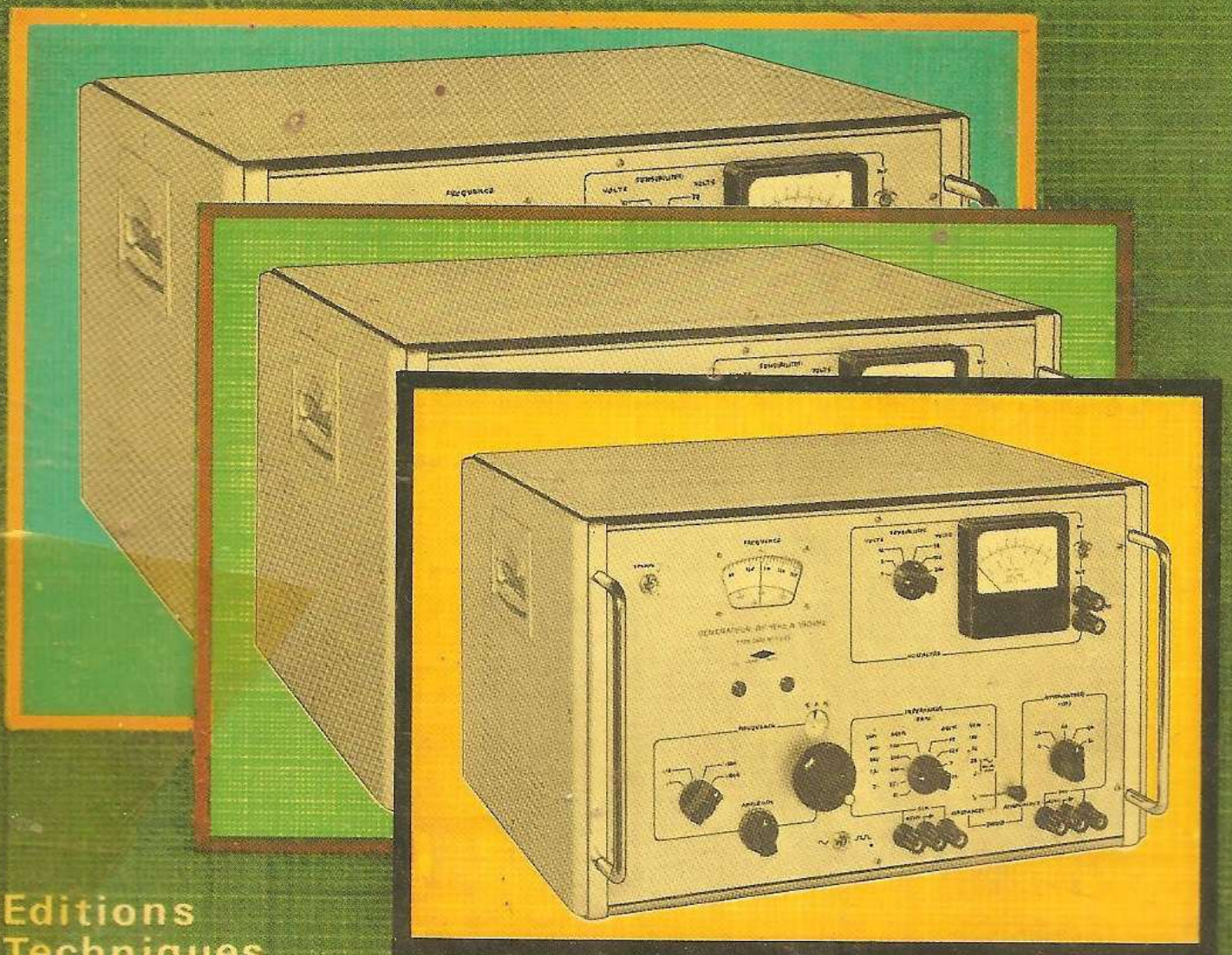


Hans SUTANER

GENERATEURS FREQUENCEMETRES MULTIVIBRATEURS



Editions
Techniques
et
Scientifiques
Françaises

**G É N É R A T E U R S
F R É Q U E N C E M È T R E S
M U L T I V I B R A T E U R S**

Cet ouvrage a paru sous
le titre original
**MESSENDER, FREQUENZMESSER
UND MULTIVIBRATOREN**
(RPB 128/130)

© By Francis Verlag, Munich. Droits de
reproduction et de traduction réservés
pour tous pays, y compris l'U.R.S.S.
© 1975 - E.T.S.F.

Hans SUTANER



GÉNÉRATEURS FRÉQUENCEMÈTRES MULTIVIBRATEURS

*Traduit de l'allemand et adapté
par M. FREY*



Diffusion :

AGENCE PARISIENNE DE DISTRIBUTION

43, rue de Dunkerque - 75010-PARIS

SOMMAIRE

CHAPITRE PREMIER. — <i>Générateurs de mesure</i>	9
Rôle et conception fondamentale des générateurs de mesure	9
L'oscillateur du générateur de mesure	11
L'oscillateur accordable à circuit oscillant (oscillateur LC)	11
Considérations générales	11
Stabilité de fréquence	12
Stabilité de l'amplitude et absence d'harmoniques	12
Montages fondamentaux d'oscillateurs LC pour les fréquences comprises entre 10 kHz et 100 MHz	12
Circuits à réaction pour les ondes ultra-courtes	17
Circuits oscillateurs pour les fréquences supérieures à 300 MHz	18
Circuits oscillants pour les fréquences supérieures à 1 000 MHz	20
Oscillateurs LC à fréquence fixe	23
Oscillateurs LC à transistors	24
L'oscillateur RC	27
Le générateur RC à boucle simple de réaction (sans tube inverseur de phase)	28
Le générateur RC à tube déphaseur et pont de Wien	30
Limitation d'amplitude	34
L'oscillateur à réseau RC découplé	36
Le générateur RC commandé par variation de tension	37
Le générateur RC à T ponté	38
Oscillateurs RC à transistors	39
La tension de sortie et l'atténuateur du générateur de mesure	43
La modulation des générateurs de mesure	45
Modulation de fréquence à transistors	47
Conseils de montage, blindages et découplages	48
Générateur LC pour les fréquences de 75 kHz à 150 MHz	50
Générateur BF sinusoïdal et rectangulaire 30 Hz à 20 kHz	52
Description du générateur BF TG 4	52
Schéma de l'oscillateur RC monogamme	55
Schéma de l'amplificateur V3	58
L'alimentation secteur	59
Générateur BF à pont de Wien 10 Hz à 100 kHz	59
L'oscillateur	60
Le circuit de sortie	62
Oscillateur de contrôle FM 87 à 100 MHz	62
Description	62
Schéma	62
Montage	63
Mise en service	63
CHAPITRE II. — <i>Hétérodyne AM-FM de réglage</i>	65
Rôle et utilisation	65
Constitution	66

Montage mécanique	66
Schéma électrique	66
Partie HF	66
Modulateur	71
Amplificateur	71
Vobulateur	73
Atténuateur	74
Alimentation secteur	75
CHAPITRE III. — Générateur d'atelier AM-FM avec vobulateur	76
Schéma-bloc	76
Partie AM	76
Partie FM	80
Générateur FM	80
Oscillateurs FI-FM	80
Etage modulateur	82
Etage de sortie et amplificateur des signaux de marquage	82
Alimentation et étage d'effacement	83
CHAPITRE IV. — Générateur de signaux de télévision	84
Rôle du générateur TV	84
La mire TV modèle 712	84
Caractéristiques et constitution	85
Schéma général	85
Les oscillateurs de fréquence zéro et d'identification	87
Modulateur chrominance et pilote	87
Les oscillateur son. VHF et UHF	87
CHAPITRE V. — Générateurs d'étalonnage	92
CHAPITRE VI. — Fréquencemètres	95
Définition, rôle et constitution des fréquencemètres	95
Fréquencemètre 20 Hz à 100 kHz	97
Description du schéma	98
Montage	99
Etalonnage	101
Fréquencemètre FM 1	101
Ondemètres	102
CHAPITRE VII. — Multivibrateurs	107
Définitions, utilisations	107
Le multivibrateur monostable	107
Le multivibrateur bistable	107
Le multivibrateur astable	108
Technique des circuits multivibrateurs	108
Montages à tubes électroniques	108
Montages monostables à tubes électroniques	108
Montages bistables avec tubes électroniques	111
Montages astables à tubes électroniques	112
Montages à transistors	115
Multivibrateur monostable à transistors	115
Multivibrateur bistable à transistors	118
Multivibrateur astable à transistors	120

PREFACE

Le développement et les progrès des techniques de la radio et de la télévision comme des domaines proches de l'électronique ont été rendus possibles, non seulement par des inventions et des considérations théoriques, mais des essais pratiques ont dû en prouver les possibilités d'utilisation et des mesures exactes furent nécessaires pour les rendre reproductibles. Quelques années après les débuts de la radiodiffusion, on devait déjà commencer à réaliser des appareils de mesure. Les appareils de mesure des courants et tensions utilisés par les électriciens furent adaptés aux besoins de l'électronique naissante. On créait rapidement des appareils permettant des mesures plus ou moins précises dans le domaine des hautes fréquences. Un parc d'appareils de mesure devait ainsi se développer. C'est pourquoi les laboratoires d'étude et les usines doivent actuellement investir de fortes sommes pour les appareils de mesure nécessaires. Mais les ateliers de service après-vente en radio, télévision et électroacoustique ne sauraient se passer d'appareils de mesure s'ils doivent travailler rapidement, proprement et rationnellement. Même les amateurs, surtout ceux s'intéressant aux ondes courtes, possèdent généralement une série d'appareils de mesure.

Les générateurs et fréquencemètres sont des appareils importants. Ces derniers temps, les multivibrateurs prennent de plus en plus d'importance. Mais jusqu'à présent, peu d'ouvrages traitent de ces trois types d'appareils en même temps. C'est pourquoi nous tentons ici de donner au lecteur (praticien, amateur, étudiant, technicien, ingénieur et autre) un aperçu sur les diverses réalisations possibles de générateurs, hétérodynes, fréquencemètres et multivibrateurs. Nous avons utilisé à cette fin des schémas éprouvés de réalisations industrielles. Les descriptions concernent aussi bien les appareils à tubes électroniques que ceux utilisant des transistors.

CHAPITRE PREMIER

GÉNÉRATEURS DE MESURE

ROLE ET CONCEPTION FONDAMENTALE DES GÉNÉRATEURS DE MESURE

Les générateurs de mesure font, depuis des années, partie de l'équipement de base des ateliers de réparation de l'électronique des loisirs. Mais les laboratoires d'étude et de fabrication ne sauraient se passer des générateurs de mesure.

Les tâches de ces appareils se sont diversifiées au cours des années, lorsque la gamme FM (87,5 à 108 MHz) s'est ajoutée aux gammes normales de radiodiffusion (ondes courtes, moyennes et longues), puis la télévision dans les bandes I, III, IV et V, ainsi que l'électro-acoustique avec ses exigences de qualité toujours plus sévères (Hi-Fi).

Nous désignons aujourd'hui par le terme générateur une source de tension délivrant des tensions alternatives suffisamment stables de fréquences variables à volonté. Bien que l'industrie cherche à réaliser des appareils d'utilisation universelle, des raisons économiques imposent actuellement encore des appareils spécialisés.

En général, un générateur de mesure doit délivrer une tension sinusoïdale de fréquence déterminée... Cette fréquence doit être variable dans une large gamme et satisfaire à certaines conditions de précision et de stabilité. Pour engendrer les oscillations, on utilise des oscillateurs à circuit accordé LC jusqu'à environ 300 MHz, et des lignes accordées pour les fréquences supérieures. Pour les fréquences basses, on emploie de préférence des circuits RC.

Pour que les oscillations H.F. soient audibles, il faut les moduler. Les générateurs pour l'électronique des loisirs doivent actuellement être modulés en amplitude ou en fréquence. La modulation doit être exempte de distorsions, non saturée et constante. De plus, un blindage efficace des champs magnétiques et électrostatiques vers l'extérieur est exigé.

Si un générateur doit être utilisé à d'autres fins que le simple contrôle, sa tension de sortie doit pouvoir varier régulièrement dans

une vaste gamme — donc sur plusieurs décades — et être affichable en valeur absolue. Des diviseurs de tension corrects nommés atténuateurs sont donc indispensables à la sortie.

On souhaite enfin l'indication de la présence d'oscillations.

Pour l'étude, le réglage et la vérification des récepteurs, les générateurs doivent délivrer des tensions alternatives très faibles mais bien définies. Ces appareils doivent donc être bien blindés, donc « étanches », à la haute fréquence. Engendrer des tensions de quelques dixièmes de microvolts pose des problèmes. La puissance maximale de tels générateurs pour récepteurs est généralement inférieure à 10 mW.

Les générateurs de puissance plus élevés sont généralement nommés *générateurs de puissance*. Comme les tensions les plus faibles engendrées par eux sont plus élevées, le blindage peut être moins critique. La puissance plus élevée de tels générateurs est avantageuse pour toute une série de mesures, p. ex. la mesure sur des quadripôles actifs à forte atténuation, sur les antennes, etc.

Pour les mesures en vidéofréquences, on utilise des générateurs à gamme de modulation particulièrement large. Les générateurs spéciaux proprement dits délivrant des tensions sinusoïdales sont les *générateurs très basse fréquence*, les *Vobulateurs*, les *étalons de fréquence* à constance élevée et pilotée par quartz, délivrant quelques rares fréquences définies.

Signalons encore ici les *synthétiseurs de fréquence* décimaux, qui fonctionnent selon le procédé de la synthèse des fréquences, comme leur nom l'indique. Ils produisent en principe un spectre très dense de fréquences précises (leur précision dépend de celle du quartz). Pour que les gammes soient couvertes sans lacune, on couvre les intervalles entre deux fréquences spectrales par mélange avec une oscillation variable à fréquence plus basse. Selon le rapport entre les fréquences spectrales et l'oscillateur variable, l'erreur de ce dernier n'intervient que très faiblement dans la tension délivrée à la sortie. On associe ainsi l'extrême précision de la fréquence des générateurs à quartz avec la variation continue des oscillateurs accordables mais moins précis.

Pour certaines mesures, on souhaite la possibilité de variation dans une gamme unique — donc sans commutation. Les oscillateurs à battement avec une plage de variation de fréquence de 1 à 1 000 satisfont à cette tâche. On peut aussi réaliser des *générateurs RC* à bande de fréquence élargie.

On compte aussi les *générateurs d'impulsions* et les *générateurs de bruit blanc* parmi les émetteurs spéciaux.

