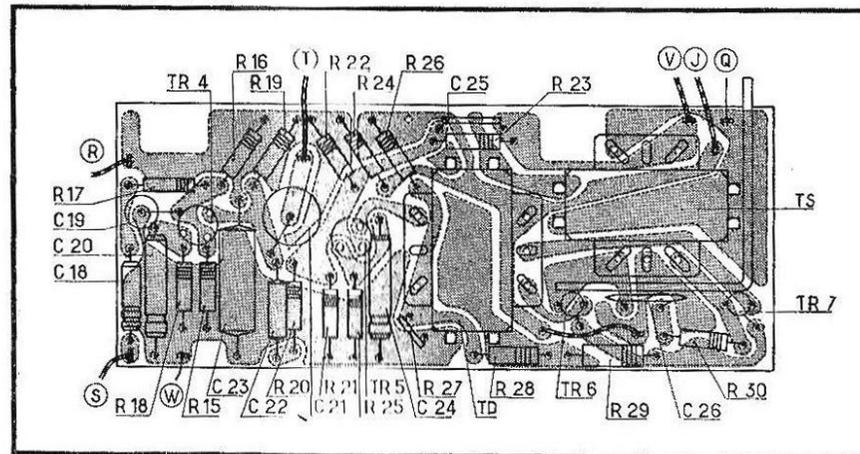


Fig. 2-2. — Disposition des organes (dessin de droite) et détails des deux circuits imprimés (ci-dessus : platine M.F., ci-dessous : platine B.F.) du récepteur RT244 Ducretet-Thomson.



recouvert d'une gaine thermoplastique de couleurs variées.

Etant donné les faibles impédances des circuits à transistors, il n'est pas nécessaire de blinder certaines connexions, aussi le fil blindé n'est-il pas employé pour ces appareils.

SOUDEURE

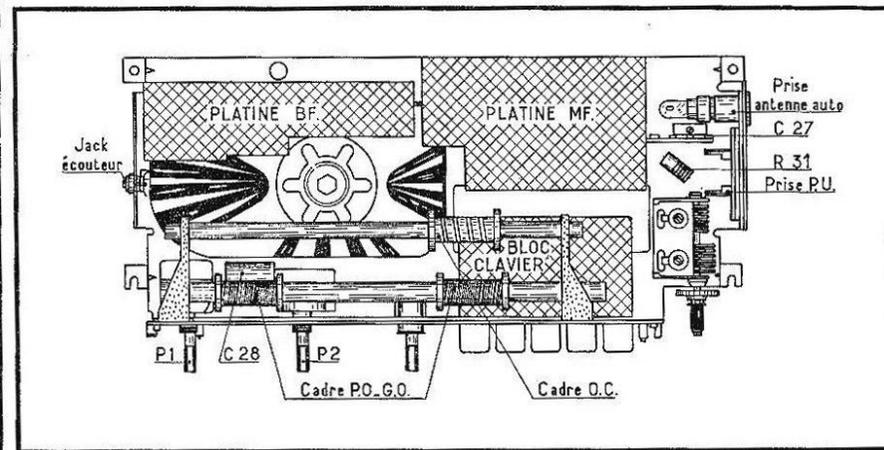
On utilise exclusivement de la soudure en fil à âme décapante contenue dans un ou plusieurs ca-

naux. Cette âme décapante doit être à base de résine et surtout ne pas contenir d'acide.

Les soudures doivent être réalisées avec beaucoup de soin. Une soudure mal faite provoque tôt ou tard une panne difficile à déceler.

Outilsage

Les transistors et les pièces détachées appropriées sont des éléments



de dimensions réduites qui nécessitent des outils spéciaux pour la construction et le dépannage des récepteurs.

Certes la plupart des outils traditionnels conviennent pourvu qu'ils soient petits; mais il faut les compléter par des outils nouveaux pour les radio-électriciens.

Le fer à souder, tout d'abord, doit être de la forme « crayon » ou « stylo », c'est-à-dire qu'il doit posséder une petite panne pointue et droite. Sa puissance doit être comprise entre 20 et 35 watts au maximum. Il peut être soit alimenté directement par la tension du réseau, soit être alimenté en basse tension par un transformateur séparé. Il doit être bien isolé du secteur, car un fer dont l'isolement est défectueux présente une différence de potentiel par rapport à la terre. En soudant un transistor, il se peut que cette tension détériore sa jonction. Il faut veiller particulièrement à ce point.

De toute façon, le fer doit être très petit. Il semble que le modèle « crayon » ou « stylo » convienne mieux que les pistolets soudeurs.

La trousse à outils peut contenir :

— une pince plate normale,

- une pince à longs becs très fins,
- une pince à longs becs coudés, à 45°,
- une pince brucelle fine,
- une pince ronde à becs longs et fins,
- une pince coupante de côté petit modèle,
- un ou plusieurs tournevis radio,
- un tournevis d'horloger,
- une pointe à tracer,
- un pointeau,
- un porte-forets petit modèle avec son jeu de forets de 1 à 10 mm, et un trépan extensible de 16 à 120 mm,
- un jeu de clés à tubes 6 pans de 4 à 8 mm,
- une clé isolante pour réglage des noyaux en fer H.F.,
- deux pointes de touche, grippe-fils pour appareils de mesure,
- un marteau heurtoir en caoutchouc pour déceler les mauvais contacts,
- un couteau d'électricien à plusieurs lames,
- une scie à métaux,
- une loupe (utile pour les récepteurs miniature).

CHAPITRE III

DÉPANNAGE ET RÉGLAGE

Le récepteur une fois monté selon les indications du chapitre précédent, il y a lieu de vérifier le câblage et de procéder au réglage des différents circuits. Cette opération est à réaliser une seule fois dans la vie de l'appareil, tandis que, par la suite, il est possible d'avoir à le dépanner plusieurs fois. C'est pourquoi nous avons préféré traiter du dépannage en général, plutôt que de la mise en route en particulier. La seule différence réside dans le fait que le récepteur mis en route n'a jamais fonctionné et qu'il peut y avoir une *erreur de montage* ou de *valeur d'élément*, tandis que le récepteur à dépanner a déjà fonctionné et qu'il ne peut y avoir qu'une *détérioration d'élément*. C'est la différence du diagnostic susceptible d'être formulé par un dépanneur de chaîne de fabrication et un dépanneur commercial.

Procédure de base

1° INSPECTION VISUELLE.

Il faut d'abord regarder le récepteur en panne ou à mettre en route, afin de vérifier que rien n'est incorrect : batterie non reliée, pièces détériorées, fil rompu, soudure ayant lâché, mauvais fonctionnement de pièces mécaniques.

2° VÉRIFICATION DE LA TENSION DE LA BATTERIE.

De très nombreux récepteurs viennent à l'atelier uniquement parce que leur batterie est épuisée, car, avant de s'arrêter faute d'une tension suffisante, le récepteur sous-alimenté déforme, siffle ou accroche,

glisse en fréquence, etc.; l'utilisateur non averti pense alors à une panne plutôt qu'au remplacement de sa pile.

Il faut du reste mesurer la *tension en marche* et non pas à l'arrêt du récepteur, car une pile qui ne débite pas donne presque toujours la tension nominale. Si on pense à un court-circuit dans l'appareil, il faut déconnecter la pile, la sortir et la faire débiter sur une résistance dont la valeur est calculée en fonction de la tension pour déterminer un courant de 30 à 50 mA (180 Ω pour 9 V). La mesure de la tension de la pile a lieu au bout de cinq minutes de marche. Si à ce moment la tension mesurée est égale ou inférieure à 65 % de la valeur nominale (6 V pour une batterie de 9 V), il faut remplacer la batterie.

Si on ne dispose pas d'appareils de mesure, on peut vérifier que la pile est bonne à changer lorsqu'une légère distorsion B.F. devient perceptible et que le remplacement de la batterie par une neuve la fait disparaître.

3° A NE PAS FAIRE.

Lorsque, pour les récepteurs à tubes, le dépanneur songe tout naturellement à vérifier les lampes, dans le cas présent il ne faut pas mesurer ou remplacer les transistors avant d'avoir épuisé toutes les autres possibilités de panne. En effet un transistor est un organe robuste et qui, bien employé, ne doit pas se détériorer, alors qu'on risque des incidents à vouloir les démonter et surtout les dessouder. De plus, il faut les laisser à la même place, car même si le récepteur pos-

sède plusieurs transistors de même type il ne faut pas les intervertir. La dispersion des caractéristiques nécessite, dans ce cas, un réglage complet et, peut-être, une adaptation différente par modification de la valeur d'une résistance.

Il faut aussi se débarrasser de certaines habitudes de dépannage prises avec les récepteurs à tubes. Que de techniciens provoquent un crépitement dans le haut-parleur en faisant un court-circuit entre grille et masse des étages successifs avec un tournevis pour déterminer l'étage fautif. Ici, un court-circuit entre collecteur et masse met irrémédiablement le transistor hors d'usage et il n'est pas indiqué de court-circuiter à la masse les autres électrodes.

la polarité de l'appareil de mesure, on est certain de détériorer les transistors et les condensateurs électrolytiques. De plus, on est assuré de faire des mesures fausses par suite des faibles résistances placées en parallèle sur le circuit mesuré. Donc, règle absolue, proscrire l'ohmmètre de l'atelier de dépannage des appareils à transistors.

Localisation de l'étage défectueux

Puisqu'on ne peut, ni « dépanner au tournevis » ni à l'ohmmètre, comment faire pour découvrir l'étage défectueux? Il existe deux méthodes de dépannage dynamique : le « *signal injection* » et le « *signal tracing* ».

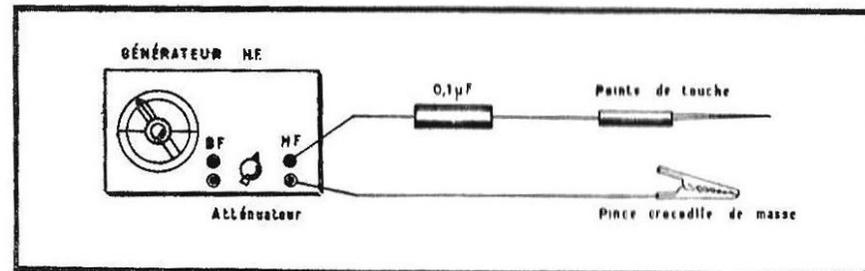


Fig. 3-1. — Générateur H.F. pour « signal injection ».

Autre habitude néfaste, celle qui consiste à mesurer les isollements et les continuités des circuits à l'ohmmètre. En effet, cet appareil de mesure comporte une pile incorporée dont la tension est comprise entre 4,5 et 9 V, donc une tension égale ou supérieure à celle du récepteur. Si la mesure est faite sans souci de

A. — SIGNAL INJECTION.

Il faut disposer d'un générateur H.F. avec une sortie B.F. généralement à 400 Hz, muni d'un atténuateur précis permettant de régler le niveau H.F. ou B.F. injecté. Afin de ne pas troubler le fonctionnement des transistors, il est indis-

pensable de placer un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ à faible perte, du type film plastique de préférence, en série dans le fil de liaison aboutissant à la pointe de touche (fig. 3-1).

Afin de pouvoir mieux exposer la méthode de localisation et de dépannage de l'étage défectueux, nous avons pris comme exemple le récepteur *Ducrotet-Thomson RT 244* dont le schéma est donné sur la figure 3-3. Il s'agit du même récepteur que celui qui a été étudié du point de vue construction au chapitre précédent (fig. 2-2).

Dans la méthode de « signal injection », on remonte les étages en partant du haut-parleur jusqu'à l'antenne. Il faut donc injecter, d'abord de la B.F., puis de la M.F., pour finir par de la H.F. sur chacune des gammes couvertes. On branche donc le fil de liaison sur la sortie B.F. du générateur, et avec la pointe on touche :

- la sortie non reliée à la masse du secondaire du transformateur de sortie (point 1); on doit entendre le 400 Hz dans le haut-parleur, sinon sa bobine mobile est coupée, ou le jack de l'écouteur est défectueux;

- le primaire du transformateur déphaseur B.F. (point 2); on essaye ainsi le push-pull de puissance;

- la détection, à la sortie de la diode (point 3); on vérifie le potentiomètre de puissance et les étages préamplificateurs B.F. Puis on règle le générateur sur la valeur de la M.F., on branche le fil de liaison sur la sortie H.F. du générateur et on essaye les points suivants;

- la connexion de « base » du transistor TR 3, pour vérifier l'étage M.F. 3; veiller à ce que P1 soit au maximum; la tension M.F. du générateur doit être de 5 mV pour une audition dans le haut-parleur (point 4).

On procède de la même façon pour l'étage M.F. 2 en se branchant au point 5 avec un signal de $300 \mu\text{V}$;

il ne faut jamais injecter des tensions M.F. et H.F. trop importantes car on risque de surcharger et de détruire la diode de détection et les transistors B.F.;

On vérifie ensuite l'étage M.F. 1 (point 6) avec un signal de $10 \mu\text{V}$;

On a ainsi vérifié en fonctionnement et en sensibilité tous les étages M.F.; si l'étage défectueux n'est pas encore trouvé, il faut passer à la vérification de la haute fréquence et du circuit oscillateur;

On branche enfin une bobine de 30 à 50 spires sur la sortie du générateur réglé au milieu de la bande P.O. (1000 kHz) selon la figure 3-2. En approchant cette bobine du cadre ferrite du récepteur réglé sur la même fréquence que le générateur, on doit entendre l'audition dans le haut-parleur.

Au besoin, on recommencera l'essai au milieu de la gamme G.O. Pour la vérification en O.C. on relie directement le générateur à la prise antenne au travers du condensateur d'isolement.

On vérifie également la prise antenne-auto sur les trois gammes.

B. — SIGNAL TRACING.

Avec cette méthode on agit en sens inverse. On réalise le branchement du générateur H.F. de la figure 3-2 réglé en P.O. sur 1000 kHz; puis on couple la bobine avec le bâtonnet de ferrite au niveau de la bobine P.O., et on ne modifie pas ce montage pendant toute la recherche de l'étage défectueux.

Il faut disposer également d'un voltmètre à lampes dont la courbe de réponse s'étend de quelques centaines de hertz jusqu'à quelques MHz. On relie la masse du voltmètre à la masse du récepteur et on touche avec le probe les mêmes points que précédemment, mais dans l'ordre inverse.

En 6, le voltmètre doit dévier si le changement de fréquence s'effectue bien. Sinon, vérifier l'oscillateur

local en branchant le probe du voltmètre au point 7; on doit alors obtenir une déviation.

En 5 et 4, on vérifie les étages M.F.; le voltmètre doit indiquer une tension de plus en plus importante à mesure que le signal parcourt un plus grand nombre d'étages d'amplification.

En 3, ce n'est plus une tension M.F., mais un signal B.F. qui fait dévier le voltmètre.

En 2 et 1, le signal B.F. est de plus en plus amplifié et si le volt-

par rapport à la masse, aussi le pôle positif du voltmètre est réuni à la masse. Le pôle négatif est muni d'une pointe de touche fine afin d'éviter les court-circuits fortuits provoqués lors des mesures et qui risquent de détériorer les transistors.

Le schéma de la figure 3-3 donne les tensions pour chaque étage. Pour une alimentation de 9 V, ces valeurs indiquent un ordre de grandeur classique. Les tensions sont entourées par un cercle.

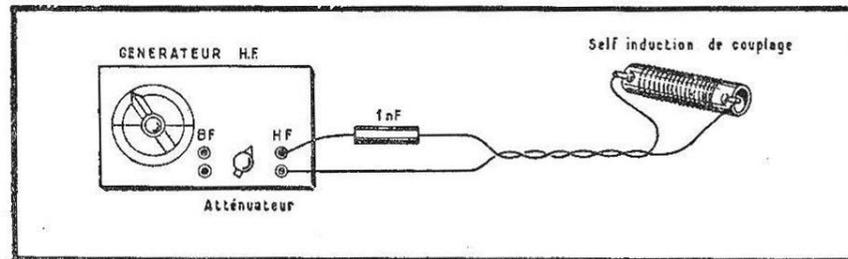


Fig. 3-2. — Générateur pour la vérification H.F.

mètre marque cette progression, il n'y a plus que le haut-parleur qui puisse être défectueux.

Ainsi, par le procédé A ou B, on découvre l'étage fautif; il n'y a plus qu'à rechercher l'élément défectueux de cet étage.

Détermination de l'élément en panne

1° MESURE DES TENSIONS.

On commence par mesurer les tensions de l'étage. On peut utiliser un voltmètre de 10 000 volts de résistance interne, car les impédances des circuits sont faibles et il n'y a pas de risques d'amortir et de modifier le comportement des éléments au cours de la mesure. Toutes les tensions sont négatives

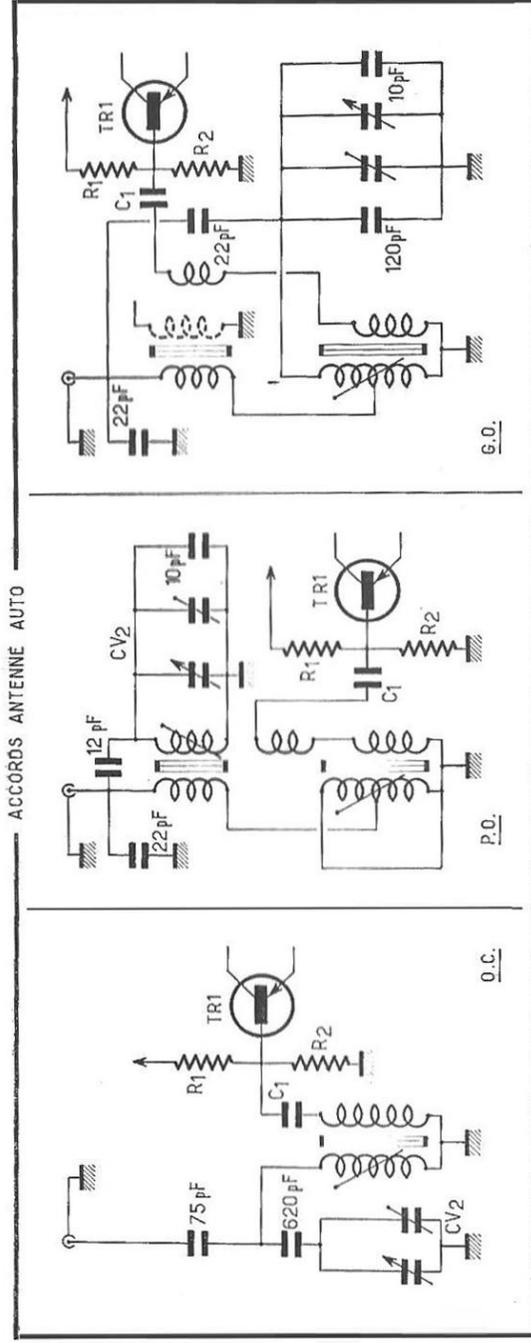
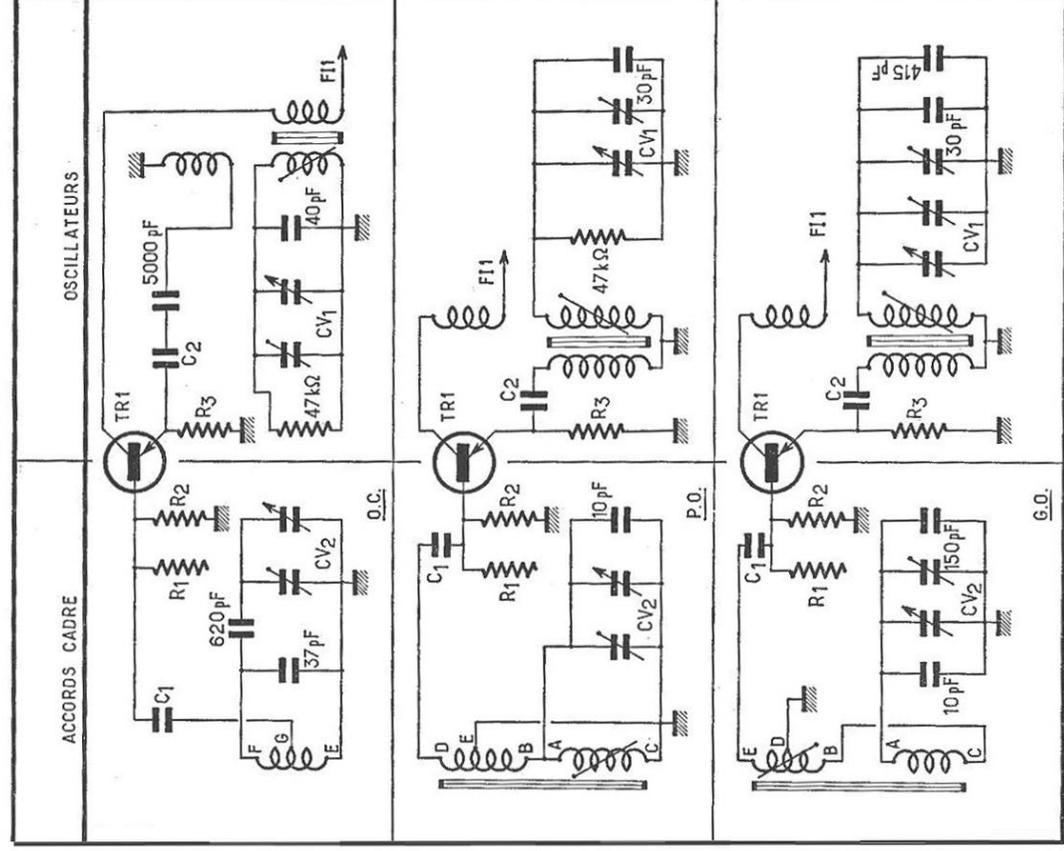
En règle générale, dans chaque étage, la tension entre émetteur et masse est sensiblement égale à la tension entre base et masse. La tension entre collecteur et masse est très voisine de la valeur de la tension d'alimentation. La tension d'antifading est mesurée aux bornes de la capacité de découplage: ici C_7 — $64 \mu\text{F}$.

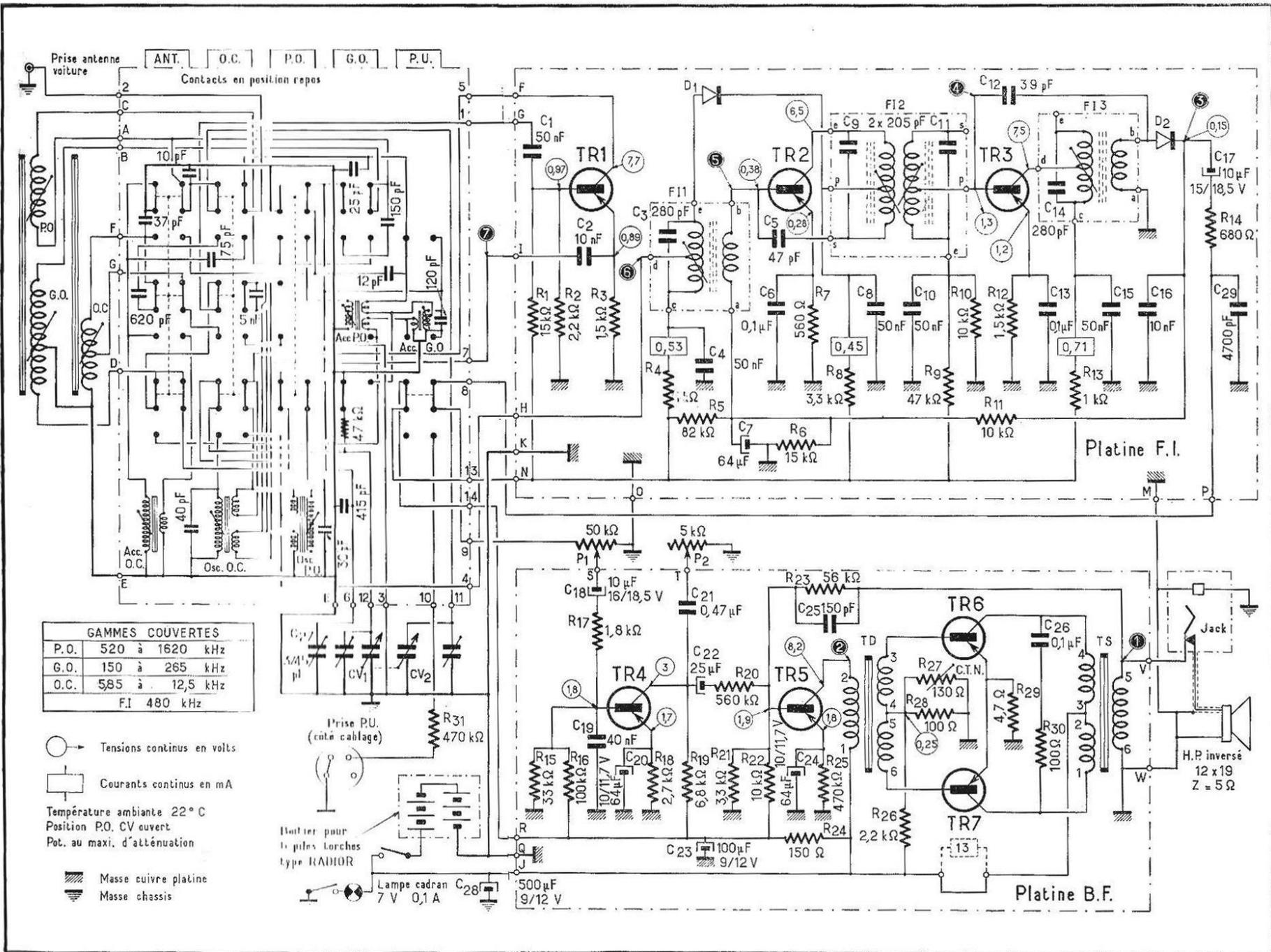
La tension entre collecteur et masse d'un étage push-pull classe B n'est pas fixe, mais varie entre un maximum pour une absence de signal B.F. et un minimum pour le signal B.F. maximum.

L'absence de tension en un point provient soit de la coupure du circuit (transformateur, bobinage ou résistance), soit d'un court-circuit franc à la masse (condensateur, câblage).

Fig. 3-3. — Schéma en trois parties du récepteur RT244 Ducretet-Thomson.

SCHEMA DU RECEPTEUR RT 244





Une valeur incorrecte de tension en un point permet de déceler souvent un condensateur en court-circuit ou un condensateur électrolytique dont la fuite est trop importante.

2° MESURE DES INTENSITÉS.

Cette mesure est gardée pour la fin, si l'élément défectueux n'est pas trouvé; car pour l'effectuer il faut dessouder l'élément et placer l'ampèremètre en série. Ces opérations de soudure risquent d'échauffer anormalement les transistors, les condensateurs électrolytiques et les résistances miniatures. Elles sont encore moins recommandées pour les plaquettes de circuits imprimés.

Le schéma de la figure 3-3 indique les intensités dans les différents circuits. Les valeurs dans un rectangle sont en mA. Elles sont classiques et peuvent servir de base de comparaison.

En B.F., le courant collecteur est variable en fonction du schéma adopté. En classe A variable ou en classe B push-pull, le courant en l'absence de signal est de 1 à 10 mA. Au maximum de puissance le courant collecteur atteint 20 à 500 mA. Ainsi, le courant total du récepteur est-il variable. Il est d'environ 15 mA à vide et de 40 mA au maximum pour les petits récepteurs, et peut atteindre 110 mA pour une puissance de 500 mW.

Si l'étage B.F. possède un seul transistor en classe A, la consommation collecteur reste constante quelle que soit la puissance de sortie, sans distorsion. L'intensité est comprise entre 10 mA et 100 mA selon les schémas et les types de transistors.

En H.F., maintenant, si on observe des difficultés sur une seule gamme, il est intéressant de mesurer le courant émetteur du transistor changeur de fréquence TR 1 du schéma (environ 600 μ A).

Il peut, enfin, être intéressant de vérifier le fonctionnement de l'anti-

fading. On mesure l'intensité de l'étage M.F. commandé en fonction de la tension aux bornes du potentiomètre de détection.

Si l'intensité est trop importante, on risque la saturation à fort niveau. Si elle est faible, il y a une perte de sensibilité du récepteur.

Les mesures d'intensité permettent de déceler les mauvais réglages, les transistors défectueux et les condensateurs qui fuient.

Mesures sur les transistors

Si les mesures des paragraphes précédents laissent supposer qu'un transistor est défectueux, il y a lieu de procéder à sa vérification. Pour

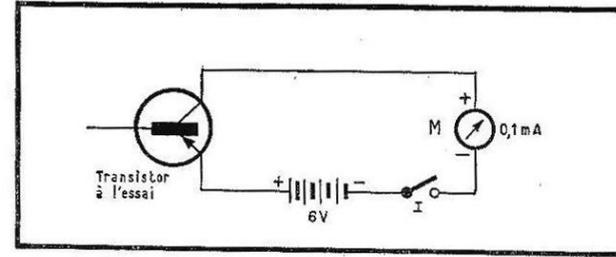


Fig. 3-4. — Mesure du courant de fuite des transistors.

cela, il faut l'enlever du circuit. S'il est monté sur un support miniature, il n'y a pas de difficulté. Par contre, s'il est soudé dans le circuit, il faut prendre les précautions d'usage en le dessoudant.

On procède d'abord à la vérification du courant de fuite en réalisant le montage de la figure 3-4. Fermer l'interrupteur I, le milliampère-mètre M indique le courant de fuite statique I_{cbo} qui doit être inférieur à 0,125 mA à 25° C. Ce courant augmente avec la température.

On laisse l'interrupteur fermé pendant plusieurs minutes. L'aiguille du milliampère-mètre doit rester stationnaire; si le courant de fuite augmente lentement ou par bonds successifs, le transistor doit être remplacé.

Si le transistor se révèle satisfaisant au premier examen, on réalise le montage de la figure 3-5 afin de mesurer l'amplification de courant β ou h'21 des caractéristiques des constructeurs.

On ferme d'abord l'interrupteur I_2 et on lit la déviation de M_2 soit I_2 en mA. Puis on ferme I_1 , la déviation de M_2 augmente en I_2 mA. Noter l'indication de M_1 soit I_3 mA.

Le gain est donné par : $\frac{I_2 - I_1}{I_3}$. La

valeur normale est donnée sur les caractéristiques du constructeur, elle est comprise entre 10 et 75. Si le gain est inférieur à 70 % de la

valeur nominale, il faut remplacer le transistor.

S'il s'agit de mesurer des transistors de puissance (1 ou plusieurs watts), les courants sont plus importants. Le courant de fuite peut atteindre 1 mA. Sur la figure 3-5, M_1 doit être branché sur la sensibilité 0-1 mA, et M_2 sur la sensibilité 0-1 A; en effet le courant collecteur de ces transistors atteint et même dépasse 500 mA.

Réglages des récepteurs

1. RÉGLAGE B.F.

Les mesures à effectuer en B.F. sont :

- mesure de la puissance modulée,
- mesure de la courbe de réponse,

— mesure du niveau de bruit de fond,

— élimination des oscillations parasites.

Elles s'effectuent de la même façon que pour les amplificateurs B.F. à lampes. Aussi nous renvoyons le lecteur à l'ouvrage « Nouveaux schémas d'amplificateurs B.F. » (du même auteur, chez le même éditeur). Il y trouvera l'exposé complet des méthodes de mesure.

Pour les amplificateurs à transistors il faut veiller particulièrement au bon équilibre du push-pull classe B. Il existe généralement une résistance variable entre les deux bases et la masse R_{27} , (fig. 3-3) servant à régler le courant de repos de l'étage de puissance. Il doit être compris entre 1 et 10 mA selon les schémas. Si le courant est trop faible, on constate une distorsion B.F. anormale; s'il est trop fort, la pile s'use plus vite et les transistors du push-pull risquent de s'emballer.

La thermistance R_{27} branchée en parallèle sur R_{27} assure une correction de température très efficace, et élimine pratiquement le risque d'emballage des transistors de puissance.

Si on est amené à changer un transistor du push-pull, il vaut mieux remplacer les deux par des modèles appariés pour être certain du bon équilibre futur et d'un minimum de distorsion.

2. RÉGLAGE M.F.

Brancher un voltmètre alternatif aux bornes de la bobine mobile du haut-parleur, puis un générateur H.F. réglé sur la valeur de la M.F. (généralement 455 ou 480 kHz) avec une modulation B.F. de 30 % à 400 Hz. Le générateur peut être branché soit à la prise antenne du récepteur, s'il en comporte une, soit à la base du transistor changeur de fréquence (point 6 fig. 3-3). Il faut toujours intercaler un condensateur (entre 1000 et 50 000 pF) entre la sonde du générateur et le récepteur.

Court-circuiter le condensateur du filtre M.F. si le récepteur en comporte un.

Mettre le récepteur sur la gamme P.O. et ouvrir le condensateur variable (aiguille sur 200 m). On peut également court-circuiter l'oscillateur local en mettant à la masse les lames fixes du condensateur variable oscillateur.

Injecter un signal M.F. modulé d'environ 100 μ V et régler successivement les noyaux des boîtiers M.F. en remontant de la détection vers l'étage changeur de fréquence afin d'obtenir la déviation maximum du voltmètre de sortie (MF3, MF2, MF1, fig. 3-3). Utiliser pour ces réglages un tournevis à lame isolante.

Répéter l'opération dans le même ordre une deuxième fois avec un signal d'entrée de 30 μ V seulement.

La capacité de neutrodynamage peut varier entre 10 pF et 47 pF pour obtenir le maximum de tension de sortie, sans déformation de la courbe et sans accrochage. Si on a un doute sur ce point, il faut vérifier la forme du signal de sortie au moyen d'un oscilloscope branché aux bornes de la bobine mobile du haut-parleur.

Vérifier la sensibilité M.F. une fois le réglage H.F. complètement terminé.

Régler le filtre M.F. (si le récepteur en comporte un) et régler l'inductance afin d'obtenir le minimum de déviation du voltmètre de sortie. L'accord est pointu et le réglage doit être effectué avec soin.

Enlever, éventuellement, le court-circuit du condensateur oscillateur.

3. RÉGLAGES H.F.

a) Alignement de la gamme P.O.

Brancher le générateur H.F. sur la prise d'antenne du récepteur, s'il en comporte une, sans oublier le condensateur de protection. Si le récepteur comprend un cadre de

réception, il faut coupler le générateur H.F. à ce cadre au moyen du montage de la figure 3-2. Le régler sur 1400 kHz sous une tension d'environ 100 μ V

Amener l'aiguille du récepteur sur le repère 1400 kHz, régler les deux ajustables (accord et oscillateur) placés sur le groupe de

condensateurs ajustables pour chaque gamme, mais seulement sur le groupe de condensateurs variables qui se règlent en P.O.

c) Alignement de la gamme O.C. ou B.E.

Régler le générateur sur 6,7 MHz, attaquer la prise d'antenne au

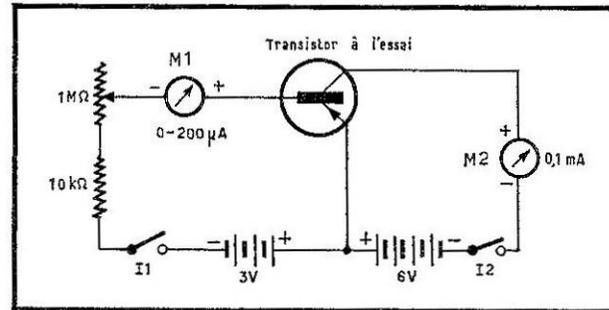


Fig. 3-5. — Mesure de l'amplification en courant β du transistor.

condensateurs variables au maximum de déviation du voltmètre de sortie.

Le générateur H.F. est porté à 574 kHz et l'aiguille du récepteur est amenée à cette fréquence. Régler le noyau de l'oscillateur P.O. Si le récepteur fonctionne sur antenne, il faut régler le noyau de la bobine d'accord P.O. Si le récepteur fonctionne sur cadre ferrite, il faut déplacer la partie mobile de la bobine P.O. sur le bâtonnet, afin d'obtenir le maximum de déviation.

Revenir à 1400 kHz et répéter les deux opérations ci-dessus jusqu'à l'obtention d'un alignement correct en terminant toujours par 1400 kHz.

b) Alignement de la gamme G.O.

Procéder de la même façon qu'en P.O., mais ici il n'est possible d'agir que sur le réglage du noyau oscillateur et d'accord sur la fréquence de 239 kHz. Pour les récepteurs à cadre, il y a lieu de déplacer la partie mobile de la bobine G.O. de la même façon qu'en P.O. Il n'y a pas de réglages sur 160 kHz, car il n'y a pas de

moyen d'un condensateur de 10 à 100 pF avec une tension de 100 μ V. Amener l'aiguille du cadran sur le repère de 6,7 MHz.

Régler successivement le noyau oscillateur, puis le noyau antenne, afin d'obtenir le maximum de déviation du voltmètre de sortie. La réception s'effectue généralement sur

antenne télescopique. Il existe maintenant une qualité de ferrite permettant de réaliser un cadre intérieur O.C.; par exemple le RT 244 Ducretet-Thomson est doté d'un tel cadre.

d) Vérification de la sensibilité.

Si le réglage M.F. et H.F. est correctement effectué, on doit obtenir avec le récepteur donné en exemple (fig. 3-3), pour une puissance de sortie de 50 mW les limites inférieures de sensibilité figurant sur le tableau ci-dessous.

Notes

1° Les fréquences indiquées au cours de ce chapitre sont les fréquences de réglage normalisées. Certains fabricants indiquent des fréquences de réglage différentes. Il y a lieu de suivre les indications de la notice d'emploi livrée avec les bobinages pour effectuer un alignement correct. La procédure de réglage reste cependant toujours la même.

2° Les tensions à injecter pour effectuer les différents réglages H.F.

Limites moyennes de sensibilité du récepteur Ducretet-Thomson RT244

FRÉQUENCE	SENSIBILITÉS BRUTES POUR 50 mW DE SORTIE	
	sur cadre	sur antenne voiture
1400 kHz	30 μ V/m	16 μ V
574 kHz	36 μ V/m	10 μ V
239 kHz	30 μ V/m	7 μ V
160 kHz	75 μ V/m	20 μ V
6,7 MHz	42 μ V/m	6 μ V

Bande passante MF à 6 dB \pm 3 kHz.
Consommation moyenne : 20 mA sous 9 V.

et M.F., sont très différentes selon les schémas et selon qu'il s'agit de bobinages du commerce préréglés ou de bobinages fabriqués par le lecteur. Il faut injecter une tension suffisante pour avoir une déviation du voltmètre de sortie. Mais, par contre, il ne faut pas surcharger certains étages car les réglages deviennent flous et on risque de détériorer la diode de détection ou un transistor B.F. préamplificateur. En général, il faut régler le générateur à la tension la plus basse possible qui donne cependant une déviation nette du voltmètre de sortie.

Dépannage des circuits imprimés

Étant donné que la quasi-totalité des récepteurs industriels sont munis de plaquettes de circuits imprimés, il semble indispensable d'étudier la procédure particulière de leur dépannage.

La première intervention à effectuer sur un circuit de petites dimensions peut impressionner le technicien. Cependant, avec un peu d'habitude et en appliquant les conseils de cette étude, il doit, par la suite, pouvoir assurer l'entretien de ces circuits avec autant de maîtrise que pour celui des appareils à câblage conventionnel.

Il faut tout d'abord se persuader qu'une plaquette de circuit imprimé peut et doit se dépanner. Il ne saurait, en effet, être question d'échanger une plaquette entière pour un seul élément fautif. À l'extrême, on arriverait à échanger ainsi un récepteur miniature complet (pocket) pour la coupure d'un petit condensateur; ce qui n'est certes pas économique.

L'échange de la plaquette imprimée seule est également à déconseiller, car il faudra dessouder tous les éléments sur la plaquette défectueuse et les ressouder, sans erreur et sans mauvaise soudure, sur la

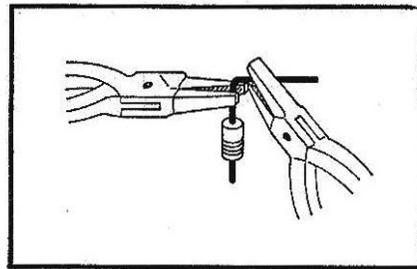


Fig. 3-6. — Façon d'effectuer le cambrage des fils de sortie au moyen de deux pinces.

nouvelle plaquette. C'est un travail de patience : attention aux soudures collées et, surtout, ne chauffez pas trop ni le circuit ni les éléments.

COMPOSITION D'UN CIRCUIT IMPRIMÉ

Qu'est-ce, en effet qu'une plaquette imprimée? Elle est constituée par une plaque de bakélite H.F. spéciale de qualité XXXP généralement de 1,6 mm d'épaisseur, recouverte par une feuille de cuivre électrolytique de 34 microns.

Par le procédé du stencil, ou par celui de la photogravure, le cuivre superflu est enlevé et il ne reste que les conducteurs et les blindages prévus. L'usinage est ensuite effectué et les connexions sont recouvertes par un vernis « épargne soudure » ne laissant à nu que les endroits qui doivent être soudés.

Les pièces sont alors placées dans les trous de la plaque prévus à cet effet. Puis, toutes les soudures sont effectuées en une seule opération « au trempé » grâce à une vague de soudure liquide qui vient lécher toute la surface de la plaquette. On doit prendre bien soin de ne pas trop chauffer le cuivre afin de ne pas décoller ou casser les connexions, tout en assurant des soudures parfaites. C'est pourquoi la plaque est soumise à des traitements de décapage et de préparation à la soudure

qui nécessitent beaucoup de précision et de soin.