Il semble enfin logique de grouper les *générateurs* de mesure en fonction des gammes de fréquences, car ce sont les mesures à effectuer

qui déterminent la gamme de fréquences et rendent donc des versions déterminées nécessaires.

L'OSCILLATEUR DU GENERATEUR DE MESURE

L'oscillateur accordable à circuit oscillant (oscillateur LC).

CONSIDERATIONS GENERALES

Pour qu'un générateur de mesure puisse délivrer des oscillations électro-magnétiques, il doit comporter un système (l'oscillateur), capable d'engendrer des oscillations à l'aide de composants délivrant de la puissance (tubes électroniques, transistors). Tous les circuits oscillants décrits ci-après prélèvent en principe une petite partie de l'énergie contenue dans le système oscillant, l'amplifient et l'appliquent à nouveau au système avec la phase voulue. L'oscillation obtenue correspond à la fréquence de résonance du circuit oscillant. Dans les oscillateurs LC, cette fréquence de résonance f_0 est déterminée par les valeurs de la capacité C et de l'inductance L . On la calcule d'après la formule de Thomson :

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}} \quad (1)$$

On ne peut pas réduire indéfiniment la fréquence de résonance, des limites technologiques s'appliquant aux valeurs L et C . C'est pourquoi la limite inférieure des circuits LC réalisés en série se situe environ entre 500 et 2 000 Hz. Pour obtenir une oscillation de 500 Hz, une inductance de, par exemple, $L = 20$ H et une capacité $C = 5$ nF sont nécessaires. Les circuits spéciaux pour faibles capacités, devant permettre l'emploi de condensateurs variables courants, sont compliqués et de faible stabilité. En outre, les propriétés de tels circuits oscillants deviennent de plus en plus mauvaises, le coefficient de surtension des fortes inductances nécessaires aux fréquences faibles devenant de plus en plus faible.

La fréquence des générateurs LC est limitée vers le haut par le fait que l'inductance et la capacité du système ne peuvent être réduites au-dessous d'une certaine valeur. Pour produire par exemple une fréquence de 350 MHz, il faut une capacité de seulement 10 pF et une inductance de 0,02 μ H. Cette valeur de L correspond environ à un conducteur de 2 cm de longueur ! Mais les capacités des tubes et les capacités parasites du circuit, ainsi que les inductances des connexions sont du même ordre de grandeur. Seuls des circuits oscillants spéciaux (circuits papillon, oscillateurs à lignes, circuits en pot) permettent d'obtenir avec précision de telles fréquences.

On souhaite généralement que les oscillateurs LC soient à variation continue. On rend la capacité ou l'inductance variable, ou les deux. Les condensateurs variables permettent une variation de capacité d'environ 1 à 10. Jusqu'à environ 30 MHz, on couvre en général une bande de fréquences dans le rapport 1 à $\sqrt{10} \approx 1$ à 3. Lorsque l'inductance et la capacité sont variables, les fréquences couvertes sont bien entendu plus étendues.

Stabilité de fréquence.

Ce sont les caractéristiques des composants déterminant la fréquence qui interviennent sur la constance de celle-ci. On utilise donc des éléments insensibles au vieillissement et ayant de faibles coefficients de température, et d'amplitude. Comme il est très difficile de maintenir le coefficient de température d'un circuit au-dessous de $10^{-5} ^\circ\text{C}$, il faut maintenir aussi constante que possible la température des impédances non-constantes d'un circuit oscillant. On ne les couple donc que faiblement. Les capacités des tubes dépendent de la charge d'espace entre les électrodes. On est donc obligé de maintenir constant le courant d'émission ou les tensions d'alimentation et les conditions de fonctionnement du tube oscillateur. Une caractéristique de phase à pente raide influe favorablement sur la stabilité de la fréquence. Comme elle dépend du coefficient de surtension Q du circuit oscillant des générateurs LC, on cherche à obtenir des facteurs élevés. La pente de la caractéristique de phase est très élevée pour les circuits en pont.

Aux fréquences plus élevées, la pente du tube qui est une grandeur réelle devient une grandeur complexe à cause du temps de transit des électrons, ce qui entraîne des variations de fréquence. Le remède a consisté en une construction spéciale des tubes électroniques, dans lesquels on a créé un faible volume entre grille et cathode. Sur les générateurs à un seul étage, les variations de l'amplification et les réactions de l'atténuateur de sortie influent sur la stabilité de la fréquence.

Stabilité de l'amplitude et absence d'harmoniques.

Outre les phénomènes de vieillissement des tubes, la variation de l'impédance à la résonance en fonction de la fréquence sur laquelle on est accordé est gênante avec les oscillateurs LC. Pour maintenir l'amplitude constante, on utilise des circuits de régulation ou des thermistances d'amortissement qui varient avec l'amplitude.

Montages fondamentaux d'oscillateurs LC pour les fréquences comprises entre 10 kHz et 100 MHz.

Les nombreuses exigences souvent contradictoires énumérées en I-1 ont entraîné, pour la bande de 10 kHz à 100 MHz, la création de

nombreux oscillateurs particuliers, avec chacun ses avantages et ses inconvénients propres.

Le circuit à réaction vraisemblablement le plus connu est le circuit Meissner de la figure I-1. C'est le circuit d'anode L_1, C qui est accordé. L'enroulement de réaction L_2 est pratiquement non chargé, de sorte que

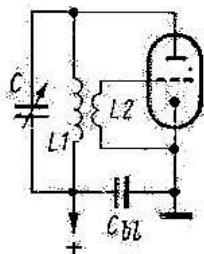


Fig. I-1. — Oscillateur à circuit accordé dans l'anode (circuit Meissner).

le transformateur L_1, L_2 n'a pas besoin d'être idéal. Si, aux fréquences plus élevées, on est obligé de tenir compte de la capacité d'entrée du tube, on utilise un montage à circuits couplés selon la figure I-2, dans

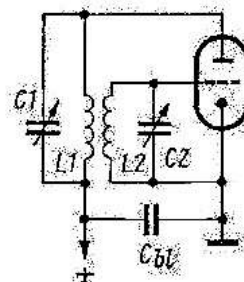


Fig. I-2. — Oscillateur à circuits couplés.

lequel les deux circuits sont accordés sur la fréquence de résonance. Mais on peut aussi placer la capacité principale dans le circuit de grille. On obtient alors un oscillateur à circuit de grille accordé selon la figure I-3.

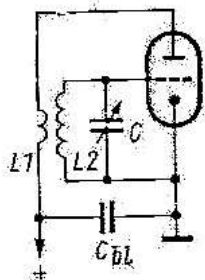


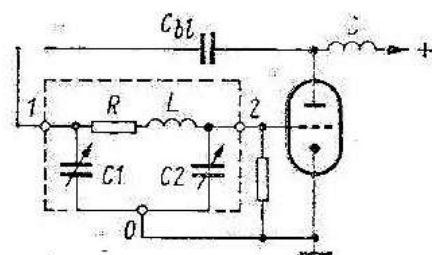
Fig. I-3. — Oscillateur à circuit de grille accordé.

Les circuits fondamentaux reproduits par les figures 1 à 3 sont préférés pour les fréquences basses — inférieures à environ 1 MHz. La bobine du circuit oscillant contient généralement un noyau de fer divisé HF.

Aux fréquences plus élevées — au-delà d'environ 10 MHz — on n'utilise que rarement des transformateurs à deux enroulements. Même lorsqu'on les réalise avec des bobines à air, il faut tenir compte de la

forte dispersion de tels transformateurs, car la conductance capacitive d'entrée du tube oscillateur diminue aux fréquences élevées et charge le transformateur.

Fig. I-4. — Circuit tripôle capacitif. C_1, C_2 = capacités, L = inductance, R = résistance de pertes de L , D = bobine d'arrêt HF.



Les figure I-4 et I-5 montrent les circuits tripôle capacitif et inductif. On peut les considérer comme des quadripôles à réaction à travers le tube électronique, dont un membre est une ligne (asymétrique) de bobine ou de condensateur. La fréquence d'oscillation ω_0 est la résonance à vide de ces membres, pour laquelle le déphasage est de 180° et la conductance caractéristique K_0 des quadripôles devient négative et réelle.

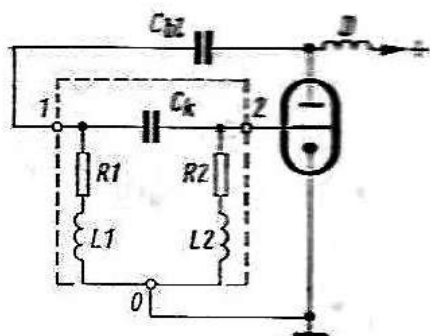


Fig. I-5. — Circuit tripôle inductif. C_k = capacité de couplage, L_1, L_2 = inductances, R_1, R_2 = résistances de pertes de L_1 et L_2 , D = bobine d'arrêt HF.

Pour le tripôle capacitif (conducteur de bobinage, figure 4), la fréquence d'excitation devient (1) :

$$\omega_0 = \sqrt{(1/C_1 + 1/C_2) 1/L} \quad (2)$$

et la conductance caractéristique pour ω_0 :

$$K_0 = - \frac{C_1 + C_2}{L} R \quad (3)$$

Pour que les oscillations puissent prendre naissance, il faut que $K_0 \leq S_0$.

Le montage selon la figure I-4 présente l'avantage que les capacités C_2 et C_1 peuvent simultanément comprendre les capacités d'entrée et de sortie du tube, de sorte que le circuit simple reste valable jusqu'à des fréquences élevées.

Pour le tripôle inductif (conducteur de condensateur, figure-I-5), la fréquence d'excitation, pour des bobines faiblement amorties, est approximativement :

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{K (L_1 + L_2)}} \quad (4)$$

et la conductance caractéristique pour ω_o :

$$K_o = -K \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) (R_1 + R_2) \quad (5)$$

Aux fréquences élevées, il faut tenir compte des capacités du tube qui se trouvent en parallèle sur les inductances.

Dans les figures I-4 et I-5, la tension anodique est appliquée à travers une bobine d'arrêt D . Cette bobine doit naturellement être dimensionnée de telle sorte que les oscillations HF ne puissent se propager vers la source de tension anodique.

Le montage tripôle inductif est souvent modifié en ce sens que les bobines L_1 et L_2 (de la figure I-5) sont bobinées en série pour en faire une seule, et la cathode du tube est branchée sur une prise convenable de la bobine (figure I-6). On obtient alors un *oscillateur Hartley*. Avec

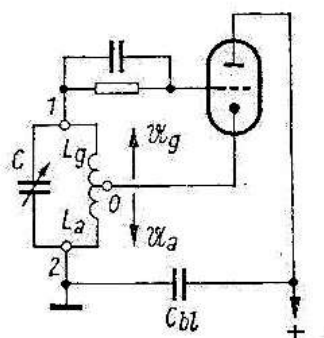


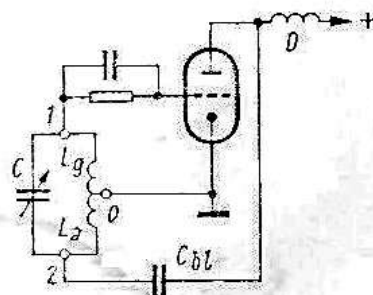
Fig. I-6. — Circuit tripôle inductif avec bobine à prise (alimentation série ; oscillateur Hartley)

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{V (L_a + L_g) C}} ; K = L_a / L_g$$

$K = \text{taux de réaction.}$

l'alimentation série de la figure 6, la cathode ne peut être mise à la masse, et il faut donc placer des bobines d'arrêt sur les conducteurs d'alimentation du filament. Si on veut mettre la cathode à la masse, il faut utiliser l'alimentation parallèle de la figure I-7.

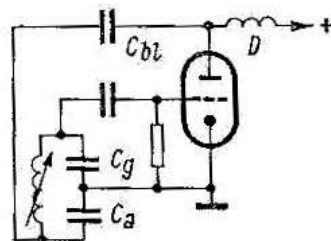
Fig. I-7. — Circuit tripôle inductif avec bobine à prise (alimentation parallèle). ω_o et K comme pour la figure I-6.



L'oscillateur Colpitts (figure I-8) est une variante du tripôle capacitif de la figure 4. Ici ce sont les condensateurs C_g et C_a en série qui provoquent une réaction capacitive. L'accord de l'oscillateur se fait alors par variation de la bobine L qui doit donc prendre la forme d'un variomètre.

Fig. I-8. — Circuit tripôle capacitif (oscillateur Colpitts)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{C_a + C_g}{L C_a C_g}} ; K = C_a / C_g$$



Comme la cathode est reliée au point de jonction des deux condensateurs, aucun courant continu ne peut circuler dans le circuit oscillant. La tension anodique doit donc être appliquée à travers une bobine d'arrêt (alimentation parallèle).

Le montage Huth-Kühn (figure I-9) nécessite un circuit accordé dans son circuit d'anode et un autre dans le circuit de grille, les deux n'étant pas couplés entre eux. La réaction du circuit anodique sur le circuit de grille nécessaire à l'entrée en oscillation se fait par la capacité grille-anode $c_{g/a}$ (réaction capacitive). Pour l'auto-excitation à travers la capa-

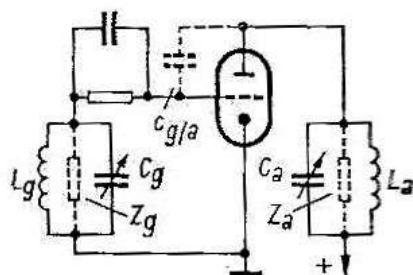


Fig. I-9. — Oscillateur Huth-Kühn

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_g C_g}}$$

$$K = \frac{Z_g}{\sqrt{Z_g^2 + \left(\frac{1}{\omega C_{g/a}}\right)^2}}$$

cité grille-anode, il faut que le circuit d'anode soit inductif. La fréquence de résonance du circuit d'anode doit donc être plus élevée que celle du circuit de grille, afin d'exciter celui-ci. La formule suivante donne les conditions d'auto-excitation :

$$S \omega c_{g/a} Z_g Z_a \geq 2$$

avec S = pente du tube ; ω = pulsation ; $c_{g/a}$ = capacité grille-anode du tube ; Z_g = résistance complexe du circuit de grille ; Z_a = résistance complexe du circuit d'anode.

Si la capacité grille-anode du tube ne suffit pas pour assurer l'auto-excitation, on peut placer un condensateur fixe en parallèle pour arriver à la valeur voulue.

Grâce à la sélectivité améliorée par l'emploi de deux circuits oscillants, l'oscillateur Huth-Kühn est pratiquement exempt d'harmoniques.

Pour pouvoir prélever la puissance de l'oscillateur avec le moins de réaction possible des circuits d'utilisation, on utilise souvent l'oscillateur ECO de la figure I-10. On utilise le système constitué par la cathode, la grille de commande et la grille-écran d'un tube multiélectrodes

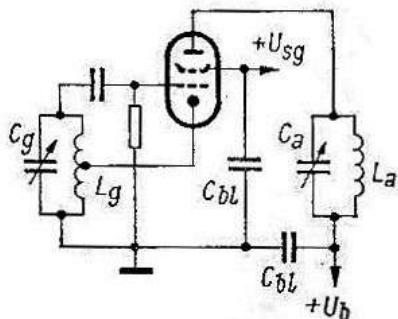


Fig. I-10. — Oscillateur à couplage électronique (oscillateur ECO).

dans un circuit oscillateur quelconque — généralement Hartley — et on met l'écran capacitivement à la masse. Les oscillations HF de la grille commandent le courant anodique, et la puissance HF peut être prélevée sur le circuit anodique. Le prélèvement se fait ainsi par l'intermédiaire du courant électronique commun.

Comme la grille-écran est à la masse au point de vue haute fréquence et que la partie oscillateur est capacitivement bien séparée de l'utilisation, les effets des variations de la charge sur la fréquence d'oscillation sont très atténués.

CIRCUITS A REACTION POUR LES ONDES ULTRA-COURTES

Diverses difficultés apparaissent lorsqu'on veut utiliser les montages oscillateurs décrits ci-dessus pour des fréquences plus élevées — au-delà d'environ 30 MHz. Il est par exemple impossible de réduire indéfiniment les composants du circuit oscillant, à cause de l'influence des capacités interélectrodes des tubes et de l'inductance des connexions. Ce qui rend l'accord de l'oscillateur plus difficile. On utilise donc des tubes spéciaux à électrodes de petites dimensions et on essaie de se contenter des seules capacités du tube. L'inductance est souvent une très petite boucle de fil. Malheureusement, les pertes ohmiques (effet pelliculaire) qui croissent avec la fréquence réduisent l'impédance à la résonance.

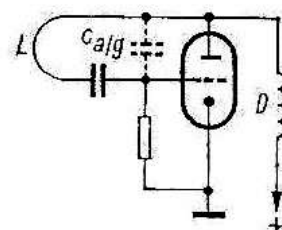
Entre 30 et 300 MHz, les composants L et C du circuit oscillant sont déjà très petits. Pour éviter des contacts à frottement sur les condensateurs variables, la capacité utile doit être prélevée entre deux staturs entre lesquels le rotor tourne. La variation de capacité est alors plus réduite et la variation de fréquence ne se situe plus que dans le rapport d'environ 1 à 2.

La figure I-11 représente un oscillateur Colpitts pour les fréquences très élevées. La réaction se fait à travers la capacité grille/cathode $c_{g/k}$. Le taux de réaction est égal au rapport :

$$K = \frac{c_{a/k}}{c_{g/k}} \quad (7)$$

Fig. I-11. — Oscillateur Colpitts pour ondes ultra-courtes

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_{eq}}} ; K = \frac{C_{a/k}}{C_{g/k}}$$



L et $c_{a/g}$ déterminent la fréquence d'oscillation. La polarisation est automatique et provoquée par un circuit RC de grille, et la tension anodique est appliquée à travers une bobine d'arrêt UHF (alimentation parallèle). Le condensateur du circuit de polarisation bloque simultanément la tension continue provenant de l'anode et l'empêche de parvenir à la grille.

Circuits oscillateurs pour les fréquences supérieures à 300 MHz.

Au-delà de 300 MHz, le temps de parcours des électrons entre la cathode et la grille joue un rôle croissant. C'est pourquoi on a réduit l'écart entre ces deux électrodes à quelques centièmes de millimètres. Jusqu'à environ 1 000 MHz, on peut encore utiliser des triodes normales à culots broches. Sur de tels tubes, les électrodes du circuit oscillant sont souvent dotées de deux, et même de trois sorties, afin de réduire les inductances des connexions. Au-delà de 300 MHz, la représentation du circuit oscillant à partir de composants séparés devient de plus en plus imprécise, la capacité et l'inductance ne se laissant plus séparer.

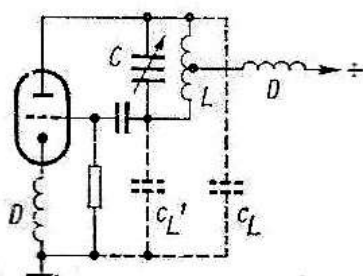


Fig. I-12a. — Oscillateur Colpitts pour les fréquences comprises entre 300 et 1 000 MHz.

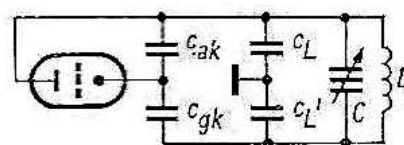


Fig. I-12b. — Schéma équivalent à l'oscillateur de la figure I-12a.

Contrairement aux bandes de fréquences plus basses où on utilise de nombreux montages oscillateurs, on préfère le montage Colpitts entre 300 et 1 000 MHz, mais en plaçant le circuit oscillant entre grille et anode (figure I-12 a). La tension HF se retrouve sur la cathode. Peu de composants suffisent, puisqu'un seul circuit oscillant est nécessaire. Le schéma équivalent (figure I-12 b) montre que les capacités du tube et de l'inductance font partie du circuit oscillant.

Le circuit Colpitts est utilisable jusqu'à environ 700 MHz avec un condensateur variable et un rotacteur pour les bobines. Mais comme la fréquence maximale du condensateur variable ne doit pas être beaucoup plus grande que la capacité du tube, la variation de fréquence est faible et se limite à environ de 1 à 1,3. C'est seulement avec des résonateurs spéciaux dans lesquels la capacité et l'inductance varient simultanément qu'on peut atteindre des fréquences jusqu'à 1 000 MHz.

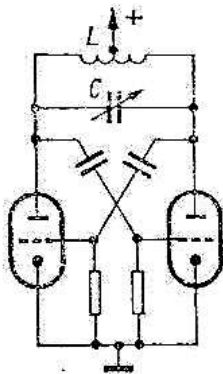


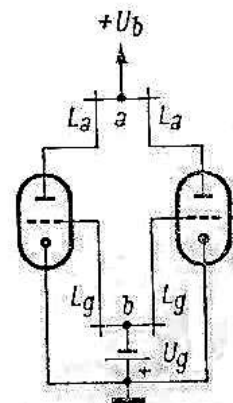
Fig. I-13. — Oscillateur symétrique à diviseur capacitif de tension.

Citons ici un montage symétrique à diviseur capacitif de tension (figure I-13). On le préfère lorsque l'oscillateur doit pouvoir être accordé facilement sur une large bande de fréquences.

Le schéma de la figure I-14 est en principe un oscillateur symétrique Hartley puisque les deux points d'alimentation a et b sont au même potentiel HF. Pour l'accord, on utilise ici des lignes accordées (L_a et L_g).

Fig. I-14. — Oscillateur symétrique Hartley pour ondes très courtes

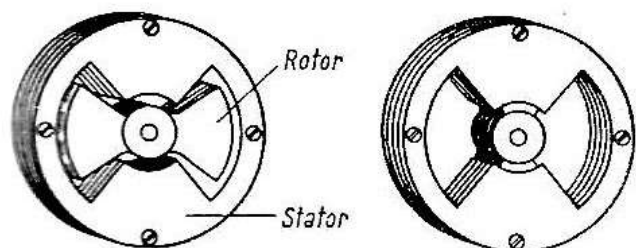
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_a + L_g) C_{g/a}}} ; K = L_g/L_a$$



Les capacités des tubes interviennent bien entendu sur la fréquence d'accord.

Un résonateur spécial est constitué par le *circuit dit papillon*. Il se compose d'un condensateur variable symétrique, dont le stator a une découpe de forme spéciale ressemblant à un papillon (*figure I-15*). Les bandes étroites agissent comme une inductance et les segments larges

Fig. I-15. — Le circuit « papillon ».



comme une capacité. Lorsque le rotor est entièrement rentré entre ces segments, les deux bandes ont une inductance maximale et les segments leur capacité maximale. Lorsque le rotor est complètement sorti, l'inductance est shuntée capacitivement, ce qui correspond à sa diminution. La capacité des segments décroît simultanément.

Soulignons aussi que le coefficient de surtension du circuit papillon diminue lorsque la fréquence croît et que la capacité diminue, et non augmente comme habituellement. Ceci est dû au fait que la diminution de l'inductance est produite par des courants de Foucault dans le rotor et non par un raccourcissement des conducteurs. Il est possible de tailler les plaques pour favoriser l'établissement d'une courbe déterminée de variation de fréquence, mais au prix d'une réduction de la plage de variation.

Le circuit papillon permet d'obtenir des plages importantes de variation, de l'ordre de 1 : 2,5 à 1 : 5. Le coefficient de surtension se situe entre 300 et 600.

Mais les empilements des tôles du circuit papillon sont sensibles aux vibrations, ce qui entraîne une forte « microphonie » de l'oscillateur. C'est la raison pour laquelle on abandonne progressivement ce circuit. On utilise actuellement des dispositifs cylindriques qui ont des effets similaires à ceux du circuit papillon.

Circuits oscillants pour les fréquences supérieures à 1 000 MHz

A ces fréquences élevées, on peut encore engendrer avec certitude des oscillations à l'aide de tubes commandés par la grille et de circuits à réaction. Les circuits oscillants à haute fréquence se composent alors de lignes coaxiales. Les systèmes de couplage doivent se trouver aussi près que possible des électrodes du tube, de sorte que le premier nœud

de tension soit exploité pour l'accord. Si on s'accorde sur un nœud de tension d'ordre supérieur, le rendement et la largeur de bande se trouvent réduits, les pertes dans le circuit et la capacité efficace augmentant.

Pour cela, on utilise des tubes nommés triodes à disques ou lampes phares (*figure I-16*) dont les électrodes ne sortent plus sur des broches d'un culot, mais sous forme de disques circulaires vers l'extérieur où on les relie électriquement aux circuits extérieurs. Les disques ou cylindres sont en cuivre (p. ex. pour l'EC 55) ou en alliage fer-nickel (p. ex. pour

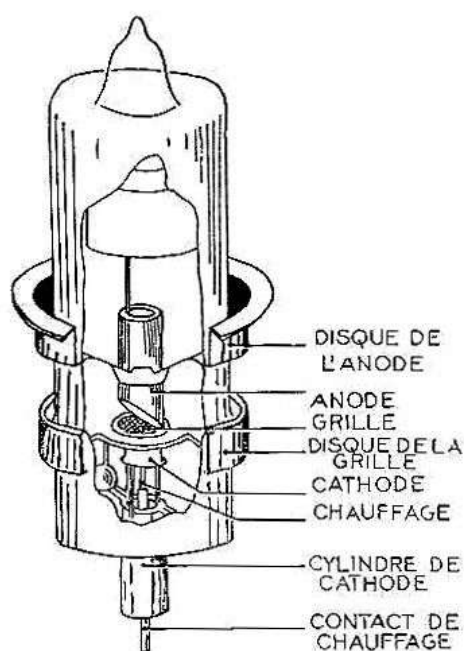
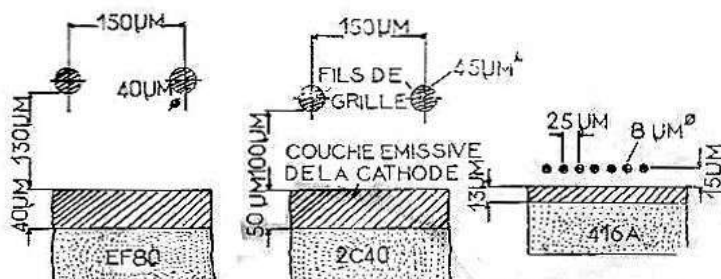


Fig. I-16. — Constitution d'une triode à disques.

la 2 C 40). Mais on les argente à cause de leur mauvaise conductivité HF. Le ballon du tube (enveloppe vidée) se fait généralement en verre pour les tubes de moins de 100 watts de puissance HF. C'est seulement pour les puissances plus élevées (> 500 W) qu'ils sont généralement en céramique.

La nécessité de faibles temps de transit entre les électrodes exige de petites distances entre elles, surtout entre cathode et grille, les électrons ayant une faible vitesse dans cet espace. La *figure I-17* montre

Fig. I-17. — Les dimensions de l'espace grille-cathode des deux triodes à disques 2C40 et 416A comparées à celle du tube à forte pente EF80.



les dimensions de l'espace grille-cathode d'un tube électronique à forte pente (EF 80) comparées à celle d'une triode à disques 2 C 40 (utilisable jusqu'à 3 000 MHz) ou 416 A (utilisable jusqu'à 4 000 MHz). Lorsque l'espace grille-cathode diminue, l'épaisseur du fil constituant la grille et la pente de la grille doivent également décroître, afin d'obtenir une émission aussi régulière que possible de la surface de la cathode. Si on considère les dimensions de l'espace grille-cathode de la triode 416 A, on se rend compte qu'une telle construction est technologiquement difficile, d'autant plus que la grille située très près de la cathode se trouve fortement échauffée et ne doit pourtant pas se déformer.

L'émission secondaire pose aussi un problème sur les triodes à disques. Le temps de transit très bref ne permet pas à tous les électrons émis par la cathode d'atteindre l'anode durant une alternance positive de l'oscillation. Les électrons « partis » trop tard font demi-tour en cours de chemin et retombent brutalement sur la cathode, ce qui provoque un échauffement supplémentaire de celle-ci. Pour que la cathode ne s'échauffe pas trop et ne perde pas son pouvoir émissif par évaporation de baryum, il faut réduire la tension aux bornes du filament lorsque la fréquence croît. A la mise sous tension, on commence par chauffer la cathode à pleine puissance durant 1 à 3 minutes, puis on réduit la tension filament selon les indications des caractéristiques techniques du tube (jusqu'à 20 %).