L'épargne soudure protège le circuit de la corrosion, de l'humidité, et lui donne un aspect très soigné. De plus, la soudure ne se dépose qu'aux endroits nécessaires, ce qui limite l'échauffement de l'ensemble.

PRÉCAUTIONS ET OUTILLAGE

Cette description très sommaire de la fabrication d'un circuit imprimé met en lumière la précaution primordiale à observer pour le dépannage : *ne pas trop chauffer les soudures ou les éléments montés sur une telle plaquette.*

C'est pourquoi il a été recommandé au chapitre précédent de se munir d'un fer à souder de 25 à 35 W au maximum muni d'une panne très fine.

Pour éviter la propagation de la chaleur par les conducteurs de sortie, maintenir le fil par une pince plate. Cette dernière absorbera la chaleur et l'élément sera protégé pendant la durée de la soudure.

D'autre part, le cambrage des fils de sortie ne doit pas être fait trop près du corps des pièces fragiles (condensateurs, diodes, transistors, résistances miniatures). Pour cambrer les fils, il faut utiliser deux pinces plates : l'une côté corps de la pièce, l'autre opérant le pliage

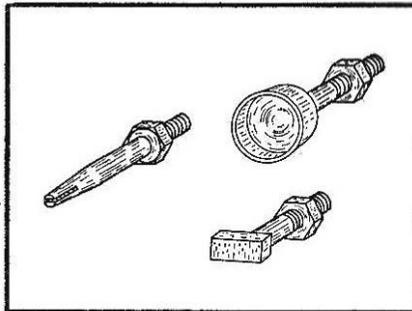


Fig. 3-7. — Pannes de fer à souder étudiées pour le dépannage des circuits imprimés.

(fig. 3-6). Celui-ci doit être fait à une distance d'au moins 10 mm du corps de la pièce. Ces généralités amènent à recommander les outils suivants pour le dépannage des circuits imprimés :

Fers à souder

Un fer à souder de 25 à 35 W à panne pointue et fine est d'une utilisation courante pour les soudures isolées; on pourra lui adjoindre une panne à bout fendu lorsqu'il est nécessaire de soulever une cosse. On fabrique soi-même cette panne en donnant un trait de scie à métaux sur le bout d'une panne neuve.

Le fer à souder de 75 à 100 W sert pour les travaux plus importants, en particulier le dessoudage complet d'un support de lampe et des sorties de transformateurs alignés en utilisant des pannes spéciales (fig. 3-7).

La panne ronde possède le diamètre extérieur du support de lampe. Il faut en prévoir une pour le support miniature américain 7 broches (23 mm) et une pour le support noval (26 mm).

La panne en T permet de dessouder les bobinages (M.F., H.F., etc.), en une seule opération. Certains fabricants prévoient la sortie de telles pannes.

Pointe acier

Elle permet de déboucher les trous du circuit imprimé pour recevoir une nouvelle pièce, et de gratter les bavures de soudure (\varnothing de l'extrémité 0,8 à 1 mm maximum).

Pinceau à poils durs

Il permet de nettoyer les pièces déjà étamées ainsi que les surfaces des bandes du circuit.

Couteau

Une lame de couteau glissée entre le circuit et une cosse repliée permet de soulever celle-ci lorsqu'il

faut la dessouder; la panne fendue la dressera complètement.

Pinces

Elles doivent être utilisées normalement comme dans le câblage courant. Prévoir : une pince coupante de côté, une pince à câbler et une précelle.

Dissolvant et vernis

Le dissolvant (alcool dénaturé) permet de nettoyer les soudures couvertes de vernis protecteur. Ensuite, une couche de vernis remet le circuit dans son état premier (colophane dissous dans l'alcool).

DÉPANNAGE

Étant équipé, il s'agit de procéder maintenant au dépannage proprement dit du circuit. Plusieurs cas peuvent se présenter :

- a) une petite pièce est défectueuse (résistance, condensateurs, diode, etc.);
- b) une pièce importante est à remplacer (bobinages, supports de lampe, potentiomètres, etc);
- c) une connexion imprimée est coupée;
- d) le circuit est fendu ou cassé.

a) Une petite pièce est défectueuse.

1° La pièce est certainement défectueuse (résistance brûlée par exemple). Deux solutions peuvent être choisies :

— Couper la résistance en son milieu avec des pinces coupantes. Briser les deux parties avec des pinces plates pour faire apparaître la partie intérieure du fil de sortie.

Faire un crochet sur les fils restant fixés sur le circuit imprimé, entourer autour de ces crochets les sorties de la nouvelle résistance, de façon à assurer la rigidité mécanique, souder les deux crochets, et vérifier que la chaleur n'a pas des-

soudé les connexions restants sur le circuit imprimé (fig. 3-8).

— Couper la pièce en son milieu et dessouder chaque moitié avec facilité, déboucher les trous et remplacer l'élément défectueux en le ressoudant sur le circuit.

2° La pièce est peut-être défectueuse. Chauffer et redresser les connexions avec la panne à pointe fendue. Sortir la pièce à vérifier, déboucher le trou sur le circuit qui sera prêt pour le remontage ou le remplacement de la pièce.

b) Une pièce importante est à remplacer.

Ces pièces sont caractérisées par un grand nombre de sorties qu'il faut dessouder pour pouvoir les ôter du circuit.

Plusieurs moyens s'offrent selon l'équipement de l'atelier et selon que la pièce est réparable ou définitivement hors d'usage.

1° La pièce est définitivement hors d'usage.

Couper à la pince les sorties du côté opposé à la soudure, c'est-à-dire du côté de fixation de la pièce. Il faut parfois la casser pour pouvoir glisser la pince. Ce procédé brutal ne doit être employé que lorsqu'on est certain que la pièce ne peut être réparée. Puis dessouder les sorties les unes après les autres, les ôter du circuit, le nettoyer et déboucher les trous avec la pointe en acier. La pièce de remplacement peut être alors montée facilement et soudée en toute sécurité. C'est le petit fer qui doit être utilisé pour ce travail.

2° La pièce peut être réparée.

— Vous possédez les pannes spéciales. La ronde est prévue pour les supports de lampe, la panne en T pour les bobinages. La panne adéquate est montée sur le gros fer à souder. Toutes les soudures sont fondues à la fois et la pièce est démontée aisément. Si les cosses de

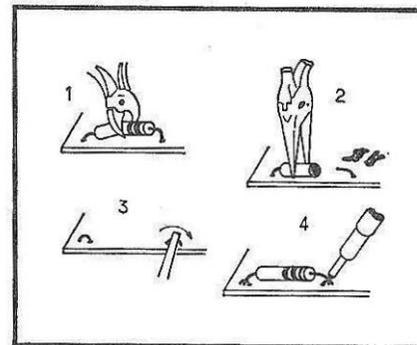


Fig. 3-8. — Remplacement d'une petite pièce défectueuse sur un circuit imprimé.

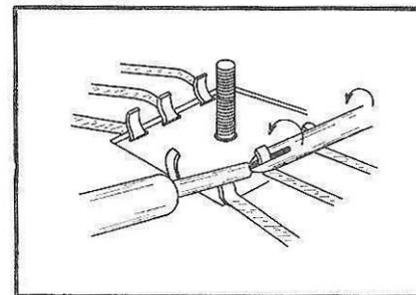


Fig. 3-9. — Façon de dessouder une pièce importante sur une plaque de circuit imprimé en utilisant les pannes spéciales.

sorties sont tordues, il faut opérer en deux temps : faire fondre la soudure, redresser la cosse avec le petit fer équipé de la panne fendue (fig. 3-9); puis, fondre toutes les soudures à la fois et sortir la pièce. Ensuite, les contacts du circuit imprimé sont nettoyés avec un pinceau à poils durs et la nouvelle pièce peut être montée.

— Vous ne possédez pas les pannes spéciales, l'opération est un peu plus longue. Dessouder chaque cosse l'une après l'autre avec le petit fer équipé de la panne fendue. S'il y a beaucoup de soudure, la brosser avec le pinceau, puis glisser une lame de couteau entre la cosse et le circuit, afin que la soudure ne se reforme pas au refroidissement.

Éventuellement, redresser les cosses. Sortir la pièce, nettoyer les contacts du circuit en fondant la soudure excédentaire et en la brossant avec le pinceau. Puis remonter la nouvelle pièce (fig. 3-10).

c) Une connexion imprimée est coupée.

Cette panne, très rare, ne peut pratiquement se produire que si le circuit a été maltraité : s'il a été tordu ou s'il a été trop chauffé par un fer trop puissant ou s'il y a eu un court-circuit violent. La détection de la cassure se fait en regardant le circuit par transparence au moyen d'une lampe dépolie. Il faut, à ce moment, souder un fil de câblage entre les deux extrémités de la connexion coupée.

d) Le circuit est fendu ou cassé.

Lorsque la bakélite d'un circuit imprimé est cassée, elle pourra être réparée de la façon suivante : percer deux trous dans la bakélite, y introduire un fil rigide en forme

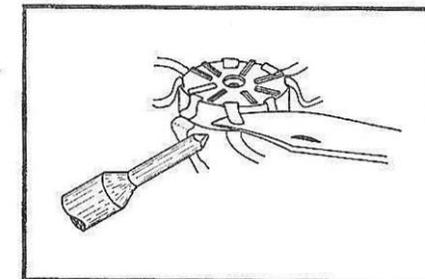


Fig. 3-10. — Façon de dessouder une pièce au moyen d'une lame de couteau et d'une panne ordinaire.

de U et replier les deux sorties de l'autre côté et les souder ensemble. Cette réparation est à effectuer avant de réparer les connexions imprimées qui pourraient également être coupées.

QUELQUES PANNES COURANTES DES RÉCEPTEURS A TRANSISTORS

PANNES	CAUSES	NOTES
Le récepteur fonctionne de façon intermittente.	<p>Contacteur sale ; Potentiomètre de puissance sale ; Connexion de batterie rongée ; Mauvais contact de la prise d'écouteur ; Mauvais contact de la fourchette du condensateur variable ; Saletés entre les plaques mobiles du condensateur variable ; Mauvaise soudure.</p>	<p>Cette panne est fréquente dans les récepteurs pourvus d'une prise pour écouteurs. Au bout d'un certain temps, les contacts de la prise se relâchent et n'assurent plus une connexion correcte.</p> <p>Bien qu'une robuste soudure au trempé soit utilisée pour relier les éléments des circuits imprimés, il est possible que quelques connexions ne soient pas correctement soudées. Le mieux est d'examiner toutes les soudures de la plaque imprimée du récepteur, afin de prévenir des pannes futures.</p>
L'audition s'affaiblit après une courte période de fonctionnement.	Batterie épuisée.	
Glissement de fréquence. Sifflement sur toutes les stations.	Batterie épuisée ; Récepteur désaligné ; Changement dans la valeur du condensateur de filtrage de C.A.V. ; Changement dans la valeur du condensateur de découplage M.F. ; Transistor M.F. défectueux.	La valeur de ce condensateur change avec la plus légère variation de température. Quand on le remplace il faut utiliser un condensateur à coefficient de température nul.
Motor-boating ou accrochage.	Batterie épuisée ; Condensateur électrolytique défectueux.	Ce condensateur est mis en parallèle sur la source d'alimentation pour assurer la constance de la tension délivrée et procurer une basse impédance à la source. Tout changement de la valeur de ce condensateur, risque de provoquer des accrochages, tandis qu'un courant de fuite trop élevé entraîne l'usure prématurée de la batterie. La valeur courante de cet élément est 100 μ F.
Faible sensibilité en bout de bande (seulement du côté des fréquences les moins élevées).	Transistor convertisseur défectueux ; Transistor M.F. défectueux.	Une faible sensibilité peut être due à un grand nombre de causes, trop nombreuses pour être toutes mentionnées ici. Toutefois, les transistors indiqués sont habituellement coupables. Dans le cas contraire, seule la vérification méthodique des divers éléments des circuits H.F. et M.F. peut révéler la cause de la panne.
Le récepteur étant réglé sur une station, la puissance change.	Condensateur de filtrage de la C.A.V. en court-circuit à la masse ; Transistor de détection défectueux.	La chaleur joue un rôle important dans le fonctionnement des récepteurs à transistors. Si le transistor détecteur a été soumis à une chaleur externe, le point de fonctionnement est déplacé, de telle sorte que le courant de repos de collecteur est augmenté. Il s'ensuit que la tension de C.A.V. ne change plus en proportion du signal reçu.
Puissance B.F. faible.	Batterie épuisée ; Transistors B.F. défectueux ; Transistor de détection défectueux.	Voir la note ci-dessus.
Distorsion dans la B.F.	Batterie épuisée ; Transistor B.F. défectueux ; Haut-parleur défectueux.	Pour déterminer si le haut-parleur est défectueux, brancher les écouteurs, dans le cas où ceux-ci ont été prévus, ou bien brancher un haut-parleur de remplacement. Placer la commande de puissance à mi-course et écouter l'éventuelle distorsion. Si l'on constate alors qu'il n'y a plus de distorsion, il est nécessaire de remplacer le transistor B.F.
Epuisement rapide de la batterie.	Contacteur défectueux ; Transistor défectueux ; Condensateur électrolytique à la masse ou présentant une fuite importante.	L'interrupteur n'ouvre pas le circuit quand il est placé en position « arrêt ». Habituellement, le transistor B.F. est coupable, car il consomme un courant excessif, bien qu'il semble fonctionner convenablement. Le courant normal pour un amplificateur en classe A, avec 9 V sur le collecteur, est de 4,5 mA ; sous 22,5 V, il est de 3,7 mA. Pour des amplificateurs en classe B, le courant au repos est approximativement 3,2 mA, sous 9 V ; il atteint 30 mA en pointe.

Voir la note à propos du motor-boating.

A. — Version utilisant un bloc de bobinage du commerce

La figure 1 a donne le schéma de l'appareil. Il est constitué par un bloc de bobinages P.O.-G.O. *Infra G 56* ou équivalent décrit sur la figure 1 b. Un mandrin en carton bakélinisé reçoit les bobinages P.O. et G.O. Un noyau en ferroxcube passe au centre du mandrin. Il est manœuvré par un axe de commande qui entraîne un fil de nylon passant sur deux poulies. Un ressort assure la tension du fil. L'ensemble est monté sur une plaquette de carton bakélinisé qui comporte également les douilles de fiche banane et les cosses à souder.

On sait que dans un circuit oscillant on peut rendre réglable soit le condensateur, soit la self-induction. La première solution est employée dans la majorité des cas au moyen d'un condensateur variable. La deuxième solution est ici plus économique car elle évite l'emploi du condensateur variable encombrant et coûteux. La self-induction est rendue réglable par l'introduction d'un noyau de ferroxcube dont la perméabilité est élevée. Lorsque le noyau est hors du bobinage, la self-induction est minimum. Au fur et à mesure que le noyau pénètre dans le mandrin la self-induction augmente pour devenir maximum lorsque le noyau se trouve entièrement dans le bobinage.

Tous les condensateurs sont isolés au mica, sauf le condensateur de découplage de l'écouteur qui est au papier. Le détecteur est un cristal de germanium d'usage général.

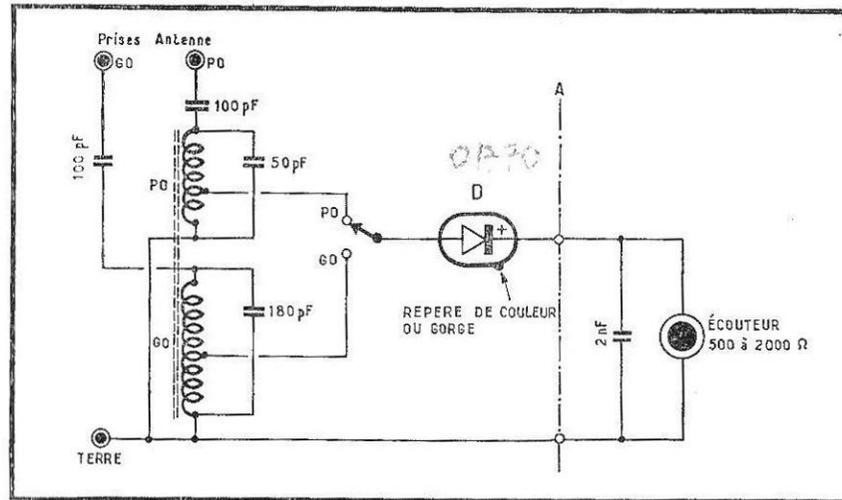


Fig. 1 a. — Schéma du récepteur avec noyau Ferroxcube.

La commutation P.O.-G.O. est assurée par un cavalier placé dans des douilles à la partie supérieure de la plaquette. Il faut déplacer le cavalier pour passer d'une gamme à l'autre et également changer l'antenne de prise.

On peut utiliser un casque normal du type amateur équipé de deux écouteurs de 500 à 2000 Ω. Les casques stéthoscopiques (70 Ω) et les écouteurs dynamiques (5 Ω) ne conviennent pas à cause de leur impédance trop faible.

C'est la version moderne du poste à galène, son utilisation est plus facile, car il n'est pas nécessaire de rechercher le point sensible, et le bobinage à ferroxcube procure un coefficient de qualité plus élevé. Il faut cependant toujours disposer

d'une bonne prise de terre (tuyau d'eau) et d'une antenne assez longue et bien dégagée pour obtenir les postes locaux avec une puissance suffisante dans l'écouteur.

Si on estime que la puissance obtenue est insuffisante, on peut ajouter un étage amplificateur B.F. simplifié, utilisant un transistor B.F. de faible puissance de n'importe quel type. Le schéma est donné par la figure 1 c. On voit qu'il suffit de rajouter un transistor et une pile de 4,5 V avec un interrupteur.

Si on préfère employer un amplificateur B.F. plus complet il faut arrêter le schéma à la ligne en traits mixtes A et brancher la sortie de la diode de détection à l'entrée d'un des schémas décrits en III^e partie de cet ouvrage.

Il n'y a que deux fils de liaison avec la B.F. car il n'y a pas besoin d'alimentation pour la diode.

B. — Version utilisant des bobinages construits par le lecteur

La figure 1 d donne le schéma du récepteur basé sur le même prin-

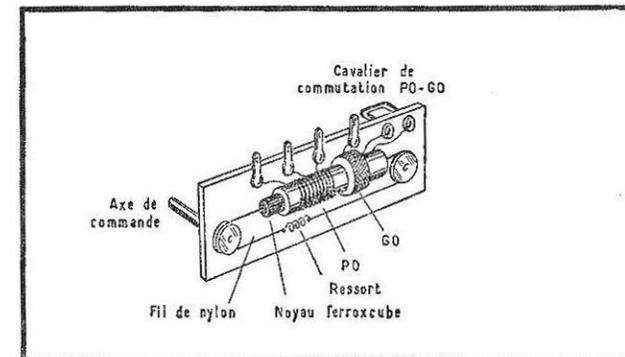


Fig. 1 b. — Schéma du bloc *Infra G56*.

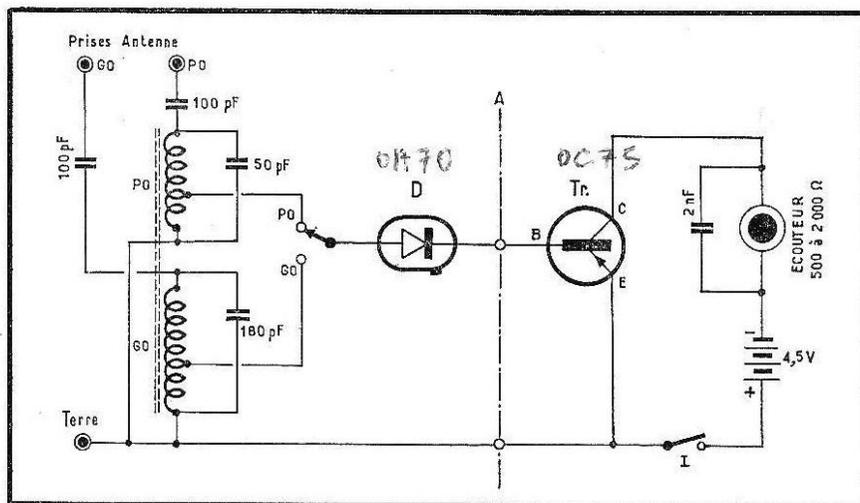


Fig. 1 c (ci-dessus). — Récepteur avec amplification à transistor.

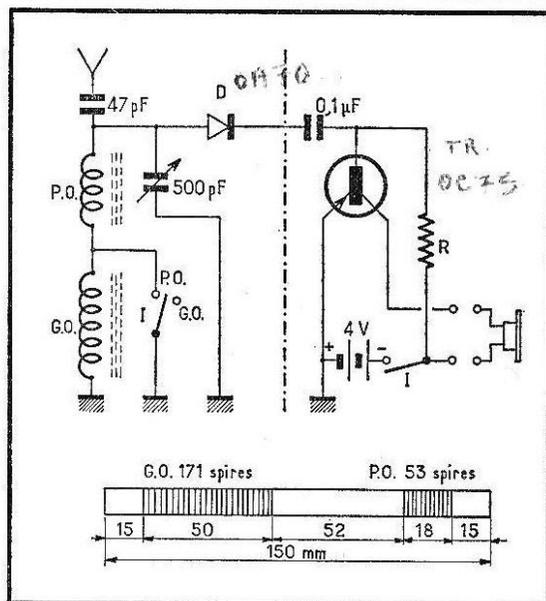


Fig. 1 d (ci-contre). — Récepteur avec accord par condensateur variable, et détail de la fabrication du bobinage.

cipe que le schéma de la première version, mais dont les bobinages peuvent facilement être réalisés par le lecteur et l'accord est obtenu par un condensateur variable.

Les bobinages P.O. et G.O. sont montés sur un barreau de ferrite utilisé comme cadre dans les récepteurs plus sensibles.

Ce barreau de 150 mm de lon-

gueur permet la réception des stations puissantes et proches sans antenne. En orientant ce cadre on peut séparer deux stations qui risquent d'interférer, il augmente la sélectivité apparente du récepteur.

Pour la réception des stations plus lointaines, il faut brancher une antenne suffisante et une prise de terre.

Les bobinages se réalisent de la façon suivante :

— Cadre antenne : barreau *Cofelec* H 20 ou *Coprim* 4 B, longueur : 150 mm, diamètre : 9,7 mm.

— Bobine P.O. : self-induction : 180 μ H, surtension 250 à 1,5 MHz; fil à brins multiples : 10 brins de 5/100 mm émail-autosoudable; on bobine à 15 mm environ de l'extrémité du barreau 53 spires jointives sur une longueur d'environ 18 mm. Les spires sont immobilisées par de la colle ou du ruban adhésif.

— Bobine G.O. : self-induction : 1,45 mH, surtension 160 à 250 kHz; fil à brins multiples : 10 brins de 5/100 mm émail-autosoudable ou fil plein cuivre émail-soie de 20/100 mm. On bobine à 15 mm de l'autre extrémité du barreau 171 spires jointives sur une longueur d'environ 50 mm (fig. 1 d).

Le condensateur variable est du type miniature, isolé au mica. La valeur maximale de la capacité est de 500 pF. Il peut être manœuvré par un bouton flèche qui se déplace devant un cadran gradué de 0 à 180°. La détection est obtenue comme sur le schéma précédent par une diode au germanium d'usage général.

L'amplification B.F. est assurée par un transistor. La résistance R doit être réglée de façon que l'intensité collecteur du transistor soit de 1 mA.

L'alimentation est assurée par une pile de lampe de poche de 4,5 V.

C. — Réalisation

La réalisation des deux versions n'offre pas de difficultés. Tous les éléments peuvent être montés sur une plaquette de carton bakéliné.

La liaison des différents éléments s'effectue par soudure sur des coses relais fixées sur la plaque. Le montage peut être prévu sans soudures en plaçant, sur la plaque, des écrous et des boulons qui serrent les connexions. Il faut alors veiller

tout particulièrement aux mauvais contacts.

LISTE DES PIÈCES

A. — POUR LA RÉALISATION DU SCHEMA DE LA FIGURE 1 a.

- 1 bloc *Infra* G 56 ou équivalent.
- 1 bouton de commande.
- 2 cond. mica 100 pF.
- 1 cond. mica 50 pF.
- 1 cond. mica 180 pF.
- 1 diode germanium SFD107, OA70, 40P1.
- 1 condensateur papier 2 nF.
- 1 casque ou écouteur de 500 à 2000 Ω .
- 1 plaquette bakélite pour montage.

B. — POUR LA RÉALISATION DU SCHEMA DE LA FIGURE 1 c.

Pièces nécessaires en plus de celles utilisées pour la réalisation du schéma de la figure 1 a :

- 1 transistor B.F. de faible puissance, tous les types conviennent : SFT352, OC75, 2N323.
- 1 pile ordinaire 4,5 V.
- 1 interrupteur simple.

C. — POUR LA RÉALISATION DU SCHEMA DE LA FIGURE 1 d.

- 1 plaquette de bakélite pour le montage, environ 100 \times 100 mm.
 - 4 bornes : A - T et casque.
 - 1 condensateur variable 500 pF miniature, isolé au mica.
 - 1 condensateur papier 0,1 μ F.
 - 1 condensateur mica 47 pF.
 - 1 casque ou écouteur de 500 à 2000 Ω .
 - 2 interrupteurs simples (interrupteur de mise en route — inverseur P.O.-G.O.).
 - 1 résistance environ 22 à 47 k Ω , 1/2 W ($I_c = 1$ mA).
 - 1 pile 4,5 V.
 - D : diode à pointe au germanium d'usage général : SFD107, OA70, 40P1.
 - Tr : transistor B.F. de faible puissance; tous les types conviennent : SFT352, OC75, 2N323.
- Le détail des bobinages est donné dans le texte.

Description du schéma

Cette réalisation fait partie des appareils pour débutants. La détectrice à réaction à transistor assure l'amplification H.F. et la détection des signaux. Elle doit être suivie par un amplificateur B.F. décrit dans la III^e partie de cet ouvrage.

L'énergie H.F. recueillie par l'antenne est appliquée, au travers d'un condensateur de 100 pF, au bobinage P.O.-G.O. Celui-ci est accordé

par un condensateur variable miniature de 500 pF.

Le signal est dirigé ensuite sur la base du transistor dont l'émetteur est assez fortement polarisé par la résistance ajustable R_2 . La détection s'opère selon le même principe que la détection plaque avec les lampes. Dans le collecteur, on recueille le signal détecté, mais aussi le résidu du signal H.F. qui, par la bobine de réaction (6-7), est réinjecté dans la bobine d'accord. Cette

réaction est réglable par le potentiomètre R_1 qui fait varier la polarisation de la base du transistor. On doit pouvoir obtenir l'accrochage et s'en rendre maître pendant la course de R_1 . S'il n'en est pas ainsi, il faut modifier la polarisation de l'émetteur en faisant varier R_2 . Ce réglage est à faire une fois pour toutes lors de la mise au point du montage. R_2 n'est pas normalement accessible pour l'utilisateur, c'est une résistance ajustable miniature *Matéra*.

Si la réaction ne peut être obtenue, il faut vérifier le sens du bobinage 6-7. Tous les enroulements doivent être bobinés du même sens et le câblage effectué comme indiqué sur le schéma. Etant donné les caractéristiques légèrement différentes des transistors H.F. qui peuvent être utilisés, il peut être nécessaire de retoucher la bobine de réaction pour obtenir une bonne sensibilité sur les deux gammes. On peut augmenter le nombre de spires, si la réaction n'est pas obtenue, jusqu'à 30 spires environ.

Les détails de réalisation du bobinage sont donnés par la figure 2 b. Le mandrin est en carton bakélinisé de 25 mm de diamètre et de 100 mm de longueur; c'est la plus grande pièce du récepteur. Le bobinage est à spires jointives en une seule couche, ce qui peut se réaliser à la main, sans l'aide d'une machine à bobiner.

Ce récepteur nécessite une bonne antenne extérieure et une prise de terre pour donner de bons résultats.

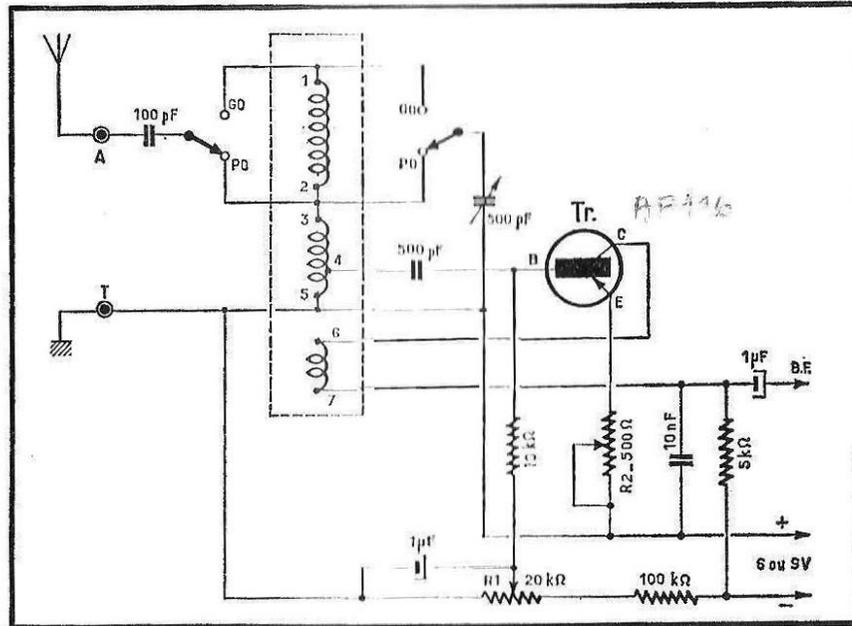


Fig. 2 a. — Schéma de la détectrice à réaction.

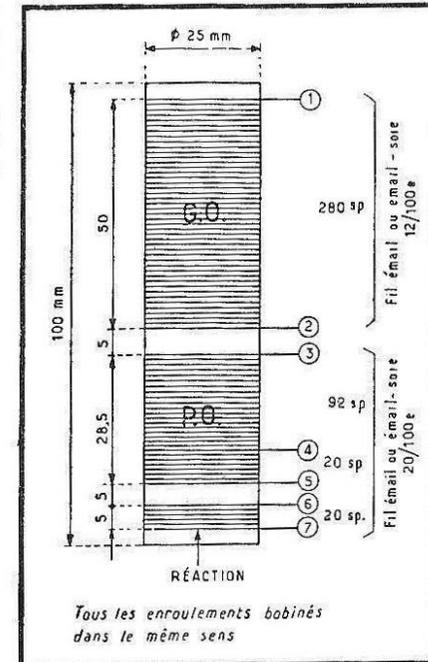


Fig. 2 b. — Détail du bobinage du schéma de la figure 2 a.

L'ensemble des pièces est monté sur une plaquette de bakélite. Ses dimensions et la disposition des pièces dépendent de l'amplificateur B.F. choisi.

LISTE DES VALEURS

Les pièces utilisées pour réaliser le schéma de la figure 2 a sont les suivantes :

- 1 inverseur P.O.-G.O., 2 circuits, 2 positions.

- 1 condensateur variable à air (490 pF) ou miniature isolement mica (500 pF) avec son cadran et son bouton flèche.
 1 transistor H.F. ou M.F.: SFT308, AF116, 37T1.
 1 condensateur mica 100 pF.
 1 condensateur mica 500 pF.
 2 condensat. électrolytiques 1 μ F; Ts: 12 V.
 1 condensateur papier 10 nF.
 1 résistance carbone $\frac{1}{2}$ W, 5 k Ω , ± 10 %.
 1 résistance carbone $\frac{1}{2}$ W, 100 k Ω , ± 10 %.
 1 résistance carbone $\frac{1}{2}$ W, 10 k Ω , ± 10 %.
 1 potentiomètre carbone linéaire 20 k Ω (R₂) avec son bouton de commande.
 1 résistance ajustable 500 Ω , ± 80 % (R₃).
 2 bornes A -T, fil de câblage, petit décolletage, etc.
 Le détail du bobinage est porté sur la figure 2 b.

3

RÉCEPTEUR "REFLEX" P.O. - G.O.

Description du schéma

Le transistor unique de la partie H.F. de ce récepteur amplifie une première fois en haute-fréquence. Le signal est détecté par la diode D, puis la modulation B.F. est amplifiée à nouveau par le même transistor. Il faut donc bien séparer les signaux H.F. et B.F., afin d'éviter les accrochages. En particulier, si la B.F. n'est pas bien filtrée, donc bien séparée de la H.F., on obtient une réaction positive qui est une source d'instabilité.

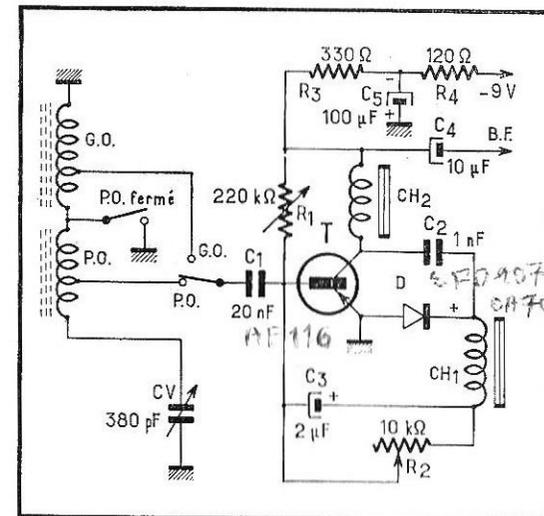
Il ne faut pas non plus que la B.F. déforme le signal H.F. ce qui provoquerait une distorsion désagréable pour l'auditeur.

Un récepteur « réflex » est presque aussi sensible qu'un montage superhétérodyne; il est par contre moins sélectif et plus difficile à mettre au point. Il faut effectuer certaines retouches en fonction des pièces utilisées pour obtenir un montage stable et fidèle.

Dans cette réalisation, les bobines P.O. et G.O. sont effectués sur un bâtonnet de ferrite formant cadre. Son orientation permet de choisir la station désirée et d'améliorer la sélectivité de l'appareil. Le réglage s'effectue par le condensateur variable (CV).

Le signal H.F. est appliqué sur la base du transistor, au travers d'un condensateur de 20 nF (C₁) afin de ne pas court-circuiter sa polarisation à la masse. Cette polarisation est réglée par la résistance ajustable R₁ de façon que le courant collecteur soit de 1 mA. L'émetteur est réuni directement à la masse.

Fig. 3 a. — Schéma du récepteur Reflex.



Le signal amplifié est recueilli sur le collecteur. La bobine de choc (CH2) offre une impédance élevée au signal H.F. qui est dirigé, par C₂, vers la diode de détection (D). Le signal H.F. ne peut pas aller plus loin que la diode par suite de la présence de la bobine CH1. Le signal B.F., par contre, franchit facilement CH1 et, par C₃, est appliqué sur la base du transistor. Le potentiomètre R₂ permet de régler le pourcentage de B.F. qui passe par le circuit « réflex », et de se rendre maître de l'instabilité éventuelle.

Le signal B.F. amplifié apparaît à la sortie collecteur. Le condensateur C₂ offre une impédance élevée à ces fréquences tandis que la bobine CH2 se laisse facilement traverser. Cette modulation est dirigée vers l'amplificateur B.F. choisi dans la III^e partie de cet ouvrage.

La construction de ce récepteur peut s'effectuer sur une plaquette de bakélite supportant le cadre et toutes les autres pièces. Le câblage est simple et le nombre de soudures est réduit. C'est un montage pour débutants, mais attention à la mise au point!

LISTE DES VALEURS

Résistances

- R₁: résistance ajustable 220 k Ω ± 80 %.
- R₂: potentiomètre au carbone 10 k Ω , linéaire.
- R₃: 330 Ω , $\frac{1}{2}$ W ± 10 %.
- R₄: 120 Ω , $\frac{1}{2}$ W ± 10 %.

Condensateurs

- C₁: au papier ou au film plastique: 20 nF.
- C₂: au papier ou au film plastique: 1 nF.

C₂ : électrolytique 2 µF; T_s : 12 V.
 C₄ : électrolytique 10 µF; T_s : 12 V.
 C₅ : électrolytique 100 µF; T_s : 12 V.

CV : condensateur variable 380 pF maximum.

Bobinages

Cadre. — Barreau de ferrite : longueur 150 à 200 mm, diamètre 9,7 mm (Cofelec H 20 ou Coprtm 4 B).

Cadre P.O. sur tube vinyle. — 4 + 50 spires rangées en 41 à brins multiples 20 brins 5/100 mm; L = 210 µH, Q à 502 kHz = 328 (référence Isostat N 342).

Cadre G.O. sur tube vinyle. — Fil à brins multiples 10 brins 5/100 mm bobiné en nid d'abeille. Pas de la machine : 24 - 40 - 40 - 40. Réaliser 4 bobinages côte à côte de 40 spires chacun. Prise à 12 spires du premier bobinage. L = 1,60 mH, Q à 160 kHz = 182 (référence Isostat N 344).

Les lecteurs ne disposant pas de machine à bobiner en nid d'abeille, peuvent effectuer l'enroulement en spires rangées sur le même tube en vinyle que pour la gamme P.O. Ceux qui ne veulent pas effectuer ces bobinages peuvent se les procurer dans le commerce, grâce aux références indiquées.

CH1 et CH2 : bobines d'arrêt identiques : 1 mH (référence National R 100).

Inverseur de gammes : inverseur miniature 2 circuits, 2 positions, soit rotatif, soit à touches.

Transistor et diode

T : transistor H.F. ou M.F. genre SFT308, SFT320, AF116, 37T1, 155T1 (courant collecteur 1 mA).

D : diode à pointe au germanium pour détection : SFD107, OA70, 40P1.

AMPLIFICATION DIRECTE H.F. GAMME P.O. SEULE

4

Description du schéma

Avec cette description on débute la série des récepteurs pour amateurs possédant une petite expérience radio. En conséquence les détails évidents sont passés sous silence. Les précisions nécessaires sont données.

Cet appareil n'a besoin ni d'antenne ni de terre pour fonctionner, car il reçoit sur cadre bobiné sur un bâtonnet de ferrite. Il est donc portable, de faibles dimensions et économique à construire. Il peut être associé à tous les schémas B.F., cependant les réalisations les plus faciles donnent des récepteurs à 4 ou à 5 transistors simples et économiques.

Les bobinages sur le bâtonnet de

ferrite assurent la captation de l'énergie H.F. et la sélection d'entrée par le condensateur variable C₂. Le premier étage est accordé par les bobinages T₁ et la seconde cage du condensateur variable C₅. Le deuxième étage d'amplification H.F. est accordé par le bobinage T₂ réglé au milieu de la plage à couvrir, et amorti par la diode de détection D. Il n'est pas nécessaire, dans ces conditions, de prévoir une troisième cage dans le condensateur variable pour accorder ce bobinage.

Le gain en puissance obtenu par les deux transistors H.F. est de 40 à 50 dB selon que l'alimentation a lieu sous 4,5 V ou 6 V.

Le schéma est classique. Les bases des transistors sont alimentées au moyen d'un pont de résistances

qu'il faut ajuster afin que l'intensité collecteur soit correcte (1 mA). On peut soit changer les résistances jusqu'à obtenir le résultat, soit employer une résistance ajustable miniature.

La stabilisation en température est assurée par les résistances R₃ et R₆ intercalées entre l'émetteur de chaque transistor et la masse.

Selon les types de transistors utilisés et la tension d'alimentation choisie, il faut retoucher légèrement la valeur de ces résistances pour obtenir le gain le plus élevé possible.

Le réglage de la commande unique s'effectue au moyen des noyaux des transformateurs H.F. T₁ et T₂ à 574 kHz.

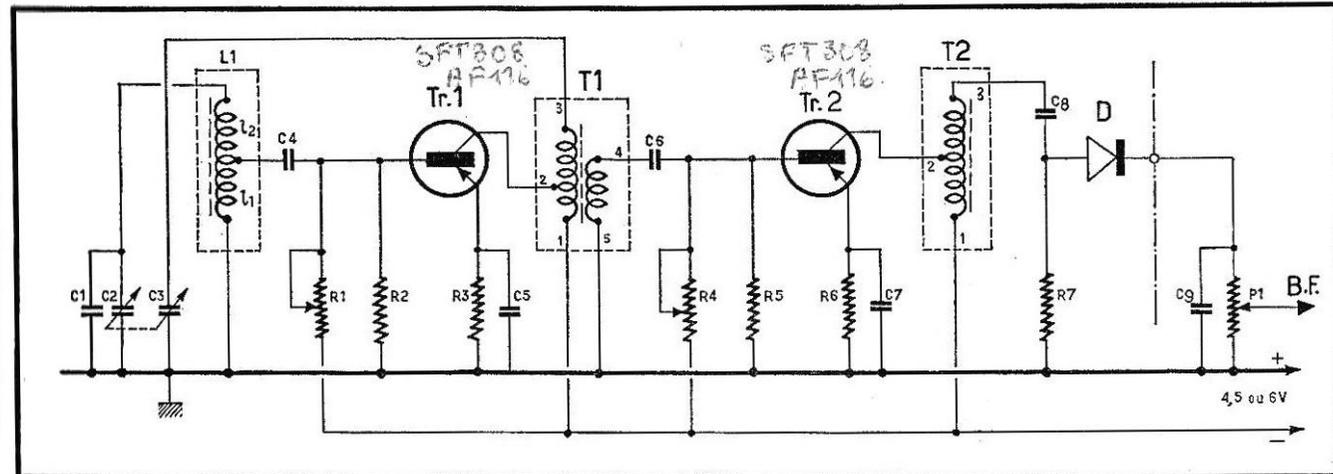


Fig. 4 a. — Schéma de la partie amplification directe haute-fréquence.