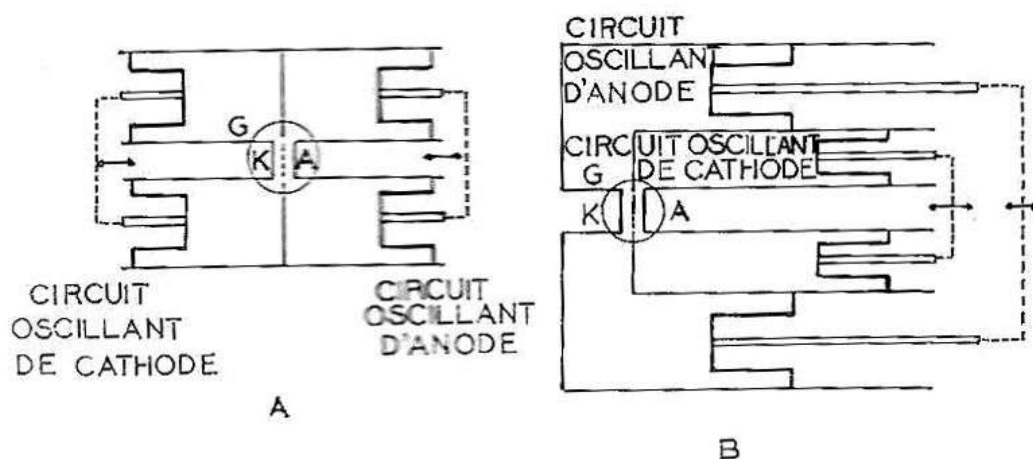


Fig. I-18. — Coupe à travers deux oscillateurs équipés d'une triode à disques.

Un tel circuit oscillateur ne peut fonctionner qu'en montage grille à la masse. Deux circuits oscillants séparés sont nécessaires pour obtenir la phase correcte de la réaction avec ce montage. La figure I-18 représente deux montages oscillateurs à triode à disques vus en coupe.

Des fréquences plus élevées encore ne peuvent être obtenues qu'à l'aide de tubes à ondes progressives couplés à des circuits coaxiaux ou

à des cavités résonantes. Les tubes actuellement utilisés sont des klystrons, des klystrons-réflexes, des tubes à ondes progressives et des magnétrons. Les tubes à ondes progressives auto-excités ne conviennent pas pour la modulation d'amplitude. Mais la modulation de fréquence, par contre, est souvent très facile.

Oscillateurs LC à fréquence fixe.

Les oscillateurs *LC* accordables décrits jusqu'à présent ne peuvent avoir une stabilité de fréquence meilleure que 10^{-2} à 10^{-3} environ sur une longue période. Des résultats nettement plus favorables sont obtenus avec des circuits accordés fixes, qui ne délivrent donc qu'une seule fréquence (éventuellement avec des harmoniques). Si ces circuits sont établis avec un grand soin, on obtient des constances meilleures que 10^{-4} sur une longue période, et meilleure que 10^{-6} pour des temps courts. Le coefficient de température de tels circuits est de l'ordre de 10^{-5} °C. Il convient donc de maintenir la température constante en conséquence. Les systèmes oscillants mécano-électriques ont une précision supérieure encore. Les oscillateurs mécaniques sont très faiblement amortis pour

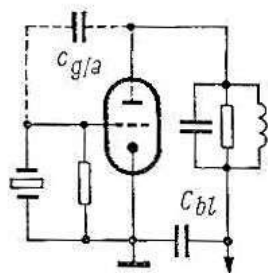


Fig. 1-19. — Oscillateur simple piloté par quartz.

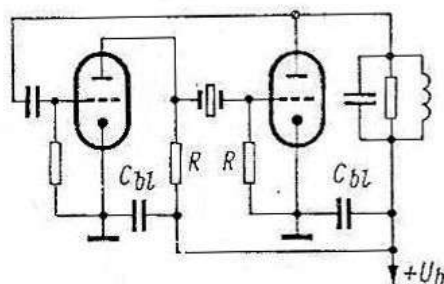
leur oscillation fondamentale. Une très haute précision est obtenue par l'entretien électrique de la résonance mécanique très faiblement amortie des quartz. La figure 1-19 représente un montage simple et très employé utilisant un quartz pour la stabilisation de fréquence. Ce circuit Pierce correspond approximativement à celui qui utilise des circuits oscillants à couplage capacitif (figure 9), la capacité grille-anode suffisant pour assurer l'oscillation. Le cristal n'oscille alors pas exactement à sa fréquence propre f_c , un circuit série ne pouvant être excité par ce montage, mais un peu au-delà de $\Delta f + f_c$, fréquence à laquelle il est lui-même inductif et constitue un circuit oscillant parallèle conjointement aux capacités externes.

Le facteur de surtension d'un quartz se situe à deux puissances de dix au-dessus de celui des circuits oscillants électriques. De sorte que l'accord du circuit anodique n'influe que très faiblement sur la fréquence, surtout lorsqu'on maintient la capacité d'accord faible et que le circuit

est amorti par une résistance. La surtension du cristal peut cependant être notablement réduite par les pertes de la capacité parallèle (support du tube).

Un montage pour des exigences plus élevées (dit *circuit Heegner*) est représenté par la *figure I-20*. Ici le quartz fonctionne comme un circuit résonnant série, et il est excité sur sa fréquence exacte de résonance. Pour que la surtension à la résonance soit intégralement conservée, les résis-

Fig. I-20. — Emetteur piloté par quartz à grande constance (faible dérive).



tances R doivent rester très faibles, inférieures à l'impédance du cristal (p. ex. $< 9 \Omega$). Les capacités du tube qui se trouvent en parallèle n'ont alors aucune influence. Le circuit accordé dans l'anode doit avoir une capacité aussi faible que possible et être amorti autant que la réaction nécessaire le permet.

La stabilité de la fréquence de tels oscillateurs à quartz atteint — sans mise en œuvre de moyens particuliers — environ 10^{-6} . Une taille adéquate du quartz et un montage étudié permettent d'obtenir des dérives inférieures à 10^{-8} à 10^{-10} sur des durées longues.

Oscillateurs LC à transistors.

On est facilement tenté de réaliser les montages oscillateurs courants de la technique à tubes électroniques avec des transistors, surtout depuis qu'il est possible de réaliser des transistors convenables — même pour les fréquences élevées. Bien qu'il y ait de nombreuses différences, toute une série de montages oscillateurs à tubes peuvent être « transformée » en montages analogues à transistors.

Les transistors et les tubes électroniques se différencient surtout en ce qui concerne leur comportement aux diverses fréquences. Aux fréquences élevées, des rotations de phase internes se produisent dans les transistors. Ces déphasages ne peuvent que partiellement être compensés par des précautions « externes ». Ce qui détermine la fréquence maximale que peut engendrer un transistor. Une première indication est donnée par les fréquences limites indiquées par les fabricants de tubes (et semi-conducteur). On distingue f_α , f_β et f_T , la fréquence limite α étant la fréquence de fonctionnement à laquelle le gain en courant α

tombe à 0,7 fois sa valeur pour 1 kHz. La fréquence β indique la fréquence limite de fonctionnement pour laquelle le gain en courant β en montage à émetteur commun tombe à 0,7 fois sa valeur à 1 kHz. Par $f_{\beta 1}$ ou f_T on désigne la fréquence de transition à laquelle le gain courant β en montage à collecteur commun devient égal à 1.

Avec de vrais transistors HF (p. ex. AF 139), on peut produire des fréquences jusqu'à 860 MHz.

Pour obtenir des générateurs HF stables, il faut tenir compte de l'influence des tensions, courants, et de la température sur les caractéristiques des transistors. Les montages doivent être soigneusement étudiés et dimensionnés si on veut obtenir les mêmes performances qu'avec des générateurs à tubes électroniques.

Par rapport au tube, le transistor présente l'avantage d'avoir des caractéristiques statiques linéaires dans de larges limites. On peut ainsi obtenir un meilleur rendement qu'avec des tubes.

La figure I-21 représente le *circuit Meissner* à transistor. La réaction est inductive. Dans ce montage et le suivant, le début du bobinage est repéré par la lettre A. Le circuit oscillant se trouve dans le collecteur aussi bien avec le montage à collecteur commun que celui à base commune. L'impédance de sortie d'un transistor à jonction est relativement

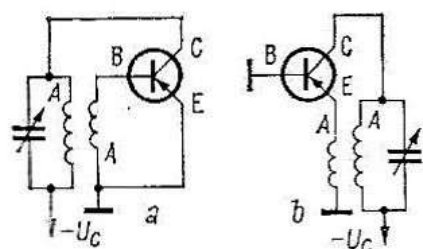


Fig. I-21. — Oscillateur Meissner à transistor.
a) Montage émetteur commun.
b) Base commune.

grande, de sorte que la forte impédance à la résonance du circuit oscillant parallèle a un effet très favorable. Le choix adéquat du nombre de spires des deux bobines permet une adaptation facile au circuit collecteur. Le circuit de la figure 21 b nécessite un nombre de spires un peu élevé pour l'enroulement de réaction, l'impédance d'émetteur en montage à base commune étant relativement faible.

La figure I-22 représente un *oscillateur Hartley* à transistor monté en émetteur commun. Le courant de réaction provenant du circuit col-

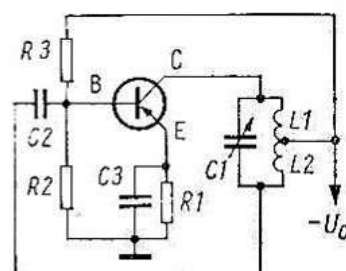
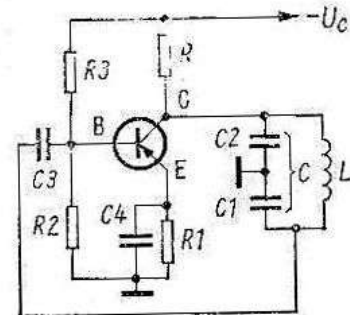


Fig. I-22. — Oscillateur Hartley à transistor.

lecteur est appliqué à la base du transistor par C_2 . La prise de l'enroulement L_1 , L_2 détermine, de façon analogue à ce qui se passe dans le montage tripôle à tube électronique, le taux de réaction. Le point de fonctionnement est déterminé par le diviseur de tension de la base ($R_2 + R_3$) et la résistance du circuit émetteur (R_1).

Fig. I-23. — Oscillateur Colpitts à transistor.



La figure I-23 représente un oscillateur Colpitts à diviseur capacitif de tension équipé d'un transistor. Le circuit oscillant est formé par la bobine L et les deux condensateurs C_1 et C_2 en série. Une partie du courant du circuit oscillant est ramenée par C_3 sur la base du transistor. Les résistances R_1 , R_2 et R_3 déterminent le point de fonctionnement.

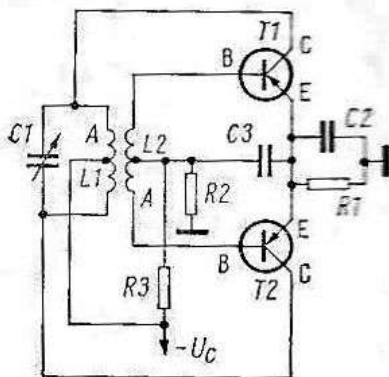
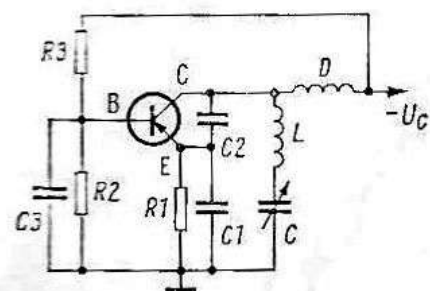


Fig. I-24. — Oscillateur tripôle symétrique à transistors.

Pour obtenir une puissance de sortie plus élevée, on peut aussi utiliser le montage tripôle inductif en circuit symétrique (figure I-24) avec deux transistors, ces derniers pouvant fonctionner en classe B ou C.

Si on dote l'oscillateur Colpitts d'un circuit oscillant série, on obtient l'oscillateur Clapp de la figure I-25. Ici, le circuit oscillant qui détermine

Fig. I-25. — Oscillateur Clapp à transistor et circuit résonnant série.



la fréquence se compose essentiellement de la mise en série de L et de C . Même lorsque les caractéristiques du transistor varient à cause de modifications des tensions d'alimentation ou de variations de température, ce montage oscillateur délivre une fréquence très stable, les capacités C_1 et C_2 (comme pour le montage analogue à tube) étant très grandes par rapport à C . Elles sont en outre en parallèle sur les circuits du transistor, de sorte qu'une variation des capacités internes du transistor reste sans effet notable. Comme le montre la figure I-26, le montage Clapp est aussi possible avec un transistor monté en base commune.

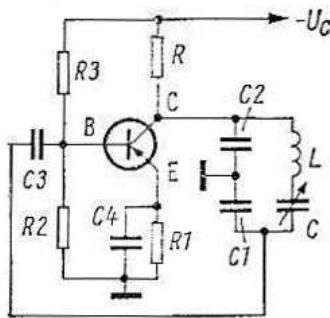


Fig. I-26. — Oscillateur Clapp à transistor monté en base commune.

Comme indiqué au début de ce paragraphe, les oscillateurs à transistor ne fonctionnent impeccablement que si la fréquence limite du transistor n'est pas dépassée. Même au-dessous de la fréquence de coupure, des déphasages peuvent se produire dans le transistor, mais il est possible de les compenser dans une certaine mesure par des éléments provoquant un déphasage inverse insérés dans le circuit de réaction. Un dépassement notable de la fréquence de coupure entraîne aussi une consommation supérieure, de sorte que le rendement de l'oscillateur se détériore.

L'oscillateur RC.

C'est un filtre RC dans la boucle de réaction qui détermine la fréquence des oscillateurs RC . Par un choix correct du montage et un dimensionnement adéquat, ils oscillent, en cas d'amplification sans déphasage, à la fréquence :

$$f = \frac{\alpha_0}{2 \pi RC} \quad (8)$$

avec des valeurs différentes d' α_0 , selon le schéma utilisé.

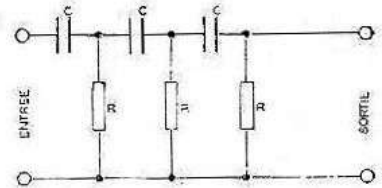
Dans le domaine des fréquences basses — au-dessous de 10 kHz environ — les oscillateurs RC sont supérieurs aux oscillateurs LC . Si on forme une boucle de réaction à l'aide de filtres RC , un amplificateur peut entrer en oscillations. On peut réaliser de façon presque idéale les capacités des filtres RC , et elles permettent de faire varier facilement la

fréquence à l'aide de condensateurs variables et de résistances ajustables. Mais les générateurs *RC* se comportent exactement comme les oscillateurs *LC* à fortes pertes. Le facteur de surtension des filtres *RC* est faible et est de :

$$Q = \frac{\sqrt{3}}{4} = 0,433 \quad (9)$$

pour trois filtres en série (figure I-27).

Fig. I-27. — Réseau *RC* à trois maillons (condensateurs en série).



Toujours pour trois éléments, on a en outre :

$$\alpha_0 = \sqrt{6} \quad (10)$$

Si on ne prend pas de mesures spéciales, la stabilité de la fréquence d'un oscillateur *RC* est mauvaise et sa distorsion harmonique élevée. Mais les générateurs *RC* conviennent néanmoins pour l'obtention de fréquences basses et très basses. La fréquence limite supérieure théorique d'une chaîne *RC* est :

$$f_s = \frac{0,022 S}{C} \quad (11)$$

avec *S* = pente du tube et *C* = capacité du tube.

Pour obtenir l'oscillation avec certitude, on reste bien entendu en dessous de cette limite. On dépasse rarement 1 à 10 MHz.

Un avantage remarquable par rapport à l'oscillateur *LC* réside dans le fait que les oscillateurs *RC* peuvent s'accorder sur une plage de fréquences plus étendue sans aucune commutation. La zone de variation est proportionnelle à chacun des deux composants *R* et *C* déterminant la fréquence.

LE GÉNÉRATEUR *RC* A BOUCLE SIMPLE DE REACTION (SANS TUBE INVERSEUR DE PHASE)

Ce générateur est également nommé générateur à déphasage (figure I-28). La chaîne des éléments *R* et *C* doit provoquer le déphasage de 180° nécessaire pour obtenir l'oscillation. Les filtres branchés en série peuvent être montés selon la figure I-29 ou la figure I-30. On voit que, pour des filtres identiques, le déphasage doit être de 60° par filtre. Des

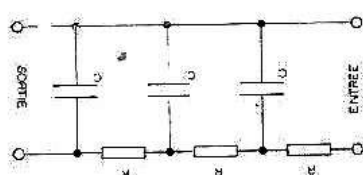


Fig. I-28. — Schéma de principe d'un générateur à déphasage.

déphasages plus importants par filtre sont possibles, mais entraînent une trop forte chute de tension. C'est pourquoi il faut au moins trois filtres. Dans ce cas, la condition de phase nécessaire à l'entrée en oscillations (tension de réaction en phase avec la tension d'excitation) est facile à satisfaire. Comme chaque filtre d'une boucle charge le précédent, les déphasages ne sont pas les mêmes, même pour des filtres identiques.

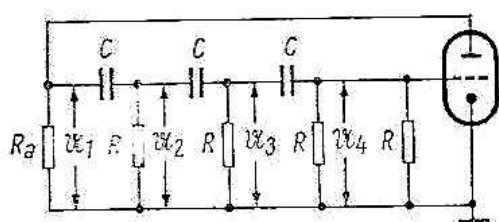


Fig. I-29. — Réseau déphaseur à trois maillons.

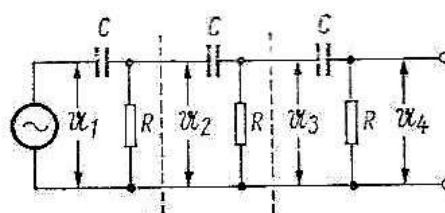


Fig. I-30. — Réseau déphaseur à trois maillons (condensateurs en série).

Si tous les filtres RC sont identiques, on a, pour le schéma de la figure I-28 :

$$\frac{U_4}{U_3} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad R_1 = \frac{1}{R \cdot (R + \frac{1}{j\omega C})} \quad (12)$$

$$\frac{U_3}{U_2} = \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}} \quad R_2 = \frac{1}{R \cdot (R_1 + \frac{1}{j\omega C})} \quad (13)$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_2 + \frac{1}{j\omega C}} \quad (14)$$

$$\text{d'où } \frac{U_4}{U_1} = \frac{1}{29} \quad (15)$$

La boucle à trois filtres réduit donc l'oscillation au $1/29$, et le gain du tube doit donc être de 29. Le même gain doit être délivré par le tube pour la boucle RC de la figure I-29.

La variation de fréquence de la boucle à trois filtres est donc : selon la figure I-28 :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{6} \cdot RC}$$

$$f = \frac{1}{15,5 \cdot RC}$$

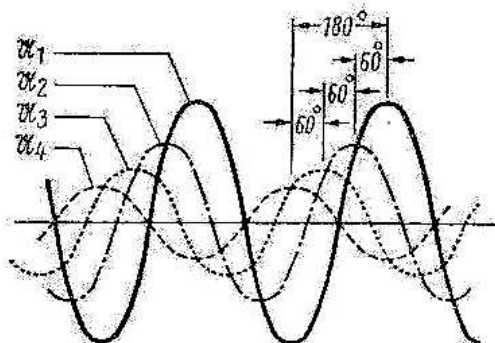
selon la figure I-29 :

$$\omega = \frac{\sqrt{6}}{RC} \quad R \text{ en } \Omega \quad (16)$$

$$f = \frac{1}{2,55 \cdot RC} \quad \begin{matrix} C \text{ en } F \\ f \text{ en Hz} \end{matrix} \quad (17)$$

La stabilité de fréquence est meilleure sur une boucle à plusieurs filtres que sur celle à trois filtres.

Fig. I-31. — Amplitude et phase des tensions dans un réseau à trois maillons conforme à celui de la figure I-30.



Les générateurs RC à réseau déphaseur sont faciles à réaliser lorsqu'on les calcule et utilise pour une seule fréquence fixe. Pour faire varier la fréquence, cet oscillateur est compliqué et nécessite soit un condensateur variable à trois cages, soit un potentiomètre triple.

LE GENERATEUR RC A TUBE DEPHASEUR ET PONT DE WIEN

De tels générateurs à pont sont actuellement réalisés en nombreuses variantes. La figure I-32 donne le montage fondamental d'un générateur

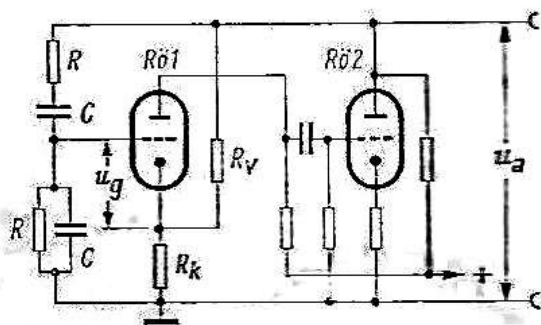


Fig. I-32. — Schéma de principe d'un générateur RC à pont de Wien et tube déphaseur.

RC à tube déphaseur. La tension u_g disponible sur la grille du tube $R\ddot{o}$ 1 n'est pas seulement amplifiée dans les deux tubes $R\ddot{o}$ 1 et $R\ddot{o}$ 2, mais aussi déphasée de 180° . La tension de sortie u_a est donc en phase avec u_g . Cette tension de sortie est appliquée à un pont dont la branche de gauche est constituée par un pont de Wien. Il se compose de deux filtres. Le filtre supérieur comprend une résistance et un condensateur branchés en série. Le filtre du bas se compose d'une résistance et d'un condensateur en parallèle. La branche droite du pont se compose de l'ensemble des résistances R_v et R_k . Dans la diagonale du pont, on trouve l'espace grille-cathode du tube $R\ddot{o}$ 1 (figure I-33).

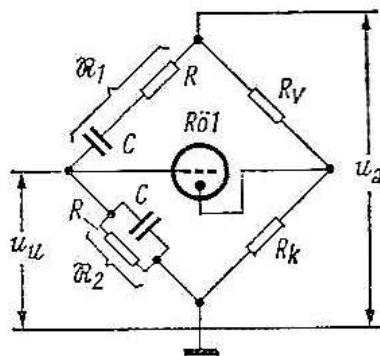


Fig. I-33. — Schéma du pont du générateur de la figure I-32.

Le pont de Wien est déphaseur. Mais une seule fréquence parvient à la grille du premier tube lorsque la tension excitatrice et la tension de réaction sont en phase. Comme les deux tubes provoquent un déphasage de 180° chacun, le déphasage total est de 360° , u_u est en phase avec u_a et la réaction se fait. La fréquence qui satisfait à cette condition de réaction se calcule comme suit :

$$\frac{u_u}{u_a} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (18)$$

$$R_1 = R + \frac{1}{j\omega C} \quad (19)$$

$$R_2 = \frac{R \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (20)$$

On en tire :

$$\begin{aligned}
 \frac{u_u}{u_a} &= \frac{\frac{R/j\omega C}{R + 1/j\omega C}}{1 + \frac{R/j\omega C}{R + 1/j\omega C}} = \frac{1}{1 + \frac{(R + 1/j\omega C)^2}{R/j\omega C}} \\
 &= \frac{1}{3 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})} \quad (21)
 \end{aligned}$$

Si les deux tensions u_u et u_a sont en phase, la partie imaginaire de l'équation précédente devient également nulle. On a alors :

$$\begin{aligned}
 \omega RC - \frac{1}{\omega RC} &= 0: \text{ On en déduit :} \\
 \omega &= \frac{1}{RC} \text{ et } f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (22) \quad (23)
 \end{aligned}$$

On ne peut donc produire que des oscillations à la fréquence déterminée par l'équation 23. Mais la formule 21 montre qu'à la fréquence de résonance on a :

$$\frac{u_u}{u_a} = \frac{1}{3}; \quad u_u = \frac{1}{3} u_a \quad (24) \quad (25)$$

Par ailleurs,

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{2}{1} \quad (26)$$

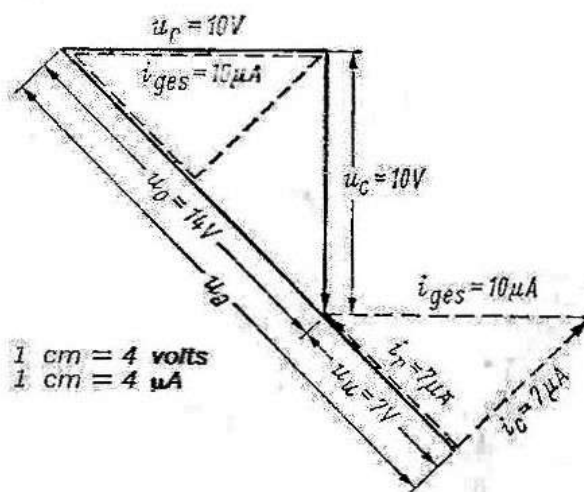


Fig. 1-34. — Diagramme vectoriel du pont de Wien.

Pour maintenir l'oscillation, il faut que la tension originale et la tension de réaction aient la même amplitude. Le gain total de la grille du tube 1 jusqu'à l'anode du tube 2, autrement dit jusqu'à l'entrée du pont, doit donc être égal à 3.

La figure I-34 représente le diagramme vectoriel pour les valeurs de R et de C indiquée sur la figure I-35. Le courant total i_{ges} circulant dans le pont de Wien est supposé de $10 \mu A$. On a alors $u_r = 10 V$ (en phase avec i_{ges}), $u_c = 10 V$ étant déphasé de 90° en retard. On obtient $u_o = 14 V$ (en arrière de 45° sur i_{ges}). Il faut maintenant que le courant total circulant dans R et C en parallèle soit subdivisé en ses deux composantes i_c et i_r

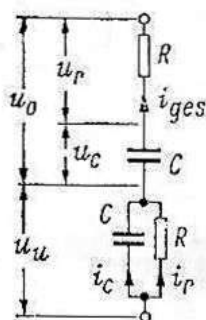


Fig. I-35. — Exemple de dimensionnement du pont de Wien de la figure I-34 :

$$R = 1 \text{ M}\Omega ; \frac{1}{\omega C} = 1 \text{ M}\Omega ; C = 31,8 \text{ pF} ; f = 5 \text{ 000 Hz.}$$

de telle sorte que i_c et i_r soient perpendiculaires entre eux et que i_c soit déphasé de 90° en avant sur le courant i_r . Dans la figure 34 on trouve $i_r = 7 \mu A$ (en retard de 45°) sur le courant i_{ges} . Par ailleurs, $u_u = i_r \cdot R = 7 V$ et en phase avec i_r , donc déphasé de 45° en arrière par rapport à i_{ges} . Les tensions u_u , u_o et u_a sont en phase et se comportent comme $7 : 14 : 21 = 1 : 2 : 3$.

Il est intéressant d'examiner quelles variations de phase et d'amplitude se produisent lorsqu'une fréquence autre que la fréquence propre de résonance parvient au pont de Wien. La fréquence propre déterminée par les valeurs de R et de C est, selon la formule 22 : $\omega_o = 1/R \cdot C$, et nous désignerons par ω une fréquence différente. On a alors :

$$\frac{u_u}{u_a} = \frac{1}{3 + j \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)} \quad (27)$$

Le désaccord relatif est désigné par la lettre $x = \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}$

et, en posant x dans l'équation 27, on obtient :

$$\frac{u_u}{u_a} = \frac{1}{3 + jx} \quad (28)$$

La valeur absolue de cette équation est :

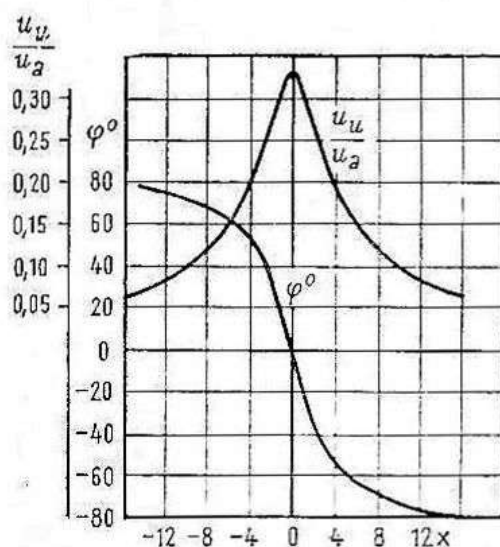
$$\frac{u_u}{u_a} = \frac{1}{\sqrt{9 + x^2}} \quad (29)$$

L'angle de phase pour u_u/u_a selon la formule 29 est :

$$\tan \varphi = -\frac{x}{3} \quad (30)$$

La figure I-36 montre les relations entre l'amplitude et le déphasage d'un pont de Wien en fonction du désaccord.

Fig. I-36. — Amplitude et phase dans un pont de Wien en fonction du désaccord x .



Pour résumer, on peut dire que le pont de Wien divise la tension de réaction de la fréquence de résonance par trois. Le gain total des deux tubes doit être égal à trois.

La fréquence varie avec $1/C$ ou $1/R$. Une variation de capacité de 1 à 5 entraîne donc une variation de fréquence de 5 à 1.