On cherche à obtenir le niveau de sortie le plus élevé sur cette fréquence. Si le groupe de condensateurs variables comporte un trimmer sur chacune des deux cages; il faut les régler au maximum du niveau de sortie à la fréquence de 1400 kHz.

LISTE DES VALEURS

Résistances

$\frac{1}{2}$ W au carbone ± 10 %.
 R_1 : résistance ajustable 33 k Ω ± 80 %.
 R_2 : 10 k Ω .
 R_3 : 200 Ω .
 R_4 : résistance ajustable 39 k Ω ± 80 %.
 R_5 : 15 k Ω .
 R_6 : 200 Ω .
 R_7 : 27 k Ω .
 P_1 : 5 k Ω (avec interrupteur) au carbone linéaire.

Condensateurs

C_1 : 40 pF (mica).
 C_2 : 490 pF } commande
 C_3 : 490 pF } simultanée
 C_4 : 40 nF (papier ou film plastique).
 C_5 : 40 nF (papier ou film plastique).
 C_6 : 100 nF (papier ou film plastique).
 C_7 : 40 nF (papier ou film plastique).
 C_8 : 100 nF (papier ou film plastique).
 C_9 : 40 nF (papier ou film plastique).

Bobinages

Cadre de réception. — Barreau nu en ferrite (Cofelec H 20 ou Coprim 4 B); longueur 150 ou 200 mm, diamètre 9,7 mm.

— Caractéristiques du bobinage: inductance L ($l_1 + l_2$): 180 μ H; surtension à 790 kHz: $Q = 150$ (à vide); rapport du nombre de spires $\frac{L}{l_1} = 16$; fil à brins multiples (en

20 brins de 5/100 mm) l_1 : 6 spires, l_2 : 95 spires.

— Disposition des enroulements sur le bâtonnet antenne: la totalité de la bobine L ($l_1 + l_2$) devra être sensiblement répartie sur les 7/10 de la longueur du barreau de 150 mm.

Transformateur H.F.: T_1 .

Bobinages effectués dans un pot fermé (LIPA, type PFR4).

Valeur de l'inductance entre 1-3: $L = 180 \mu$ H.

Surtension à 790 kHz: $Q = 100$ (à vide).

Rapport du nombre de spires entre 1-3 et 1-2: $n = 1,8$.

Rapport du nombre de spires entre 1-3 et 4-5: $n = 3,6$.

Fil divisé 10 brins 5/100 mm.

Nombre de spires:
entre 1-3: 91 spires,
entre 1-2: 50 spires,
entre 4-5: 25 spires.

Transformateur H.F.: T_2 .

Bobinage effectué dans un pot fermé (LIPA, type PFR4).

Valeur de l'inductance entre 1-3: $L = 1$ mH.

Rapport du nombre de spires entre 1-3 et 1-2: $n = 2,3$.

Fil divisé 5 brins 5/100 mm.

Nombre de spires: remplir complètement le pot fermé qui doit contenir environ 200 spires.

A ce moment 1-3: 200 spires et 1-2: 86 spires.

Transistors

TR1 et TR2: SFT308, AF116, 37T1.

Diode

D: SFD107, OA70, 40P1.

Réglage du courant collecteur des transistors

a) Régler R_1 pour I collecteur de TR1 = 1 mA.

b) Régler R_4 pour I collecteur de TR2 = 1 mA.

5

SUPERHÉTÉRODYNE P.O. (modèle avec

Description du schéma

Le schéma superhétérodyne est universellement adopté et les récepteurs industriels sont pratiquement tous réalisés sur ce type.

Leur sensibilité est suffisante pour recevoir sur cadre les principales stations, et leur sélectivité est meilleure que celle donnée par l'amplification directe. Enfin, leur mise au point est relativement aisée.

Voulant graduer les difficultés de réalisation pour le lecteur, ce premier schéma superhétérodyne (fig. 5 a) est prévu avec des éléments du commerce. Il suffit de réunir le bloc à clavier et un module M.F.-détection avec quelques éléments, pour obtenir un ensemble H.F. fonctionnant dès la première mise en route. Il reste à lui associer un ensemble B.F. décrit dans la III^e partie de cet ouvrage pour avoir un excellent récepteur.

Le débutant dans la construction des récepteurs à transistors peut très bien choisir cette réalisation qui lui servira d'initiation. Il se risquera à construire lui-même ses bobinages et ses sous-ensembles. Du reste les renseignements complets sont donnés en annexe.

La réception s'effectue par cadre en ferrite, sur lequel on bobine les enroulements P.O. et G.O. La perméabilité du barreau est élevée et permet d'avoir un pouvoir de captation suffisant pour la réception des principales stations. Le cadre doit être orienté de façon à recueillir la tension la plus élevée possible, tout en éliminant les parasites ou les stations indésirables. En P.O., les

deux enroulements sont placés en parallèle. Un circuit de couplage est relié à la base du transistor convertisseur.

Le bloc de bobinages comprend:

— un clavier à quatre touches: G.O., P.O., Antenne, Cadre. Les touches sont solidaires deux à deux. Une seule touche de gamme peut être enfoncée à la fois. Il en est de même pour les touches « Antenne » et « Cadre ». Le fait d'enfoncer une libère l'autre. Sur le schéma, les contacts correspondants sont placés sous les touches. Ainsi, la touche G.O. commande une inversion. La touche P.O. correspond à deux inversions ainsi que la touche « Antenne ». La touche « Cadre » ne sert qu'à libérer la touche « Antenne » et n'a pas de contacts propres. Le schéma est dessiné lorsque aucune touche n'est enfoncée;

— les bobinages d'accord P.O. et G.O. reliés à la prise antenne voiture. En effet, il est préférable d'éliminer le cadre et de se servir de bobinages indépendants lors de l'utilisation du récepteur en voiture. Ainsi les parasites produits par le circuit d'allumage de la voiture ne sont pas captés par le cadre et ne viennent pas troubler la réception;

— le bobinage oscillateur à trois enroulements qui est unique pour la réception des P.O. et des G.O. Le bobinage est accordé normalement pour les P.O.; pour la réception des G.O., il suffit de placer un condensateur de 220 pF en parallèle sur l'enroulement accordé. La plage couverte est plus réduite, mais elle

G.O. ÉQUIPÉ DE MODULES (prise antenne auto)

est suffisante pour recevoir les émetteurs existant sur cette gamme.

Ce bloc est relié au cadre, au condensateur variable double, au transistor convertisseur et au module F.M. (F.I.). Son montage est très simple (fig. 5 b).

Le module M.F. (F.I.) groupe sur un circuit imprimé de dimensions réduites tous les éléments nécessaires, c'est-à-dire : les deux transistors M.F., la diode de détection, la diode d'amortissement, les trois boîtiers M.F. ainsi que les résistances

et les condensateurs assurant le fonctionnement de l'ensemble.

Le module est préréglé. Son montage consiste en la soudure de cinq connexions. Il est accordé sur 480 kHz (fig. 5 c).

Une telle partie H.F. de récepteur, alimentée sous 9 V, a une sensibilité, sur prise antenne, de quelques microvolts. Sur cadre, la sensibilité est comprise entre 30 et 50 $\mu\text{V}/\text{m}$ selon la fréquence.

La bande passante à 6 dB est de 4,75 kHz, et l'atténuation (sélecti-

tivité) à 9 kHz est de 26 dB. L'efficacité du C.A.G. (commande automatique de gain) est de 32 dB.

LISTE DES VALEURS

Résistances

$\frac{1}{2}$ W au carbone $\pm 10\%$.

Sur le module M.F. (F.I.) :

R₁ : résistance variable 120 k Ω $\pm 80\%$.

R₂ : 1 k Ω .

R₃ : 3,9 k Ω .

R₄ : 12 k Ω .

R₅ : 820 Ω .

R₆ : 330 Ω .

R₇ : 12 k Ω .

R₈ : 470 Ω .

A rajouter, lors du montage :

R₉ : 1 k Ω .

R₁₀ : 2,7 k Ω .

R₁₁ : 27 k Ω .

R₁₂ : 1 k Ω .

R₁₃ : 120 Ω .

Condensateurs

Sur le module M.F. (F.I.) :

C₁ : électrolytique 6 μF ; T_s : 9 V.

C₂ : papier ou film plastique 50 nF.

C₃ : papier ou film plastique 10 nF.

C₄ : papier ou film plastique 50 nF.

C₅ : papier ou film plastique 10 nF.

C₆ : papier ou film plastique 10 nF.

C₇ : papier ou film plastique 50 nF.

C₈ : céramique ou film plastique

500 pF.

C₉ : céramique ou film plastique

240 pF.

C₁₀ : céramique ou film plastique

240 pF.

CN₁ et CN₂ : condensateurs de neutrodynage éventuels, de quel-

ques pF.

Sur le bloc H.F. :

C₁₁ : mica 46 pF.

C₁₂ : mica 85 pF.

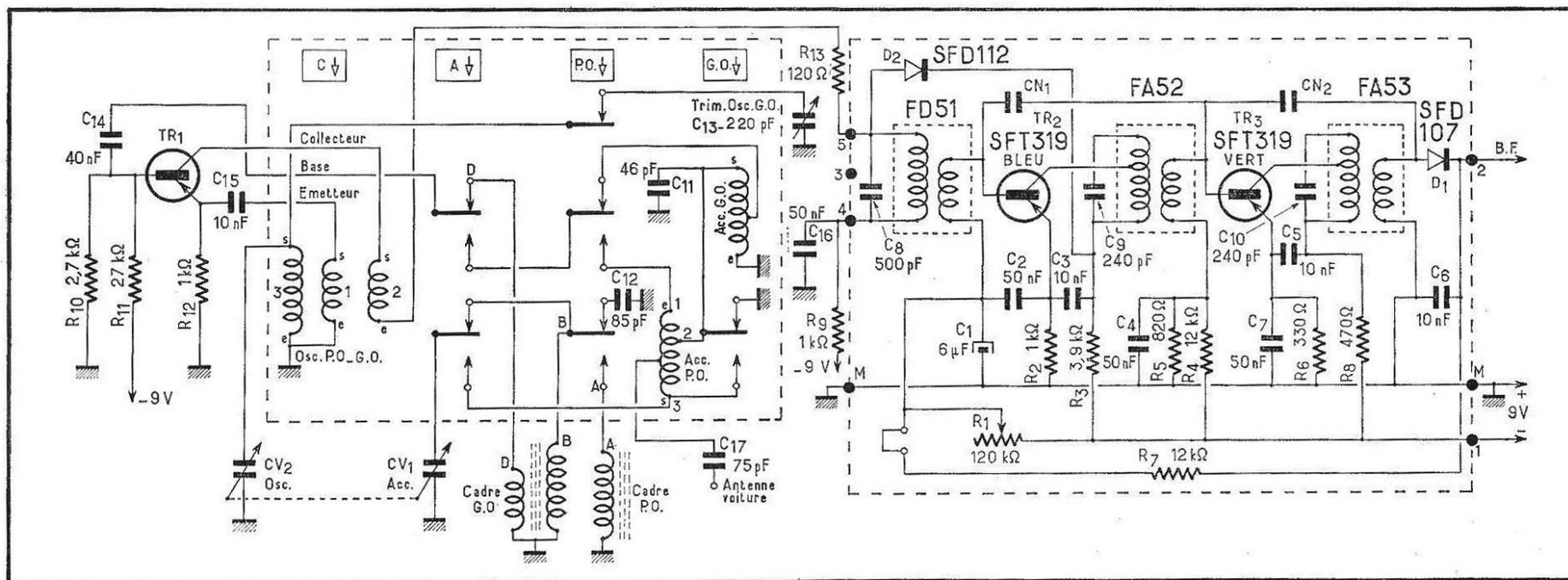


Fig. 5 a. — Schéma du récepteur à modules.

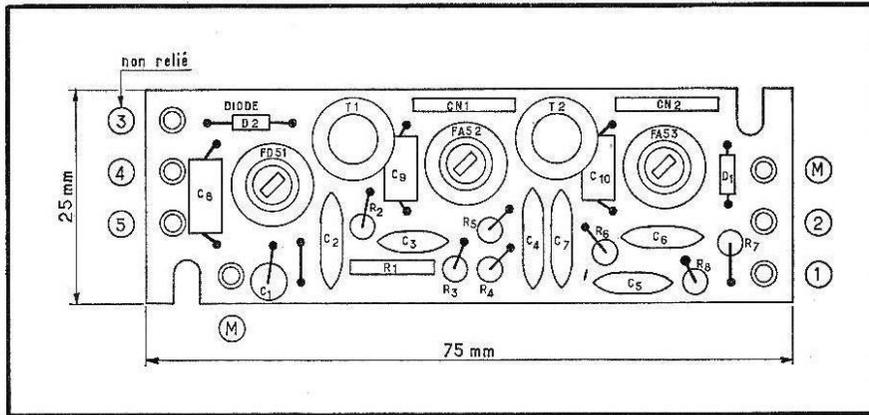


Fig. 5 c (ci-dessus). — Plan schématique et dimensions du module M.F. (F.I.) VT50C Oréga.

A rajouter, lors du montage :

C₁₃ : trimmer oscillateur G.O. formé d'un condensateur au mica de 200 pF et d'un ajustable 3-30 pF en parallèle.

C₁₄ : papier ou film plastique 40 nF.

C₁₅ : papier ou film plastique 10 nF.

C₁₆ : papier ou film plastique 50 nF.

C₁₇ : mica ou film plastique 75 pF.

CV₁ : condensateur variable d'accord 280 pF.

CV₂ : condensateur variable oscillateur 120 pF couplé sur le même axe.

Bobinages

— Cadre P.O.-G.O. : CMN 200 Oréga sur ferrite 200 mm de longueur.

— Bloc H.F. : Flat MD4B Oréga (fig. 5 b).

— Module M.F. (F.I.) : VT 50C Oréga (fig. 5 c).

Transistors et diodes

Sur le module M.F. (F.I.) :

Tr2 : SFT319 bleu.

Tr3 : SFT319 vert.

D1 : SFD107.

D2 : SFD112.

A rajouter lors du montage :

Tr1 : SFT320.

(Transistors et diodes Cosem.)

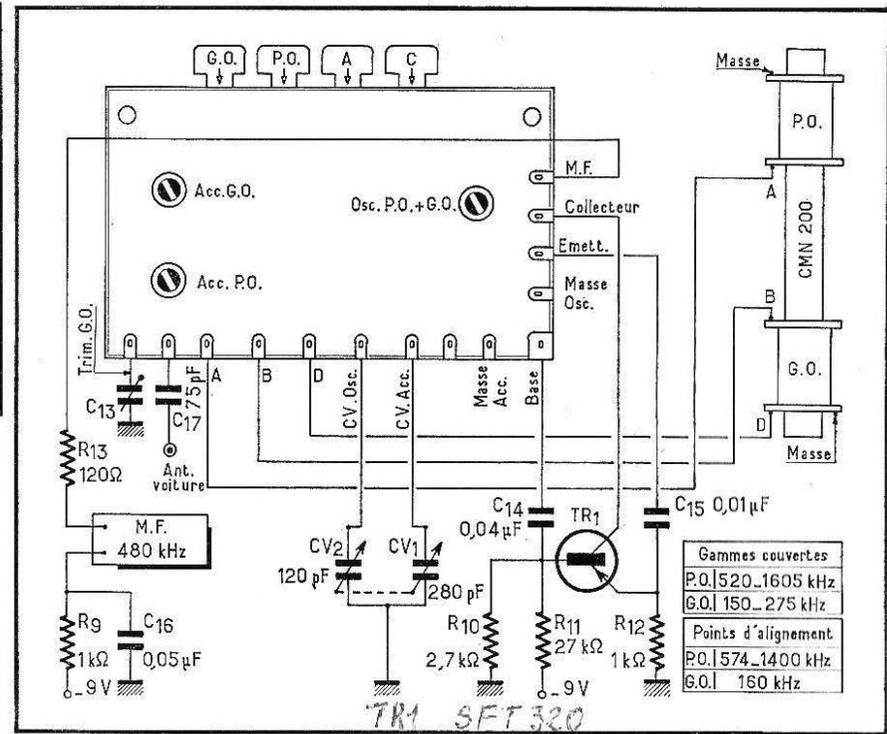
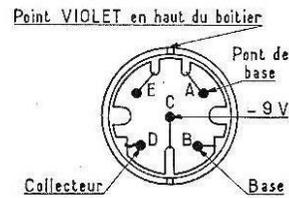
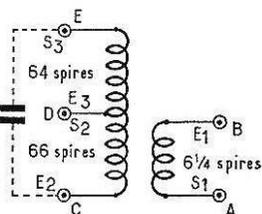


Fig. 5 b (ci-contre). — Branchement du bloc Flat MD4B Oréga et du cadre CMN200 Oréga.

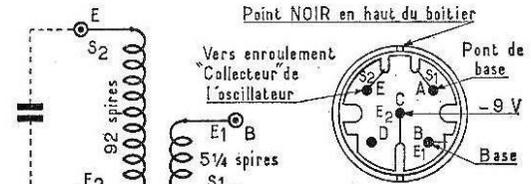
Annexe

Les lecteurs qui ne désirent pas employer un module peuvent se procurer tous les éléments du schéma et les monter d'une façon classique.

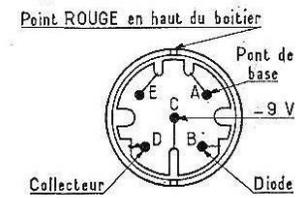
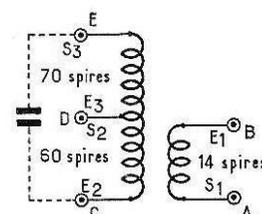
Ceux qui veulent construire leurs bobinages M.F. trouveront sur la figure ci-contre tous les renseignements utiles.



FA52



FD51



FA53

Description du schéma

Cette réalisation s'adresse au lecteur qui désire faire lui-même tous ses bobinages au lieu de les commander chez son fournisseur habituel. Elle sous-entend une certaine habitude de la construction des récepteurs, et marque un degré de difficulté supplémentaire.

Le schéma est classique et les différents étages sont conformes à ceux qui ont été explicités dans la première partie de cet ouvrage.

La réception s'effectue sur un cadre de ferrite selon la mode actuelle. Les enroulements P.O. et

G.O. sont bobinés sur le barreau du cadre. Le bobinage oscillateur est unique pour les deux gammes; il comprend le circuit accordé et l'enroulement d'entretien des oscillations. Pour la réception des G.O., on place un condensateur fixe de 220 pF (C₄) en parallèle sur le condensateur variable oscillateur. La tension d'oscillation injectée entre émetteur et base à 1,5 MHz c'est-à-dire à l'extrémité supérieure de la gamme P.O., est de 80 mV eff.

Le courant collecteur du transistor changeur de fréquence doit être réglé, par R₆, à 600 µA. Ces valeurs

ont été relevées pour une tension d'alimentation de 9V.

Le réglage de la commande unique s'effectue sur 1400 kHz au moyen des trimmers des condensateurs variables d'accord et d'oscillation. Pour le bas de la gamme P.O., on règle le noyau du bobinage oscillateur à 574 kHz.

L'amplificateur M.F. (ou F.I.) est accordé sur 455 kHz. Il comprend deux étages et trois transformateurs.

L'utilisation des transistors modernes « Drift », « Mesa » ou « PEB » permet de prévoir une impédance

de charge du collecteur beaucoup plus élevée qu'avec les transistors alliés. Cette impédance peut atteindre 15 kΩ. Elle autorise un gain plus élevé et une sélectivité plus poussée. D'autre part, la capacité collecteur-base est très faible et le condensateur de neutrodynage n'est pas indispensable. Si l'amplificateur est instable, il faut rajouter un condensateur de neutrodynage de faible valeur (quelques picofarads). Pour effectuer un réglage parfait, un condensateur ajustable de 20 pF maximum est très utile.

On obtient ainsi un gain par étage

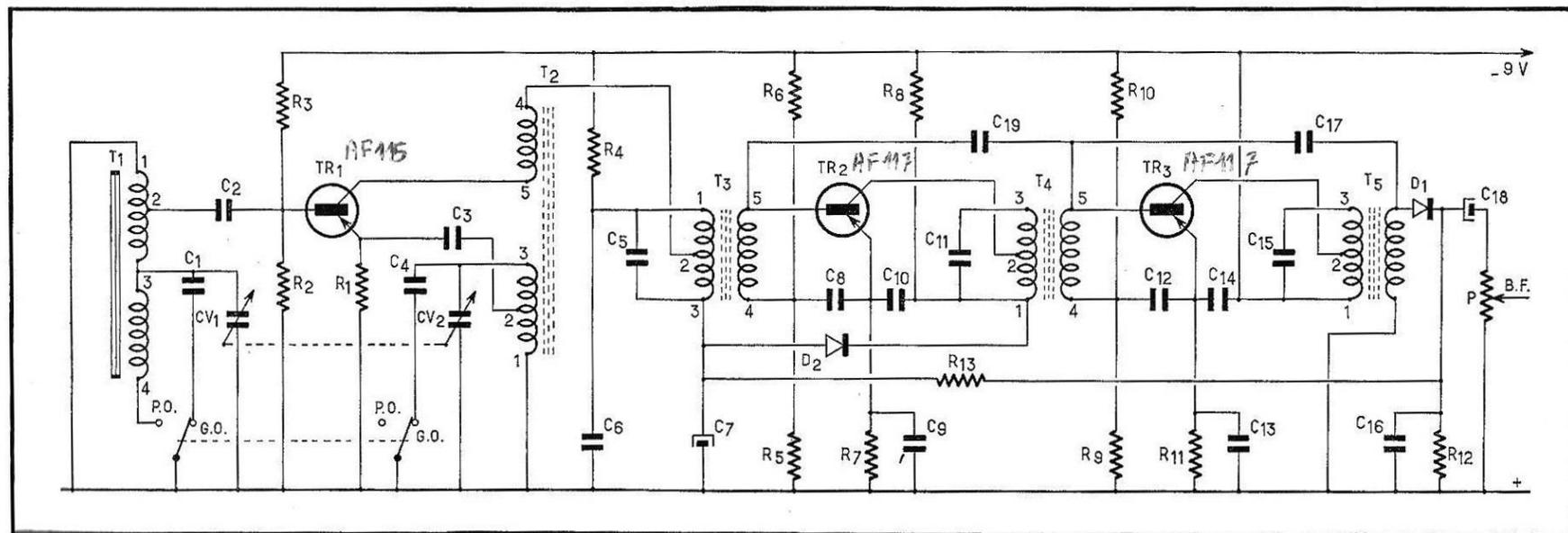


Fig. 6 a. — Schéma du superhétérodyne P.O.-G.O.

de l'ordre de 30 dB, facilement reproductible en fabrication de série.

La sélectivité est également excellente puisqu'on peut compter sur une atténuation de 26 dB à + 9 kHz et à - 9 kHz pour les deux étages.

La dissymétrie de la courbe n'excède pas 3 à 4 dB.

Ce schéma comprend un circuit antifading (C.A.G.) appliqué seulement sur le premier étage M.F. Celui-ci comporte également une diode d'amortissement (D2).

Le courant collecteur des deux transistors est réglé à 1 mA, respectivement en ajustant la valeur des résistances R_9 et R_{10} , pour 9 V de tension d'alimentation.

PIÈCES UTILISÉES

Résistances

- $\frac{1}{2}$ W au carbone ± 10 %.
- R_1 : 2,2 k Ω .
- R_2 : 4,7 k Ω .
- R_3 : 22 k Ω ou résistance ajustable 22 k $\Omega \pm 80$ %.
- R_4 : 150 Ω .
- R_5 : 3,3 k Ω .
- R_6 : 47 k Ω ou résistance ajustable 47 k $\Omega \pm 80$ %.
- R_7 : 180 Ω .
- R_8 : 2,7 k Ω .
- R_9 : 3,3 k Ω .
- R_{10} : 22 k Ω ou résistance ajustable 22 k $\Omega \pm 80$ %.
- R_{11} : 1 k Ω .
- R_{12} : 10 k Ω .
- R_{13} : 5,6 k Ω .

P : potentiomètre au carbone linéaire de 10 k Ω .

Condensateurs

Au mica ou au film plastique ± 5 % :

- C_1 : 88 pF.
- C_4 : 220 pF.
- C_5 : 250 pF.
- C_{11} : 250 pF.
- C_{15} : 250 pF.
- C_{17} { neutrodynage
éventuel
- C_{18} { moins de 10 pF.
- Au papier ou film plastique :
- C_2 : 50 nF.
- C_3 : 20 nF.
- C_6 : 0,1 μ F.
- C_8 : 40 nF.
- C_9 : 0,1 μ F.
- C_{10} : 40 nF.
- C_{12} : 40 nF.
- C_{13} : 0,1 μ F.
- C_{14} : 40 nF.
- C_{16} : 10 nF.

Electrolytiques; T_s : 12 V :

- C_7 : 2 μ F.
- C_{18} : 10 μ F.

Condensateurs variables à air miniatures avec trimmer :

- CV1 : accord 280 pF.
- CV2 : oscillateur 120 pF.

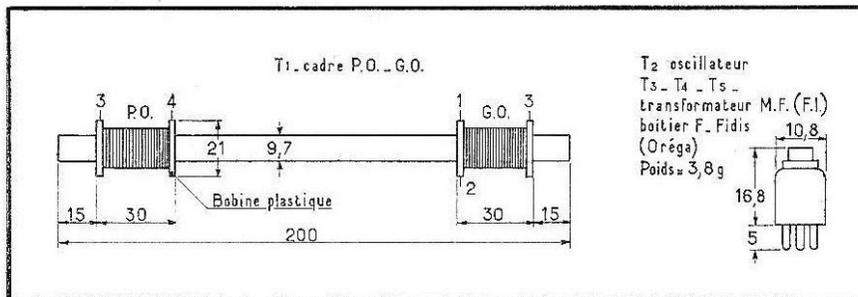


Fig. 6 b. — Détail des bobinages.

Bobinages

Cadre :

(T1) bâtonnet ferrite (Cofelec H 20 ou Coprim 4 B), diamètre 9,7 mm; longueur 200 mm.

— Nombre de spires :

G.O. : entre 1-2 : 9,5 spires; entre 1-3 : 190 spires. Fil à brins multiples 5 brins 7/100 mm, surtension à vide : 200.

P.O. : entre 3-4 : 60 spires, fil 15 brins, 5/100 mm, surtension à vide : 120.

Les bobinages sont réalisés sur deux bobines plastiques de 30 mm de longueur. En P.O., bobinage à spires jointives, en une couche. En G.O., bobinage à spires jointives en deux ou trois couches (détail fig. 6 b).

(T2) oscillateur :

— support magnétique et blindage Fidis Oréga (fig. 6 b);

— le bobinage est effectué en vrac, mais en cherchant à avoir la

plus petite capacité répartie possible;

— nombre de spires : enroulement accordé : entre 1-2 : 3 spires; entre 1-3 : 90 spires; entretien : entre 4-5 : 10 spires. Fil à brins multiples : 5 brins 5/100 mm.

Transformateurs moyenne fréquence (F.I.) :

— support magnétique et blindage Fidis Oréga (fig. 6 b);

— le bobinage effectué en vrac;

— nombre de spires :

T3 (premier boîtier) : primaire : entre 1-2 : 48 spires; entre 1-3 : 130 spires; secondaire : entre 4-5 : 4 spires; surtension à vide : 90;

T4 (second boîtier) : primaire : entre 1-2 : 50 spires; entre 1-3 : 140 spires; secondaire : entre 4-5 : 8 spires; surtension à vide : 90. Fil 15/100 émail pour T3 et T4;

T5 (troisième boîtier) : primaire : entre 1-2 : 45 spires; entre 1-3 : 140 spires; secondaire : entre 4-5 : 25 spires; surtension à vide : 120. Fil à brins multiples : 7 brins 5/100 mm.

Commutateur P.O. - G.O.

Rotatif ou à clavier : 2 circuits, 2 positions.

Transistors et diodes

Tr1 : convertisseur P.O.-G.O. « Drift », « Mesa » ou « PEB » : SFT320, AF115, 155T1.

Tr2 : amplificateur M.F., « Drift », « Mesa » ou « PEB » : SFT319 bleu, AF117, 154T1.

Tr3 : amplificateur M.F., « Drift », « Mesa » ou « PEB » : SFT 319 vert, AF117, 154T1.

D1 : diode détection SFD107, OA70, 40P1.

D2 : diode amortissement SFD112 OA90, 46P1.

Description du schéma

Cette réalisation (fig. 7 a) est plus complète que les précédentes puisqu'elle comporte en outre la gamme O.C. La réception a lieu sur cadre pour les gammes P.O. et G.O., sur antenne télescopique pour les O.C. et sur antenne voiture avec commutation des bobinages sur P.O. et G.O. Cet équipement est généralement

exigé pour les récepteurs de luxe.

L'amplificateur moyenne fréquence (F.I.) comprend deux transistors et quatre transformateurs au lieu de trois habituels.

Entre le premier et le second transistor M.F. on trouve deux transformateurs identiques couplés par capacité. Ce filtre de bande permet d'augmenter la sélectivité de l'appareil. Elle dépend de la valeur

de la capacité de couplage. Avec 5,2 pF, on obtient la courbe de la figure 7 b qui est très favorable. Il faut remarquer l'atténuation de 10 dB à $\pm 4,5$ kHz et de 60 dB à ± 18 kHz.

Cet amplificateur comporte bien entendu un circuit antifading (C.A.G.) et une diode d'amortissement, tous deux agissant sur le premier étage.

Les transistors les plus modernes sont employés.

Cette réalisation permet de satisfaire tous les lecteurs. En effet, ceux qui veulent construire leurs bobinages trouveront tous les renseignements nécessaires. Pour ceux qui préfèrent les acquérir, il est indiqué les références des différentes pièces afin qu'ils puissent les demander à leur fournisseur.

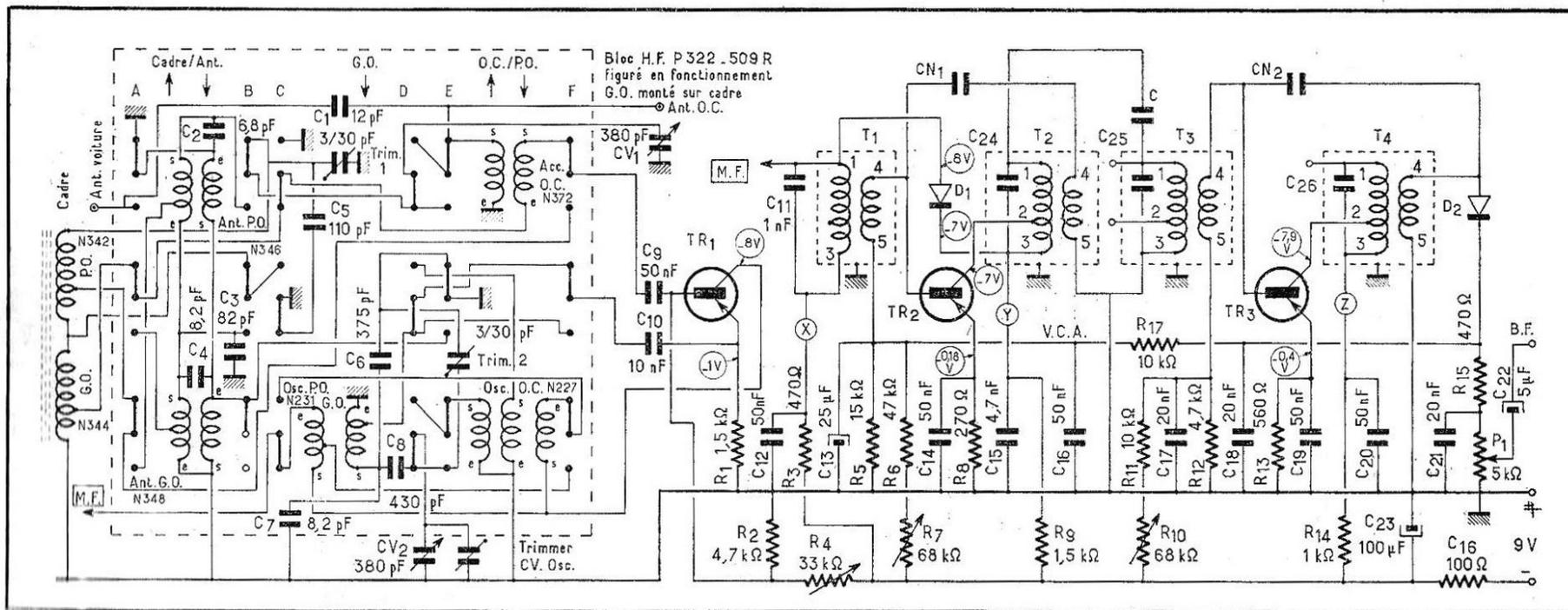


Fig. 7 a. — Schéma du récepteur O.C.-P.O.-G.O.

Le courant collecteur des transistors est à régler au moyen des résistances ajustables de façon à obtenir :

500 à 600 μ A, pour Tr1, mesuré en X;

700 à 900 μ A, pour Tr2, mesuré en Y;

800 à 1000 μ A, pour Tr3, mesuré en Z,

selon les types de transistors utilisés.

La figure 7 c donne la vue extérieure du bloc P 322-509 R *Isostat*, ainsi que les fréquences d'alignement. On remarque que l'oscillateur fonctionne en harmonique 2, en O.C. La fréquence d'oscillation est plus petite que la fréquence d'accord. C'est un des cas étudiés au cours de la première partie. On obtient ainsi une meilleure stabilité en O.C., et on réduit le risque d'entraînement de la fréquence d'oscillation par la fréquence d'accord trop voisine.

La figure 7 d indique le branchement des boîtiers oscillateurs et moyenne fréquence. Ces derniers sont accordés sur 480 kHz.

PIÈCES UTILISÉES

Résistances

$\frac{1}{2}$ W au carbone ± 10 %.

R₁ : 1,5 k Ω .

R₂ : 4,7 k Ω .

R₃ : 470 Ω .

R₄ : 33 k Ω ou résistance ajustable 33 k $\Omega \pm 80$ %.

R₅ : 15 k Ω .

R₆ : 47 k Ω .

R₇ : 68 k Ω ou résistance ajustable 68 k $\Omega \pm 80$ %.

R₈ : 270 Ω .

R₉ : 1,5 k Ω .

R₁₀ : 68 k Ω ou résistance ajustable 68 k $\Omega \pm 80$ %.

R₁₁ : 10 k Ω .

R₁₂ : 4,7 k Ω .

R₁₃ : 560 Ω .

R₁₄ : 1 k Ω .

R₁₅ : 470 Ω .

R₁₆ : 100 Ω .

R₁₇ : 10 k Ω .

Condensateurs

Au mica ou au film plastique ± 5 %.

C₁ : 12 pF.

C₂ : 6,8 pF.

C₃ : 82 pF.

C₄ : 8,2 pF.

C₅ : 110 pF.

C₆ : 375 pF.

C₇ : 8,2 pF.

C₈ : 430 pF.

C₂₄ : 450 pF.

C₂₅ : 450 pF.

C₂₆ : 450 pF.

C : 5,2 pF ± 1 %.

Cn₁ } éventuellement, entre

Cn₂ } 2 et 10 pF.

Au papier ou au film plastique ± 20 %.

C₉ : 50 nF.

C₁₀ : 10 nF.

C₁₁ : 1 nF.

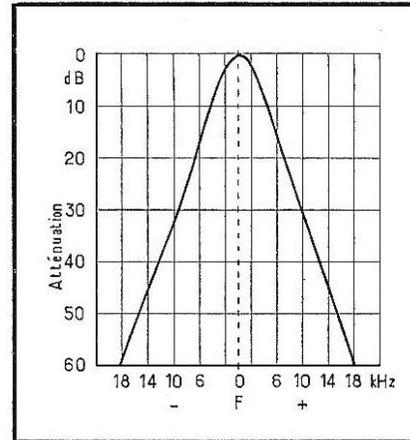


Fig. 7 b. — Courbe de sélectivité globale de l'amplificateur M.F.

C₁₂ : 50 nF.

C₁₄ : 50 nF.

C₁₅ : 4,7 nF.

C₁₆ : 50 nF.

C₁₇ : 20 nF.

C₁₈ : 20 nF.

C₁₉ : 50 nF.

C₂₀ : 50 nF.

C₂₁ : 20 nF.

Electrolytiques; Ts : 12 V :

C₁₃ : 25 μ F.

C₂₂ : 5 μ F.

C₂₃ : 100 μ F.

Condensateurs ajustables à air :

T1 : 3/30 pF.

T2 : 3/30 pF.

Condensateurs variables à air :

CV1 : 380 pF.

CV2 : 380 pF.

(Avec trimmer.)

Bobinages

Cadre P.O.-G.O. : bâtonnet ferrite (Cofelec H 20 ou Coprim 4B), diamètre 9,7 mm, longueur 200 mm, bobinages sur tube vinyle.

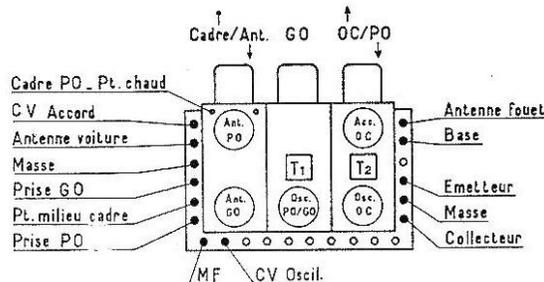
Bobinage P.O. (*Isostat* N 342) : 4 + 50 spires rangées en fil à brins multiples 20 brins; 5/100 une couche soie; L = 210 μ H, Q à 502 kHz = 328.

Bobinage G.O. (*Isostat* N 344) : fil à brins multiples 10 brins 5/100 bobiné en nid d'abeille; pas de la machine : 24 - 40 - 40 - 46; 4 galettes de 3 mm de large espacées de 5 mm; chacune 40 spires, prise à 12 spires de la première galette; L = 1,6 mH, Q à 160 kHz = 182.

Bloc H.F. (P 322 - 509 R *Isostat*) comprenant les bobines :

— Antenne P.O. (*Isostat* N 346); bobiné en vrac sur poulie LIPA à la poudre de fer PA6; primaire : 248 spires en fil 10/100 émail renforcé; L = 1,50 mH, Q à 503 kHz = 125; secondaire : 11 + 92 spires en fil 20 brins 5/100, 2 couches soie, L = 288 μ H, Q à 503 kHz = 335.

Fig. 7 c. — Vue extérieure du bloc P322-509R *Isostat*, et fréquences d'alignement.



Gemmes couvertes : PO : 520-1620 kHz; GO : 149-276 kHz; OC : 5,7-17,3 MHz.

ALIGNEMENT	FREQUENCE	OSCILLATEUR	ACCORD
PO Cadre	574 kHz	Bobine oscil. PO/GO	Bobine PO (Cadre Ferrite)
	1 400 kHz	Trimmer CV osc.	Trimmer no 1
PO Antenne	574 kHz		Bobine Antenne PO
GO Cadre	164 kHz	Trimmer No 2	Bobine GO (Cadre Ferrite)
GO Antenne	164 kHz		Bobine Antenne GO
OC	6,2 MHz.	Bobine oscil. OC	Accord OC

N.B. — a) Les réglages sont prévus avec le noyau vers le fond des mandrins.

b) La gamme OC est reçue lorsque toutes les touches sont relevées.

— Antenne G.O. (Isostat N 348); bobiné en vrac sur poulie LIPA à la poudre de fer PA6; primaire: 780 spires en 9/100 émail renforcé; $L = 13,8$ mH, Q à 159 kHz = 165; secondaire: 28 + 294 spires en fil 7 brins 5/100 émail-soie, $L = 2,28$ mH, Q à 159 kHz = 170.

— Antenne O.C. (Isostat N 372); bobiné à spires espacées sur tube O.C. moulé LIPA TOC 13 avec noyau long 75 V 18 F; accord: 13,5 spires en fil 50/100, isolé 2 couches soie; base: 2,5 spires en fil 30/100, isolé 2 couches nylon; L accord = 2,24 μ H, Q à 6 MHz = 106.

Oscillateur P.O.-G.O. (Isostat N 231); bobiné en nid d'abeille sur mandrin moulé LIPA 7 MB 75 avec noyau long 75 V 18 F; en fil 12/100 une couche soie; pas de la machine: 60 - 30 - 50 - 39 - 40 - 50; collecteur 12 + 12 spires; accord:

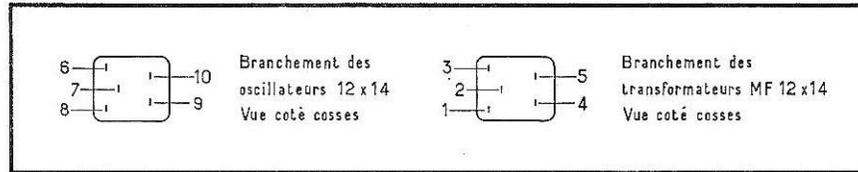


Fig. 7 d. — Branchement du boîtier oscillateur et des boîtiers M.F.