Limitation d'amplitude.

Lors du démarrage de l'oscillation, la tension réappliquée à la grille du tube de chaque montage auto-oscillateur doit être plus élevée que la tension qui l'a engendrée, afin que les amplitudes croissent. Dès que l'oscillation est bien établie, donc que l'amplitude des oscillations a atteint sa pleine valeur, il faut empêcher tout accroissement supplémentaire. On y parvient en réduisant l'amplification de telle sorte que la tension ramenée sur la grille soit égale à la tension qui l'a engendrée. Dans les oscillateurs LC on utilise à cette fin le circuit RC placé dans le circuit de grille. Dans ces oscillateurs HF à faible bande, les harmoniques sont pratiquement court-circuités par la résistance extérieure. Avec

les oscillateurs apériodiques, à large bande (comme les générateurs RC), il faut recourir à d'autres moyens, les harmoniques étant amplifiés de la même façon que le signal fondamental.

Limitation d'amplitude par thermistance.

La tension ramenée à la grille par le pont de Wien (*figure I-32*) provoque une réaction positive. Mais la tension parvenant à la cathode à travers le diviseur de tension $R_v + R_k$ produit une réaction négative (ou contre-réaction). Pour stabiliser l'amplitude, il faut donc dimensionner les deux diviseurs de tension de telle sorte qu'il ne reste qu'une faible réaction positive, suffisante pour maintenir l'oscillation. En outre, on introduit une résistance non linéaire dans la boucle de contre-réaction formée de R_v et R_k , qui fait dépendre l'amplitude de la tension appliquée à la grille de la tension totale disponible aux bornes du pont. Ce peut être soit une résistance à coefficient de température négatif (NTC) remplaçant ou complétant R_v , soit une résistance à coefficient positif (comme une lampe à incandescence) pour R_k .

Les résistances à coefficient de température négatif (aussi nommées NTC) ont la particularité de voir leur résistance fortement diminuer lorsque la température augmente, contrairement aux métaux. Si on remplace R_v par une résistance NTC convenable, une augmentation de u_a fait augmenter le courant du pont. On obtient ainsi une diminution de la résistance NTC , donc un accroissement supplémentaire du courant la traversant ainsi que R_k , et donc une contre-réaction supplémentaire sur R_k .

Les résistances à coefficient de température positif (PTC), par contre, voient leur résistance augmenter lorsque la température croît, donc lorsque le courant les traversant augmente. Les lampes à incandescence à faible consommation (coefficient de température à $\approx 5 \cdot 10^{-3}$) conviennent particulièrement. Ici encore, une augmentation de u_a provoque un

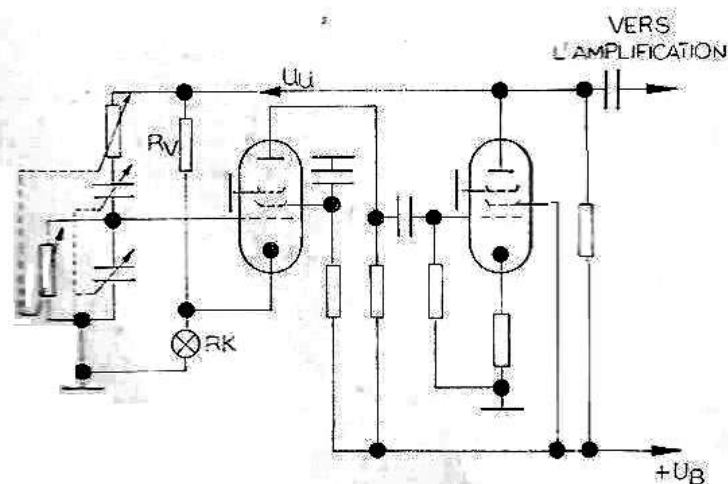


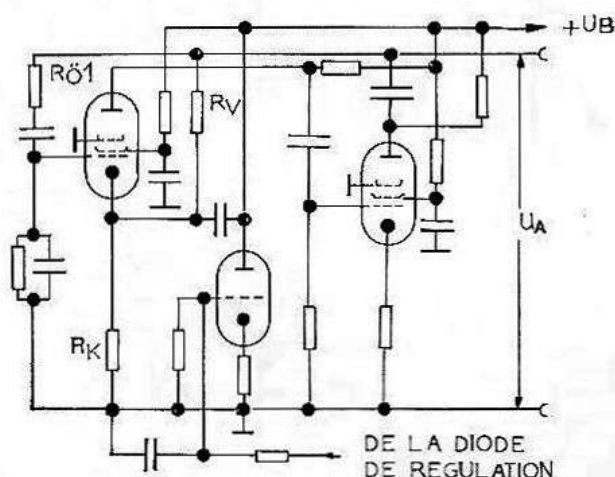
Fig. I-37. — Générateur à pont de Wien stabilisé par une résistance NTC (gamme de fréquences de 0,1 Hz à 300 kHz).

accroissement du courant à travers R_v et la résistance PTC . Mais ici la résistance de la PTC augmente avec la température de la PTC qui remplace R_k , et la contre-réaction augmente, de sorte que la tension résultante dans la diagonale du pont (entre cathode et grille) diminue. On choisit $R_v \approx 2 R_k$. La figure I-37 montre le schéma de principe d'un générateur à pont de Wien stabilisé par résistance PTC pour les fréquences de 0,1 Hz à 300 kHz. On utilise un potentiomètre double et un condensateur variable à deux cages pour le pont de Wien.

Limitation d'amplitude par tension de régulation.

La figure I-38 donne le schéma de principe de ce montage. La résistance interne de la triode se trouve en parallèle sur la résistance de cathode R_k . On applique une tension négative réglable de polarisation à la grille de ce tube, obtenue par redressement de la tension de sortie.

Fig. I-38. — Générateur RC à limitation d'amplitude. La régulation est ici obtenue par la résistance interne de la triode placée en parallèle sur R_k .



Si la tension de sortie croît, la tension de régulation et la résistance interne du tube auxiliaire augmentent. La valeur résistive de la combinaison insérée dans le circuit de cathode de $Rö 1$ augmente aussi, donc la contre-réaction.

L'OSCILLATEUR A RESEAU RC DECOUPLE

On peut aussi découpler le réseau RC en introduisant un tube électronique entre chaque maillon. La figure I-39 donne le schéma de principe d'un tel oscillateur à réseau RC découplé, dont la fréquence peut atteindre environ 10 MHz. Les résistances R_1 déterminent les fréquences supérieures de la gamme, les résistances $R_1 + R_2$ les fréquences inférieures. La tension de régulation est obtenue par redressement différé par la diode $Rö 5$ de l'oscillation amplifiée par le tube $Rö 4$. Malgré la pente relativement faible de la caractéristique de phase, la stabilité de la fréquence est relativement bonne. Grâce à la régulation, la pente

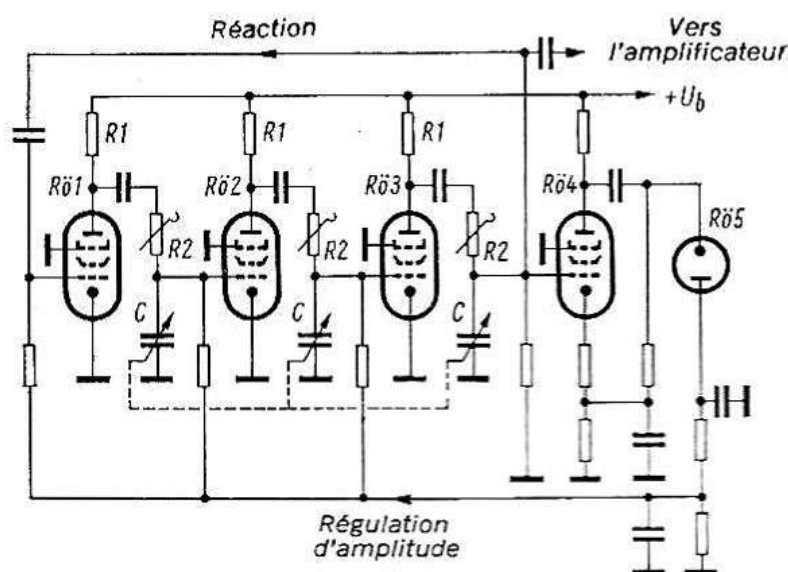


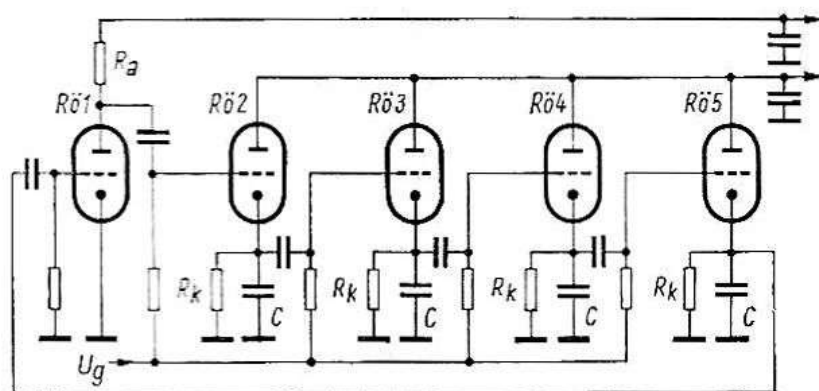
Fig. I-39. — Oscillateur à réseau RC découplé (gamme de fréquences de 10 kHz à 10 MHz).

moyenne des tubes $R\ddot{o}$ 1 à $R\ddot{o}$ 3 reste constante. Les variations de la tension de chauffage ne provoquent donc que de faibles changements de la fréquence zéro par modification des capacités de charge d'espace, lorsque la tension d'écran est stabilisée. Les résistances série et les condensateurs de découplage nécessaires à cette fin ne sont pas dessinés dans la figure I-39.

LE GENERATEUR RC COMMANDE PAR VARIATION DE TENSION

La figure I-40 représente le schéma de principe de tels générateurs. Le tube $R\ddot{o}$ 1 fonctionne en amplificateur. Les tubes $R\ddot{o}$ 2 à $R\ddot{o}$ 5 constituent, avec les condensateurs, le réseau RC, dont les résistances

Fig. I-40. — Générateur RC à accord par variation de tension.

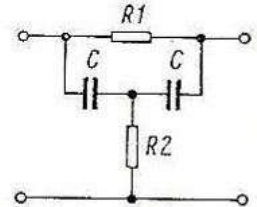


série sont déterminées par les résistances de sortie de l'amplificateur cathodyne et qui se calculent à partir de $1/S||R_k$. S représente la pente du tube qui est commandée par la tension U_g pour obtenir une modulation en fréquence ou l'accord.

LE GENERATEUR RC A T PONTE

La production d'oscillations à l'aide d'un T ponté présente quelques avantages par rapport au montage classique à pont de Wien. La figure I-41 représente le schéma de base d'un T ponté. A la fréquence d'accord, un tel circuit en T présente un amortissement élevé et prend une gran-

Fig. I-41. — Filtre en T ponté.



deur réelle, le déphasage devenant nul. Les deux capacités C doivent être égales, mais la résistance série R_1 doit être choisie plus grande que la résistance parallèle R_2 .

Un schéma partiel de générateur à T ponté est reproduit à la figure I-42. Une pentode $R\ddot{o} 1$ fonctionne en tube générateur d'oscillations, et est couplé électriquement à la double triode $R\ddot{o} 2$ montée en amplificateur cathodique. Ce tube sert simultanément de transformateur d'impédance. Ses deux triodes sont branchées en parallèle à travers les résistances d'équilibrage R_3 et R_4 , afin d'obtenir une pente double. Comme

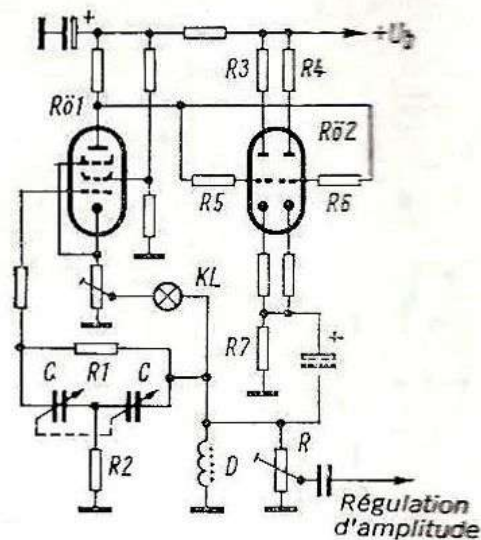


Fig. I-42. — Schéma d'un générateur RC à filtre en T ponté.

la tension anodique du tube $R\ddot{o} 1$ est directement appliquée aux grilles de $R\ddot{o} 2$ à travers les résistances R_5 et R_6 , la résistance de cathode R_7 doit être assez élevée pour que la polarisation voulue apparaisse entre grille et cathode. Comme il n'y a pas de condensateurs de couplage entre l'anode de $R\ddot{o} 1$ et les grilles de $R\ddot{o} 2$, on atteint une fréquence limite inférieure très basse.

Le T ponté ($R_1, R_2, 2 \times C$) se trouve dans la boucle de contre-réaction, la lampe à incandescence KL dans la boucle de réaction positive. Elle joue ici le rôle d'une résistance à coefficient de température positif et doit stabiliser les valeurs efficaces indépendamment de la fréquence.

L'accord progressif de la fréquence du générateur est obtenu à l'aide des deux condensateurs C , formés chacun d'un condensateur variable à trois cages (3×530 pF de variation) dont les axes d'entraînement sont couplés par des engrenages. Les résistances R_1, R_2 et R sont commutées, pour le changement de gamme, par un commutateur non représenté sur la figure I-42. La bobine d'arrêt D évite les variations perturbatrices du point de fonctionnement et donc de la tension utile de sortie.

Oscillateurs RC à transistors.