6 + 88 spires; L accord = 122 μ H, Q à 1,8 MHz = 56.

Oscillateur O.C. (Isostat N 227); bobiné en vrac dans un pot fermé LIPA PFR 42; émetteur: 4 spires en fil 12/100 une couche soie; collecteur: 6,5 spires en fil 12/100 une couche soie; accord: 21,5 spires en

fil 20/100 une couche soie; L accord = 10 μ H, Q à 6 MHz = 9,8.

Boîtiers M.F. (ou F.I.); boîtiers alu 12 x 14 mm; pot fermé LIPA, PFR 25.

— T1: (Isostat MF verte); primaire: 74 spires; secondaire: 9,5 spires; en fil 12/100 émail-soie.

— T2 et T3: (Isostat, MF rouge); primaire: 47 + 65 spires; secondaire: 8,5 spires; en fil 12/100 émail-soie.

— T4: (Isostat, MF jaune); primaire: 47 + 65 spires, fil 10 brins 5/100 émail-soie; secondaire: 29,5 spires, fil 12/100 émail-soie.

Contacteur

Clavier à 3 touches ayant chacune 6 inversions.

Transistors et diodes

Tr1: convertisseur: SFT320, AF115, 155T1.

Tr2: MF1: SFT319 bleu, AF117, 153T1.

Tr3: MF2: SFT319 vert, AF117, 154T1.

D1: amortissement: SFD110, OA90, 43P1.

D2: détection: SFD107, OA70, 40P1.

Toute
l'électronique

Quatre revues françaises
de réputation mondiale

Radio
constructeur
& réparateur TV

TELEVISION

NUMÉRO SPÉCIMEN SUR DEMANDE

ÉDITIONS RADIO: 9, rue Jacob, Paris-6^e

électronique
Industrielle

Après les schémas normaux convenant généralement pour la métropole, voici maintenant quelques schémas spéciaux.

Cette description concerne un superhétérodyne couvrant la gamme P.O. et l'ensemble des ondes courtes

et des ondes intermédiaires. On reçoit ainsi, sans trou, depuis 22 MHz (gamme des 13 mètres) jusqu'à 510 kHz (extrémité inférieure de la gamme P.O.). Ce récepteur convient à ceux qui veulent écouter principalement les stations des bandes O.C.,

les bandes tropicales et les bandes maritimes, sans négliger la gamme P.O.

Les bandes couvertes sont les suivantes :

P.O. : 0,51 à 1,63 MHz,
O.C.3 : 1,48 à 3,7 MHz,

O.C.2 : 3,7 à 10,3 MHz,
O.C.1 : 8,75 à 22 MHz.

C'est le schéma du convertisseur qui est particulier, l'amplificateur M.F. (ou F.I.) est classique; ce peut être n'importe quel schéma à deux transistors, accordé sur 455 kHz.

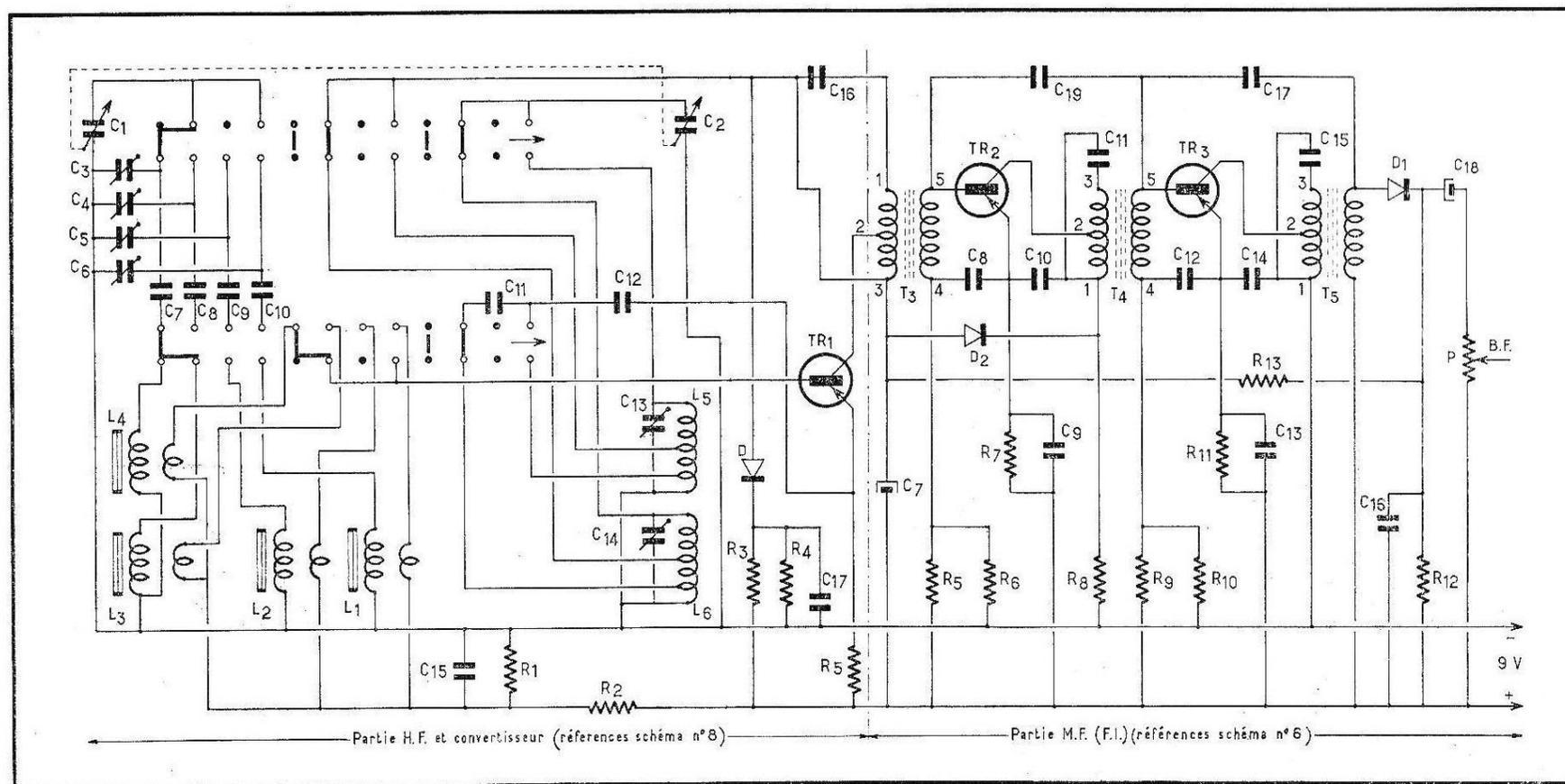


Fig. 8 a. — Schéma du superhétérodyne P.O.- 3 O.C.

Le convertisseur est intéressant : il comprend un seul transistor oscillateur-modulateur; la réception s'effectue pour toutes les gammes sur cadres ferrite (leur montage est indiqué sur la figure 8 b).

Les bobines L1 et L2 (P.O. et O.C.3) sont placées sur un barreau de ferroxcube 4B de 225 mm de longueur. La bobine L3 (O.C.2) est montée sur un barreau de ferroxcube 4D de 100 mm de longueur, et la bobine L4 (O.C.1) sur un barreau de ferroxcube 4E de même longueur. Les deux derniers bâtonnets sont placés bout à bout et maintenus par un manchon de carton bakélisé collé (fig. 8 b). Les bobines L1 et L2 sont montées chacune sur un seul mandrin plastique; on règle leur inductance en les déplaçant sur le barreau de ferrite. Cette méthode donne une plage de réglage insuffisante pour L3 et pour L4. Ces bobines sont donc réalisées chacune sur deux mandrins et leur réglage s'effectue en éloignant ou en rapprochant un mandrin par rapport à l'autre.

Afin d'éviter des absorptions parasites, dues aux fréquences de résonance des bobinages voisins, ceux-ci sont toujours branchés en parallèle avec le bobinage en service. Il faut faire attention à ce que tous les enroulements soient bobinés dans le même sens, afin qu'ils soient bien en phase.

Le contacteur représenté sur le schéma est du type rotatif. Il comprend deux galettes, trois circuits, quatre positions.

L'intensité collecteur du transistor doit être réglée à 600 μ A.

L'oscillation locale pour les quatre gammes est obtenue avec seulement deux bobinages. En P.O. et en O.C.2, le signal de l'antenne est mélangé avec la fondamentale de chacun des deux bobinages. En O.C.3 et en O.C.1, le signal à recevoir est mélangé avec le second harmonique des enroulements.

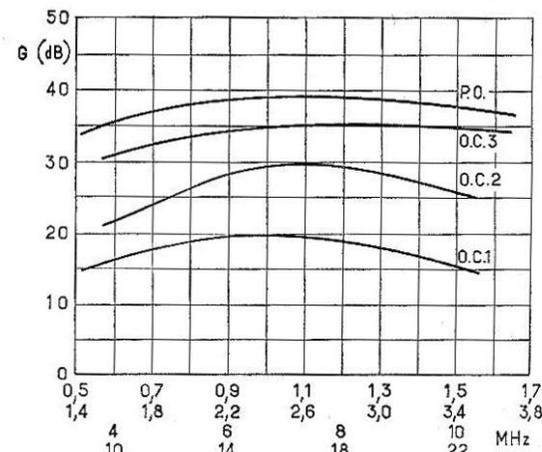
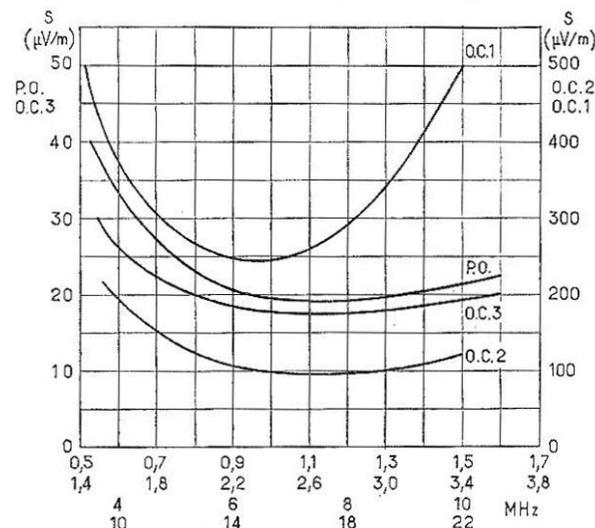
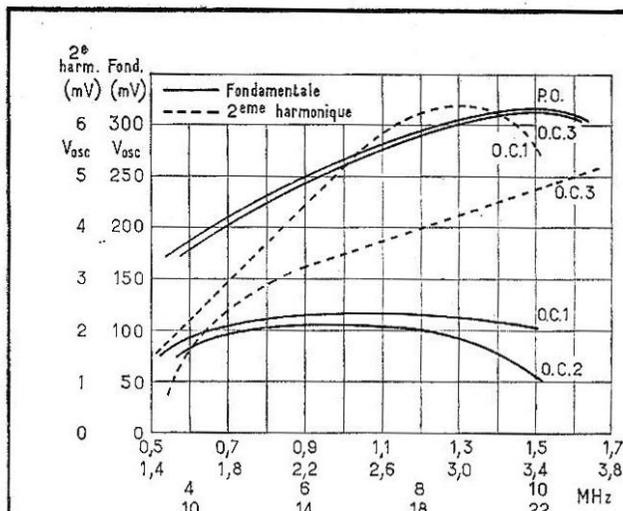


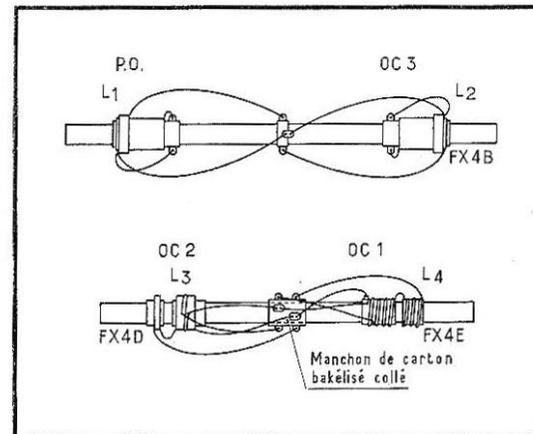
Fig. 8 c. — En haut à gauche : tension d'oscillation (V_{osc}) sur l'émetteur TR1 en fonction de la fréquence (fondamentale et second harmonique).

Gain de l'étage convertisseur en fonction de la fréquence pour les quatre gammes (ci-dessus).

Sensibilité en fonction de la fréquence (ci-contre).

Sur les gammes P.O., O.C.3 et O.C.2, la fréquence de l'oscillateur est supérieure à celle du signal. Par contre, c'est l'inverse sur la gamme O.C.1 où la fréquence de l'oscillateur est inférieure à celle de la modulation. Cette disposition est adoptée afin que le recouvrement des gam-

Fig. 8 b (ci-contre). — Montage des cadres sur ferrite.



mes O.C.1 et O.C.2 ne soit pas trop important.

Sur les gammes O.C.2 et O.C.1 qui utilisent le bobinage L6, la capacité de l'émetteur est réduite en plaçant C_{11} en série avec C_{12} . Le risque d'accrochage sur ces gammes est ainsi évité.

La figure 8c donne la tension d'oscillation sur l'émetteur en fonction de la fréquence, soit pour la fondamentale, soit pour le second harmonique. Cette figure donne également le gain de l'étage sur chacune des gammes et la sensibilité du récepteur.

La diode D1 placée entre le collecteur et un pont d'alimentation évite l'entrée en oscillation parasite de l'étage convertisseur.

La figure 8d montre la réalisation des bobines L5 et L6 de l'oscillateur local.

Le schéma de l'amplificateur M.F. (F.I.) est celui de la réalisation n° 6 à laquelle le lecteur se reportera. Il semble en effet, inutile de reprendre la description d'un schéma classique pour lequel tous les renseignements désirables ont déjà été donnés.

LISTE DES VALEURS

(Pour l'étage convertisseur seulement; pour les étages M.F. (F.I.) se reporter à la liste des valeurs de la réalisation n° 6.)

Résistances

- $\frac{1}{2}$ W au carbone $\pm 10 \%$.
- R_1 : 12 k Ω .
- R_2 : 2,2 k Ω ou résistance variable 2,2 k $\Omega \pm 80 \%$.
- R_3 : 15 k Ω .
- R_4 : 2,2 k Ω .
- R_5 : 2,7 k Ω .

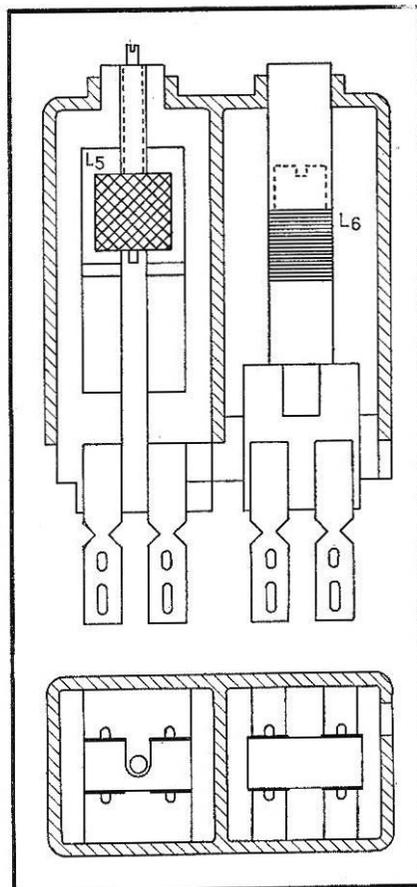


Fig. 8 d. — Constitution des bobinages oscillateurs L5 et L6.

Condensateurs

- C_1 : condensateur variable double 490 pF.
- C_2 : condensateur variable double 160 pF.
- C_3 : condensateur ajustable 3-30 pF.
- C_4 : condensateur ajustable 3-30 pF.
- C_5 : condensateur ajustable 4-60 pF.

- C_6 : condensateur ajustable 4-60 pF.
- C_7 : condensateur au mica 333 pF $\pm 2 \%$.
- C_8 : condensateur au mica 464 pF $\pm 2 \%$.
- C_9 : condensateur au mica 640 pF $\pm 1 \%$.
- C_{10} : condensateur au mica 3100 pF $\pm 5 \%$.
- C_{11} : condensateur film plastique 10 nF; Ts: 125 V.
- C_{12} : condensateur film plastique 10 nF; Ts: 125 V.
- C_{13} : condensateur ajustable 4-60 pF.
- C_{14} : condensateur ajustable 3-30 pF.
- C_{15} : condensateur film plastique 47 nF; Ts: 125 V.
- C_{16} : condensateur céramique 250 pF.
- C_{17} : condensateur film plastique 47 nF; Ts: 125 V.

Bobinages

- L1: Accord P.O.
L = 214 μ H; 44 spires espacées de 0,45 mm chacune fil à brins multiples 24 \times 0,04 mm; couplage avec 4 spires jointives en fil à brins multiples 100 \times 0,04 mm bobinées par-dessus la bobine d'accord; l'ensemble est sur bâtonnet ferroxcube 4 B de 225 mm de longueur et 9,7 mm de diamètre.

- L2: Accord O.C.3.
L = 39,4 μ H (L1 en parallèle avec L2); 20 spires espacées de 1 mm en fil à brins multiples 40 \times 0,04 mm; couplage avec 2 spires jointives en fil à brins multiples 40 \times 0,04 mm; sur le même bâtonnet de ferrite que L1 (fig. 8 b).

- L3: Accord O.C.2.
L = 8,64 μ H (L2 en parallèle avec L3); en deux bobinages sur man-

drins plastiques 7 + 4 spires jointives en fil à brins multiples 28 \times 0,07 mm; couplage avec 1 spire en fil à brins multiples 28 \times 0,07 mm sur bâtonnet ferroxcube 4 D de 100 mm de longueur et 9,7 mm de diamètre.

- L4: Accord O.C.1.
L = 1,58 μ H (L3 en parallèle avec L4) en deux bobinages sur mandrins plastiques 4 + 3 spires espacées de 2 mm en fil nu de 1 mm; couplage avec 1 spire sur 2 mm en fil à brins multiples 28 \times 0,07 mm sur ferroxcube 4 E de 100 mm de longueur et 9,7 mm de diamètre.

- L5: Oscillateur P.O. et O.C.3.
L = 132 μ H; 143,5 spires en nid d'abeille avec deux prises à 6,75 et 18,25 spires en fil à brins multiples 8 \times 0,08 mm, dimensions du bobinage: 2 mm de diamètre et 5 mm de longueur sur noyau ferroxcube 3 B.

- L6: Oscillateur O.C.2 et O.C.1.
L = 7,82 μ H; 51,5 spires jointives avec deux prises à 1,75 et 14,25 spires, en fil à brins multiples 36 \times 0,03 mm, dimensions du bobinage: 5 mm de diamètre et 15 mm de longueur, sur noyau en poudre de fer.

Commutateur

Rotatif, 2 galettes, 3 circuits, 4 positions.

Transistor

Tr1: AF115, Radiotechnique.

Diode

D: OA79, Radiotechnique.

C_4 : 5 nF.
 C_5 : 820 pF \pm 5 %.
 C_6 : 40 nF.
 CV1: condensateur variable d'accord : 490 pF avec trimmers.
 CV2: condensateur variable oscillateur : 490 pF sur le même axe.

Bobinages

T1: bobinage d'accord; mandrin \varnothing 10 mm avec vis de réglage en fer H.F.; nombre de spires : 8 entre 1 et 2; 2 entre 3 et 4; en fil émaillé 45/100, spires espacées de la valeur du diamètre du fil.

T2: bobinage oscillateur; mandrin \varnothing 10 mm avec vis de réglage en fer H.F., nombre de spires : 1 entre 1 et 2; 1 entre 2 et 3; 4 entre 4 et 5; 8 entre 6 et 7; en fil émaillé 45/100, spires espacées de la valeur du diamètre du fil.

T3: premier boîtier M.F. (F.I.); en pot fermé *Fidis Oréga* (voir schéma n° 6); nombre de spires : 120 entre 1 et 2; 4 entre 3 et 4; en fil à brins multiples : $7 \times 0,05$ mm.

Transistor

Tr1 : SFT354 (Cosem).

10 CONVERTISSEUR F.M. de 87,5 à 100 MHz

La fabrication d'un convertisseur ou tuner F.M. couvrant la bande 87,5 à 100 MHz est intéressante pour le mélomane.

En effet, un tel appareil bien réglé donne un signal B.F. de haute qualité. Il peut donc être branché sur un amplificateur B.F. de classe ou sur une chaîne à haute-fidélité. On obtient ainsi des réceptions très agréables des stations F.M. qui couvrent maintenant tout le territoire de la métropole.

Enfin, il n'est pas encombrant, sa consommation est faible, et il peut être logé dans un coffret aisément incorporable dans un ensemble B.F.

Description du schéma

Le schéma de ce convertisseur (fig. 10 a) comprend :

— un étage H.F. qui reçoit l'énergie d'un dipôle de 75 Ω d'impédance accordé sur environ 100 MHz; le circuit collecteur est seul réglable par le condensateur variable CV1; la valeur de la self induction des bobines L1 et L2 est réglée par leur noyau en fer H.F.;

— un étage convertisseur qui assure le changement de fréquence; l'oscillateur seul est réglable, grâce au condensateur variable CV2; ces deux premiers étages doivent être sérieusement blindés et la ligne d'alimentation bien découplée; les deux premiers transistors sont spéciaux; leur fréquence de coupure doit être supérieure à 100 MHz et leur gain doit encore être appréciable à ces fréquences; ainsi, le transistor SFT358 utilisé sur la maquette donne un gain de 14 dB à 100 MHz;

— trois étages M.F. (F.I.) accordés sur 10,7 MHz et utilisant des

transistors spéciaux pour ces fréquences; les transistors SFT316 à 10,7 MHz donnent une pente de 30 mA/V; leur résistance d'entrée est d'environ 500 Ω , avec une capacité de 85 pF; leur résistance de sortie est de 80 k Ω , avec une capacité de 3 à 5 pF.

Malgré cette faible capacité, il est nécessaire de neutrodiner les trois étages au moyen d'un condensateur ajustable de moins de 10 pF. Le couplage est assuré par un enroulement séparé des bobinages M.F. Les deux enroulements primaire et secondaire sont accordés par capacité; le filtre de bande ainsi formé permet d'obtenir une meilleure sélectivité. Les circuits d'alimentation doivent être bien découplés pour éviter des accrochages intempestifs.

Le dernier transformateur T4 comprend les bobinages nécessaires au discriminateur à deux diodes qui assure la détection.

La description de cette réalisation donne tous les renseignements nécessaires afin que le lecteur n'éprouve pas de difficultés lors du montage. Néanmoins ce convertisseur ne peut être construit par un débutant. Il faut une certaine expérience des transistors et des fréquences élevées pour réussir ce montage.

Un tel convertisseur (ou tuner), bien réalisé, doit permettre d'obtenir une sensibilité utilisable de 2 μ V sur toute la bande couverte.

Réglages

Le réglage des récepteurs à modulation de fréquence nécessite l'emploi au minimum des appareils de mesure suivants :

— un générateur H.F. modulé en fréquence;

— un voltmètre à lampe pour continu et pour B.F.

L'opération est plus rapide et plus complète avec un oscilloscope en complément.

Réglage des étages M.F. (F.I.)

On injecte un signal à 10,7 MHz non modulé entre le collecteur de Tr2 au moyen d'un condensateur de 1000 pF et la masse.

Le voltmètre en continu est branché aux bornes du condensateur C_{6s} . Puis, on règle les noyaux des bobinages M.F. en remontant T4, T3, T2 et T1 au maximum de déviation du voltmètre. Pour apprécier la régularité de la courbe de réponse M.F., on peut relever point par point en déréglant le générateur M.F. de 50 en 50 kHz jusqu'à \pm 300 kHz. La courbe tracée doit être bien symétrique. Il faut veiller à ne pas saturer le dernier étage M.F., c'est pourquoi il ne faut pas injecter une tension supérieure à 100 μ V qui permet une lecture aisée du voltmètre. L'atténuation à \pm 300 kHz doit être d'environ 30 dB.

Si l'on dispose d'un générateur modulé en fréquence et d'un oscilloscope, le tracé de la courbe est immédiat.

Si la courbe n'est pas symétrique, il faut agir sur les noyaux M.F. afin de la modifier dans le bon sens.

Réglage du discriminateur

Le réglage du générateur H.F. n'est pas modifié. Le voltmètre toujours en continu est branché entre la sortie B.F. et la masse. On règle le secondaire du discriminateur jusqu'à ce que la tension de sortie soit nulle.

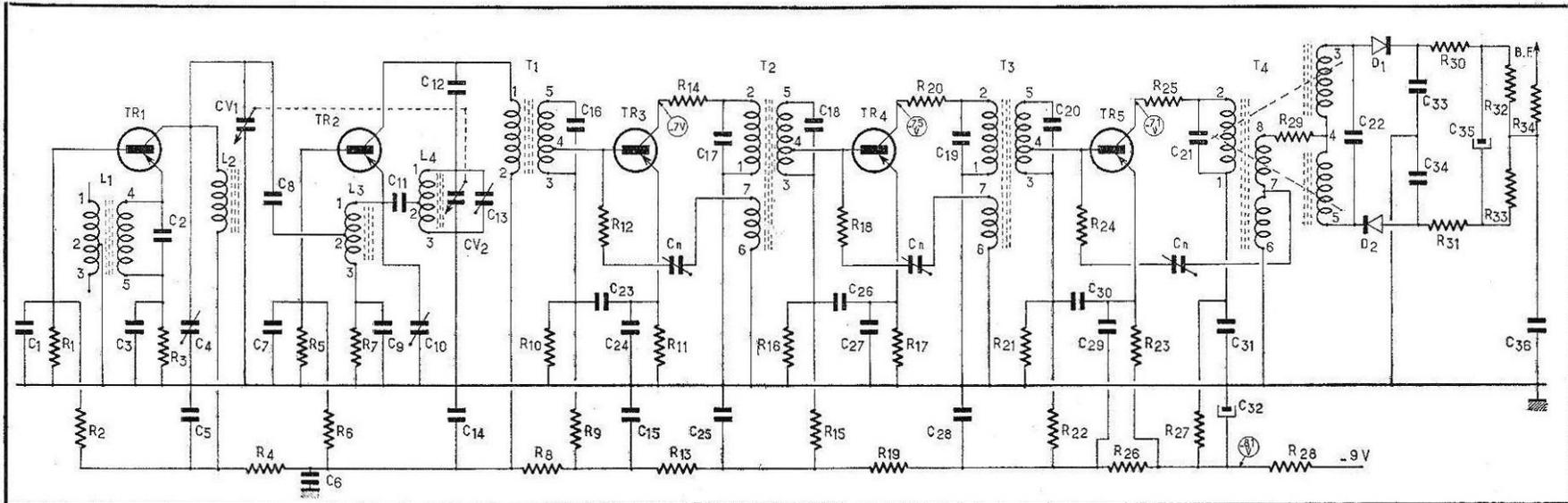


Fig. 10 a. — Schéma du convertisseur F.M.

On dérègle le générateur de + 22,5 kHz, on note la tension positive sur le voltmètre. On recommence la mesure pour + 50 kHz et pour + 75 kHz et on trace la courbe.

On opère de la même façon pour les tensions négatives obtenues lors du dérèglage du générateur de - 22,5 kHz, - 50 kHz et - 75 kHz. La courbe tracée doit être une droite, c'est-à-dire que les tensions positives et négatives pour un même désaccord doivent être égales. Si cela n'est pas le cas, il faut retoucher le primaire du discriminateur (T4) pour parfaire l'équilibre.

Avec un oscilloscope branché en sortie et en modulant le générateur en fréquence, on voit immédiatement la courbe du discriminateur sur l'écran. Elle peut ainsi être réglée plus rapidement.

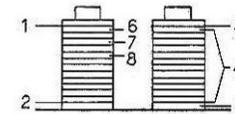
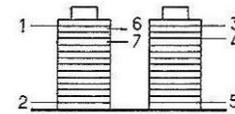
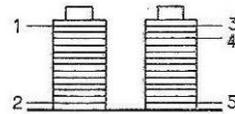
Le dérèglage de $\pm 22,5$ kHz correspond à une modulation de 30 %.

Fig. 10 b. — Détail des bobinages M.F. (F.I.) 10,7 MHz.

Nombre de spires
 Nature du fil. Email soudable
 Surtension à vide
 Nature du mandrin : Mat. moulée.
 Nature du noyau
 Entre axe des bobines
 Blindage : Aluminium

Nota : Tous les bobinages sont réalisés à spires jointives, sauf le secondaire de T₁, dont les spires sont espacées de 20/100 de mm.

T ₁			T ₂			T ₃			T ₄			
1_2	3_5	3_4	1_2	3_5	3_4	6_7	1_2	6_8	6_7	3_5		
25	25	1,75	25	25	1,75	5	25	11	5	2 x 12	bifilaire	
28/100			28/100				28/100			20/100		
100	-	-	100	-	-	-	90	-	-	95		
φ = 6 mm			φ = 6 mm				φ = 6 mm			φ = 8 mm		
Fer H.F.			Fer H.F.				Fer H.F.					
24 mm			24 mm				19 mm					
42 x 20 x 25			42 x 20 x 25				42 x 20 x 25					



La modulation à 100 % correspond à ± 75 kHz dans le standard international.

Réglage H.F.

Le générateur est branché en entrée au moyen d'une boucle de couplage proche du doublet. Il est réglé sur 99 MHz, modulé à 400 Hz avec une modulation de fréquence de $\pm 22,5$ kHz.

Le voltmètre alternatif est tou-

jours branché entre la sortie B.F. et la masse.

Le tuner est réglé sur 99 MHz en amenant l'aiguille devant la graduation correspondante.

On règle les trimmers accord C₁ et C₁₀ et oscillateur C₁₃.

Puis, le générateur est accordé sur 88 MHz, et on règle le tuner sur la fréquence correspondante en agissant sur les noyaux des bobines accord L1, L2, L3 et de la bobine oscillateur L4.

Il faut refaire plusieurs fois les réglages toujours au maximum de la tension de sortie.

LISTE DES VALEURS

Résistances

$\frac{1}{2}$ W au carbone ± 10 %.

R₁ : 4,7 kΩ.

R₂ : 39 kΩ ou résistance variable 39 kΩ ± 80 %, pour I_e de Tr1 = 1 mA.

R_3 : 1 k Ω .
 R_4 : 120 Ω .
 R_5 : 4,7 k Ω .
 R_6 : 22 k Ω ou résistance variable
 22 k $\Omega \pm 80$ %, pour I_c de Tr2 =
 1 mA.
 R_7 : 1 k Ω .
 R_8 : 120 Ω .
 R_9 : 22 k Ω ou résistance variable
 22 k $\Omega \pm 80$ %, pour I_c de Tr2 =
 1 mA.
 R_{10} : 3,9 k Ω .
 R_{11} : 1 k Ω .
 R_{12} : 270 Ω .
 R_{13} : 120 Ω .
 R_{14} : 470 Ω .
 R_{15} : 22 k Ω ou résistance variable
 22 k $\Omega \pm 80$ %, pour I_c de Tr4 =
 1 mA.
 R_{16} : 3,9 k Ω .
 R_{17} : 1 k Ω .
 R_{18} : 270 Ω .
 R_{19} : 120 Ω .
 R_{20} : 470 Ω .
 R_{21} : 22 k Ω ou résistance variable
 22 k $\Omega \pm 80$ %, pour I_c de Tr5 =
 1 mA.
 R_{22} : 3,9 k Ω .
 R_{23} : 1 k Ω .
 R_{24} : 270 Ω .
 R_{25} : 470 Ω .
 R_{26} : 120 Ω .
 R_{27} : 1 k Ω .
 R_{28} : 120 Ω .
 R_{29} : 560 Ω .
 R_{30} : 1 k Ω .
 R_{31} : 3,3 k Ω .
 R_{32} : 8,2 k Ω .
 R_{33} : 8,2 k Ω .
 R_{34} : 3,3 k Ω .

Condensateurs

Au mica ± 10 % :
 C_2 : 10 pF.
 C_4 : 3-33 pF ajustable.
 C_8 : 4,7 pF.
 C_{10} : 3-33 pF ajustable.
 C_{11} : 2,2 pF.
 C_{12} : 33 pF.
 C_{13} : 3-33 pF ajustable.
 C_n : entre 6,8 et 8,2 pF.
 CV1 } condensateur à air
 CV2 } deux cases de 10 pF.

Au film plastique; Ts : 125 V :

C_1 : 1000 pF.
 C_3 : 1000 pF.
 C_6 : 1000 pF.
 C_8 : 40 nF.
 C_7 : 1000 pF.
 C_9 : 220 pF.
 C_{14} : 1000 pF.
 C_{15} : 40 nF.
 C_{16} : 82 pF ± 10 %.
 C_{17} : 82 pF ± 10 %.
 C_{18} : 82 pF ± 10 %.
 C_{19} : 82 pF ± 10 %.
 C_{20} : 82 pF ± 10 %.
 C_{21} : 82 pF ± 10 %.
 C_{23} : 47 pF ± 10 %.
 C_{23} : 4,7 nF.
 C_{24} : 4,7 nF.
 C_{25} : 4,7 nF.
 C_{26} : 4,7 nF.
 C_{27} : 4,7 nF.
 C_{28} : 4,7 nF.
 C_{29} : 4,7 nF.
 C_{30} : 4,7 nF.
 C_{31} : 4,7 nF.
 C_{33} : 470 pF.
 C_{34} : 470 pF.
 C_{35} : 10 nF.

Electrolytique; Ts : 12 V :

C_{32} : 50 μ F.
 C_{35} : 5 μ F.

Bobinages

Doublet de réception (fig. 10 c). Impédance 75 Ω . Le dipôle est constitué de deux longueurs de 72 cm de ruban méplat (twin lead) au polyéthylène 300 Ω d'impédance. Les deux conducteurs sont reliés ensemble et réunis au câble coaxial de 75 Ω selon le montage de la figure 10 c.

L1 : entrée H.F.; bobine H.F. diamètre 8 mm, fil 10/10 mm cuivre argenté, avec noyau en fer H.F.; entre 1-2 : 2 spires; entre 2-3 : 2 spires, entre 4-5 : 4 spires; bobinage à spires espacées de la valeur du diamètre du fil.

L2 : bobine accordée H.F.; bobine H.F., diamètre 8 mm, fil 10/10 mm

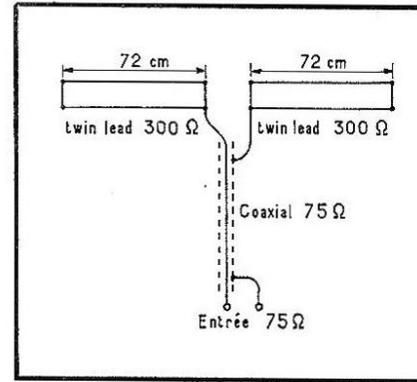


Fig. 10 c. — Constitution du dipôle de réception F.M.

cuivre argenté; avec noyau en fer H.F., 3 spires espacées de 1 mm.

L3 : bobine entrée étage convertisseur; bobine H.F., diamètre 8 mm, fil 10/10 mm cuivre argenté, avec noyau en fer H.F.; entre 1-3 : 3 spires; entre 2-3 : 2 spires, espacées de 1 mm.

L4 : bobine oscillatrice; bobine H.F., diamètre 8 mm, fil 10/10 mm cuivre argenté, avec noyau en fer H.F.; entre 1-3 : 3 spires; entre 2-3 : 2 spires, espacées de 1 mm.

T1 à T4 : transformateurs M.F. (F.I.) accordés sur 10,7 MHz, voir le tableau de la figure 10 b.

Transistors et diodes

Tr1 : SFT358.
 Tr2 : SFT357.
 Tr3 : SFT316.
 Tr4 : SFT316.
 Tr5 : SFT317.
 D1 : SFD111.
 D2 : SFD111.
 (Transistors et diodes COSEM.)

Convertisseur F.M. en modules

Pour les lecteurs qui ne désirent pas construire eux-mêmes leurs bobinages, nous proposons la solution qui consiste à assembler deux modules. Ainsi la réalisation du convertisseur devient extrêmement simple car les modules sont préréglés en usine et leurs performances peuvent être garanties.

Nous avons choisi en exemple le convertisseur F.M. et le module M.F. (F.I.) Görlér qui donne d'excellents résultats et groupe les tous derniers perfectionnements.

L'assemblage du convertisseur et du module est donné sur la figure 10 d.

Le doublet de la figure 10 c est réuni aux bornes 1 et 2 du convertisseur ou tuner 312-0015. La borne 4 est reliée à la masse, c'est-à-dire exceptionnellement ici à la ligne - 12 V. Les bornes 3, 5 et 7 vont respectivement au C.A.G., au

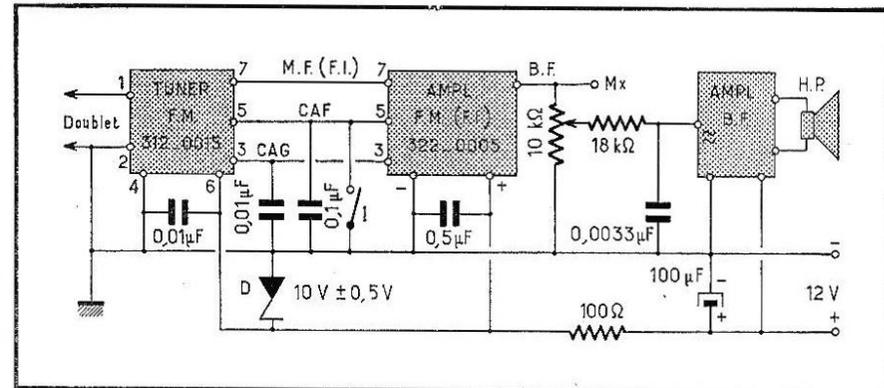


Fig. 10 d. — Assemblage du tuner et des modules Görlér.

réception des stations puissantes, c'est une diode d'amortissement.

Le schéma du module M.F. (F.I.) est donné sur la figure 10 f. Il comprend 4 étages et un discriminateur. Les transformateurs M.F. sont des filtres de bande à primaire et secondaire accordés.

Les diodes D1 et D2 assurent la détection F.M. La diode D3 procure la tension de C.A.G. appliquée sur le premier étage M.F. qui l'amplifie avant de la transmettre sur le premier étage H.F. La tension de

C.A.F. est prélevée à la sortie du discriminateur. Si l'appareil est bien réglé, elle doit être nulle. Le dernier étage Tr4 est réglé en limiteur afin d'éliminer les parasites indésirables.

Le réglage de l'ensemble consiste seulement dans la retouche du premier boîtier M.F. (F.I.) L6 sur le tuner. Il faut aussi régler le point de fonctionnement du premier étage M.F. du module grâce à la résistance réglable R. Pour obtenir la sensibilité maximale et une bonne action de la C.A.G., la tension à la

borne 3 doit être inférieure de 1,5 V à la tension d'alimentation.

LISTE DES VALEURS

1 tuner F.M. 312-0015 Görler (1).
1 module M.F. 322-0005 Görler.
1 condensateur 0,5 μ F, film plastique; Ts : 125 V.
1 condensateur 0,1 μ F, film plastique; Ts : 125 V.
2 condensateurs 10 nF, film plastique; Ts : 125 V.

1 condensateur 3,3 nF, film plastique; Ts : 125 V.

1 condensateur électrolytique 100 μ F; Ts : 15 V.

1 résistance 100 Ω $\frac{1}{2}$ W \pm 10 %.

1 résistance 18 k Ω $\frac{1}{2}$ W \pm 10 %.

1 potentiomètre 10 k Ω linéaire.

1 diode Zener 400Z4F ou 412Z4A Seaco.

1 interrupteur deux positions un contact.

(1) Görler distributeur : Recta 37 av. Ledru-Rollin, PARIS.

DU MÊME AUTEUR
AUX MÊMES ÉDITIONS

TOUTE LA STÉRÉOPHONIE

Principes techniques - Recueil de schémas - Modernisation des installations monophoniques

168 pages, format 15,5 \times 24 .. 12 F; par poste : 13,20 F

NOUVEAUX SCHÉMAS D'AMPLIFICATEURS B. F. A LAMPES

Une gamme complète d'amplificateurs
à petite et grande puissance

48 pages, format 21 \times 27 6 F; par poste : 6,60 F

SCHÉMAS D'AMPLIFICATEURS B. F. A TRANSISTORS

Amplificateurs pour radio, phono
prothèse auditive, préamplificateurs,
interphone, etc.

48 pages, format 21 \times 27 .. 8,40 F; par poste : 9,24 F

Le récepteur A.M.-F.M. à transistors constitue la solution la plus moderne actuellement. C'est l'appareil de classe par excellence, car il permet la réception des stations aussi bien sur les bandes classiques G.O., P.O., O.C. en modulation d'amplitude, que sur la bande métrique réservée à la modulation de fréquence.

C'est un récepteur complexe et coûteux. Mais, pour suivre notre ligne de conduite, en allant du simple au compliqué, cette réalisation est constituée par l'assemblage d'éléments du commerce préréglés. Ainsi, la réussite est-elle certaine en prenant le minimum de précautions. Ce sont les blocs et les modules *Omega* qui nous ont permis de réaliser cette maquette.