On peut également utiliser des transistors pour produire des oscillations sinusoïdales dans les générateurs RC . La figure I-43 donne le schéma de principe d'un tel générateur RC . Le point de fonctionnement doit être réglé de telle sorte que le transistor travaille dans la partie linéaire de sa caractéristique. Comme il se produit un déphasage de 180° entre base et collecteur, il faut provoquer un nouveau déphasage de 180° de la tension ramenée du collecteur vers la base si on veut produire une oscillation entretenue. Ce déphasage supplémentaire n'est obtenu à

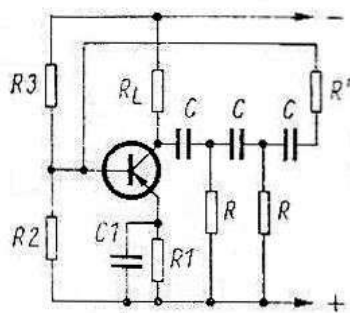


Fig. I-43. — Schéma de principe d'un générateur RC à transistor
(pour 1 kHz on a $R = 1 \text{ k}\Omega$; $C = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$).

chaque fois que pour une seule fréquence grâce au réseau RC intercalé. Le transistor doit avoir un gain en courant d'au moins 45, et la résistance du collecteur R_L doit être 2,7 fois plus grande que les résistances R du circuit déphaseur. Le diviseur de tension $R_2 + R_3$ assure une tension de base stable. La fréquence d'oscillation se calcule selon la formule :

$$f \approx \frac{1}{2 \pi \cdot C \sqrt{6 R^2 + R \cdot R_L}} \quad (31)$$

Dans le générateur à déphasage de la figure I-44, le réseau RC se trouve dans le circuit de base, et la figure I-45 représente un montage à variation continue. Les capacités se trouvent ici en série et les résistances en parallèle. Si on utilise le circuit RC d'un pont de Wien pour fixer la

Fig. I-44. — Schéma de principe d'un générateur RC à déphasage et transistor.

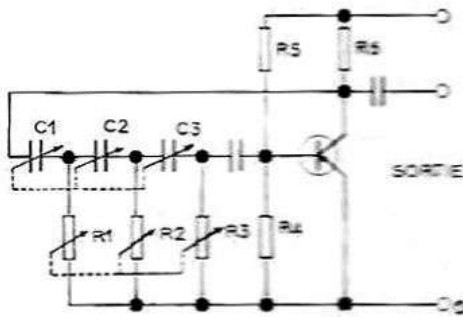
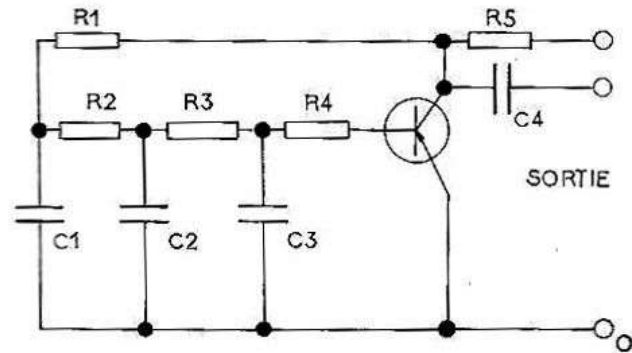
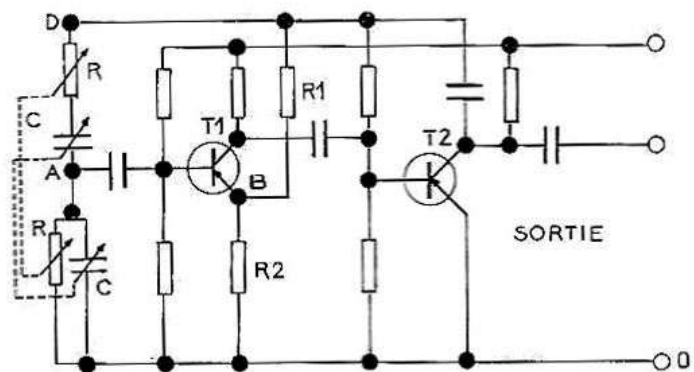


Fig. I-45. — Générateur RC transistorisé à accord continu (les résistances et condensateurs ont été permutés par rapport à la figure I-44).

fréquence (figure I-46), deux transistors sont nécessaires. Le pont de Wien se trouve devant le premier transistor T_1 . On trouve alors au point A un tiers de la tension disponible au point D, en concordance de phase. Toutes les fréquences différant de la fréquence de résonance propre sont atténuées de plus de deux tiers et en outre déphasées.

Fig. I-46. — Générateur RC transistorisé à pont de Wien.



La faible atténuation du réseau et la forte amplification des deux étages à transistor permettent une contre-réaction de courant énergétique grâce à la résistance d'émetteur R_2 . La seconde branche du pont de Wien se compose des résistances R_1 à R_2 . Ce diviseur de tension, en liaison avec la contre-réaction, provoque au point B l'apparition d'une tension à peine inférieure à celle existant au point A. La différence entre ces tensions constitue la tension de commande entre base et émetteur du transistor T_1 .

Si on augmente la valeur de R_1 , la tension de commande augmente, et inversement. On peut ainsi procéder à la régulation automatique nécessaire avec ce montage.

La fréquence peut être modifiée de façon continue par variation simultanée des valeurs des deux résistances R ou des capacités C du pont de Wien. Les potentiomètres en tandem nécessaires peuvent être des potentiomètres doubles pour stéréophonie possédant un bon recouvrement de courbes.

Citons encore ici le *filtre en double T* qui permet d'obtenir relativement facilement un déphasage de 180° . La figure I-47 montre qu'il s'agit de la combinaison d'un filtre passe-haut avec un passe-bas. Les résistances R_1 et R_2 forment, avec le condensateur C_3 , un *filtre passe-bas*. Les condensateurs C_1 et C_2 , avec la résistance R_3 , forment un *filtre passe-*

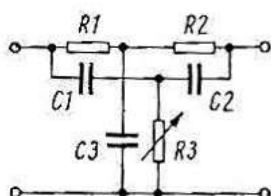


Fig. I-47. — Filtre en double T se composant d'un passe-haut et d'un passe-bas.

haut. Mais les deux filtres doivent être dimensionnés pour une même fréquence de coupure, la limite supérieure du passe-bas étant égale à la limite inférieure du passe-haut. Cette égalité de fréquences peut être obtenue à l'aide de la résistance R_3 , par modification de la fréquence limite inférieure du passe-haut, lorsque les composants sont dimensionnés en conséquence.

La figure I-48 donne le schéma d'un générateur *BF* à filtre en double T placé entre collecteur et base du transistor. C'est le pôle positif de la source de tension qui constitue la référence commune. Tout transistor

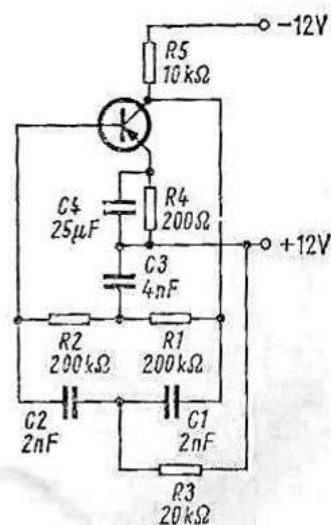
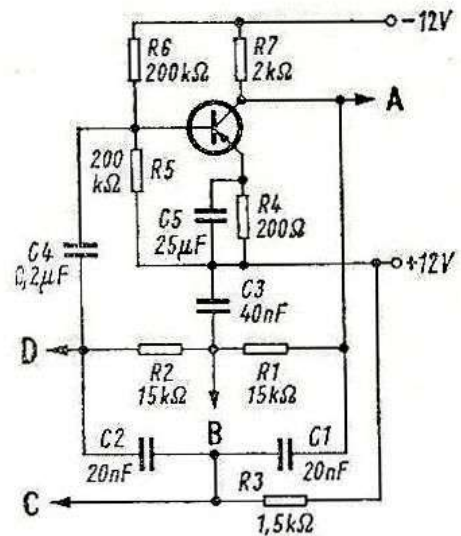


Fig. I-48. — Générateur BF à filtre en double T déterminant la fréquence.

dont le gain en courant est plus grand que 100 convient. Le montage convient surtout pour les fréquences très basses, de grandes valeurs de résistance étant nécessaires pour le réglage du courant de base, ce qui correspond, de toute façon, à des fréquences basses.

Fig. I-49. — Oscillateur BF à filtre en double T et diviseur de tension supplémentaire ($R_5 + R_6$) pour la stabilisation de la tension de base. On peut prélever la tension BF sur les points A à D.



Le montage de la figure I-49 comprend en outre un diviseur de tension formé des résistances $R_5 + R_6$, qui permet de régler la tension de base et de la stabiliser. La tension alternative basse fréquence peut être prélevée sur les points repérés A à D.

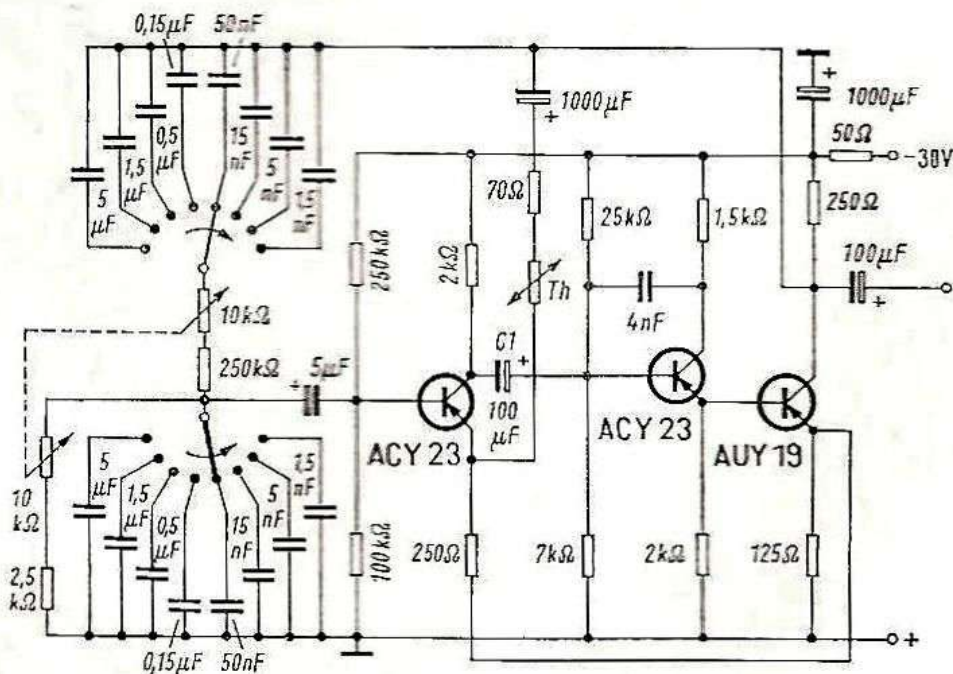


Fig. I-50. — Générateur RC à transistors. Gamme de fréquences de 3 Hz à 30 kHz, tension d'alimentation 30 V, tension de sortie environ 2,5 V, distorsion harmonique $< 1\%$.

Le générateur *RC* à transistors de la *figure I-50* est monté selon le principe du pont de Wien. Il est conçu pour une variation continue de fréquence. La bande de fréquence couverte s'étend de 3 Hz à 30 kHz et se répartit en huit gammes se recouvrant. Avec le potentiomètre double de $2 \times 10 \text{ k}\Omega$, une variation continue de fréquence dans le rapport 1 à 4 est possible. La résistance *NTC Th* (Thermiwid type R 51 4/20) montée dans la boucle de contre-réaction sert à la limitation d'amplitude. On atteint en outre un taux de distorsion harmonique très faible même à la fréquence minimale de 3 Hz. Cette fréquence très basse oblige à l'emploi de capacités relativement élevées. Si on exige une stabilité élevée de la fréquence, il faut utiliser le condensateur C_1 de la capacité indiquée pour éviter les dérives en cas de variations de tension.

LA TENSION DE SORTIE ET L'ATTENUATEUR DU GENERATEUR DE MESURE

On demande à un générateur de mesure de fournir une tension de sortie réglable de façon continue, d'amplitude déterminée ainsi qu'une impédance de sortie constante et définie. Comme les câbles de mesure *HF* utilisés en pratique ont une impédance de 50 ou 75 Ω , la partie réelle de l'impédance de sortie des générateurs devrait être du même ordre de grandeur. Souvent, la force électro-motrice (*fem*) du générateur est mesurée avec un appareil gradué en valeurs efficaces. Comme les très faibles tensions ne peuvent être mesurées directement, un diviseur de tension permet de réduire la *fem* de façon définie. Il est alors possible d'atteindre des tensions de sortie de 1 μV .

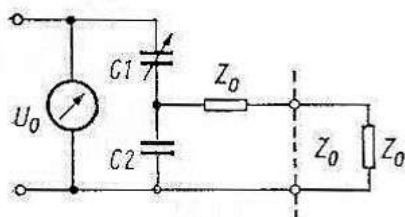


Fig. I-51. — Atténuateur capacitif avec une résistance série Z_0 constituant l'impédance réelle de sortie.

Un atténuateur capacitif (*figure I-51*) satisfait à ces exigences lorsqu'une résistance ohmique de la valeur voulue Z_0 est branchée à sa sortie pour constituer la résistance interne et que la relation :

$$\frac{1}{\omega C_2} < Z_0 \quad (32)$$

est satisfaite.

Les générateurs de mesure sont souvent munis de *diviseurs capacitifs*, la division de tension se faisant à l'aide du condensateur variable C_1 qui

Le développement des générateurs de mesure s'est traduit par des gammes couvertes toujours plus importantes. Et le diviseur capacitif a été progressivement remplacé par l'atténuateur à résistances. Ce dernier présente l'avantage d'être encore utilisable à 0 Hz. La limite supérieure se situe généralement autour de 1 GHz. Les paliers successifs d'un tel atténuateur sont généralement espacés dans le rapport 1 à 10 ou 20 dB, ou encore 1 à $\sqrt{10}$ soit 10 dB. Pour obtenir une variation continue, on peut par exemple placer un potentiomètre avant l'atténuateur. Pour le dimensionnement de l'atténuation de chaque palier, on veillera à ce qu'elle ne dépasse pas notablement 10 dB, sinon la capacité de court-circuit des résistances série peut entraîner une influence de la fréquence aux fréquences élevées.

DE L'OSCILLATEUR

A partir de 100 MHz, il est avantageux d'utiliser le *diviseur à cavité et couplage inductif et capacitif de sortie*. Son atténuation de base a des

valeurs assez réduites pour que le montage simple et la division progressive et toujours exacte présente des avantages particuliers par rapport aux autres diviseurs. Sur le plan pratique, les diviseurs à couplage capacitif ou inductif se différencient surtout par leur longueur. Pour un même diamètre, et à atténuation identique, l'atténuateur à couplage inductif de sortie est environ 30 % plus long que celui à sortie capacitive.