Description du schéma

Ce récepteur (schéma fig. 11 b) est composé des éléments suivants :

- une antenne dipôle F.M.;
- un sélecteur H.F. F.M. (tuner);
- un cadre ferrite P.O.-G.O.;
- un bloc H.F. à 6 touches;
- un module M.F. (F.I.) mixte A.M.-F.M.;
- un groupe de condensateurs variables A.M.-F.M.;
- une antenne télescopique pour les B.E.

Ces organes sont assemblés entre eux par quelques connexions. Voyons en détail leur fonctionnement.

Sélecteur F.M.

Le sélecteur F.M. *Omega* est un sous-ensemble comprenant l'étage

H.F., l'étage convertisseur et le transformateur du premier étage M.F. (F.I.) Il est monté sur un circuit imprimé de dimensions réduites, et il est recouvert d'un boîtier assurant un blindage efficace.

La gamme couverte s'étend de 86,5 à 101,5 MHz. Le réglage est assuré par deux condensateurs variables de 12 pF chacun (CV1 et CV2).

Le primaire d'antenne est isolé de la masse; il peut être relié soit à un dipôle (voir la réalisation n° 10), soit à une antenne télescopique simple ou double. Ce circuit est réglé sur 94 MHz au moyen du noyau en fer H.F. (L1), réglage C accessible de l'extérieur.

Le circuit collecteur est accordé par le condensateur variable CV1. Le noyau des bobines L2, L3 et L4 n'est pas accessible car ces bobines ont été prérégées en usine.

Le circuit oscillateur est accordé par le condensateur variable CV2; son trimmer (C₁₀) peut être retouché en cherchant le maximum de sensibilité à 101,5 MHz (réglage A).

Enfin, le premier transformateur M.F. (F.I.) L5, doit être réglé à 10,7 MHz au moyen du noyau B.

Le gain global du sélecteur entre l'antenne et la sortie M.F. (F.I.) est de 20 dB, soit une sensibilité utilisable de 2,5 à 4 µV. La bande passante sans distorsion est de ± 120 kHz.

Ce sélecteur doit se monter sur un groupe de condensateurs variables *Aréna* 2725; de cette façon les connexions sont très courtes.

L'alimentation doit être découplée

par une résistance et deux condensateurs afin d'éviter les accrochages.

La liaison entre le sélecteur et le bloc H.F. est réalisée au moyen d'un câble coaxial de 50 Ω d'impédance.

Bloc H.F.

Le bloc *ARES MF6NB Oréga* (détail : fig. 11 a) comprend les bo-

binés d'accord et les bobines oscillatrices pour les gammes G.O.-P.O.-B.E. en modulation d'amplitude, une commutation antenne-cadre, et, commandé par la touche F.M., un ensemble de commutations nécessaires pour le passage d'A.M. en F.M.

Le cadre sur bâtonnet de ferrite

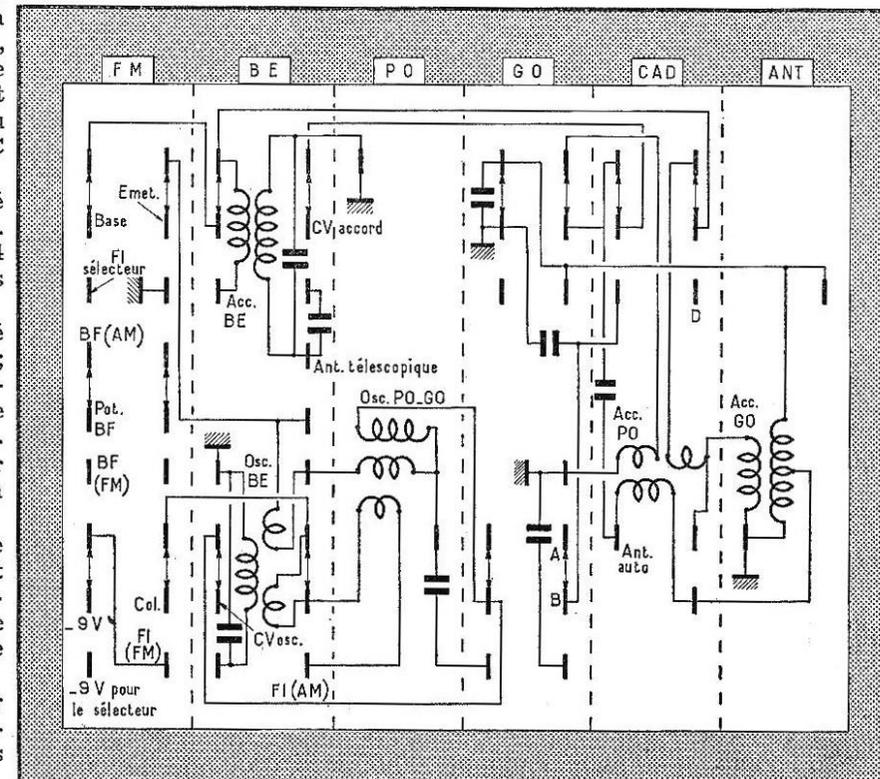


Fig. 11 a. — Détail du bloc M.F. 6 NB Oréga.

de 200 mm de longueur (CMN 200) porte les bobines d'entrée P.O. et G.O.

Sur ces gammes, il est possible de recevoir sur antenne voiture au moyen de bobinages séparés commutés par la touche « antenne ».

La réception de la « Bande Étendue » (5,9 à 7,6 MHz) ne peut se faire que par une antenne extérieure, ou une antenne télescopique.

Les circuits accord et oscillateur sont reliés au groupe de condensateurs variables *Aréna 2725* qui comporte quatre cases : deux pour la modulation de fréquence (12 + 12 pF) et deux pour la modulation d'amplitude (accord 280 pF, oscillateur 120 pF) ces deux dernières cases sont munies d'un trimmer de réglage.

La fréquence de l'oscillateur est supérieure à celle de l'accord sur les trois gammes (G.O.-P.O.-B.E.). La valeur de la F.M. (F.I.) est de 480 kHz.

La touche F.M. assure les commutations suivantes :

— alimentation du sélecteur (-9 V);

— branchement de la sortie M.F. du sélecteur sur l'entrée correspondante du module;

— connexion du discriminateur sur l'amplificateur B.F.

Le bloc H.F. et le cadre sont pré-réglés en usine; de légères retouches peuvent cependant être nécessaires. Le tableau ci-contre indique le mode opératoire.

Position	Gamme	Réglage de l'oscillateur aux fréquences indiquées	Réglage de l'accord
Cadre	P.O.	520 kHz CV fermé, par le noyau de la bobine (a)	574 kHz par déplacement de la bobine (b)
		1605 kHz CV ouvert, par le trimmer du CV oscillateur.	1400 kHz par trimmer du CV accord
	G.O.	150 kHz CV fermé, par le trimmer oscillateur G.O.	160 kHz par déplacement de la bobine (c)
Antenne	P.O.	déjà effectué précédemment	574 kHz par le noyau de la bobine (d)
	G.O.	déjà effectué précédemment	160 kHz par le noyau de la bobine (e)
B.E.	B.E.	5,9 MHz CV fermé, par le noyau de la bobine (f)	6,1 MHz par le noyau de la bobine (g)

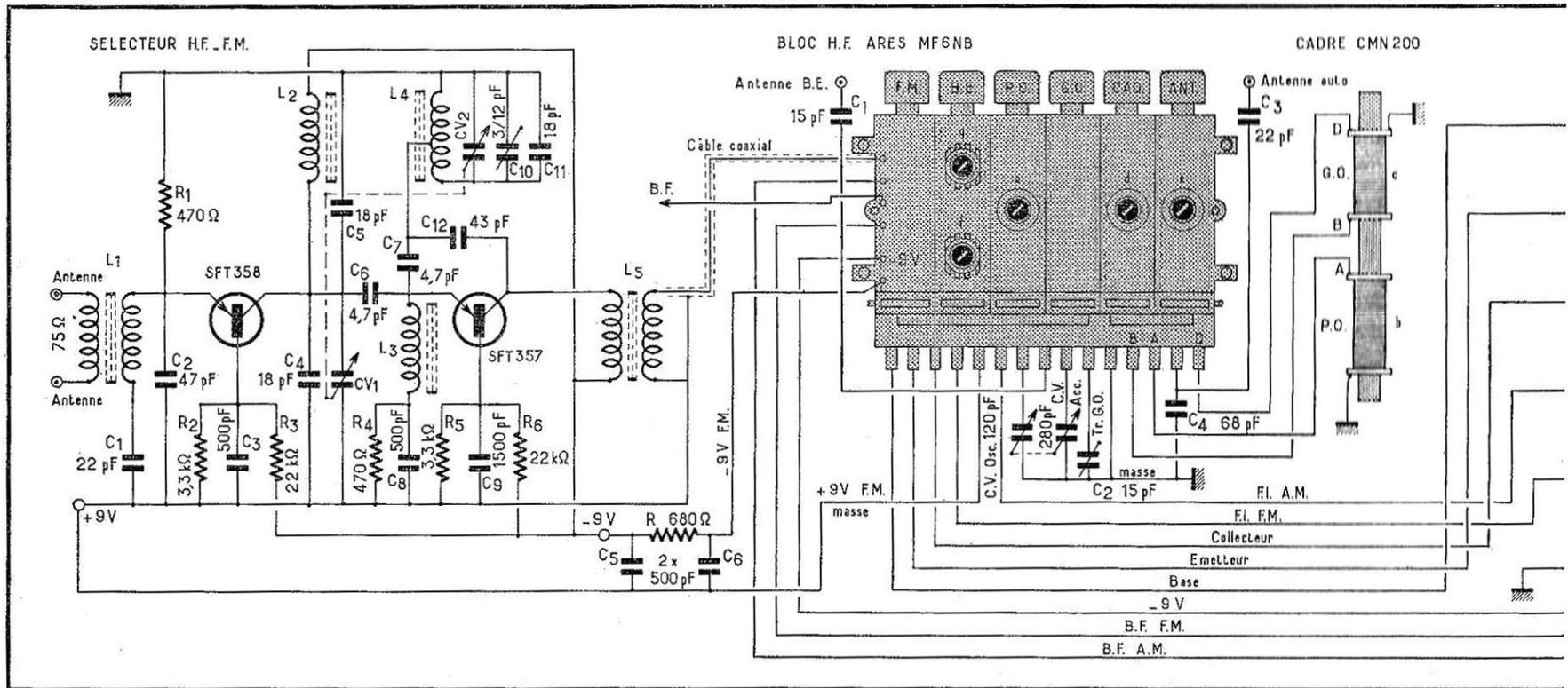


Fig. 11 b. — Schéma du récepteur A.M.-F.M. (Oréga).

Module M.F. (F.I.)

Il se compose :

— pour la F.M. de trois étages M.F. (F.I.) et du détecteur de rapport avec ses diodes;

— pour l'A.M., du transistor convertisseur, de deux étages M.F. (F.I.) et de la diode de détection.

Les fréquences nominales sont : 10,7 MHz en F.M., et 480 kHz en A.M.

1° EN F.M.

Le transistor convertisseur se trouve dans le sélecteur H.F. La touche F.M. du bloc H.F. relie la sortie du sélecteur à l'entrée F.M. du module. Les trois boîtiers sont

doubles. Le premier comprend les bobinages d'entrée et de sortie du premier transistor SFT316. Le second contient le filtre de bande du second étage. Le troisième boîtier renferme les bobinages du troisième transistor ainsi que le détecteur de rapport. La bande passante est de 400 kHz à 3 dB; la largeur du discriminateur est de ± 150 kHz.

2° EN A.M.

Le premier transistor assure le changement de fréquence relié au bloc H.F. Entre le convertisseur et le premier transistor M.F. (F.I.) se trouve un filtre de bande en deux boîtiers. Un second filtre de bande est placé entre le premier et le

second étage. Ainsi, la sélectivité est-elle très bonne. La bande passante à 6 dB est de 6 kHz et de 40 dB à ± 9 kHz.

Une diode d'amortissement est prévue sur le premier étage M.F. Enfin le signal est détecté par une diode.

Les sorties B.F., A.M. et F.M. sont commutées par le bloc H.F. selon les gammes reçues.

Le module est entièrement réglé en usine. Il suffit de retoucher légèrement le noyau du premier transformateur A.M. afin de compenser la capacité et l'inductance du câblage extérieur au module.

Les capacités C_n en pointillés sont les condensateurs de neutrodynage

facultatifs. Ils sont montés en usine si cela est nécessaire.

LISTE DES VALEURS

La valeur des éléments du sélecteur, du bloc H.F. et du module est indiquée pour mémoire sur le schéma. Il n'est donné de précisions ci-dessous que pour les éléments devant être ajoutés.

Résistance

R : 680 Ω , $\frac{1}{2}$ W au carbone ± 10 %.

Condensateurs

C_1 : au mica 15 pF.

C_2 : ajustable 3-33 pF.

C_3 : au mica 22 pF.

C_4 : au mica 68 pF.

C_5 : film plastique 500 pF.

C_6 : film plastique 500 pF.

Condensateurs variables

12 + 12 pF F.M. (CV1-CV2),
Arena 2725.

280 + 120 pF avec trimmers A.M.,
Aréna 2725.

Sous-ensembles

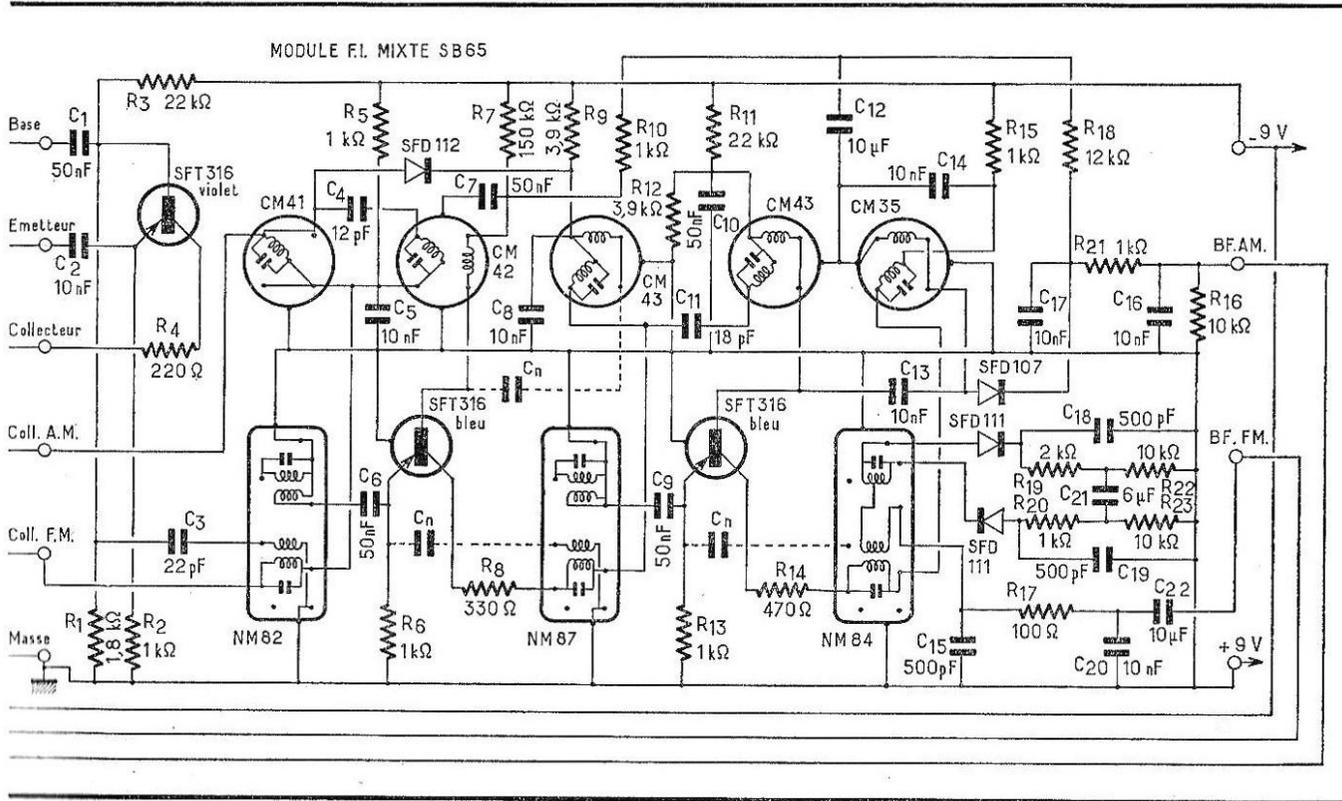
— Sélecteur H.F.-F.M. Oréga comprenant les transistors SFT358 et SFT357.

— Bloc H.F., ARES-MF-6NB Oréga.

— Cadre P.O.-G.O. : CMN-200 Oréga.

— Module F.I. mixte : SB65 Oréga avec trois transistors SFT316, deux diodes SFD111, une diode SFD112 et une diode SFD107.

Tous les transistors et diodes sont de la marque COSEM.



Cette dernière description est la plus complète, mais aussi la plus difficile à réaliser. Elle n'est recommandée qu'aux techniciens ayant une sérieuse expérience des montages à transistors.

C'est un récepteur prévu en A.M. pour les gammes G.O.-P.O.-O.C. et pour la bande spéciale F.M. Il comprend : un tuner F.M. blindé contenant l'étage H.F. et le convertisseur. Le troisième transistor est utilisé en M.F. (F.I.) en F.M. et en convertisseur pour les gammes A.M. Les deux étages suivants sont mixtes pour l'amplification M.F. aussi bien en A.M. (455 kHz) qu'en F.M. (10,7 MHz). Enfin, il comporte le discriminateur F.M. et la détection A.M.

Il comprend divers perfectionnements : une diode d'amortissement en M.F. A.M., une autre évitant les accrochages en A.M., et une dernière assurant l'amortissement de l'étage d'entrée en F.M. lors de la réception des signaux puissants.

Description du schéma

TUNER F.M.

L'étage H.F. est indispensable afin d'avoir une sensibilité suffisante sur le dipôle intérieur, mais aussi pour éviter un rayonnement intempestif de l'oscillateur local. Le transistor H.F. est monté à « base commune » afin d'avoir un gain plus élevé et une bonne stabilité à ces fréquences élevées.

L'impédance d'entrée du doublet doit être comprise entre 60 et 75 Ω .

Le circuit d'entrée (L1-L2) doit

être réglé à 97 MHz, grâce au noyau en fer H.F. Par suite de la faible impédance du doublet, la courbe de sélectivité est très large et le gain est constant sur toute la gamme F.M. (87,5 à 100 MHz). Cependant, l'atténuation de la fréquence image est satisfaisante.

Le circuit collecteur L4 est accordé par le condensateur variable C_5 .

Le réglage de la commande unique est possible grâce au trimmer C_1 .

Lors de la réception des signaux puissants, ce circuit est amorti par la diode D1.

Le transistor convertisseur est monté également en « base commune ».

La tension d'oscillation mesurée entre émetteur et base doit être comprise entre 150 et 200 mV. Des précautions ont été prises afin d'éviter une dérive de l'oscillateur en fonction de la tension d'alimentation.

Le gain du tuner est de 23 dB entre l'antenne et la sortie en M.F. (F.I.).

CONVERTISSEUR A.M.

La réception en G.O. et en P.O. est assurée par un cadre bobiné sur ferrite. Pour la gamme O.C., le doublet F.M. sert d'antenne.

Les circuits oscillateurs sont classiques, des précautions ont été prises afin d'éviter la dérive en O.C. surtout que la gamme reçue s'étend de 6 à 16 MHz.

Une diode OA79 (D2) assure l'amortissement du circuit d'entrée lors de la réception de signaux puissants afin d'éviter les accrochages intempestifs.

La commande unique est assurée par les condensateurs variables C_{61} - C_{72} .

AMPLIFICATION M.F. (F.I.)

En F.M., on rencontre trois étages et quatre transformateurs accordés sur 10,7 MHz.

En A.M., il n'y a que deux étages et trois transformateurs, car le premier transistor sert de convertisseur.

La plupart des transformateurs sont des filtres de bande accordés au primaire et au secondaire afin d'accroître la sélectivité.

Le circuit de commande automatique de gain agit sur le premier étage en A.M. Une diode d'amortissement est également prévue sur le même étage (D3).

La sélectivité globale à 3 dB est de 200 kHz en F.M., et de 6 kHz en A.M.

La sensibilité du récepteur est d'environ 2 μ V en F.M., de 80 μ V en O.C., de 100 μ V en P.O. et de 800 μ V en G.O.

DETECTION

Le discriminateur en F.M. par deux diodes OA79 (D4-D5) et la détection A.M. par une diode OA90 (D6) sont classiques.

Le potentiomètre de volume B.F. est représenté sur le schéma, il faudra en tenir compte lors de l'association avec un schéma B.F. décrit en III^e partie.

De plus, le pont de réglage des polarisations est représenté, alors que normalement il se situe dans la partie B.F. du récepteur. Ce pont

assure la polarisation des diodes D1 (F.M.) et D3 (M.F.) La valeur des tensions à obtenir est indiquée sur le schéma. On doit normalement avoir — 4,3 V pour D1 et — 2,2 V pour D3.

LISTE DES VALEURS

Résistances

$\frac{1}{2}$ W au carbone ± 10 %.

R_1 : 560 Ω .

R_2 : 8,2 k Ω à régler pour I_c : 1,5 mA (Tr1).

R_3 : 2,2 k Ω .

R_4 : 1 k Ω .

R_5 : 560 Ω .

R_6 : 8,2 k Ω à régler pour I_c : 1,5 mA (Tr2).

R_7 : 2,2 k Ω .

R_8 : 56 Ω .

R_9 : 3,3 k Ω .

R_{10} : 10 k Ω à régler pour I_c : 1 mA (Tr3).

R_{11} : 1 k Ω .

R_{12} : 3,3 k Ω .

R_{13} : 1 k Ω .

R_{14} : 150 Ω .

R_{15} : 1 k Ω .

R_{16} : 3,3 k Ω .

R_{17} : 10 k Ω à régler pour I_c : 1 mA (Tr5).

R_{18} : 1 k Ω .

R_{19} : 120 Ω .

R_{20} : 8,2 k Ω .

R_{21} : 1 k Ω .

R_{22} : 2,2 k Ω .

R_{23} : 10 k Ω .

R_{24} : résistance variable 5 k $\Omega \pm 80$ %.

R_{25} : 470 Ω .

R_{26} : 5,6 k Ω .

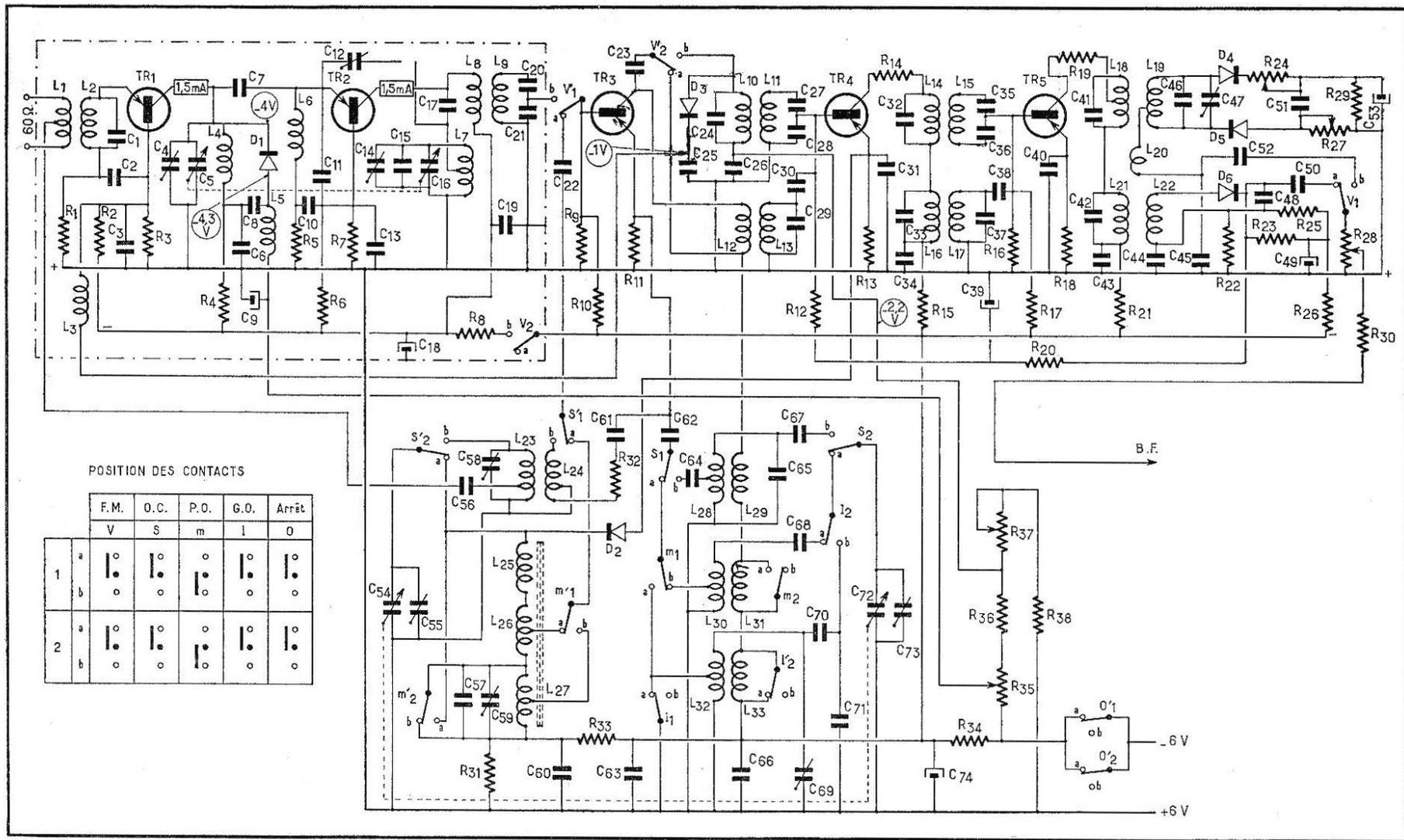


Fig. 12 a. — Schéma du récepteur mixte A.M.-F.M.

R_{27} : résistance variable $10 \text{ k}\Omega \pm 80 \%$.
 R_{28} : potentiomètre linéaire $10 \text{ k}\Omega$ (fait partie de la B.F.).

R_{29} : $18 \text{ k}\Omega$.
 R_{30} : $4,7 \text{ k}\Omega$.
 R_{31} : $1,8 \text{ k}\Omega$.
 R_{32} : 33Ω .

R_{33} : $27 \text{ k}\Omega$.
 R_{34} : 56Ω .
 R_{35} : résistance variable $500 \Omega \pm 80 \%$.

R_{36} : 180Ω .
 R_{37} : résistance variable $500 \Omega \pm 80 \%$.
 R_{38} : 22Ω .

Condensateurs

Mica ou céramique $\pm 10 \%$.

C₁ : 33 pF.
C₂ : 470 pF.
C₃ : 470 pF.
C₆ : 470 pF.
C₇ : 3,3 pF.
C₈ : 470 pF.
C₁₁ : 8,2 pF.
C₁₄ : 5 pF.
C₁₅ : 12 pF.
C₁₇ : 68 pF.
C₂₀ : 82 pF.
C₂₄ : 160 pF.
C₂₇ : 200 pF.
C₂₉ : 150 pF.
C₃₀ : 10 pF.
C₃₂ : 160 pF.
C₃₅ : 200 pF.
C₃₇ : 150 pF.
C₃₈ : 22 pF.
C₄₁ : 47 pF.
C₄₆ : 27 pF.
C₅₁ : 330 pF.
C₅₆ : 15 pF.
C₅₇ : 22 pF.
C₅₈ : 12 pF.
C₆₁ : 68 pF.
C₆₅ : 12 pF.
C₆₈ : 220 pF.
C₇₀ : 110 pF.
C₇₁ : 56 pF.
C₇₃ : 12 pF.

Film plastique; Ts : 125 V.

C₁₀ : 1,2 nF.
C₁₂ : 1 nF.
C₁₉ : 10 nF.
C₂₁ : 470 pF.
C₂₂ : 18 nF.
C₂₃ : 2 nF.
C₂₅ : 10 nF.
C₂₆ : 10 nF.
C₂₈ : 800 pF.
C₃₁ : 27 nF.
C₃₃ : 2 nF.
C₃₄ : 27 nF.
C₃₆ : 800 pF.
C₄₀ : 47 nF.
C₄₂ : 1 nF.
C₄₃ : 27 nF.
C₄₄ : 22 nF.

C₄₅ : 4,7 nF.
C₄₈ : 10 nF.
C₆₀ : 0,1 μ F.
C₆₉ : 100 nF.
C₇₂ : 18 nF.
C₈₄ : 2 nF.
C₈₅ : 27 nF.
C₈₇ : 2,7 nF.

Electrolytique; Ts : 12 V.

C₉ : 64 μ F.
C₁₈ : 64 μ F.
C₃₉ : 2 μ F.
C₄₉ : 40 μ F.
C₅₂ : 1,25 μ F.
C₅₃ : 4 μ F.
C₆₃ : 25 μ F.
C₇₄ : 250 μ F.

Condensateurs variables ou ajustables.

C₁₃ : trimmer 6 pF.
C₄₇ : trimmer 3-30 pF.
C₅₅ : trimmer 3-30 pF.
C₅₉ : trimmer 3-30 pF.
C₆₆ : trimmer 3-30 pF.

Groupe de condensateurs variables A.M.-F.M. :

C₅ : 8,5 pF avec trimmer C₄ : 5 pF.
C₁₆ : 10,5 pF avec trimmer C₁₄ : 5 pF.
C₅₄ : 195 pF avec trimmer C₅₅ : 12 pF.
C₇₂ : 195 pF avec trimmer C₇₃ : 12 pF.

Bobinages

L1 : 2 + 2 spires en fil 0,3 mm bobiné sur L2.

L2 : 3 spires en fil argenté 1 mm, 0,1 μ H; sur mandrin H.F. de 8 mm de diamètre avec vis fer H.F.; spires espacées du diamètre du fil.

L3 : bobine d'arrêt de 1 mH.

L4 : 5 spires en fil cuivre argenté 1 mm, 0,13 μ H, Q = 170 sur mandrin H.F. de 8 mm, avec vis fer H.F., spires espacées.

L5 : bobine d'arrêt de 1 mH.

L6 : 6 spires en fil cuivre argenté 1 mm, 0,2 μ H bobinées sans support.

L7 : 4 spires en fil cuivre argenté 1 mm avec prise à 1,5 spire sur mandrin H.F. de 8 mm avec vis fer H.F., spires espacées.

L8 = L9 : 20 spires en fil à brins multiples 7 \times 0,05 mm sur noyau réglable en ferrite de 5 mm de diamètre, 3 μ H.

L10 = L11 = L14 = L15 : 13 spires fil 20/100 mm deux couches soie sur noyau réglable en ferrite de 5 mm de diamètre, 1,4 μ H.

L12 = L16 : 48 spires, fils à brins multiples 20 \times 0,04 mm, bobinages en nid d'abeille sur noyau réglable en ferrite de 5 mm de diamètre, 60 μ H.

L13 = L17 : 160 spires, fil à brins multiples 7 \times 0,05 mm, bobinage en nid d'abeille sur le même noyau; 750 μ H.

L18 : 32 spires, prise à 20 spires, 4,75 μ H.

L19 : 2 \times 16 spires, 4,75 μ H.

Pour L18 et L19 fil 20/100 mm deux couches soie sur mandrin de 8 mm de diamètre avec vis en fer H.F.

L20 : 9 spires, fil 12/100 mm email-soie sur le même mandrin.

L21 : 75 spires, fil brins multiples 20 \times 0,04 mm, 120 μ H.

L22 : 62 spires même fil, sur mandrin 8 mm de diamètre avec vis en fer H.F.

L23 : antenne O.C., 15 spires, fil 30/100 mm email-soie avec prise à 4 spires, 3,42 μ H.

L24 : 2 + 2 spires fil 10/100 mm email-soie, bobinage bifilaire L23 et L24 sur noyau ferrite 3D3.

L28 : oscillateur O.C., 14 spires, fil 30/100 mm email-soie, prise à 1 spire, 3,19 μ H.

L29 : 4 spires, fil 10/100 mm email-soie.

L28 et L29 : sur bâtonnet ferrite 3D3.

L25 : cadre P.O., 18 spires, fil à brins multiples 40 \times 0,04 mm.

L26 : 66 spires même fil, prise à 5 spires.

L25 + L26 : 468 μ H, bobinages en une couche à spires jointives sur bâtonnet de ferrite 4B, 9,7 mm diamètre, 200 mm de longueur.

L30 : oscillateur P.O. : 120 spires, fil à brins multiples 20 \times 0,04 mm, prise à 1 spire, bobinage en nid d'abeille.

L31 : 6 spires de même fil :

L30 et L31 sur noyau en ferrite 3D3.

L27 : Cadre G.O., 220 spires, fil à brins multiples 10 \times 0,04 mm, prise à 11 spires, bobinage en nid d'abeille largeur 5 mm sur le même bâtonnet de ferrite que le cadre P.O.

L32 : oscillateur G.O., 230 spires, fil à brins multiples 10 \times 0,04 mm, prise à deux spires, bobinage en nid d'abeille.

L33 : 9 spires même fil.

L32 et L33 sur mandrin ferrite 3D3.

Commutateur

A touches : 5 touches à 6 contacts.
Rotatif : 4 positions, 8 circuits.

Transistors et diodes

Tr1 : H.F.-F.M. : AF114.
Tr2 : conv. F.M. : AF114.
Tr3 : conv. A.M. : AF115.
Tr4 : M.F. (A.M.-F.M.) : AF115.
Tr5 : M.F. (A.M.-F.M.) : AF115.
D1 : amortissement F.M. : 0A90.
D2 : amortissement A.M. : 0A79.
D3 : amortissement M.F. : 0A90.
D4 : discriminateur F.M. : 2 \times 0A79
D5 : « « «
D6 : détection A.M. : 0A90.

Transistors et diodes Radiotechnique.

A-1. — AMPLIFICATEUR
A 2 TRANSISTORS

Cet amplificateur est le plus économique que l'on puisse concevoir, car il ne comporte que cinq résistances, cinq condensateurs, deux transistors, un potentiomètre et un haut-parleur. Cependant les transistors ont des caractéristiques poussées et ils sont assez coûteux.

Ces modèles sont indispensables pour que la sensibilité d'entrée de l'amplificateur soit satisfaisante et puisse s'adapter à la détection des parties H.F. simples décrites dans la II^e partie.

La détection est réunie au potentiomètre de volume. Le premier étage est monté d'une façon classique. Le gain en courant de l'étage est de 100 environ. La liaison est directe entre le collecteur de Tr1 et la base de Tr2.

L'étage de puissance est établi selon le schéma à demi-tension.

En effet, la charge (bobine mobile du haut-parleur) et la résistance interne du transistor sont en série. De ce fait, la tension d'alimentation doit se partager également aux bornes de ces deux résistances. L'intensité collecteur de Tr2 détermine donc la résistance de la bobine mobile du haut-parleur.

Ici, pour 9 V d'alimentation et 60 mA de courant collecteur, la résistance du haut-parleur est de 70 Ω. La chute de tension aux bornes de la bobine mobile est de

$60 \text{ mA} \times 70 \Omega = 4,2 \text{ V}$, soit approximativement la moitié de la tension d'alimentation.

La puissance dissipée en classe A dans le transistor est de $60 \text{ mA} \times 4,5 \text{ V} = 270 \text{ mW}$. Le rendement maximal théorique est de 50 %. Ce

Le transistor de puissance doit être monté avec son clip de refroidissement.

Dans ces conditions, et grâce aux compensations de température, l'amplificateur peut fonctionner entre -40°C et $+55^\circ\text{C}$.

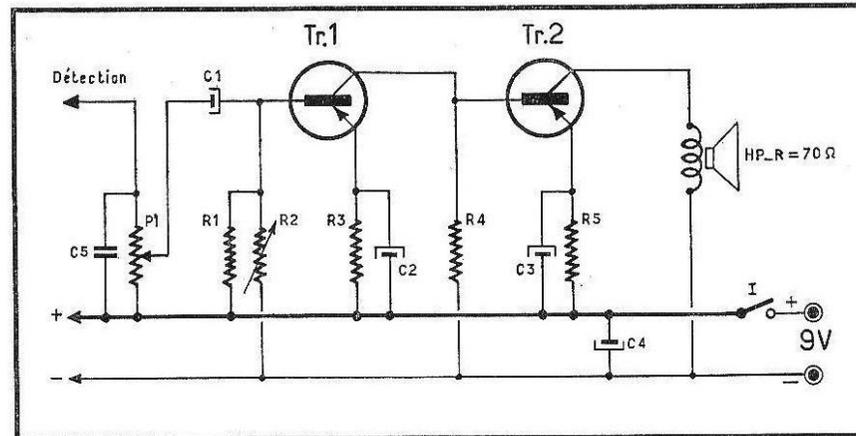


Fig. A-1. — Amplificateur économique à deux transistors (TR 2 est avec son clip de refroidissement).

qui donne réellement 100 mW à 10 % de distorsion.

Le gain en courant de Tr2 est d'environ 80. En comptant les pertes de liaison, le gain total de l'amplificateur est supérieur à 60 dB.

La résistance ajustable R_2 constitue le seul réglage de mise au point.

On doit obtenir $I_{\text{collecteur}}$ de Tr1 compris entre 3 et 6 mA, et $I_{\text{collecteur}}$ de Tr2 compris entre 50 et 60 mA.

LISTE DES VALEURS

Résistances

- $\frac{1}{2}$ W au carbone, $\pm 10 \%$.
- R_1 : 2,2 kΩ.
- R_2 : résistance variable 22 kΩ $\pm 80 \%$.
- R_3 : 100 Ω.
- R_4 : 1,5 kΩ.
- R_5 : 33 Ω.

Potentiomètre

P_1 : 5 kΩ linéaire.

Condensateurs

- C_1 : 25 μF, électrolytique, T_s : 6 V.
- C_2 : 25 μF, électrolytique, T_s : 6 V.
- C_3 : 100 μF, électrolytique, T_s : 6 V.
- C_4 : 10 μF, électrolytique, T_s : 12 V.
- C_5 : 1 nF au papier ou au film plastique, T_s : 125 V.

Haut-parleur

Résistance bobine mobile $R = 70 \Omega$.

Transistors

- Tr1 : 2N508.
- Tr2 : 127T1.
- Avec clip de refroidissement.
- (Transistors SESCO.)

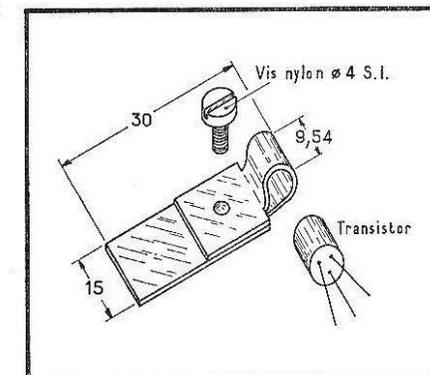


Fig. A-2. — Détail d'un clip de refroidissement.

A-2. — AMPLIFICATEUR A 3 TRANSISTORS

On peut préférer utiliser trois transistors, dont les caractéristiques sont moins poussées et aussi les prix moins élevés. Le coût total de l'am-

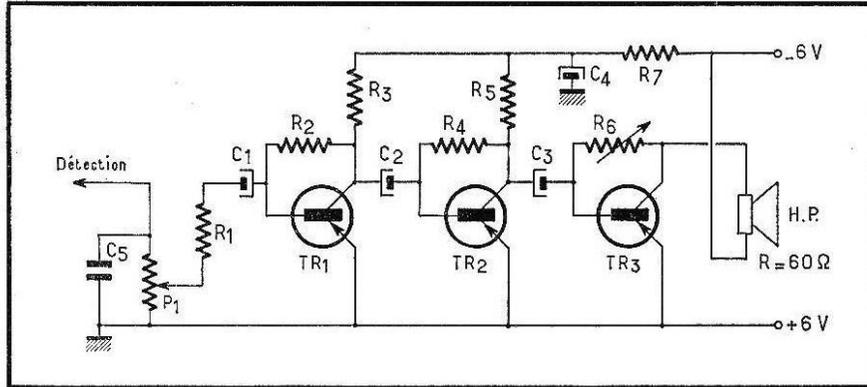


Fig. A-3. — Amplificateur économique à trois transistors.

plificateur reste du même ordre de grandeur.

La sensibilité d'entrée est d'environ 10 mV et convient pour la réalisation de récepteurs simples. Le volume est réglé par P₁. Les deux premiers étages amplifient la tension d'entrée. La base n'est pas ali-

mentée par un pont, mais par une résistance réunie au collecteur.

On obtient ainsi une stabilisation en température et une contre-réaction efficace. Il est possible également d'utiliser sans inconvénient des transistors de types approchés.

Le transistor de puissance est monté de la même façon. Le courant collecteur est réglé par cette

résistance qui, ici, est réglable. Selon la tension d'alimentation adoptée, il faut calculer la résistance du haut-parleur et régler le courant collecteur par R₆. Ce schéma peut donc s'adapter à des conditions de fonctionnement très variées au gré des utilisateurs.

On conserve toujours le principe de la demi-tension d'alimentation qui place le point de fonctionnement bien au centre de la droite de charge et assure une stabilisation thermique satisfaisante.

On obtient les valeurs suivantes pour 75 mW de puissance de sortie (85 mW maximal à 10 % de distorsion) :

— Pour 6 V :

R (bobine mobile H.P.) = 60 Ω.

I_{collecteur} = 50 mA.

— Pour 9 V :

R (bobine mobile H.P.) = 120 Ω.

I_{collecteur} = 37 mA.

— Pour 12 V :

R (bobine mobile H.P.) = 220 Ω.

I_{collecteur} = 27 mA.

A titre de vérification, sous 6 V, le courant collecteur de Tr1 est légèrement inférieur à 2 mA, et, pour Tr2, on atteint à peine 5 mA.

LISTE DES VALEURS

Résistances

½ W au carbone, ± 10 %.

— Pour 12 V :

R₁ : 8,2 kΩ.

R₂ : 220 kΩ.

R₃ : 6,8 kΩ.

R₄ : 180 kΩ.

R₅ : 3,3 kΩ.

R₆ : 50 kΩ réglable ± 80 %.

R₇ : 1 kΩ.

— Pour 6 V :

R₁ : 8,2 kΩ.

R₂ : 330 kΩ.

R₃ : 1 kΩ.

R₄ : 330 kΩ.

R₅ : 1 kΩ.

R₆ : 20 kΩ réglable ± 80 %.

R₇ : 100 Ω.

Potentiomètre

P₁ : 10 kΩ linéaire.

Condensateurs

C₁ : 10 μF, électrolytique, Ts : 6 V.

C₂ : 10 μF, électrolytique, Ts : 6 V.

C₃ : 10 μF, électrolytique, Ts : 6 V.

C₄ : 100 μF, électrolytique, Ts : 15 V.

C₅ : 1 nF, au papier ou au film plastique, Ts : 125 V.

Haut-parleur

Résistance bobine mobile :

60 Ω pour 6 V.

120 Ω pour 9 V.

220 Ω pour 12 V.

Transistors

Tr1 : 2N322.

Tr2 : 2N322.

Tr3 : 2N320.

Avec clip de refroidissement.

(Transistors SESCO.)

AMPLIFICATEUR 120 mW, CLASSE A avec transformateur de sortie

B

Description du schéma

Cet amplificateur comporte deux étages (fig. B-1). Sa sensibilité d'entrée est d'environ 200 mV. Si cette sensibilité est insuffisante, on peut supprimer la contre-réaction (R_4) ou ajouter un étage préamplificateur de même schéma. L'étage préamplificateur est classique. Le réglage du courant collecteur est éventuellement effectué en modifiant la valeur de R_2 (I_c environ 3 mA).

L'étage de puissance est monté en classe A. Le courant collecteur est réglé par R_6 à 35 mA pour 9 V d'alimentation.

Grâce au transformateur de sortie, le transistor est alimenté sous la totalité de la tension et non sous la moitié comme précédemment. C'est pourquoi la puissance de sortie est de 120 mW à 5 % de distorsion.

La contre-réaction, par R_4 , permet d'élargir la courbe de réponse. Avec le transformateur de sortie décrit, cette courbe s'étend de 100 Hz à 13 kHz à 3 dB près (fig. B-3).

La stabilité en température est assurée par le pont d'alimentation des bases et par les résistances placées dans les émetteurs. L'amplificateur peut fonctionner de -10°C à $+45^\circ\text{C}$, pour une température de jonction de Tr2 de 75°C .

LISTE DES VALEURS

Résistances

- $\frac{1}{2}$ W au carbone, $\pm 10\%$.
- R_1 : 68 k Ω .
- R_2 : 56 k Ω , ou résistance variable 56 k $\Omega \pm 80\%$.
- R_3 : 18 k Ω .
- R_4 : 3,9 k Ω .
- R_5 : 1,5 k Ω .

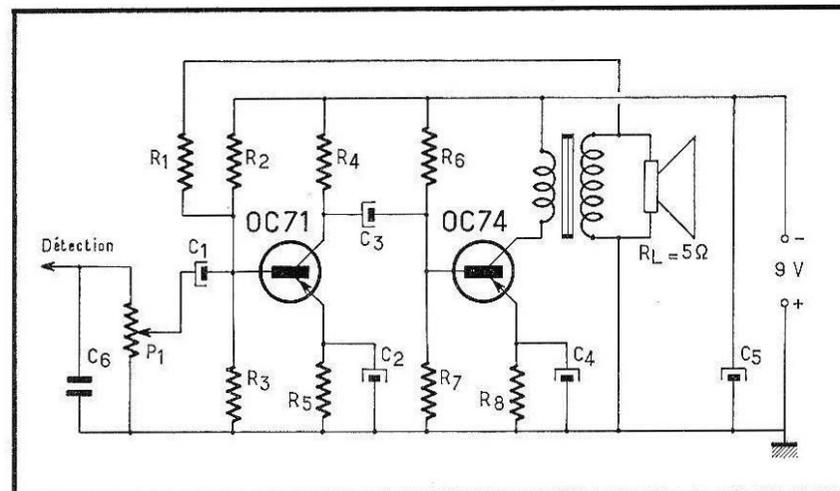
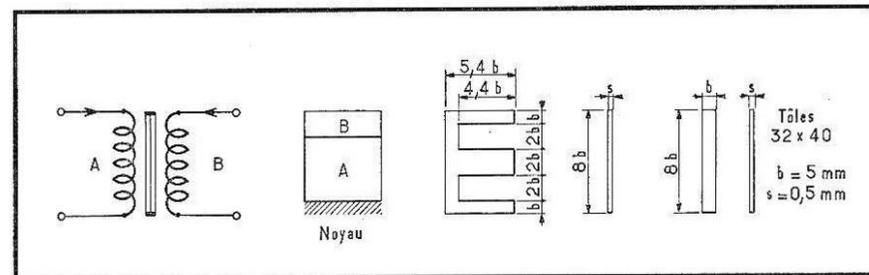


Fig. B-1. — Amplificateur 120 mW classe A.

Fig. B-2 (ci-contre).
— Détail du transformateur de sortie.



- R_6 : 2,2 k Ω , ou résistance variable 2,2 k $\Omega \pm 80\%$.
- R_7 : 680 Ω .
- R_8 : 47 Ω .

Potentiomètre

- P_1 : 10 k Ω linéaire.

Condensateurs

- C_1 : 16 μF , électrolytique, Ts: 10 V.
- C_2 : 100 μF , électrolytique, Ts: 4 V.

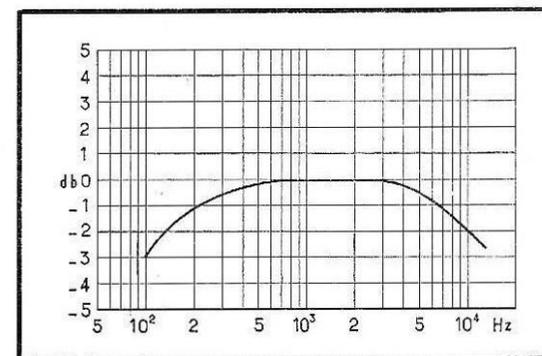
- C_3 : 100 μF , électrolytique, Ts: 4 V.
- C_4 : 1000 μF , électrolytique, Ts: 4 V.
- C_5 : 100 μF , électrolytique, Ts: 12 V.
- C_6 : 1 nF, au papier ou au film plastique, Ts: 125 V.

Transformateur de sortie

Circuit magnétique: tôles 2,6 W/kg en EI, 32×40 mm, épaisseur du circuit 16 mm.

Primaire: Impédance 190 Ω , inductance 0,29 H, résistance 11 Ω , 576 spires en 9 couches de 64 spires sur une largeur de 19,5 mm, en fil cuivre émaillé 0,3 mm.

Fig. B-3. — Courbe de réponse.



Secondaire : Impédance 5 Ω , résistance 1,7 Ω , 110 spires en 2 couches de 55 spires sur une largeur de 19,5 mm, en fil cuivre émaillé 0,3 mm, isolement entre enroulement une feuille de papier kraft 15 μ .

Si le lecteur ne désire pas réaliser le transformateur de sortie, il peut se procurer le modèle TRS4 Audax. La totalité de l'enroulement primaire est à utiliser comme charge du collecteur, et le haut-parleur utilisé doit avoir une impédance de bobine mobile de 2,5 Ω .

Haut-parleur

Impédance de la bobine mobile :
5 Ω pour le transformateur décrit;
2,5 Ω pour le transformateur Audax.

Transistors

Tr1 : OC71.
Tr2 : OC74.
Avec clip de refroidissement.
(Transistors Radiotechnique.)

BRANCHEMENT D'UN PICK-UP OU D'UN MICRO SUR LES RÉCEPTEURS A TRANSISTORS

Il existe deux catégories de pick-up : le type piézoélectrique et le modèle dynamique ou à réluctance variable, le premier est à haute impédance tandis que le second est à basse impédance.

a) **Le pick-up piézoélectrique** est le plus utilisé aussi bien pour la reproduction monophonique que pour la stéréophonie. L'effet piézoélectrique est obtenu au moyen de cristaux de sel de Seignette ou de céramique spéciale. C'est un lecteur à haute impédance, environ 100 000 Ω et qui délivre une tension élevée. Elle peut atteindre 1 V à 1 000 Hz en version monophonique, et 450 mV par voie en version stéréophonique. Par conséquent le niveau délivré par ce type de pick-up est comparable à celui dont on dispose aux bornes de la détection. On peut donc brancher le pick-up à l'entrée de n'importe lequel des amplificateurs B.F. décrits dans cet ouvrage. Il faut cependant adapter les impédances, car celle du pick-up est élevée, tandis que celle de l'entrée de l'étage est faible et définie par la valeur du potentiomètre d'entrée (5 000 Ω). Cette adaptation s'effectue très simplement en branchant une résistance de 330 k Ω en série avec l'entrée.

b) **Le pick-up à basse impédance** (dynamique ou à réluctance variable). Cette impédance est de l'ordre de quelques dizaines d'ohms et la tension délivrée est beaucoup

plus faible, à peine 100 mV. Cette tension est du même ordre que celle délivrée par un microphone. Il faut prévoir un étage supplémentaire à nos schémas B.F. L'impédance étant plus faible que celle de l'entrée de l'amplificateur, on peut brancher le pick-up directement à l'entrée de l'étage préamplificateur. Les « entrées Micro » décrites ci-dessous sont valables pour ce type de pick-up.

**

Les microphones dynamiques et les modèles piézoélectriques sont les plus utilisés.

a) **Le microphone dynamique** est à basse impédance entre 50 et 200 Ω . La tension délivrée est faible, environ 100 mV. Il peut être branché directement sur l'entrée d'un étage préamplificateur placé avant les schémas B.F. de cet ouvrage. De tels préamplificateurs sont décrits dans « Nouveaux schémas d'amplificateurs B.F. à transistors » du même auteur chez le même éditeur.

b) **Le microphone piézoélectrique** est à haute impédance puisque basé sur le même principe que le pick-up. La tension obtenue est plus élevée et peut être branchée au préamplificateur au moyen d'une résistance en série de 330 k Ω . Parfois, l'étage supplémentaire est inutile et il peut être relié à une prise pour pick-up piézoélectrique.

C

AMPLIFICATEUR 200 mW CLASSE A, VARIABLE t

Description du schéma

Cet amplificateur (schéma en figure C-1) est basé sur le principe de la classe A variable ou A', et sur le principe de l'étage de sortie sans transformateur ou à demi-tension.

Les deux étages préamplificateurs permettent d'avoir une sensibilité d'entrée d'environ 10 mV pour 200 mW de puissance à 9 % de distorsion.

Ces étages d'entrée sont classiques. A noter la compensation thermique obtenue en même temps qu'une certaine contre-réaction par les résistances R₂ et R₇/R₈ entre base et collecteur.

Le principe de la classe A variable est exposé au cours de la première partie de cet ouvrage. Il permet d'obtenir une puissance supérieure pour une consommation moindre. En effet, la polarisation de l'étage de puissance est variable en fonction de la modulation; elle est obtenue au moyen de la diode D.

Ce montage est économique et il délivre une puissance très satisfaisante, mais par contre il exige une mise au point assez critique. Un amateur peut fort bien obtenir d'excellents résultats avec ce schéma car il a le temps de consacrer quelques instants pour cette mise au point. Il n'en est pas de même pour l'industriel qui a une cadence de

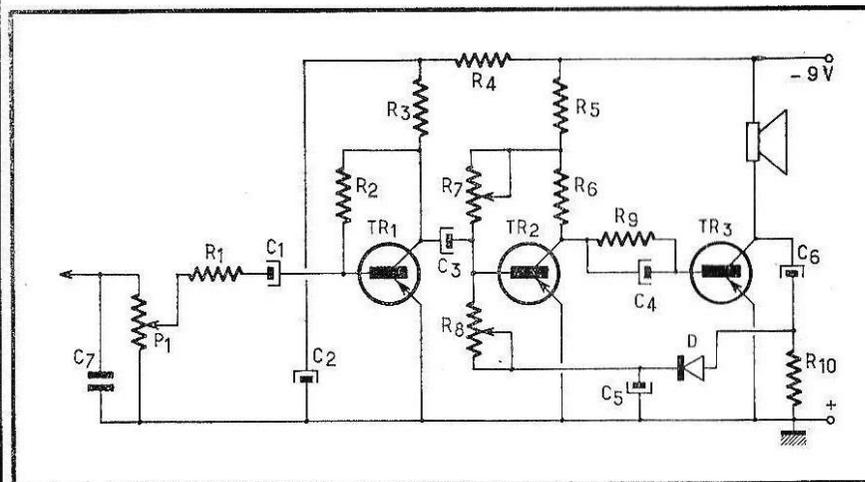


Fig. C-1. — Amplificateur classe A', 200 mW.

sans transformateur

chaîne à respecter. C'est pourquoi, ce type de schéma, très intéressant par lui-même, n'a jamais été adopté par l'industrie.

Le réglage est effectué par les résistances R_7 et R_8 . Régler R_7 afin que le courant émetteur de Tr3 soit environ le quart de la valeur maximale désirée, entre 25 et 30 mA.

Puis ajuster R_8 , afin qu'à la puissance maximale (200 mW) l'écrêtage du signal soit bien symétrique, autrement dit que la distorsion perceptible à l'oreille soit la plus réduite possible.

Un oscilloscope placé en sortie permet d'effectuer un réglage plus rigoureux. Après plusieurs retouches de R_7 et de R_8 , on obtient le taux de distorsion indiqué sur la courbe de la figure C-3, ainsi que la courbe de réponse de la figure C-2.

Le haut-parleur a une impédance de la bobine mobile de 50 Ω , sa résistance est du même ordre de grandeur (vers 40 Ω).

La consommation de l'amplificateur sans signal est d'environ 35 mA; à pleine puissance elle est d'environ 110 mA.

Le débit moyen de la pile de 9 V, à la puissance nominale, est d'environ 60 mA.

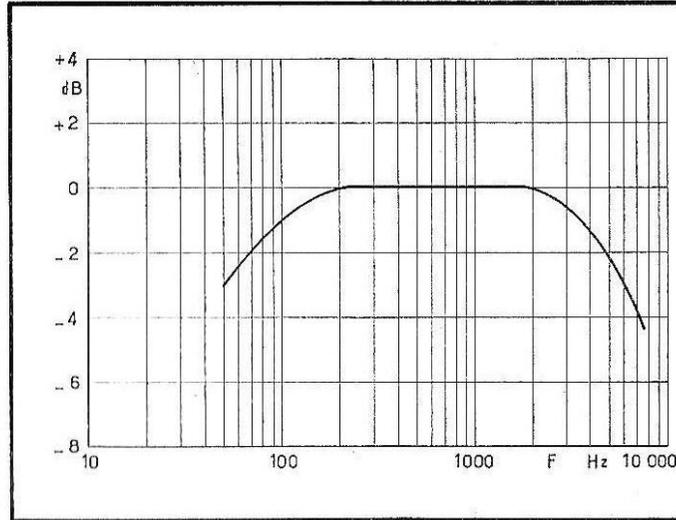


Fig. C-2. — Courbe de réponse à 200 mW.

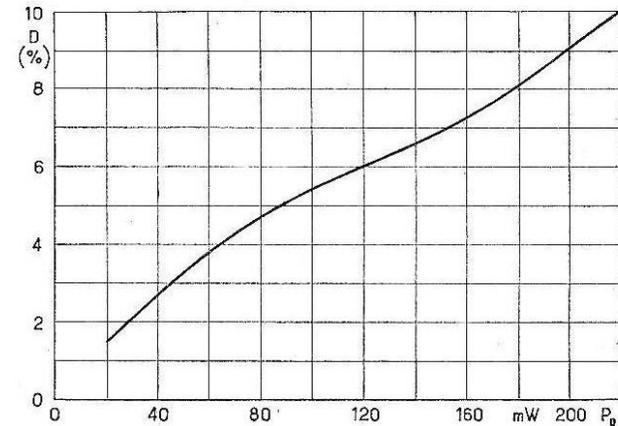


Fig. C-3. — Distorsion en fonction de la puissance de sortie mesurée à 1 kHz.

LISTE DES VALEURS

Résistances

$\frac{1}{2}$ W au carbone, $\pm 10 \%$.
 R_1 : 8,2 k Ω .
 R_2 : 270 k Ω .
 R_3 : 2,2 k Ω .
 R_4 : 2,2 k Ω .
 R_5 : 560 Ω .
 R_6 : 560 Ω .
 R_7 : résistance variable 100 k Ω $\pm 80 \%$.
 R_8 : résistance variable 100 k Ω $\pm 80 \%$.

R_9 : 3,9 k Ω .
 R_{10} : 1,5 k Ω .

Potentiomètre

P_1 : 10 k Ω linéaire.

Condensateurs

Electrolytique, Ts : 12 V.
 C_1 : 2 μ F.
 C_2 : 100 μ F.
 C_3 : 2 μ F.
 C_4 : 2 μ F.
 C_5 : 20 μ F.
 C_6 : 2 μ F.

C_7 : 1 nF, au papier ou au film plastique, Ts : 125 V.

Haut-parleur

Impédance de la bobine mobile : 50 Ω .

Transistors et diodes

D : OA70.
Tr1 : OC75.
Tr2 : OC75.
Tr3 : OC74.

Avec clip de refroidissement.
(Transistors Radiotechnique.)

Condensateurs

Electrolytiques, Ts : 12 V.
 C₁ : 50 µF.
 C₂ : 10 µF.
 C₃ : 25 µF.
 C₄ : 25 µF.
 C₅ : 10 µF.

Transformateur driver

(Type Oréga GPC1071B).
 Rapport de transformation :
 1/0,33 + 0,33.
 Résistance primaire : 540 Ω.
 Résistance secondaire : 110 Ω.

Haut-parleur

Impédance de la bobine mobile :
 28 à 30 Ω (résistance 25 Ω).

Transistors

Tr1 : SFT351.
 Tr2 : SFT351.
 Tr3 : SFT321.
 Tr4 : SFT321.

(Transistors COSEM.)

AMPLIFICATEUR 250 mW, CLASSE B avec transformateurs

E

Description du schéma.

Ce schéma (fig. E-1) a été réalisé avec des transistors à gain élevé et avec des transformateurs, ce qui permet de supprimer un étage pré-amplificateur.

De plus, l'alimentation est prévue pour 6 V.

La sensibilité de l'amplificateur est de 6 mV pour la puissance nominale. L'étage d'entrée est classique. Le courant émetteur de Tr1 est de 1 mA; il est réglé en ajustant la valeur de R₁. Le transformateur T1 assure le déphasage. Le courant de repos de l'étage de puissance est réglé à 5 mA au moyen de R₄. La consommation totale de l'amplificateur sans signal est de 48 mW, soit 8 mA sous 6 V. A 250 mW, la puissance d'alimentation est de 360 mW, soit un rendement d'environ 70 %.

Une contre-réaction de 6 dB est assurée par la résistance R₈; de plus, un circuit C₃-R₇ aux bornes

du transformateur de sortie réduit le taux de distorsion aux fréquences élevées. Grâce à ces précautions, la

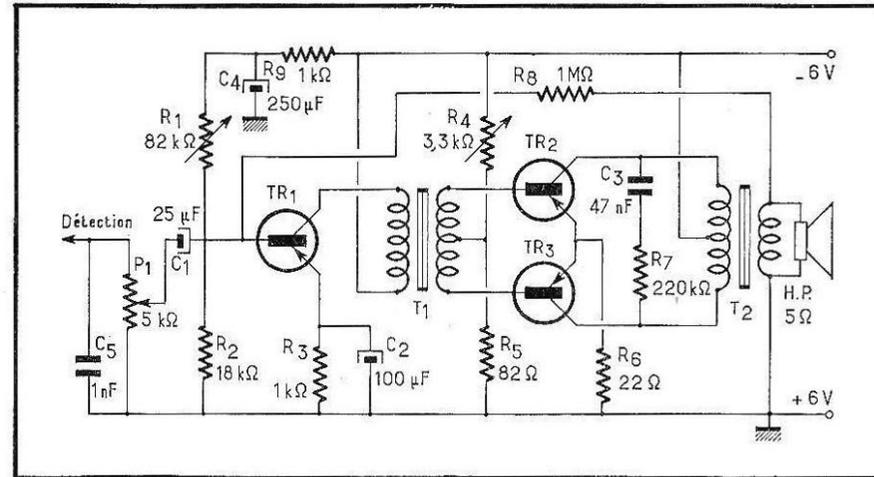


Fig. E-1. — Amplificateur 250 mW classe B avec transformateurs.

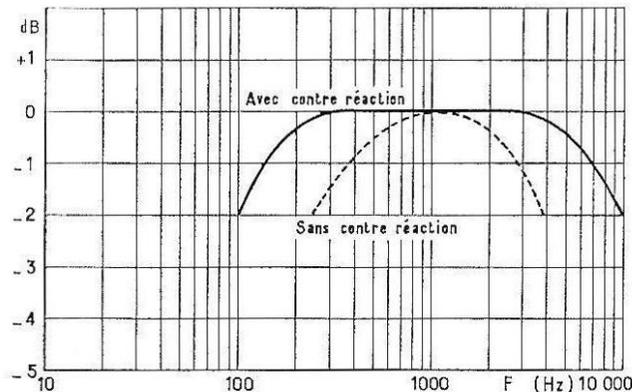


Fig. E-2. — Courbe de réponse en fréquence.

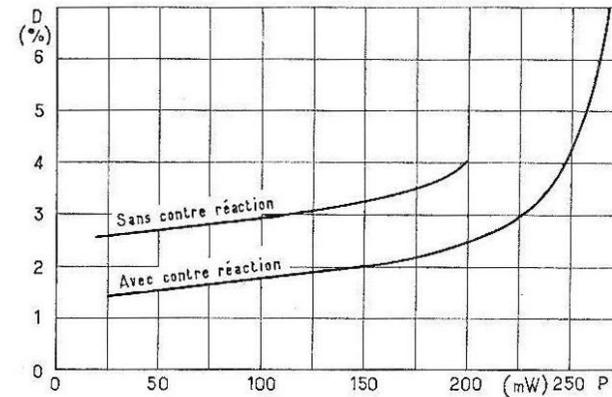


Fig. E-3. — Distorsion en fonction de la puissance.

courbe de réponse en fréquence (fig. E-2) est linéaire à ± 2 dB entre 100 Hz et 10 kHz.

Sans contre-réaction ni correction, elle ne s'étend que de 200 Hz à 3 kHz.

La puissance nominale de 250 mW est obtenue pour un taux de distorsion de 4 % à 1 kHz. Sans contre-réaction, la puissance est limitée à 200 mW pour 4 %.

Le haut-parleur a une bobine mobile de 5 Ω avec le transformateur de sortie décrit. Si le lecteur dispose d'un haut-parleur 2,5 Ω , il peut utiliser un transformateur *Audax* dont les caractéristiques sont proches de celles du schéma.

LISTE DES VALEURS

Résistances

$\frac{1}{2}$ W au carbone, ± 10 %.

R₁ : 82 k Ω ou résistance variable 82 k Ω ± 80 % (I_c de Tr1 = 1 mA).

R₂ : 18 k Ω .

R₃ : 1 k Ω .

R₄ : résistance variable 3,3 k Ω ± 80 % (I_c de Tr2 — Tr3 = 5 mA).

R₅ : 82 Ω .

R₆ : 22 Ω .

R₇ : 220 k Ω .

R₈ : 1 M Ω .

R₉ : 1 k Ω .

Potentiomètre

P₁ : 5 k Ω linéaire.

Condensateurs

C₁ : électrolytique 25 μ F; T_s : 6 V.

C₂ : électrolytique 100 μ F; T_s : 6 V.

C₃ : au papier ou au film plastique 47 nF; T_s : 125 V.

C₄ : électrolytique 250 μ F; T_s : 9 V.

C₅ : au papier ou au film plastique 1 nF; T_s : 125 V.

Transformateurs

T1 : transformateur de liaison : rapport entre primaire et secondaire : 4;

circuit magnétique 28 \times 32 mm; épaisseur 16 mm;

tôle : 1,6 W/kg;

primaire : 2340 spires en 15 couches de 156 spires de 12,8 mm de largeur, fil 0,07 mm, résistance : 420 Ω ;

secondaires : les deux enroulements sont bobinés ensemble en bifilaire; chaque enroulement : 584 spires en 8 couches de 73 spires de 12,8 mm de largeur, fil 0,15 mm, résistance 30 Ω .

Le transformateur le plus proche dans le catalogue *Audax* est le TRS 59.

T2 : transformateur de sortie : rapport entre demi-primaire et secondaire : 3;

circuit magnétique 28 \times 32 mm épaisseur 16 mm;

tôle : 1,6 W/kg;

primaires : les deux enroulements sont bobinés ensemble en bifilaire; chaque enroulement : 305 spires en 5 couches de 61 spires de 12,8 mm de largeur, fil 0,18 mm, résistance 8,8 Ω ;

secondaire : 100 spires en 4 couches de 25 spires sur 12,8 mm de largeur, fil 0,45 mm, résistance 0,5 Ω .

Le transformateur le plus proche dans le catalogue *Audax* est le TRS 10.

Haut-parleur

Bobine mobile : 5 Ω pour le transformateur décrit; 2,5 Ω pour le transformateur *Audax*.

Transistors

Tr1 : AC126.

Tr2 : AC128.

Tr3 : AC128.

Les transistors de puissance AC128 sont munis de leur clip de refroidissement.

(Transistors *Radiotechnique*.)

F

AMPLIFICATEUR 250 mW Classe B, à symétrie compl.

Description du schéma

Ce schéma (fig. F-1) est très intéressant, car il utilise des transistors *n-p-n* et *p-n-p* permettant des liaisons directes sans aucun transformateur.

Ce schéma est dérivé de celui qui est décrit dans le recueil de « *Schémas d'amplificateurs B.F. à transistors* » (du même auteur chez le même éditeur). En effet, il n'existe actuellement qu'une série de transistors complémentaires et leur montage ne peut être très différent. Le schéma est ici adapté à la partie B.F. d'un récepteur au lieu d'être prévu pour un amplificateur phonographique.

Le premier étage préamplificateur est assuré par un transistor au germanium *n-p-n*, c'est-à-dire inverse du point de vue polarité d'un transistor *p-n-p* habituel dans ces montages.

Si, pour le deuxième étage, on utilise un transistor de mêmes caractéristiques, mais du type *p-n-p*, on peut les relier directement.

Le collecteur de Tr1 est donc relié à la base de Tr2. L'émetteur de Tr1 est alimenté par une ligne -9 V, tandis que l'émetteur de Tr2 est alimenté normalement par le $+9$ V à la masse de l'appareil.

Le collecteur de Tr2 est également relié directement à la base des transistors de puissance Tr3 et Tr4.

Ils sont donc alimentés par des signaux B.F. en phase. Ces deux transistors ont été appariés de façon à avoir des caractéristiques rigoureusement semblables, mais en opposition de phase. En effet, Tr3 est un transistor du type *p-n-p* tandis

que Tr4 est du type *n-p-n*. Le collecteur de Tr3 est relié au pôle -9 V tandis que le collecteur de Tr4 est branché à la masse ($+9$ V). La puissance de sortie est recueillie sur les émetteurs des deux transistors. La charge est constituée par la bobine mobile du haut-parleur qui doit avoir une impédance de 16 Ω .

L'étage de puissance est stabilisé en température par la thermistance Th₁ placée entre les deux bases Tr3-Tr4.

Son courant de repos est réglé par la résistance ajustable R₁₀.

La contre-réaction de l'amplificateur est obtenue entre la bobine mobile du haut-parleur et l'émetteur de Tr1, son taux est réglé par la valeur des résistances du pont R₃-R₆.

Le condensateur C₅ évite le court-circuit de l'alimentation.

Ce schéma est simple et peu coûteux. Cependant, il faut tout d'abord se procurer des transistors Tr3 et Tr4 rigoureusement appariés. Ils devront être commandés ensemble au même fournisseur. Ensuite, une légère retouche de la valeur des éléments en fonction de leur tolérance peut être nécessaire.

On obtient alors d'excellents résultats. Afin d'aider à cette mise au point, les caractéristiques ci-dessous sont très détaillées.

Caractéristiques nominales à 25° C

Puissance nominale : 250 mW.

Tension d'alimentation : 9 V.

Consommation en l'absence de signal : 11 mA.

Consommation à la puissance nominale à 1000 Hz : 60 mA.

Gain en puissance à 1000 Hz : 70 dB \pm 2 dB.

Tension d'entrée pour la puissance nominale à 1000 Hz : 8 mV \pm 1 mV.

Distorsion à la puissance nominale et à 1000 Hz (fig. F-2) : < 5 %.

Distorsion au quart de la puissance nominale et à 1000 Hz : < 3 %.

Taux de contre-réaction : 4 dB \pm 0,5 dB.

Bande passante à -3 dB (fig. F-3) : 130 Hz à 11 kHz.

Conditions limites d'utilisation

Puissance maximale à 10 % de distorsion et 25° C : 300 mW.

Température maximale de fonctionnement : + 55° C.

Tension minimale d'alimentation (au quart de la puissance nominale de sortie : 62,5 mW) : 5,5 V.

Caractéristiques de fonctionnement des trois étages à 25° C à la puissance nominale de 250 mW

Push-pull de sortie : SFT322 ou 323; SFT522N ou 523N.

Courant collecteur crête : 180 mA.

Courant d'émetteur en l'absence de signal : 1,4 mA.

Tension entre bases au repos : 230 mV.

Impédance de charge : 16 Ω .

Gain en puissance : 16 dB \pm 2 dB.

Tension des émetteurs au repos : 4,8 V \pm 0,2 V.

Driver SFT352.

Courant de polarisation I_e : 8,5 mA.

Impédance de charge : 700 Ω .

Impédance d'entrée : 140 Ω .

Gain en puissance : 34 dB.

Détection

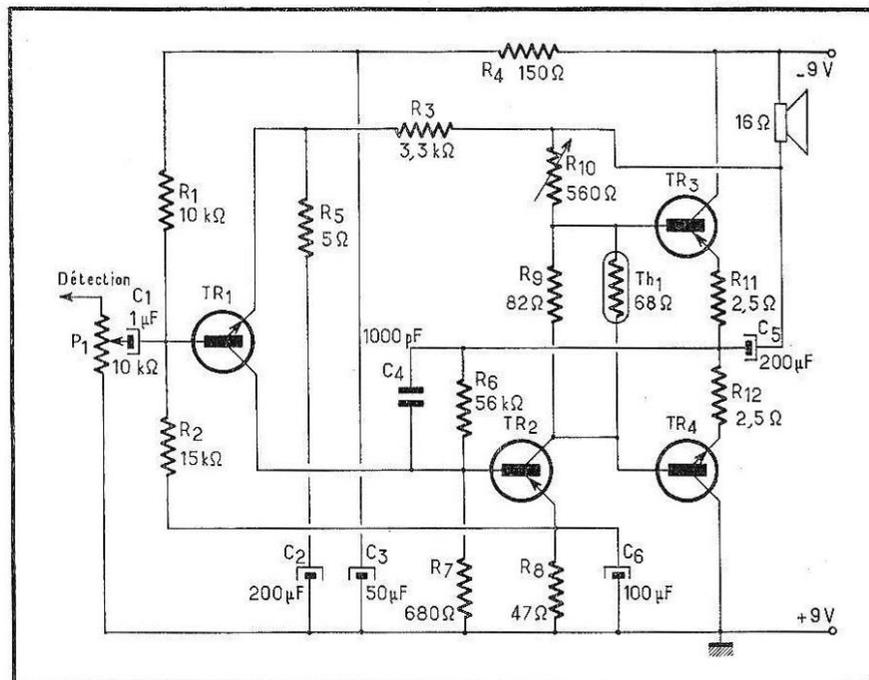


Fig. F-1. — Amplificateur à symétrie complémentaire.

- R_3 : 3,3 k Ω .
- R_4 : 150 Ω .
- R_5 : 5 Ω .
- R_6 : 56 k Ω .
- R_7 : 680 Ω .
- R_8 : 47 Ω .
- R_9 : 82 Ω .
- R_{10} : résistance ajustable 560 Ω \pm 80 %.
- R_{11} : 2,5 Ω .
- R_{12} : 2,5 Ω .
- Th_1 : thermistance 68 Ω à 25° C.

Potentiomètre

P_1 : 10 k Ω , linéaire.

Condensateurs

Electrolytiques miniatures, T_s : 9 V.

- C_1 : 1 μ F.
- C_2 : 200 μ F.
- C_3 : 50 μ F, T_s : 12 V.
- C_4 : 200 μ F.
- C_5 : 100 μ F.
- Papier ou film plastique, T_s : 125 V.
- C_6 : 1 nF.

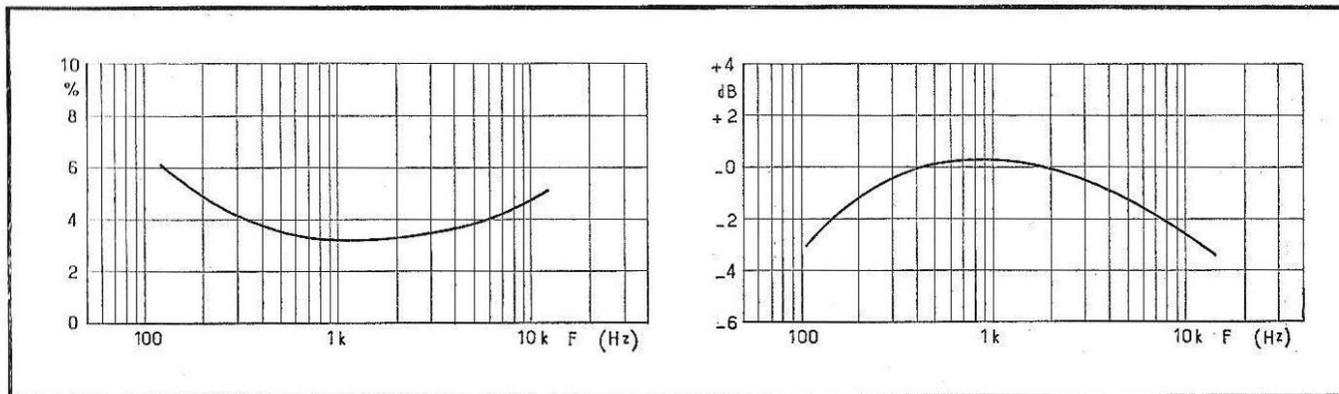


Fig. F-2. — Taux de distorsion en fonction de la fréquence (à la puissance nominale).

Fig. F-3. — Courbe de réponse en fréquence. La puissance de sortie est de 250 mW sur charge résistive ($f = 1$ kHz).

Préamplificateur SFT553N.

Courant de polarisation I_e : 1 mA.

Impédance de charge : 140 Ω .

Impédance d'entrée : 2 k Ω .

Gain en puissance : 20 dB.

LISTE DES VALEURS

Résistances

$\frac{1}{2}$ W au carbone, \pm 10 %.

R_1 : 10 k Ω .

R_2 : 15 k Ω .

Transistors

Tr1 : SFT553N ou SFT552N.

Tr2 : SFT352.

Tr3 : SFT322 ou SFT323.

Tr4 : SFT522N ou SFT523N.

(Transistors COSEM.)

AMPLIFICATEUR 500 mW, CLASSE B avec transformateurs

Description du schéma.

C'est le schéma classique des récepteurs bien étudiés et dont les caractéristiques sont confortables (fig. G-1).

En effet, une puissance de 500 mW permet une audition agréable dans une pièce de dimensions normales.

Il comprend deux étages préamplificateurs, un déphasage par transformateur, un étage de puissance classe B et un transformateur de sortie. De plus, il est prévu un contrôle de volume et un contrôle de tonalité. Les circuits de correction sont soignés. L'alimentation est effectuée sous 9 V.

De par l'utilisation de transistors à gain élevé, la sensibilité à l'entrée, pour la puissance nominale, est de 1 à 2 mV.

Le schéma du premier étage est particulier. En effet, R_1 n'est pas relié directement à la ligne -9 V, mais au collecteur. Il se produit une contre-réaction de ce fait. De plus, la commande de tonalité est placée entre le collecteur de $Tr1$ et la base de $Tr2$. Le curseur de P_2 , en haut sur le schéma, court-circuite le condensateur C_7 , et tout le spectre sonore est transmis.

Le curseur à l'autre extrémité de P_2 introduit une résistance élevée aux bornes de C_7 , et la transmission des fréquences basses est atténuée (fig. G-2).

Il y a deux circuits de contre-réaction sur le premier étage: le premier, linéaire par la résistance du pont de base R_4 qui de plus sta-

bilise le transistor; le second, sélectif par C_8 qui diminue le gain des fréquences élevées. Dans le cas d'utilisation de cet amplificateur après un récepteur A.M./F.M., il faut supprimer le condensateur C_8 afin d'obtenir une courbe de réponse linéaire jusqu'aux fréquences les plus élevées transmises.

Le courant collecteur moyen de $Tr2$ est de 3 mA.

L'alimentation de la base de $Tr2$ est combinée avec le circuit de contre-réaction. En effet, la ligne

-9 V est réunie à une extrémité de la bobine mobile du haut-parleur. L'autre extrémité par R_7-C_8 aboutit à la base de $Tr2$, tandis que R_8 est reliée à la masse ($+9$ V). Le taux de contre-réaction est d'environ 10 dB.

La correction en température de l'étage de sortie est ici complétée par une thermistance de 100Ω (T_h) en parallèle sur une résistance de 100Ω (R_{11}).

A 25°C la résistance résultante est de 50Ω ($100/2$); lorsque la tem-

pérature augmente la thermistance diminue de valeur puisqu'elle a un coefficient de température négatif. Ainsi la tension de base diminue, ce qui réduit le courant collecteur et évite l'emballement des transistors. L'amplificateur peut alors fonctionner entre -5°C et $+55^\circ\text{C}$.

Les condensateurs C_9 et C_{10} , de $4,7$ nF entre base et collecteur du push-pull de sortie, créent une contre-réaction qui améliore le raccordement des caractéristiques aux fréquences élevées.

Le courant de repos moyen de l'étage de sortie est de $3,5$ mA à 20°C .

Grâce à cet ensemble de précautions, la courbe de réponse est pratiquement linéaire jusqu'à 5000 Hz en A.M., et jusqu'à 10000 Hz en F.M. par suppression de C_8 (fig. G-2). Le rendement énergétique en fonction de la puissance de sortie est donné par le tableau ci-dessous :

P_{en} (mW)	50	100	200	300	400	500
Rendement énergét. en %	19,8	28	40	48	55	61

LISTE DES VALEURS

Résistances

$\frac{1}{2}$ W au carbone, $\pm 10\%$.

R_1 : 100 k Ω .

R_2 : 470 Ω .

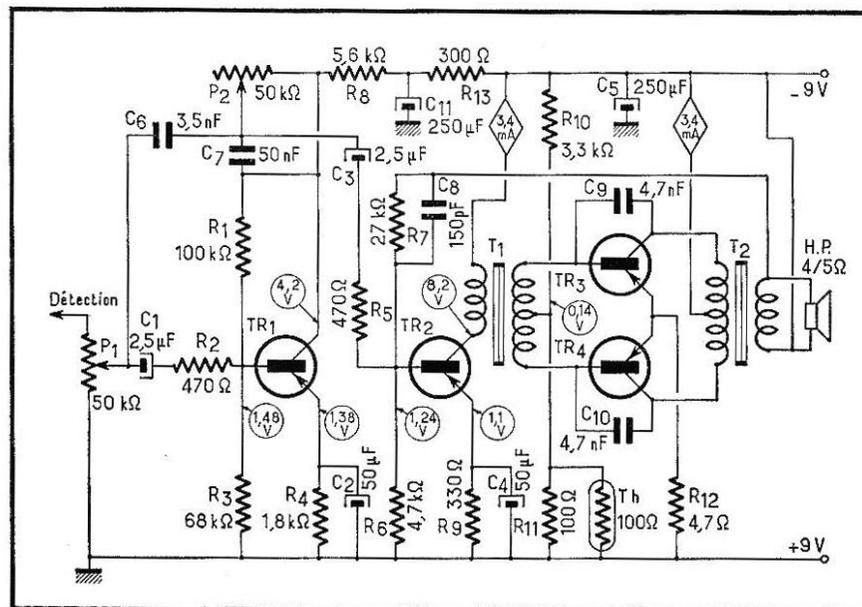


Fig. G-1. — Amplificateur 500 mW avec transformateurs.

R_3 : 68 k Ω .
 R_4 : 1,8 k Ω
 R_6 : 470 Ω .
 R_8 : 4,7 k Ω .
 R_7 : 27 k Ω .
 R_8 : 5,6 k Ω .
 R_9 : 330 Ω .
 R_{10} : 3,3 k Ω .
 R_{11} : 100 Ω .
 R_{12} : 4,7 Ω .
 R_{13} : 300 Ω .
 T_h : 100 Ω thermistance, valeur à 25° C.

Potentiomètres

P_1 : 50 k Ω linéaire (volume).
 P_2 : 50 k Ω linéaire (tonalité)

Condensateurs

Electrolytique, T_s : 6 V.

C_1 : 2,5 μ F.
 C_2 : 50 μ F.
 C_3 : 2,5 μ F.
 C_4 : 50 μ F.
 C_5 : 250 μ F; T_s : 12 V.
 C_{11} : 250 μ F; T_s : 12 V.

Au papier ou au film plastique,
 T_s : 125 V.

C_6 : 3,5 nF.
 C_7 : 50 nF.
 C_8 : 150 pF.
 C_9 : 4,7 nF.
 C_{10} : 4,7 nF.

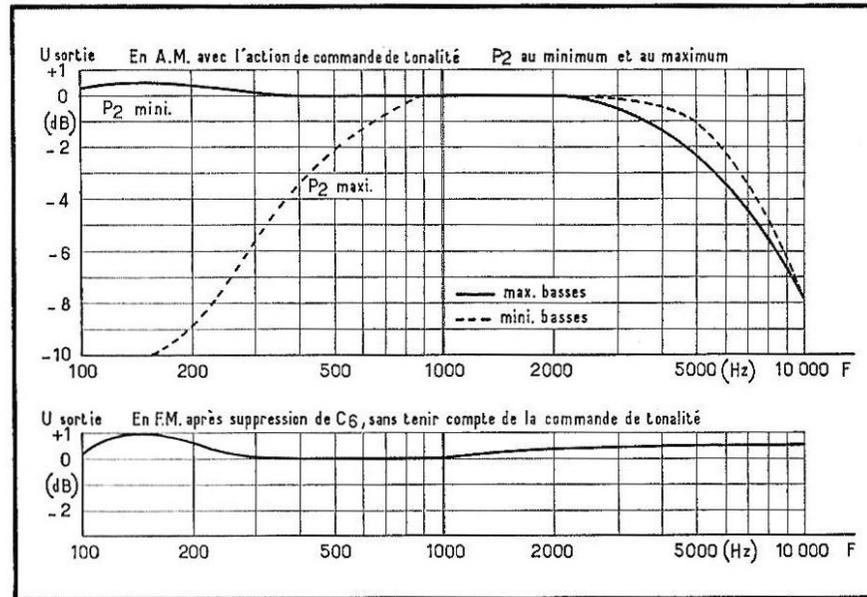


Fig. G-2. — Courbes de réponse de l'amplificateur.

Transformateurs

T_1 : Transformateur déphaseur

Circuit magnétique : tôle anhyster
 E 150 Imphy; 19,2 \times 16 mm, épaisseur 0,5 mm qualité 0,5 W/kg; 13 tôles; carcasse en rilsan; 15 \times 17 mm sur 13 mm de hauteur;

primaire : 1500 spires, fil 8/100 mm émail soudable; isolement entre primaire et secondaire, une couche papier Kraft 5/100 mm;
 secondaires : 2 \times 600 spires bobinées en bifilaire 8/100 mm émail soudable; isolement terminal : 2 couches papier Kraft gommé 13/100 mm;

impédance de chaque enroulement sur primaire ouvert : 3000 Ω ; sur primaire fermé sur 6000 Ω , impédance 930 Ω .

T_2 : Transformateur de sortie

Circuit magnétique : tôle au silicium 1,6 W/kg; 28 \times 32 mm épaisseur 0,4 mm; 32 tôles alternées par groupe de 3; carcasse rilsan pour ce circuit (environ 22 \times 28 mm sur 18 mm de hauteur);

primaires : 2 \times 210 spires bobinées en bifilaire en fil 25/100 mm émail soudable; isolement entre primaires et secondaire 3 tours de papier Kraft 5/100 mm;

secondaire : 60 spires fil 60/100 mm émail soudable; isolement terminal : 3 spires papier Kraft gommé 13/100 mm.

Haut-parleur

Impédance de la bobine mobile : 4/5 Ω .

Transistors

Tr_1 : 2N508.
 Tr_2 : 2N508.
 Tr_3 : 2N321.
 Tr_4 : 2N321.

Les transistors de puissance sont montés sur leur clip de refroidissement.

(Transistors SESCO.)

H

AMPLIFICATEUR 1 W Classe B, avec transform.

Description du schéma

Ce schéma classique (fig. H-1) avec deux transformateurs permet d'obtenir 1 W modulé; c'est la plus forte puissance que l'on peut avoir avec une alimentation par piles. Les piles torche gros modèle de 1,5 V doivent obligatoirement être choisies, car elles seules permettent de donner un débit de pointe de 200 mA.

Cet amplificateur peut être obtenu tout monté et réglé sous la forme du module *Oréga* 1002 F.M. Le schéma est particulièrement étudié pour transmettre une large bande de fréquences, surtout vers les aigües, afin de pouvoir être adapté à un récepteur A.M./F.M. et donner le maximum de qualité B.F.

La tension d'entrée maximale pour la puissance nominale est de 13 mV sous une impédance de 6000 Ω . Le gain en puissance est de 80 dB entre l'entrée et la sortie. Le courant collecteur $Tr1$ est réglé entre 1 et 2 mA, par R_1 . Les résistances R_4 - R_6 et le condensateur C_3 assurent la stabilisation en température et une contre-réaction d'intensité élargissant la courbe de

réponse du premier étage.

Le courant collecteur de $Tr2$ est réglé à 7 mA par R_7 . Le circuit de contre-réaction de 6 dB englobe le driver et l'étage de puissance en entier. Il part de la bobine mobile du haut-parleur pour aboutir sur l'émetteur de $Tr2$. Un deuxième circuit par R_{16} - C_6 et R_{17} - C_7 améliore la courbe en réduisant légèrement le gain des fréquences élevées. Le courant de repos de l'étage de puissance $I_{c1} + I_{c2}$ est réglé par R_{12} à 9 mA à 25° C. La thermistance R_{14} de 50 Ω en parallèle sur R_{13} , de 33 Ω , assure la stabilisation entre -5° et +55° C. Le courant collecteur à la puissance nominale est de 200 mA.

Le courant total de l'amplificateur alimenté sous 9 V est de 18 mA au repos, 120 mA à 250 mW, et de 210 mA à 1 W.

Le taux de distorsion entre 100 Hz et 10 kHz est de 6 % à 1 W, de 3,5 % à 500 mW, et de 2,5 % à 250 mW.

Le haut-parleur doit être de dimensions suffisantes pour permettre de supporter sans distorsion la puissance de 1 W et d'apprécier la qualité de cet amplificateur.

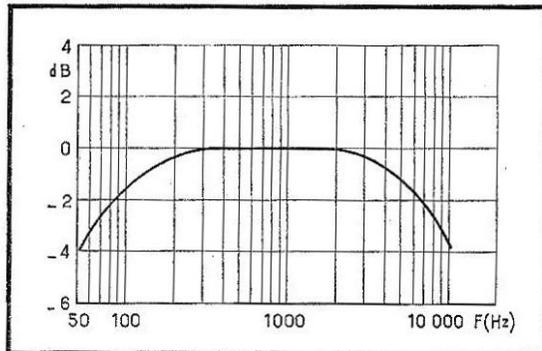


Fig. H-2. — Courbe de réponse en fréquence.

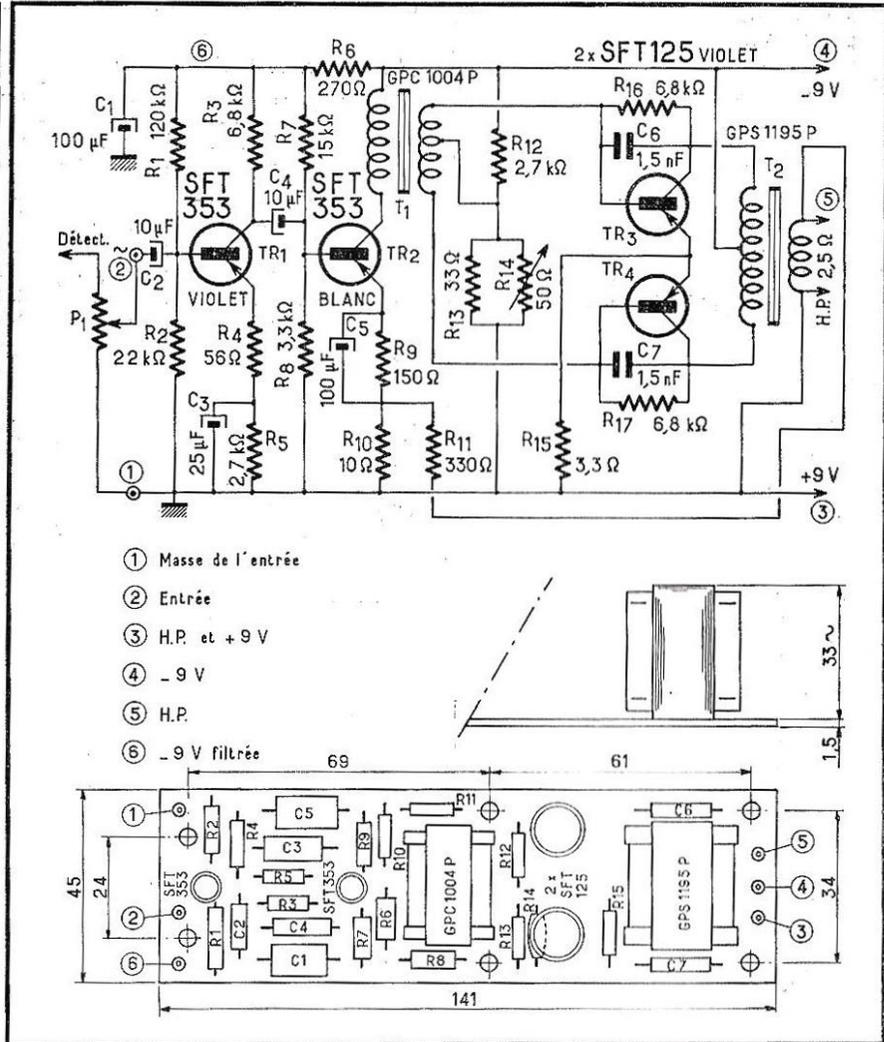


Fig. H-1. — Schéma de principe et détail de branchement du module B.F.-F.M. 1002 Oréga. (Sur le schéma, R_{14} aurait dû être représentée en thermistance.)

On peut choisir un elliptique 16 x 24 ou un circulaire 21 cm. L'impédance de la bobine mobile est de 2,5 Ω .

LISTE DES VALEURS

Résistances

½ W au carbone, ± 10 %.

R_1 : 120 k Ω , ou résistance ajustable 120 k Ω ± 80 %.
 R_2 : 22 k Ω .
 R_3 : 6,8 k Ω .
 R_4 : 56 Ω .
 R_5 : 2,7 k Ω .
 R_6 : 270 Ω .
 R_7 : 15 k Ω , ou résistance ajustable 15 k Ω ± 80 %.

- R₆ : 3,3 kΩ.
- R₉ : 150 Ω.
- R₁₀ : 10 Ω.
- R₁₁ : 330 Ω.
- R₁₂ : 2,7 kΩ, ou résistance ajustable 2,7 kΩ ± 80 %.
- R₁₃ : 33 Ω.
- R₁₄ : thermistance 50 Ω à 25° C.
- R₁₅ : 3,3 Ω.
- R₁₆ : 6,8 kΩ.
- R₁₇ : 6,8 kΩ.

Potentiomètre

P₁ : 10 kΩ linéaire.

Condensateurs

Electrolytique, T_s : 12 V.

- C₁ : 100 μF.
- C₂ : 10 μF.
- C₃ : 25 μF.
- C₄ : 10 μF.
- C₅ : 100 μF.

Au papier ou au film plastique, T_s : 125 V.

- C₆ : 1500 pF.
- C₇ : 1500 pF.

Transformateurs

T₁ : Transformateur de déphasage Oréga GPC1004P; rapport de transformation 1/0,5 + 0,5; résistance primaire : 45 Ω; résistance secondaire : 60 Ω.

T₂ : Transformateur de sortie Oréga GPS1195P; rapport de transformation 3 + 3/1; résistance primaire : 3,3 Ω; résistance secondaire : 0,08 Ω; impédance de sortie : 2,5 Ω.

Haut-parleur

Impédance de la bobine mobile : 2,5 Ω.

Transistors

- Tr1 : SFT353.
- Tr2 : SFT353.
- Tr3 : SFT125.
- Tr4 : SFT125.

Les transistors de puissance avec clips de refroidissement.

(Transistors COSEM.)

AMPLIFICATEUR 1,5 W, classe B, avec transf. (alimentation sous 12 V par accu ou secteur)

J

Description du schéma

Cet amplificateur (fig. J-1) est trop puissant pour pouvoir être alimenté par des piles; en effet, la consommation à la puissance nominale est de 240 mA alors que les piles torches grand modèle ne peuvent pas délivrer plus de 200 mA. Il faut donc envisager soit une alimentation par accumulateur, soit une alimentation par le secteur.

Dans ce cas, elle doit être très bien régulée car la consommation varie constamment entre 25 mA au repos et 340 mA pour les crêtes de modulation à la puissance maximale.

Cet amplificateur convient particulièrement pour la réalisation d'un récepteur sur voiture alimenté par la batterie de 12 V. Le transformateur de sortie est prévu pour le branchement de deux haut-parleurs de 2,5 Ω de bobine mobile, un sous

le tableau de bord et le second sur la plage arrière de la voiture. Une telle installation donne un niveau acoustique confortable pour tous les passagers.

Si l'amplificateur doit être alimenté par le secteur ou par une batterie d'accumulateur fixe, la partie droite du schéma doit être supprimée. La masse du châssis est réunie au pôle positif de l'alimentation. C'est le schéma classique habituel.

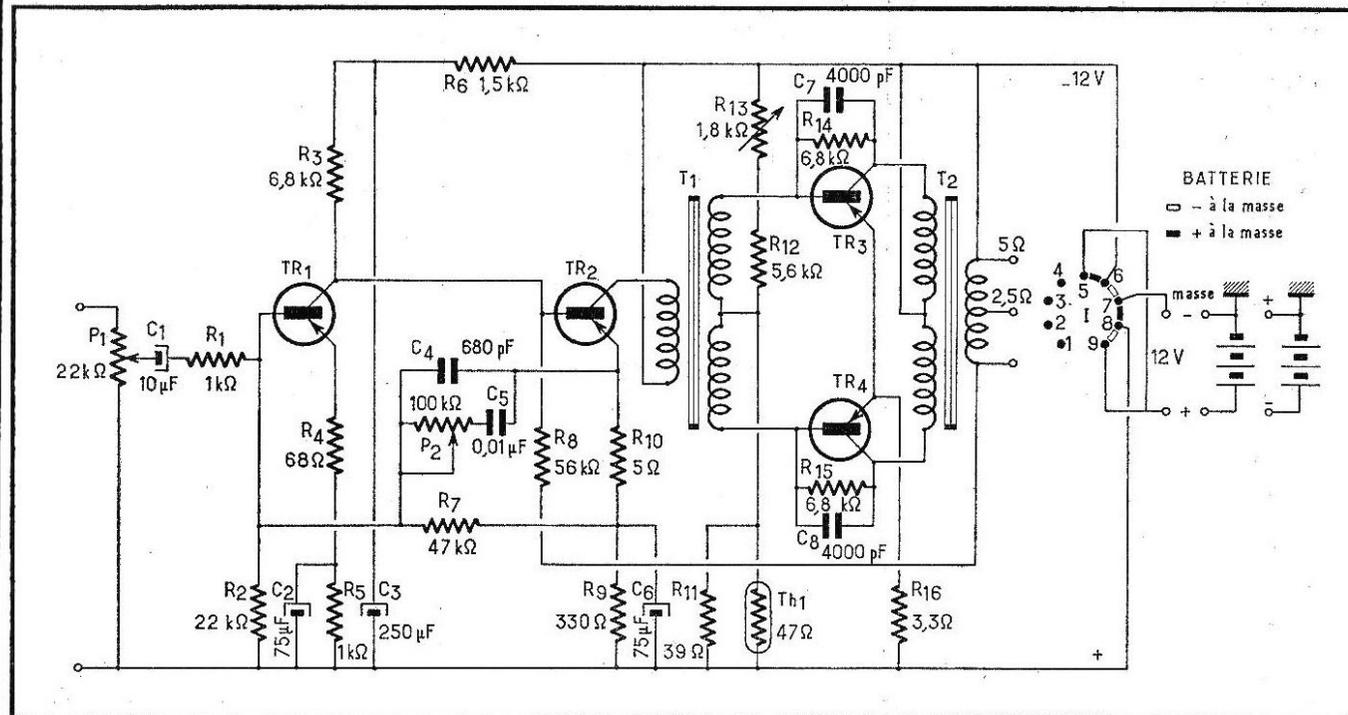


Fig. J-1. — Amplificateur 1,5 W sous 12 V.

En revanche, si l'amplificateur doit être monté sur voiture, il faut réaliser le schéma entier. En effet, les voitures américaines ont le pôle positif de la batterie réuni au châssis, tandis que les voitures européennes ont le pôle négatif à la masse.

Il faut donc isoler le câblage de l'amplificateur de la masse du boîtier du récepteur. Les lignes -12 V et $+12\text{ V}$ sont constituées par un fil de forte section, isolé et câblé selon le schéma.

Un bouchon commutateur miniature à 9 broches, mâle et femelle, est monté selon la figure J-1, et la batterie est montée de façon que la borne supérieure soit reliée au pôle réuni à la masse (négatif ou positif). Le bouchon rétablit les polarités correctes pour l'alimentation du récepteur. Il faut, bien entendu, que le câblage de la partie H.F. du récepteur soit également isolé de la masse.

Cet amplificateur comprend deux étages préamplificateurs, avec une commande de puissance et une commande de tonalité, un transformateur déphaseur, un étage de puissance push-pull classe B et un transformateur de sortie.

Caractéristiques de fonctionnement

Les caractéristiques de fonctionnement des trois étages, à la puissance nominale sont les suivantes :

Préamplificateur (Tr1) (mesures à 25°C) :

Impédance d'entrée : $5\text{ k}\Omega$;
 Impédance de charge : $390\ \Omega$;
 Gain en puissance : 22 dB ;
 Courant de polarisation (I_0) : 1 mA .

Le schéma est particulier en ce qui concerne l'alimentation de la base. Celle-ci est obtenue à partir de l'émetteur de Tr2 par un circuit de contre-réaction qui englobe les deux premiers étages.

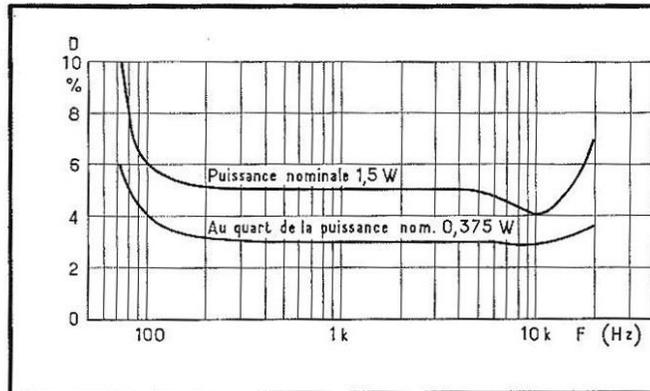


Fig. J-2. — Taux de distorsion en fonction de la fréquence (pour différentes puissances de sortie).

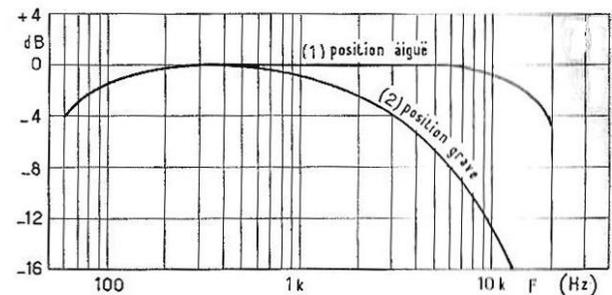


Fig. J-3. — Courbe de réponse en fréquence. La puissance de sortie est de $1,5\text{ W}$ sur charge résistive à 1 kHz .

La liaison entre Tr1 et Tr2 est directe. De plus, le circuit de tonalité (coupe-aiguës) est inséré en parallèle sur l'émetteur de Tr2.

Etage d'attaque (Tr2) (mesures à 25°C) :

Impédance d'entrée : $390\ \Omega$;
 Impédance de charge : $900\ \Omega$;
 Gain en puissance : 35 dB ;
 Courant de polarisation (I_0) : 12 mA .

L'alimentation de la base de Tr2 est combinée avec le circuit de contre-réaction qui englobe les deux derniers étages y compris les deux transformateurs.

Etage de puissance (TR3-TR4) (mesures à 25°C) :

Courant collecteur crête : 340 mA ;
 Courant de repos ($I_{01} + I_{02}$) : 9 mA ;
 Tension de base au repos : -150 mV ;
 Impédance de charge collecteur à collecteur : $110\ \Omega$;
 Gain en puissance : 21 dB ;
 Tension crête d'entrée par transistor : $2,2\text{ V}$;
 Courant crête d'entrée par transistor : 8 mA .

L'amplificateur est prévu pour fonctionner entre -5°C et $+55^\circ\text{C}$.

A cette dernière température ambiante :

— Courant collecteur crête : 350 mA ;
 — Courant de repos ($I_{01} + I_{02}$) : 13 mA ;
 — Tension de base au repos : -110 mV .

Le réglage du courant de repos est effectué par la résistance variable R_{13} . La stabilisation en température est effectuée au moyen de la thermistance T_{H1} de $47\ \Omega$ à 25°C en parallèle avec une résistance de $39\ \Omega$ (R_{11}).

Une contre-réaction par C_7 - R_{14} et par C_8 - R_{15} améliore le raccordement des caractéristiques dans les aiguës.

Le ou les haut-parleurs doivent pouvoir supporter la puissance délivrée par l'amplificateur et permettre de bénéficier de sa qualité.

Caractéristiques nominales à 25°C

Puissance nominale : $1,5\text{ W}$;
 Tension d'alimentation : 12 V ;
 Consommation en l'absence de signal : 25 mA .

Consommation à la puissance nominale à 1000 Hz : 240 mA .

Gain en puissance à 1000 Hz : $78\text{ dB} \pm 1\text{ dB}$.

Tension d'entrée pour la puissance nominale à 1000 Hz : $11\text{ mV} \pm 1\text{ mV}$.

Impédance d'entrée à 1000 Hz (position « aiguë » du contrôle de tonalité) : $5\text{ k}\Omega$.

Distorsion à la puissance nominale à 1000 Hz (fig. J-2) : $\leq 5\%$.

Distorsion au quart de la puissance nominale et à 1000 Hz : $< 3\%$.

Taux de contre-réaction : $7\text{ dB} \pm 1\text{ dB}$.

Bande passante à -3 dB (fig. J-3) : 75 Hz à 16 kHz .

Caractéristiques nominales à 55°C

Puissance nominale : $1,30\text{ W}$.

Distorsion à la puissance nominale à 1000 Hz : $< 6,5\%$.

Distorsion au quart de la puissance nominale et à 1000 Hz : $< 4,5\%$.

(Suite page 72)

AMPLIFICATEUR 2 W, CLASSE A, SANS TRANSFORMATEUR (alimentation par le secteur)

K

Description du schéma

Lorsqu'on alimente un amplificateur sur le secteur, sa consommation ne constitue pas un point primordial comme c'est le cas pour une alimentation sur pile. D'autre part, pour rendre cette alimentation économique il faut pouvoir supprimer sa régulation, c'est-à-dire donner à l'amplificateur une consommation constante quelle que soit sa puissance de sortie. Or c'est la classe A qui répond à ces caractéristiques. En classe A, le point de fonctionnement est fixé au milieu de la caractéristique. Le courant collecteur est constant. Par contre, le rendement théorique maximal n'est que de 50 % contre 78 % pour la classe B.

Le schéma décrit (fig. K-1) comprend : deux étages préamplificateurs, un étage d'attaque et un étage de puissance en classe A. Il n'y a pas de transformateurs, seule l'alimentation du collecteur de Tr4 est assurée par une inductance S.

La puissance de sortie est de 2 W pour une tension d'entrée de 10 mV et pour un taux de distorsion de 1,5 % à 1 kHz.

La bande passante à -3 dB s'étend de 60 Hz à 14 kHz (fig. K-2).

C'est donc un excellent amplificateur dont les caractéristiques sont égales à celles d'un appareil à tubes de haute qualité et de même puissance.

L'entrée est classique. La base de Tr1 est alimentée par R_2 assurant la stabilisation et la contre-réaction

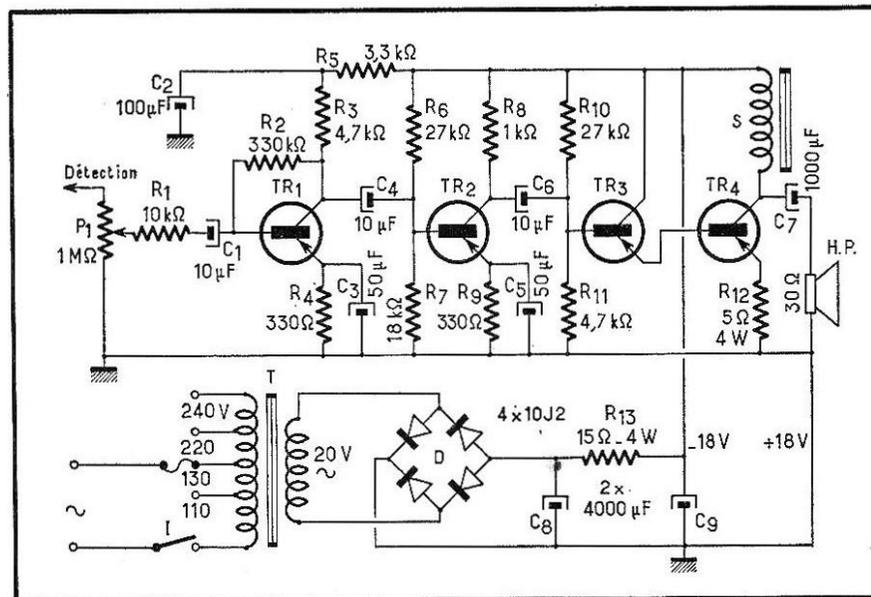


Fig. K-1. — Amplificateur 2 W, classe A, alimentation par le secteur.

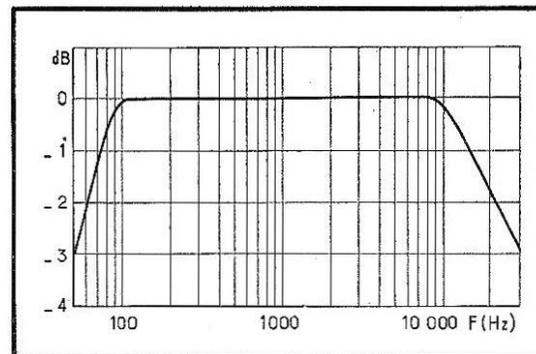


Fig. K-2. — Courbe de fréquence de l'amplificateur.

de l'étage. La stabilisation en température est obtenue grâce aux résistances R_4 et R_6 . Le troisième étage est monté avec la charge sur l'émetteur et une liaison directe avec l'étage de puissance. Celui-ci est alimenté par une inductance qui offre une impédance élevée, sans chute de tension appréciable, sous l'intensité élevée qui la parcourt (460 mA).

La charge est constituée par la bobine mobile du haut-parleur dont la résistance est de 30 Ω. C'est le montage sans transformateur de sortie.

Le transistor de puissance doit être monté sur une ailette de refroidissement de 10 cm² et de 2 mm d'épaisseur. Cette ailette doit être isolée de la masse, car le boîtier du transistor est réuni au collecteur comme dans tous les transistors de puissance.

L'alimentation est assurée par un pont de quatre diodes au silicium; le filtrage doit être soigné, c'est pourquoi la valeur des condensateurs est importante. Elle délivre 18 V sous 500 mA d'une façon permanente.

Le réglage des étages est le suivant :

Tr1 : $I_c = 1,6$ mA; tension entre collecteur et émetteur $-V_{ce} = 5,5$ V;

Tr2 : $I_c = 14,4$ mA en réglant R_6 , $V_{ce} = 3,3$ V;

Tr3 : $I_c = 3,8$ mA en réglant R_{10} , $V_{ce} = 16$ V;

Tr4 : $I_c = 460$ mA, $V_{ce} = 15$ V.

LISTE DES VALEURS

Résistances

1/2 W au carbone, $\pm 10\%$
R₁ : 10 k Ω .
R₂ : 330 k Ω .
R₃ : 4,7 k Ω .
R₄ : 330 Ω .
R₅ : 3,3 k Ω .
R₆ : 27 k Ω , ou résistance variable
27 k $\Omega \pm 80\%$.
R₇ : 18 k Ω .
R₈ : 1 k Ω .
R₉ : 330 Ω .
R₁₀ : 27 k Ω , ou résistance variable
27 k $\Omega \pm 80\%$.
R₁₁ : 4,7 k Ω .
R₁₂ : 5 Ω — 4 W bobinée.
R₁₃ : 15 Ω — 4 W bobinée.

Potentiomètre

P₁ : 1 M Ω linéaire avec interrupteur secteur I.

Condensateurs

Electrolytiques
C₁ : 10 μ F, Ts : 9 V.
C₂ : 100 μ F, Ts : 25 V.
C₃ : 50 μ F, Ts : 9 V.
C₄ : 10 μ F, Ts : 9 V.
C₅ : 50 μ F, Ts : 9 V.
C₆ : 10 μ F, Ts : 9 V.

C₇ : 1000 μ F, Ts : 25 V.
C₈ : 4000 μ F, Ts : 25 V.
C₉ : 4000 μ F, Ts : 25 V

Transformateurs

S : Inductance :
circuit magnétique 60 \times 50 mm
épaisseur 20 mm, entrefer 5/100 mm,
tôle 1,6 W/kg : 300 spires, fil émaillé
0,5 mm.

T : Transformateur :
primaire : 110-130-220-240 V, 50
Hz; 10 à 15 VA.
secondaire : 20 V_{eff.}

Haut-parleur

Bobine mobile : 30 Ω ; puissance :
au moins 3 W. Diamètre important;
au minimum : elliptique 12 \times 19 cm
ou circulaire 21 cm.

Diodes et Transistors

Tr1 : 2N508.
Tr2 : 2N508.
Tr3 : 126T1, avec clip de refroidissement.
Tr4 : THP 47, avec ailette de refroidissement 10 cm².
D : quatre diodes 10J2 ou 42J2
avec clip de refroidissement.
(Transistors SESCO.)

J Amplificateur

2 W

(Suite de la page 70)

Conditions limites d'utilisation

Puissance maximale à 10 % de distorsion et 25° C : 1,75 W.

Température maximale de fonctionnement : + 55° C.

Tension minimale d'alimentation (La puissance de sortie est alors le quart de la puissance nominale soit 375 mW) : 6 V.

LISTE DES VALEURS

Résistances

1/2 W au carbone, $\pm 10\%$.
R₁ : 1 k Ω .
R₂ : 22 k Ω .
R₃ : 6,8 k Ω .
R₄ : 68 Ω .
R₅ : 1 k Ω .
R₆ : 1,5 k Ω .
R₇ : 47 k Ω .
R₈ : 56 k Ω .
R₉ : 330 Ω .
R₁₀ : 5 Ω .
R₁₁ : 39 Ω .
R₁₂ : 5,6 k Ω .
R₁₃ : résistance variable 1,8 k $\Omega \pm 80\%$.
R₁₄ : 6,8 k Ω .
R₁₅ : 6,8 k Ω .
R₁₆ : 3,3 Ω .
T₁₁ : thermistance 47 Ω à 25° C.

Potentiomètres

P₁ : 22 k Ω linéaire (volume).
P₂ : 100 k Ω logarithmique (tonalité).

Condensateurs

Electrolytique
C₁ : 10 μ F, Ts : 9 V.
C₂ : 75 μ F, Ts : 3 V.
C₃ : 250 μ F, Ts : 15 V.

C₆ : 75 μ F, Ts : 6 V.
Au papier ou à film plastique,
Ts : 125 V.
C₄ : 680 pF.
C₅ : 10 nF.
C₇ : 4 nF.
C₈ : 4 nF.

Inverseur I

Bouchon mâle et femelle miniature 9 broches.

Transformateurs

T1 : Transformateur déphaseur
circuit magnétique : E.I. 28 \times 32 mm, tôle à grain orienté au silicium section 9 \times 15 mm, empilage imbriqué; mandrin rilsan;
primaire : 1000 spires, fil émail 0,15 mm, résistance 56 Ω , isolement une couche papier Kraft 5/100 mm;
secondaires : 2 \times 500 spires, fil émail 0,15 mm, bobiné en bifilaire, résistance 2 \times 35 Ω ; isolement trois couches papier Kraft gommé 13/100 mm.

T2 : Transformateur de sortie
circuit magnétique : E.I. 28 \times 32 mm, tôle à grain orienté au silicium, section 9 \times 15 mm, empilage imbriqué mandrin rilsan;
primaires : 2 \times 170 spires, fil émail 0,28 mm, bobiné en bifilaire, résistance 2 \times 2,7 Ω ;
secondaires : 50 + 20 spires, fil émail 0,60 mm, résistance 0,2 Ω + 0,09 Ω , impédance 2,5 Ω et 5 Ω .

Haut-parleur

Bobine mobile soit 2,5 Ω , soit 5 Ω .
Ou deux haut-parleurs de 2,5 Ω en série.

Transistors

Tr1 : SFT353.
Tr2 : SFT353.
Tr3 : SFT131.
Tr4 : SFT131.

Les transistors de puissance sont munis de leur clip de refroidissement.

(Transistors COSEM.)

ALIMENTATIONS SUR LE SECTEUR

L

Le remplacement périodique des piles d'alimentation des récepteurs à transistors peut paraître une sujétion pour ceux qui les utilisent le plus souvent en un lieu doté du secteur. Ce recueil se termine donc par la description de quatre schémas d'alimentation sur le secteur. Mais il faut insister sur le fait que ces alimentations sont assez coûteuses et ne peuvent pas être amorties en moins de deux ans d'écoute pour le modèle le plus économique.

I. — Alimentation par redressement d'une alternance

Elle convient pour les récepteurs simples, avec étage B.F. en classe A, dont la consommation maximale ne dépasse pas 150 mA, sous 9 V (fig. L-1).

LISTE DES VALEURS

T : Transformateur

primaire 120 ou 230 V, 50 Hz; secondaire 12 V — 5 VA.

D : diode à jonction au silicium 4ZJ2, ou équivalent, montée sur ailette de refroidissement.

Résistances et condensateurs :

R₁ : 4,7 Ω — 1 W.

R₂ : est fonction du débit de l'alimentation; pour 9 V — 100 mA = 68 Ω; pour 150 mA = 47 Ω.

C₁ : électrolytique 500 μF, T_s : 24 V.

C₂ : électrolytique 500 μF, T_s : 12 V.

II. — Alimentation par redressement des deux alternances

Ce schéma (fig. L-2) ne comporte pas de transformateur, et, de ce fait, un pôle du secteur est relié au récepteur. Cela est sans importance lorsque la réception a lieu sur antenne ferrite. Par contre, il ne doit pas être utilisé lorsque l'appareil est muni d'une prise de terre.

Il est absolument général et peut être adapté pour n'importe quelle tension et pour n'importe quel débit jusqu'à 150 mA.

Le condensateur C₁ limite le débit de l'alimentation. La tension de sortie est fonction de la valeur des résistances R₂ et R₃. Par exemple pour 9 V — 100 mA, R₂ = 130 Ω (2 W), R₃ = 2200 Ω (1 W).

Le tableau ci-dessous donne plusieurs exemples.

Bien entendu ce schéma n'étant pas régulé ne peut s'appliquer qu'aux récepteurs dont la partie

Tens. de sortie	Courant de sortie	R ₁	R ₂	R ₃ *	C ₁ papier 200 V	C ₂	C ₃	D ₁ D ₂	Tension d'ondul. résiduelle
12 V	100 mA	2 Ω 1 W	100 Ω 2 W	2200 Ω 1 W	trois 2 μF en paral.	250 μF électrol. 15 V	250 μF électrol. 15 V	1N91	0,5 %
12 V	150 mA	2 Ω 1 W	100 Ω 10 W	2200 Ω 1 W	quatre 2 μF en paral.	250 μF électrol. 15 V	250 μF électrol. 15 V	1N91	0,5 %
25 V	50 mA	2 Ω 1 W	250 Ω 2 W	10 000 Ω 1 W	deux 2 μF en paral.	100 μF électrol. 50 V	250 μF électrol. 30 V	1N91	0,5 %

* Pour des courants de sortie différents, la tension de sortie est réglée en agissant sur la valeur de R₃.

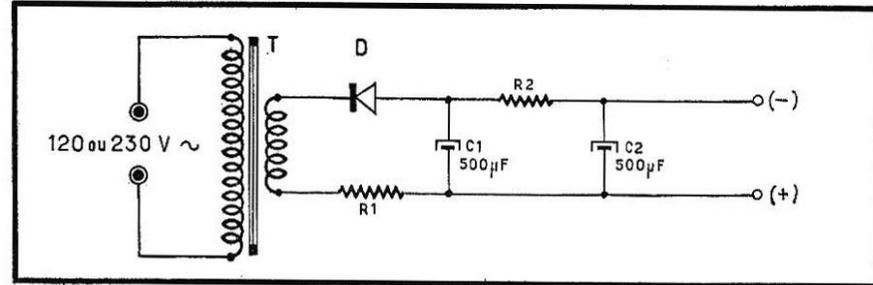


Fig. L-1. — Redressement d'une alternance.

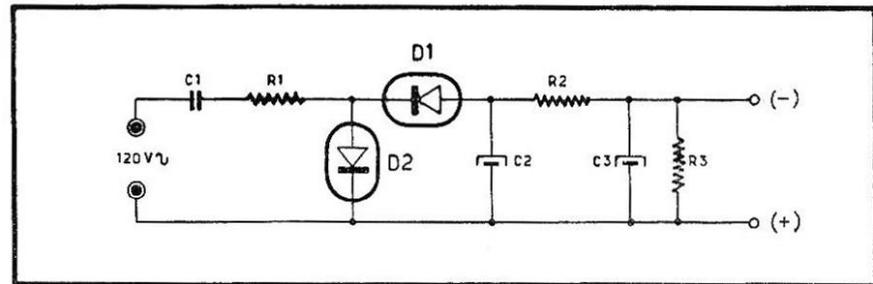


Fig. L-2. — Redressement des deux alternances.

B.F. est en classe A ou A' à la rigueur.

III. — Alimentation régulée

Il s'agit d'un schéma de laboratoire (fig. L-3) pour l'essai des maquettes en cours de conception. La tension de sortie est réglable entre 6,4 et 9,6 V sous 100 mA. La tension fournie est stable malgré les variations du secteur et les variations de débit du récepteur. Il s'applique

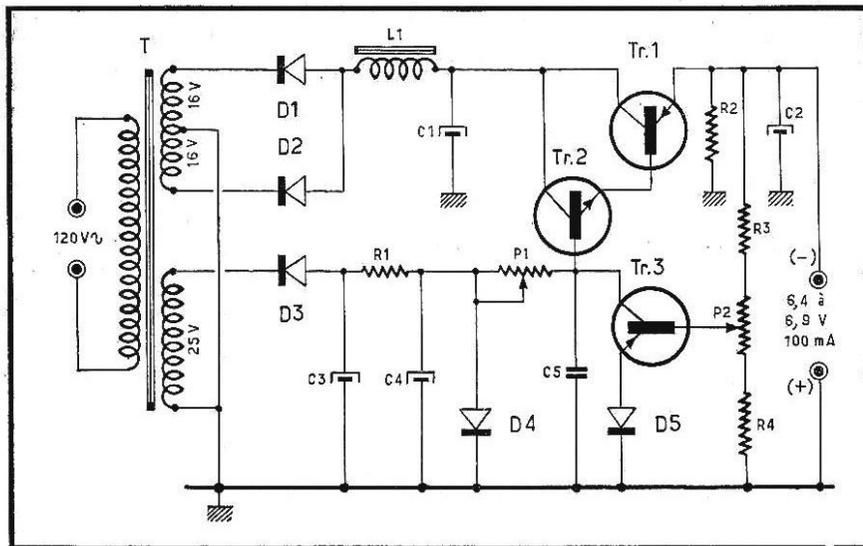


Fig. L-3. — Alimentation réglée 6,4 V à 9,6 V - 100 mA.

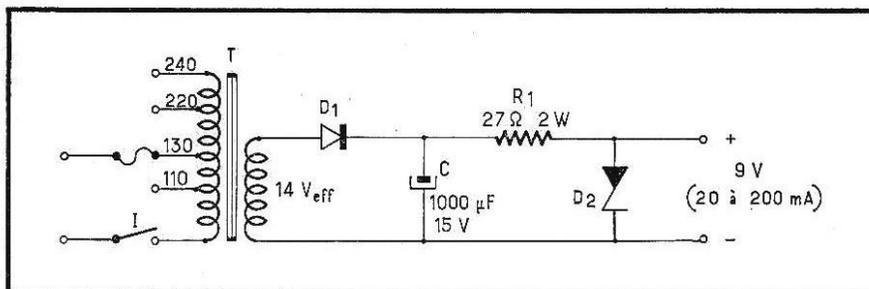


Fig. L-4. — Alimentation stabilisée par diode Zener.

aussi bien aux amplificateurs B.F. classes A, A' ou B.

Ce schéma est assez complexe et sa réalisation est coûteuse, elle ne peut pas être « amortie » sur l'économie des piles.

LISTE DES VALEURS

Résistances

1/2 W au carbone, $\pm 10\%$

R_1 : 680 Ω .

R_2 : 150 Ω .

R_3 : 5 Ω .

R_4 : 150 Ω .

P_1 : 1600 Ω .

P_2 : 50 Ω .

Condensateurs

Electrolytique

C_1 : 2000 μF , T_s : 50 V.

C_2 : 500 μF , T_s : 20 V.

C_3 : 100 μF , T_s : 50 V.

C_4 : 100 μF , T_s : 50 V.

C_5 : 0,25 μF au papier, T_s : 125 V.

Transformateur

T: primaire: 120 ou 230 V, 50 Hz, 50 VA; secondaires: 25 V; 16 + 16 V.

Inductance de filtre L_1 : 100 mA, 2 H.

Transistors et diodes

Tr1: THP51.

Tr2: 82T1.

Tr3: 2N320.

D1: 1N92.

D2: 1N92.

D3: 1N93.

D4: 17Z4.

D5: 12Z4.

IV. — Alimentation stabilisée par diode Zener

Ce schéma (fig. L-4) est le plus simple et le moins coûteux pour les amplificateurs classe B. La tension nominale est de 9 V. L'intensité est fonction du type de diode utilisé pour le redressement (D1). La résistance interne de la source est de quelques ohms.

La stabilisation est assurée par la diode D2. C'est une diode Zener pour laquelle, à une certaine tension négative, on observe une brusque augmentation du courant inverse. On remarque qu'autour de la tension de Zener, une faible variation de tension provoque de grandes variations de courant. Inversement de grandes variations de courant ne provoquent que de faibles variations de tension. C'est l'effet stabilisateur recherché. Ce schéma permet d'obtenir entre 20 et 200 mA en sortie pour une tension variant entre 9,2 et 9 V, si la tension de Zener de D2 est bien de 9 V.

LISTE DES VALEURS

R: 27 Ω (2 W) au carbone ou bobinée.

C: 1000 μF , électrolytique, T_s : 15 V.

T (transformateur): primaire: 110-130-220-240 V, 50 Hz, 5 VA; secondaire: 14 V_{err}.

D1 (diode à jonction au silicium donnant au moins 200 mA sous 20 V): 42J2, SESCO.

D2 (diode Zener au silicium, tension de Zener 9 V, tri serré): 208Z4, SESCO.

Les deux diodes sont munies de leur clip de refroidissement.

Au cours de la première partie de cet ouvrage, nous avons examiné les principes de fabrication d'un récepteur à transistors et donné un certain nombre de conseils pour la mise en place des éléments sur le châssis.

Certains lecteurs peuvent cependant se trouver embarrassés et désirer un exemple concret de réalisation. C'est pourquoi cet ouvrage se termine par la description complète d'un récepteur miniature et d'un récepteur portable.

Il a été choisi les « Cogekit » de Cogel: « Alizé » et « Tramon-tane ». Ce sont des récepteurs qui sont vendus en pièces détachées avec une notice de montage très complète. L'assemblage des éléments est aisé et permet au débutant de se familiariser avec la construction des récepteurs à transistors.

ANNEXE

DEUX EXEMPLES DE RÉALISATION

Ces deux réalisations constituent donc le premier stade et permettent ensuite d'affronter les montages de ce recueil.

I. — Récepteur de poche « Cogekit Alizé »

C'est un récepteur P.O.-G.O. à 6 transistors fonctionnant sous 9 V. Le schéma complet est donné sur la figure 1.

La réception s'effectue sur cadre

ferrite. Le premier transistor SFT308 assure le changement de fréquence. Les deux étages suivants (SFT307-SFT306) amplifient la fréquence intermédiaire (M.F.). La diode SFD107 détecte les signaux M.F. et fait apparaître la modulation B.F. Enfin, après un étage de préamplification, le push-pull classe B délivre la puissance dans le haut-parleur.

Le montage s'effectue en insérant les différents éléments sur la plaquette de circuit imprimé dans l'ordre suivant :

1^{re} opération (fig. 2)

On commence par monter les pièces importantes: le transformateur de sortie, le transformateur déphaseur (driver), les trois boîtiers M.F. (F.I.) et le boîtier oscillateur. Les picots de ces pièces sont introduits dans les trous respectifs et sont soudés au cuivre du circuit imprimé.

2^e opération (fig. 3)

Les 19 résistances sont placées sur le circuit imprimé. Après avoir plié les fils de sortie à l'écartement

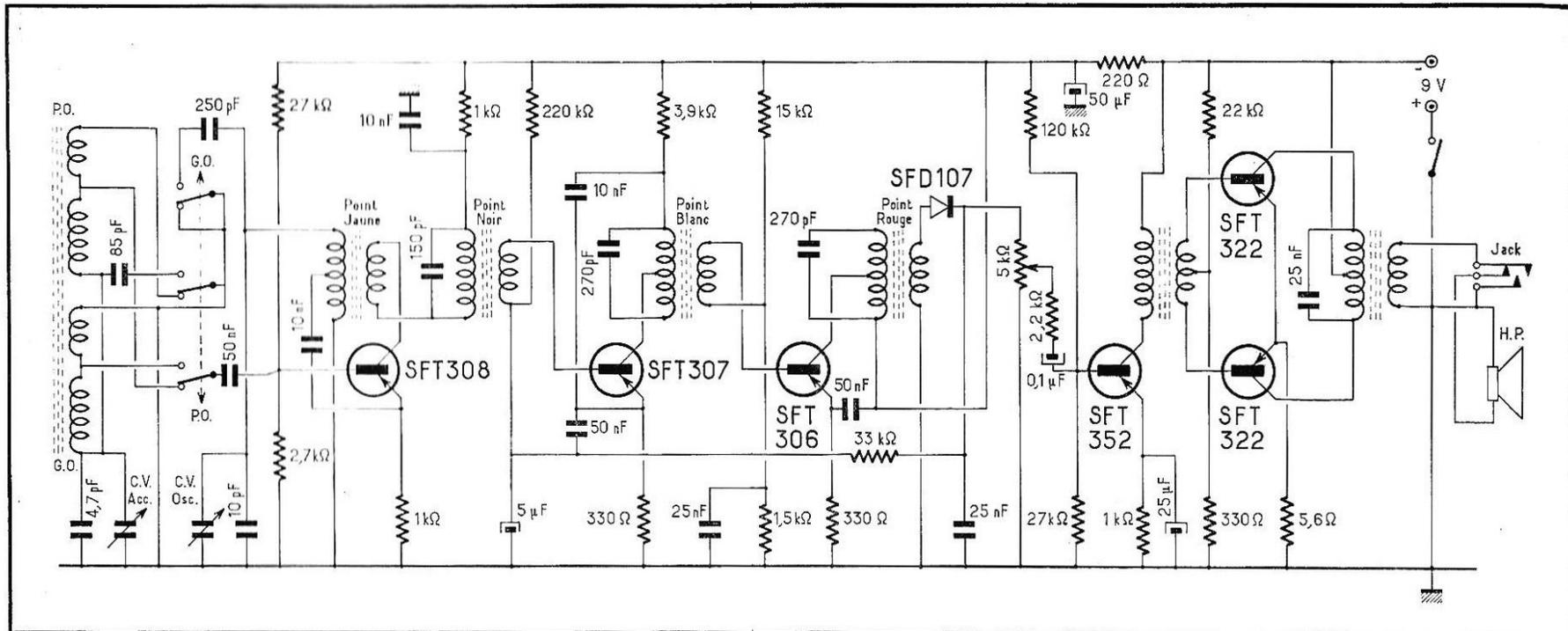


Fig. 1. — Schéma de l'Alizé.

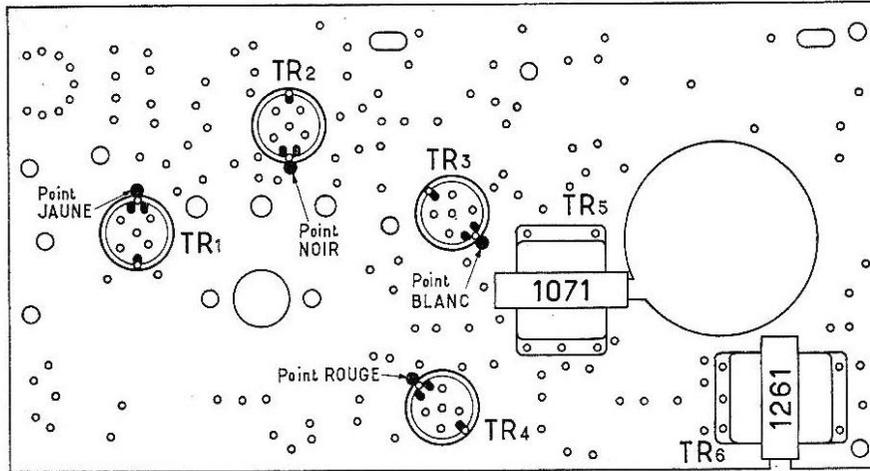


Fig. 2. — Première opération (plaquette représentée du côté non imprimé).

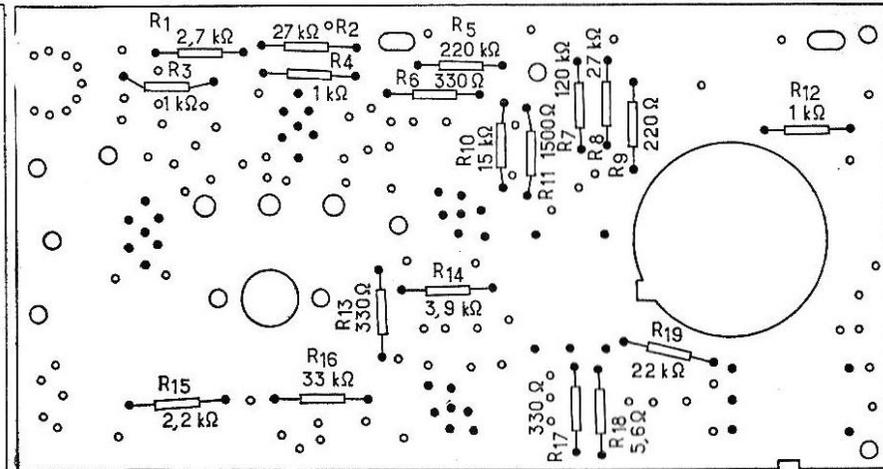


Fig. 3. — Deuxième opération (plaquette représentée du côté non imprimé, les trous obturés sont ceux utilisés lors des opérations précédentes).

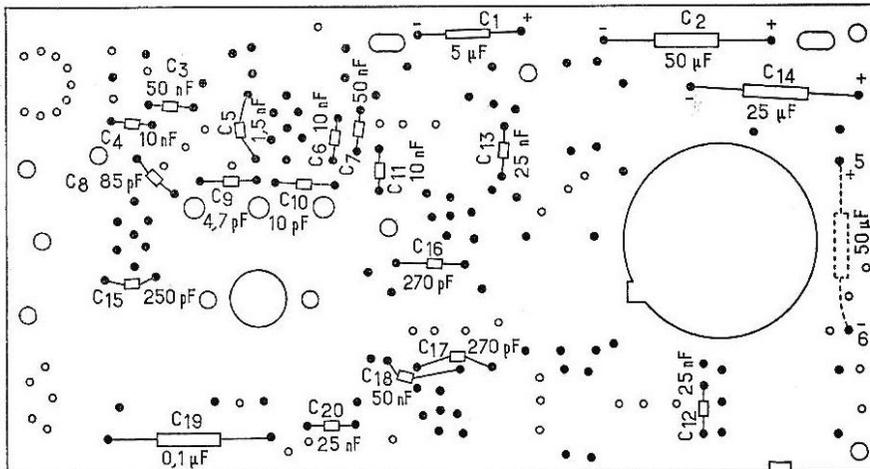


Fig. 4. — Troisième opération (les trous obturés sont ceux utilisés lors des opérations précédentes).

correct, placer la résistance à plat sur le circuit, introduire les fils dans les trous indiqués, les souder au cuivre et couper les fils à 2 mm des soudures.

3^e opération (fig. 4)

C'est au tour des 20 condensateurs à être soudés sur le circuit. Il faut opérer comme pour les résistances. Pour les condensateurs élec-

trolytiques, il faut impérativement respecter leur polarité qui est indiquée sur le schéma.

Si le récepteur a tendance à accrocher il faut ajouter le condensateur indiqué en pointillé (50 μF, 12 V).

4^e opération (fig. 5)

Il faut monter la diode et les supports de transistors.

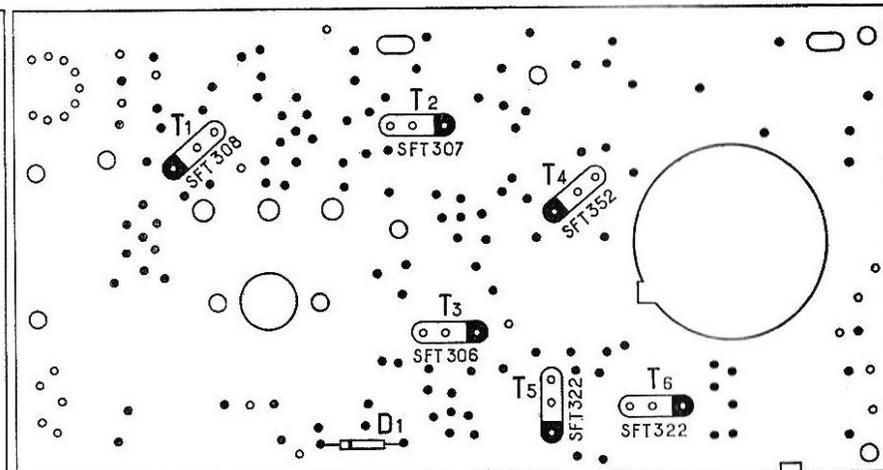


Fig. 5. — Quatrième opération (les trous obturés sont ceux utilisés lors des opérations précédentes).

5^e opération (fig. 6)

Elle consiste à souder l'inverseur P.O.-G.O., le potentiomètre interrupteur et le condensateur variable double.

6^e opération (fig. 7)

Il faut maintenant monter les éléments qui ne sont pas sur le circuit imprimé et les réunir par des fils aux points voulus. Il s'agit du

cadre ferrite avec ses bobines P.O. et G.O., du haut-parleur et du jack pour écouteur, de la double liaison vers la pile et enfin des deux liaisons sur le circuit imprimé.

7^e opération (fig. 8)

Elle consiste dans le montage du démultiplicateur complet avec son aiguille, sa ficelle et son bouton de recherche.

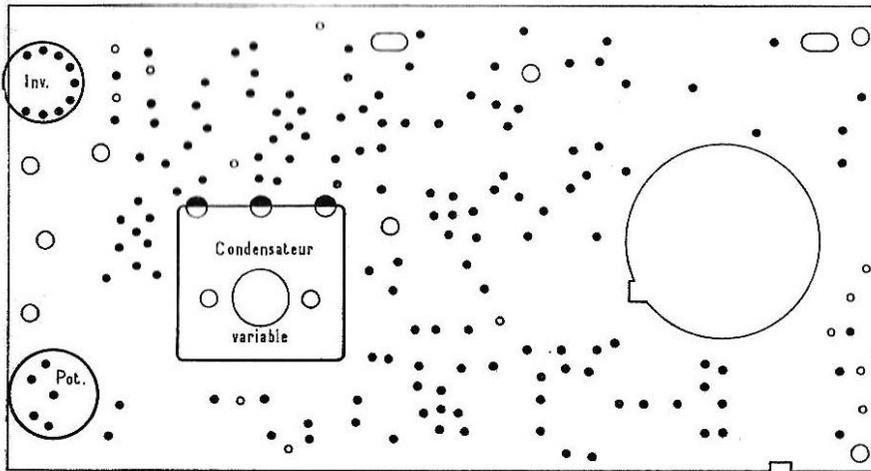


Fig. 6. — Cinquième opération (les trous obturés sont ceux utilisés lors des opérations précédentes).

8^e opération

Il ne reste plus qu'à monter le récepteur dans son boîtier en plastique.

RÉGLAGES

Mettre l'appareil en fonctionnement sur P.O., condensateur variable ouvert au maximum. Faire une boucle de couplage autour de la ferrite.

Régler le générateur sur 480 kHz. Ajuster les boîtiers M.F. (F.I.) en remontant Tr4, Tr3, Tr2 au maximum de niveau de sortie.

Amener le C.V. à 520 kHz, régler le générateur sur cette fréquence et régler Tr1 pour faire coïncider le cadran et le générateur.

Passer à l'autre extrémité de la gamme, sur 1400 kHz, régler le trimmer accord au maximum de puissance.

Revenir à 600 kHz pour régler la position de la bobine P.O. sur la ferrite. La fixer avec quelques gouttes de bougie ou de cire. Enfin, passer en G.O. sur 165 kHz et régler la position de la bobine correspondante sur la ferrite, puis la fixer.

En suivant scrupuleusement les indications de la notice, le montage de ce récepteur s'effectue sans difficulté et son fonctionnement est très satisfaisant.

II. — Récepteur portable « Cogekit Tramontane »

C'est un récepteur classique à 7 transistors et 2 diodes.

Il permet la réception des 3 gammes G.O.-P.O.-O.C. sur cadre ou sur antenne. Sa puissance de sortie est de 500 mW. Le coffret en bois gainé est élégant.

Il offre la particularité d'être constitué de modules pré-réglés. Le montage de ces éléments est donc particulièrement aisé.

Le schéma complet de l'appareil est donné par la figure 9.

Il comprend : un cadre ferrite, un bloc H.F., un module oscillateur, un module M.F. (F.I.), un module B.F. et un haut-parleur.

Le montage se résume à fixer les pièces sur le châssis.

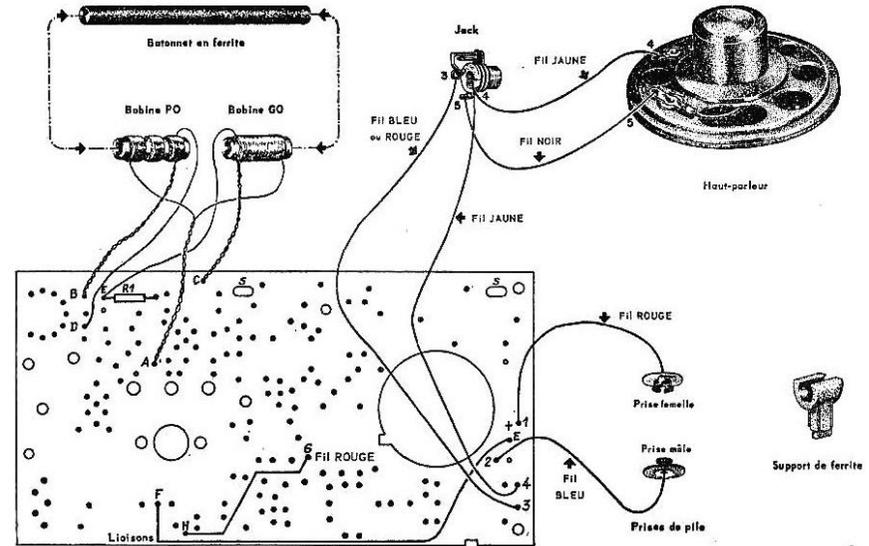


Fig. 7. — Sixième opération (les trous obturés sont ceux utilisés lors des opérations précédentes).

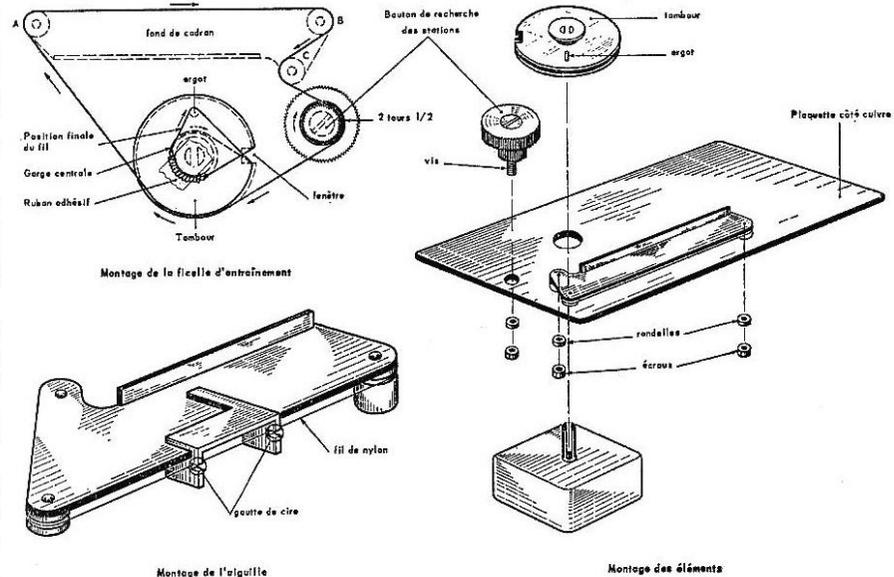


Fig. 8. — Septième opération.

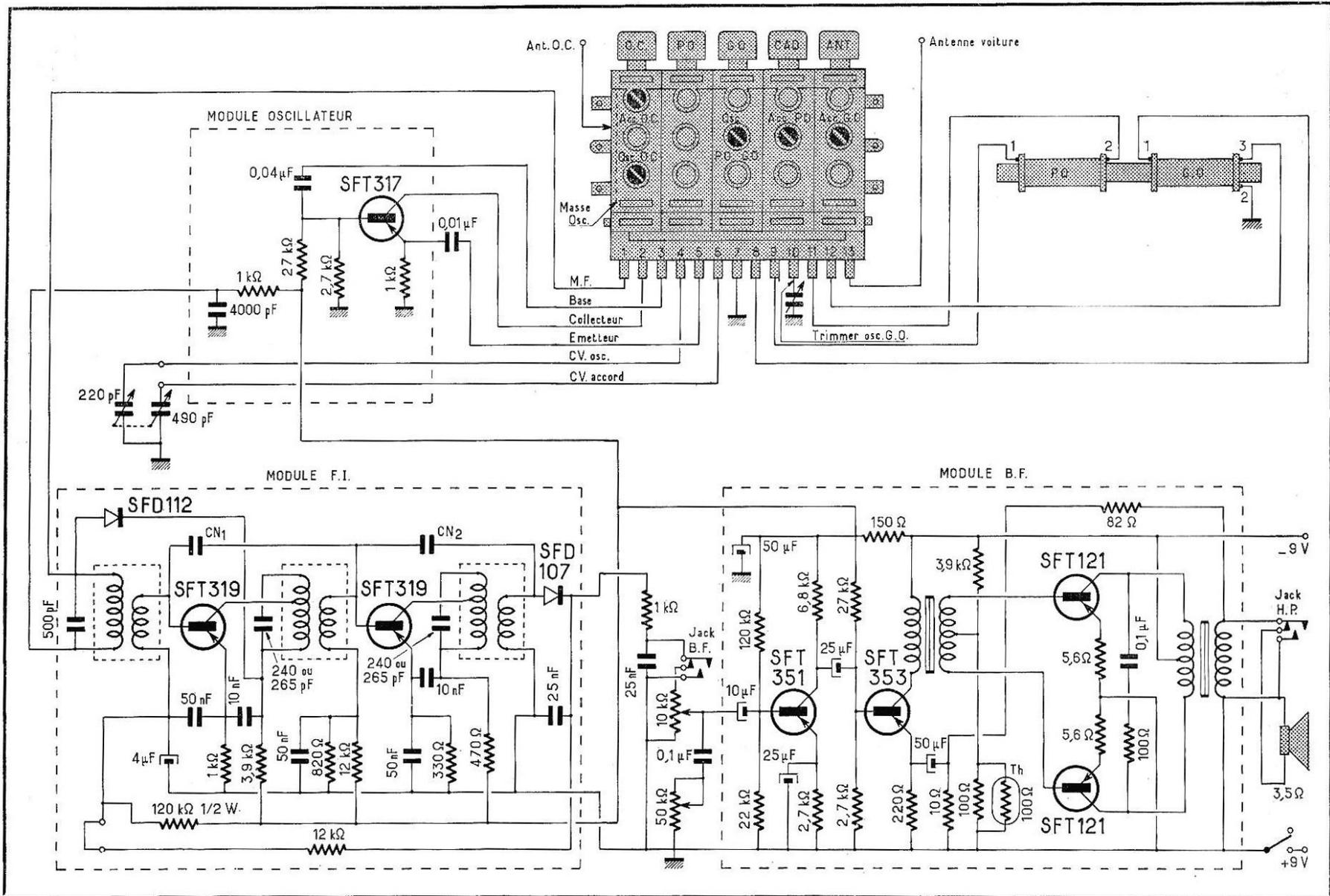


Fig. 9. — Schéma du Tramontane.

Il faut :

— équiper le groupe de condensateurs variables sur son équerre avec sa ficelle de démultiplication;
— mettre en place les modules, les deux potentiomètres (volume et tonalité), les plaquettes relais, la prise antenne-auto, les deux jacks, le bâtonnet ferrite et l'antenne télescopique O.C.

Ensuite, on réunit les éléments au moyen des fils de câblage indiqués sur la figure 10.

Enfin, il reste à monter le cadran, l'enjoliveur avant, et à placer l'ensemble dans le coffret, sans oublier la pile.

Les réglages sont simples puisqu'il suffit de les retoucher légèrement.

Pour cette opération on se sert des graduations de l'échelle inférieure (0 à 100). Faire une boucle de couplage sur la bobine cadre P.O., placer l'aiguille du cadran sur la graduation 15, régler le générateur sur 1400 kHz et retoucher le trimmer oscillateur C.V. pour caler l'oscillateur par rapport au cadran, puis régler le trimmer accord, pour obtenir le niveau de sortie maximal.

Placer le générateur sur 600 kHz, l'aiguille sur 88 et régler le noyau oscillateur P.O. au maximum.

Reprenre plusieurs fois ces deux réglages, car ils réagissent l'un sur l'autre. Faire glisser la bobine P.O. sur le cadre pour obtenir le signal maximum.

Placer la boucle de couplage sur la bobine G.O., régler le générateur sur 200 kHz, amener l'aiguille sur la graduation 58, régler le condensateur ajustable G.O. pour caler l'oscillateur à sa fréquence. Faire glisser la bobine G.O. sur le cadre pour obtenir le signal maximum.

Régler le générateur sur 6 MHz, faire une boucle autour de l'antenne télescopique O.C., amener l'aiguille sur la graduation 86, régler l'oscil-

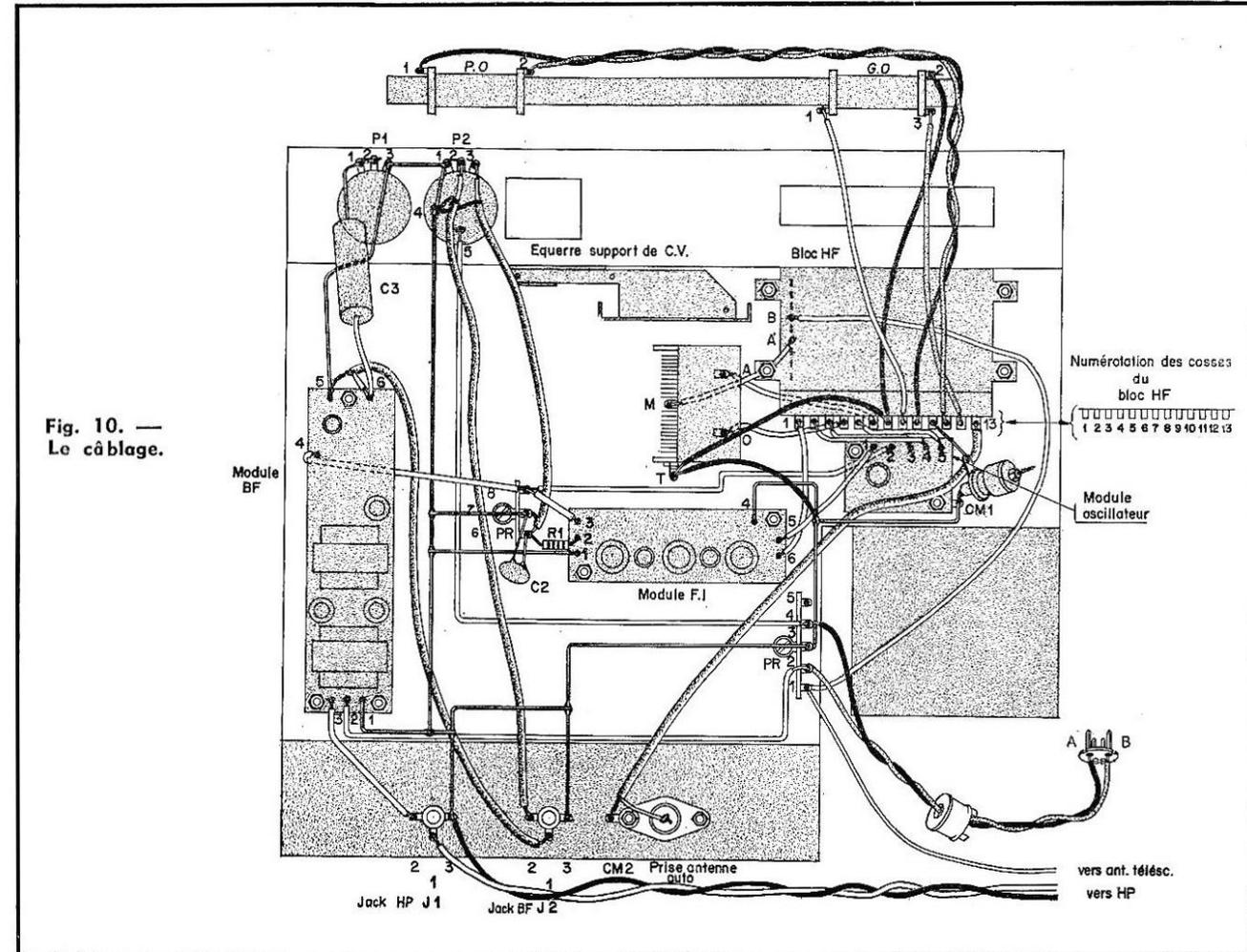


Fig. 10. —
Le câblage.

lateur O.C. par son noyau, puis régler la bobine d'accord du bloc pour obtenir le signal maximum.

Enfonchez les touches « P.O. » et « Antenne », brancher une antenne voiture avec son câblage dans la prise, faire une boucle autour de l'antenne, régler le générateur sur 200 kHz, amener l'aiguille sur la graduation 58, régler le condensateur ajustable G.O. caler l'oscillateur à sa fréquence.

Faire glisser la bobine G.O. sur le cadre pour obtenir le signal maximum.

Régler le générateur sur 6 MHz, faire une boucle autour de l'antenne télescopique O.C., amener l'aiguille sur la graduation 86, régler l'oscillateur O.C. par son noyau, puis régler la bobine d'accord du bloc pour obtenir le signal maximum.

Placer le commutateur sur « P.O. » et « Antenne », brancher une

antenne voiture avec son câble dans la prise, faire une boucle autour de l'antenne, régler le générateur sur 600 kHz, l'aiguille sur la graduation 88 et ajuster le noyau de la bobine antenne P.O. au maximum de niveau de sortie.

Faire la même opération en G.O. sur 170 kHz en réglant le noyau antenne G.O. pour le maximum de niveau de sortie.

LES MEILLEURS LIVRES DE RADIO

- ALIGNEMENT DES RÉCEPTEURS RADIO**, par **W. Sorokine**. — Circuits oscillants, bobinages, commande unique, anomalies, pratique de l'alignement. Réglage des récepteurs FM.
172 pages, format 16-24 12 F
- APPAREILS A TRANSISTORS**, par **H. Schreiber**. — Conception et réalisation pratique d'appareils de mesure, amplificateurs, récepteurs et dispositifs électroniques.
80 pages, format 16-24 6 F
- CARACTÉRISTIQUES UNIVERSELLES DES TRANSISTORS**. — Courbes et caractéristiques détaillées, format 21-27.
Types B.F. (faible puissance) 40 p . 5,40 F
Types Puissance 40 p 5,40 F
Types H.F., 36 p 6,60 F
- LE DÉPISTAGE DES PANNES T.V. PAR LA MIRE**, par **W. Sorokine**. — Analyse de la méthode moderne de dépannage télévision par la mire électronique.
64 pages, format 27-21 7,50 F
- GUIDE MONDIAL DES TRANSISTORS**, par **H. Schreiber**. — Toutes les caractéristiques présentées d'une manière homogène; types de remplacement; tableaux par fonctions.
128 pages, format 13-21 9,60 F
- INITIATION A LA PRATIQUE DES RÉCEPTEURS A TRANSISTORS**, par **H. Schreiber**. — Etude de la radio par la construction de 7 récepteurs à transistors.
128 pages, format 16-24 9,90 F
- LA RADIO? MAIS C'EST TRÈS SIMPLE** par **E. Aisberg**. — Le meilleur ouvrage d'initiation.
184 pages, format 18-23 7,50 F
- LA TÉLÉVISION?... MAIS C'EST TRÈS SIMPLE!** par **E. Aisberg**. — Un ouvrage sérieux sous une forme agréable; indispensable aux débutants en télévision.
168 pages, format 18-23 7,50 F
- LE DÉPANNAGE T.V.?... RIEN DE PLUS SIMPLE!** par **A. Six**. — Présentation, dialogues et illustrations similaires à ceux des célèbres ouvrages de E. Aisberg.
132 pages, format 18-23 12 F
- LE TRANSISTOR?... MAIS C'EST TRÈS SIMPLE**, par **E. Aisberg**. — La constitution d'un transistor, ses caractéristiques, son utilisation dans les récepteurs et montages électroniques.
148 pages, format 18-23 12 F
- LEXIQUE OFFICIEL DES LAMPES RADIO**, par **L. Gaudillat**. — Sous une forme pratique et condensée, toutes les caractéristiques de service, les culottages et équivalences des lampes européennes et américaines.
88 pages, format 13-22 3,60 F
- PANNES RADIO**, par **W. Sorokine**. — Nouvelle version refondue de 500 pannes. Etude pratique, avec diagnostic et remède, de 450 pannes caractéristiques.
268 pages, format 13-21 12 F
- PANNES TV**, par **W. Sorokine**. — Nouvelle version de 150 pannes TV. Symptômes, diagnostic et remèdes de 202 pannes types de téléviseurs.
216 pages, format 13-21 12 F
- PRATIQUE DE LA TÉLÉCOMMANDE DES MODÈLES RÉDUITS** par **Ch. Pepin**. — Tous les montages décrits ont été essayés et mis au point par l'auteur.
300 pages, format 16-24 18 F
- LA PRATIQUE DES ANTENNES**, par **Ch. Guilbert** (F3LG). — Etude théorique et pratique de tous les types d'antennes.
136 pages, format 16-24 9 F
- PRATIQUE ÉLECTRONIQUE**, par **J.-P. Ehmichen**. — Conception, calcul et réalisation des ensembles électroniques.
304 pages, format 16-24 13,50 F
- PRATIQUE DE LA HAUTE-FIDÉLITÉ**, par **J. Riethmüller**. — Etude critique de toutes les solutions permettant une meilleure reproduction sonore.
272 pages, format 16-24 21 F
- PRINCIPES DU RADAR**, par **P. Delacoudre**. — Ouvrage destiné à la formation des opérateurs-radar.
216 pages, format 16-24 18 F
- RADIO-TRANSISTORS**, par **H. Schreiber**. — D'une conception identique à celle de « Radio-Tubes » et « Télé-Tubes », cet ouvrage donne instantanément toutes les caractéristiques utiles d'un transistor.
116 pages, format 13-21 9 F
- SCHÉMAS D'AMPLIFICATEURS B. F. à TRANSISTORS**, par **R. Besson**. — Amplificateurs pour radio, phono, prothèse auditive, préamplificateurs, interphones, etc.
48 pages, format 21-27 8,40 F
- NOUVEAUX SCHÉMAS D'AMPLIFICATEURS B.F. A LAMPES**, par **R. Besson**. — Nouvelle édition refondue. Une gamme complète d'amplificateurs à petite et grande puissance.
48 pages, format 21-27 6 F
- SCHÉMATHEQUE**, par **W. Sorokine**. — Chacun des ouvrages donne à l'usage des dépanneurs, les schémas avec valeurs des récepteurs commerciaux de l'année précédente.
Schémathèque 60 (64 p. 21-27) .. 9,60 F
Schémathèque 61 (64 p. 21-27) .. 10,80 F
Schémathèque 62 (64 p. 21-27) .. 10,80 F
Schémathèque 63 (64 p. 21-27) .. 10,80 F
- TECHNIQUE DE LA TÉLÉVISION**, par **A.-V.-J. Martin**.
T. I : Les récepteurs son et image (368 pages, 16-24) 15 F
T. II : Alimentation et Bases de temps (456 pages, 16-24) . 19,50 F
- TECHNIQUE ET APPLICATIONS DES TRANSISTORS**, par **H. Schreiber**. — Propriétés, fonctionnement, mesures et utilisations des divers types de semi-conducteurs. Cinquième édition refondue.
335 pages, format 16-24 21 F
- TÉLÉVISION PRATIQUE**, par **A.-V.-J. Martin**. — Cet ouvrage complète la « Technique de la Télévision » du même auteur.
Tome I : Standards et Schémas (244 pages, 16-24) .. 15 F
Tome II : Mise au point et dépannage (312 p., 16-24) . 18 F
Tome III : Equipement et Mesure (344 pages, 16-24 plus tableau mural dépannage. 21 F
- VOTRE RÈGLE A CALCUL**, par **Ch. Guilbert**. — Il ne faut pas se borner à faire de simples règles de 3 avec une règle à calcul. L'auteur expose tout le parti que l'on peut retirer de cet instrument quand on le connaît parfaitement.
72 pages, format 27-21 9 F

MAJORATION POUR FRAIS D'ENVOI : 10 %.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob - PARIS VI^e
COMpte chèques postaux : 1164-34

MONTAGES DÉCRITS DANS CE RECUEIL :

SCHEMAS H. F.

1. — Radiorécepteurs simples à un transistor.
2. — Détectrice à réaction P.O.-G.O.
3. — Récepteur « reflex » P.O.-G.O.
4. — Amplification directe P.O.
5. — Superhétérodyne P.O.-G.O. (avec prise antenne-auto), équipé de modules.
6. — Superhétérodyne P.O.-G.O. (avec les données des bobinages).
7. — Superhétérodyne O.C.-P.O.-G.O.
8. — Superhétérodyne P.O.-3 O.C.
9. — Convertisseur O.C. de 6 à 23 MHz.
10. — Convertisseur FM (87,5 à 100 MHz).
11. — Récepteur mixte AM-FM en modules.
12. — Récepteur mixte AM-FM complet.

SCHÉMAS B. F.

- A. — Amplificateurs 75 à 100 mW, classe A :
A1. Amplificateur à 2 transistors (9 V)
A2. Amplificateur à 3 transistors (6, 9 et 12 V)
- B. — Ampl. 120 mW, classe A, avec transf. de sortie
- C. — Ampl. 200 mW, classe A variable, sans transf.
- D. — Ampl. 200 mW, classe B, sans transf. de sortie
- E. — Ampl. 250 mW, classe B, avec transformateurs
- F. — Ampl. 250 mW, classe B, à symétrie complém.
- G. — Ampl. 500 mW, classe B, avec transformateurs
- M. — Ampl. 1 W, classe B, avec transformateurs
- J. — Ampl. 1,5 W, classe B, avec transformateurs; alimentation sous 12 V par accu, ou secteur
- K. — Ampl. 2 W, classe A, sans transformateur, alimentation par le secteur.
- L. — Alimentations sur le secteur

■ Un tableau indique les associations recommandées, donnant au lecteur la possibilité de réaliser 73 montages différents !

■ Tous les détails pratiques nécessaires à la réalisation sont indiqués.

Dans l'importante première partie du recueil :

1. — Rappel des principes techniques (particularités des montages à transistors, l'amplification F.I., la détection, la F.M., l'amplification B.F.).
2. — Technologie des éléments (des éléments de base à l'outillage).
3. — Dépannage et réglage (méthode de dépannage, y compris pour les circuits imprimés; mesures sur les transistors, etc.).