La figure I-53 montre le principe d'un diviseur capacitif tubulaire. Dans le tube se trouve un condensateur à distance entre plaques variables. Si on augmente la distance entre les plaques, le rapport de division de la tension augmente. Un passage continu des petits rapports de division aux grands est obtenu par une construction des électrodes leur permettant de s'imbriquer lorsqu'elles se rapprochent. Aux faibles rapports de division, il fonctionne donc comme un diviseur strictement capacitif, et aux grands rapports comme diviseur tubulaire à cavité. Le diviseur capacitif entre parfois dans la cavité oscillante pour assurer le couplage.

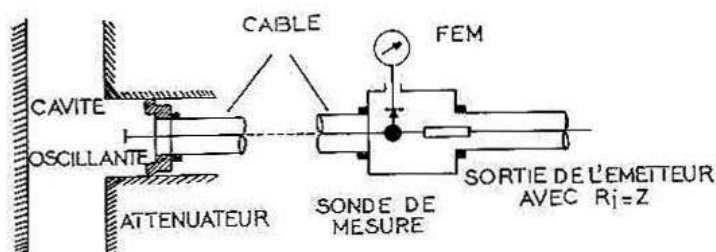


Fig. I-53. — Atténuateur à cavité avec sonde de mesure.

Pour que le générateur de mesure ait une impédance interne définie, on utilise des constructions spéciales. La figure I-53 montre par exemple que la sortie du diviseur tubulaire est reliée à une sonde de mesure par l'intermédiaire d'une ligne flexible d'impédance caractéristique quelconque. Cette sonde se compose d'un mesureur de tension avec diode de redressement suivi d'une résistance Z correspondant à l'impédance interne du générateur de mesure. L'instrument indique donc la fem du générateur.

LA MODULATION DES GENERATEURS DE MESURE

Les générateurs de mesure d'emploi varié comportent un dispositif pour la modulation d'amplitude ou de fréquence, plus rarement pour la modulation par impulsions. Si la fréquence de modulation est produite dans l'appareil, elle s'obtient par un tube ou un transistor dans l'un des montages fondamentaux décrits jusqu'ici.

La fréquence AM est très souvent de 400, 800 ou 1 000 Hz (taux de modulation 30 %), parfois de 4 kHz (taux de modulation 60 %). Mais il existe des appareils commerciaux à fréquence de modulation continuellement réglable.

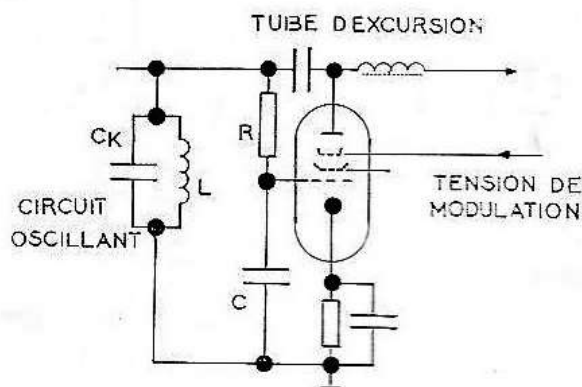
La fréquence FM fonctionne avec une excursion de ± 100 kHz ou ± 200 kHz.

Il existe presque toujours des prises pour une modulation extérieure. Des générateurs RC conviennent aussi pour la modulation externe.

Dans les générateurs à un seul étage, la tension de modulation doit agir directement sur l'oscillateur, bien que celui-ci ait pour tâche de délivrer une fréquence constante. Comme la modulation provoque des variations d'amplitude, la tension d'alimentation varie obligatoirement au même rythme, de sorte qu'une modulation de fréquence involontaire peut se produire simultanément. C'est pourquoi les générateurs de précision sont à plusieurs étages, de sorte que la tension de modulation agit sur un étage suivant l'oscillateur. La modulation de fréquence parasite pouvant alors se produire est toujours faible.

Les montages pour modulation de fréquence agissent toujours directement sur l'oscillateur lui-même. La modulation de fréquence est obtenue avantageusement à l'aide de tubes à réactance ou d'impédances commandées par la phase du courant.

Fig. I-54. — Modulation en fréquence à l'aide d'un tube d'excursion monté en inductance variable.



A titre d'exemple, la figure I-54 montre comme on peut obtenir une modulation de fréquence à l'aide d'un tube monté comme une inductivité variable pour l'accord par capacité du circuit oscillant. Pour $\omega CR > 1$ et une excursion de fréquence $\Delta f/f$ relativement faible, une variation de la pente du tube à réactance ΔS donne :

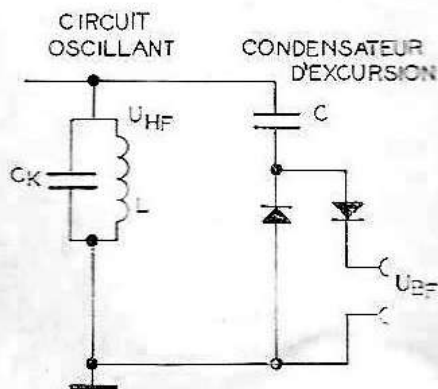


Fig. I-55. — Modulation en fréquence à l'aide d'un condensateur commandé en phase.

l'angle de pertes, mais simplement au blocage de la tension continue. Le second transistor AC 151 produit une tension alternative BF à 800 Hz. Si cette tension est superposée à la tension continue appliquée à la diode inversée servant de condensateur, la capacité de ce dernier et donc la fréquence de l'oscillateur HF T 1 varie au rythme de la tension BF. On obtient donc une modulation de fréquence. Le potentiomètre R_1 est à régler de telle sorte qu'on exploite la partie initiale largement linéaire de la caractéristique de conversion. Cette caractéristique indique la relation entre la variation de fréquence et la modification de la capacité de la jonction en fonction de la tension. Le potentiomètre R_2 permet de régler l'excursion de fréquence. Avec une excursion de ± 50 kHz, on obtient un taux de distorsion harmonique d'environ 3 % pour la tension BF démodulée.

Les bobinages ont les caractéristiques suivantes :

$L_1 = 48$ spires cuivre émaillé 0,6 mm $\varnothing$ les deux enroulement sur
 $L_2 = 8$ spires cuivre émaillé 0,6 mm $\varnothing$ mandrin 8,5 mm $\varnothing$.

Le transformateur Tr se compose d'un pot Siferit B 65591-A 0000-R 026 avec les enroulements suivants en cuivre émaillé de $\varnothing$ 0,15 mm : $L_3 = 500$ spires, $L_4 = 250$ spires, $L_5 = 150$ spires et $L_6 = 30$ spires.

CONSEILS DE MONTAGE, BLINDAGES ET DECOUPLAGES

Lors du montage d'un générateur de mesure, une série de recommandations sont à respecter :

- montage stable et étanche par l'emploi d'un coffret métallique à parois suffisamment épaisses, doubles si nécessaire ;
- condensateur variable de mesure convenable ;
- commutateur de gammes à faibles pertes à contacts absolument sûrs et faibles résistances de contact ;
- matériaux isolants de haute qualité ;
- condensateurs tubulaires céramiques à coefficients de température étudiés pour éviter l'influence thermique sur l'oscillateur ;
- câblage soigné, de préférence utilisation de circuits imprimés ;
- cadran de la meilleure qualité possible.

Le cadran doit être suffisamment démultiplié et sans aucun jeu, afin qu'un accord fin précis soit assuré. Les *cadrons ronds* ou *linéaires* sont usuellement employés. Une subdivision du cadran en plusieurs graduations (p. ex. une par gamme commutée) facilite la lecture, mais est moins claire qu'un cadran gradué une ou deux fois en degrés. Mais l'utilisateur doit faire alors un calcul à chaque lecture, c'est-à-dire multiplier le chiffre indiqué sur le cadran par le facteur indiqué à côté du commutateur de

gammes (X_1 , X_{10} , etc.) pour obtenir la fréquence (en Hz, kHz ou MHz). Dans les appareils de grande classe, on utilise aussi des *cadrons à tambour*, couplés au commutateur de gammes de telle sorte que seule la graduation correspondant à la gamme en service apparaisse dans la fenêtre de la façade de l'appareil.

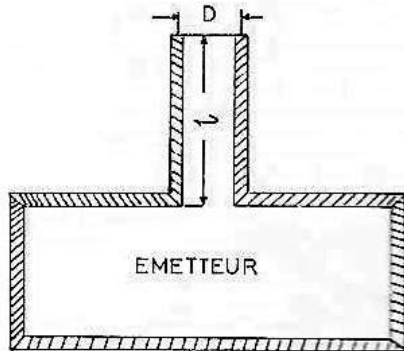


Fig. I-57. — Cheminée d'aération d'un émetteur.

Lorsque l'épaisseur du coffret est suffisante par rapport à la profondeur de pénétration des courants HF, l'énergie haute fréquence ne peut s'échapper pratiquement que par les ouvertures, rainures, passages d'axes ou de conducteurs. Des cheminées (figure I-57) permettent d'atténuer le champ sortant d'un facteur σ tant qu'il ne se produit pas d'ondes stationnaires dans la cavité. Lorsque $l > D/2$, on a :

$$\sigma = \exp \frac{Fl}{D} \quad (35)$$

Dans cette formule, $F = 4,8$ pour les cheminées électriques, ou $F = 3,68$ pour les cheminées magnétiques.

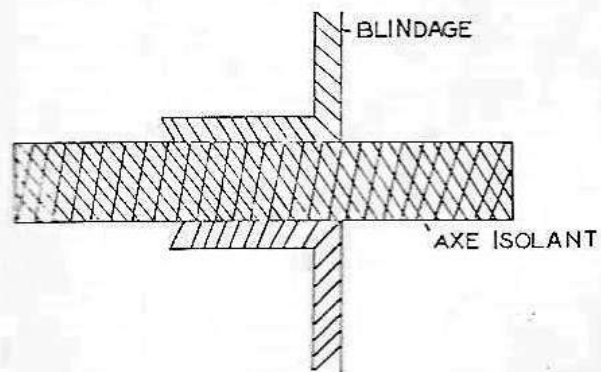
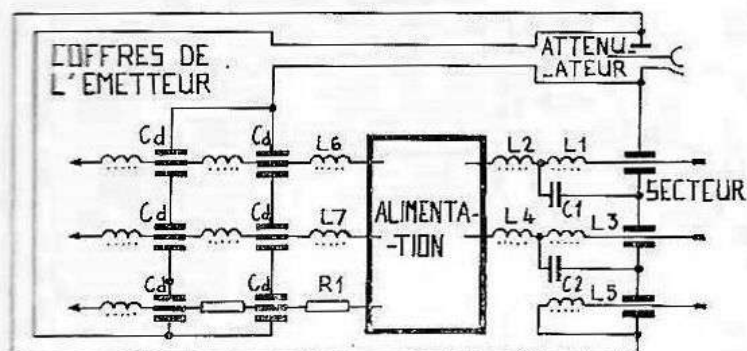


Fig. I-58. — Traversée d'axe isolant.

Ces cheminées conviennent aussi très bien pour les ventilations ou les traversées d'axes isolants (figure I-58). Les axes métalliques nécessitent des moyens nettement plus importants. Les couvercles de coffrets provoquent un manque d'étanchéité lorsque des courants passent par la rainure d'assemblage. De nombreux points de contact à faible résistance

entre couvercle et coffret ou un couvercle double sont les remèdes les plus courants. Pour obtenir de faibles courants dans les coffrets et les rainures, les composants à champs magnétiques et électriques élevés devraient être blindés à l'intérieur du coffret. Les câbles d'alimentation seront de préférence blindés à l'intérieur du générateur et on bloquera la sortie de la HF vers l'extérieur par des filtres passe-bas à un ou plusieurs éléments (*figure I-59*). C_d représente des condensateurs de tra-

Fig. I-59. — Exemple de découplage d'un émetteur.



versée ayant une **impédance propre** (= tension de sortie/courant d'entrée) très faible jusqu'aux très hautes fréquences. Les inductances doivent être à faible capacité et exemptes de résonances série, ce qu'on obtient le plus facilement par un **bobinage en galettes**. L_6 , L_7 et R_1 interdisent la naissance de courants d'équilibre dus aux doubles connexions entre le blindage interne du générateur et le coffret servant plus ou moins de blindage. Les restes de HF dans l'alimentation ne peuvent sortir à cause de la combinaison L_1 à L_5 , C_1 et C_2 .

GENERATEUR LC POUR LES FREQUENCES DE 75 kHz A 150 MHz

Ce générateur de mesure d'origine américaine (Eico, Modèle 315 de luxe) est équipé de tubes américains ; il constitue un bon exemple de générateur d'essais simple, également livrable en kit. La *figure I-60* montre l'aspect extérieur de l'appareil dont la façade est dominée par le grand cadran à sept graduations. Tous les boutons de commande sont clairement disposés.

Oscillateur.

Comme l'indique le schéma (*figure I-61*), il s'agit d'un oscillateur ECO stable (voir également *fig. I-10*) qui couvre la bande de 75 kHz à 150 MHz en sept gammes. Les diverses gammes, qui se recouvrent, sont sélectionnées à l'aide du commutateur de gammes.

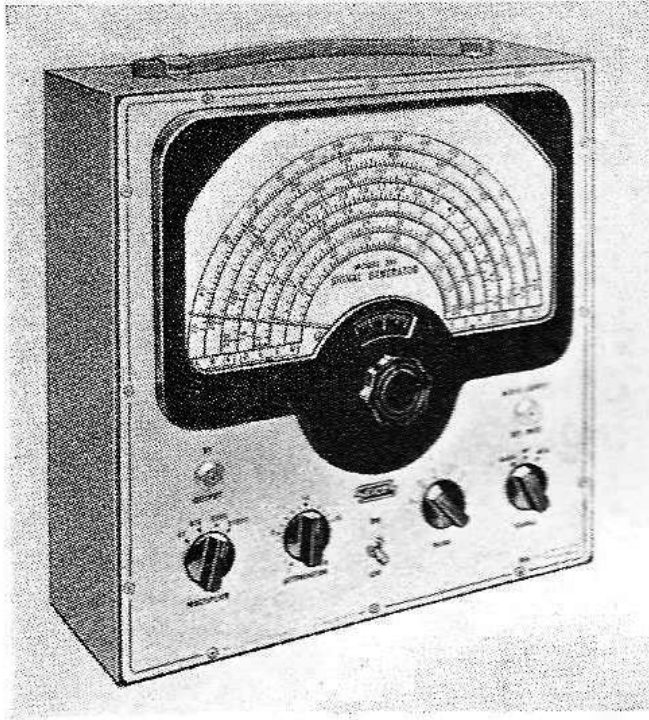


Fig. I-60. — Générateur LC pour les fréquences de 75 kHz à 150 MHz (Eico).

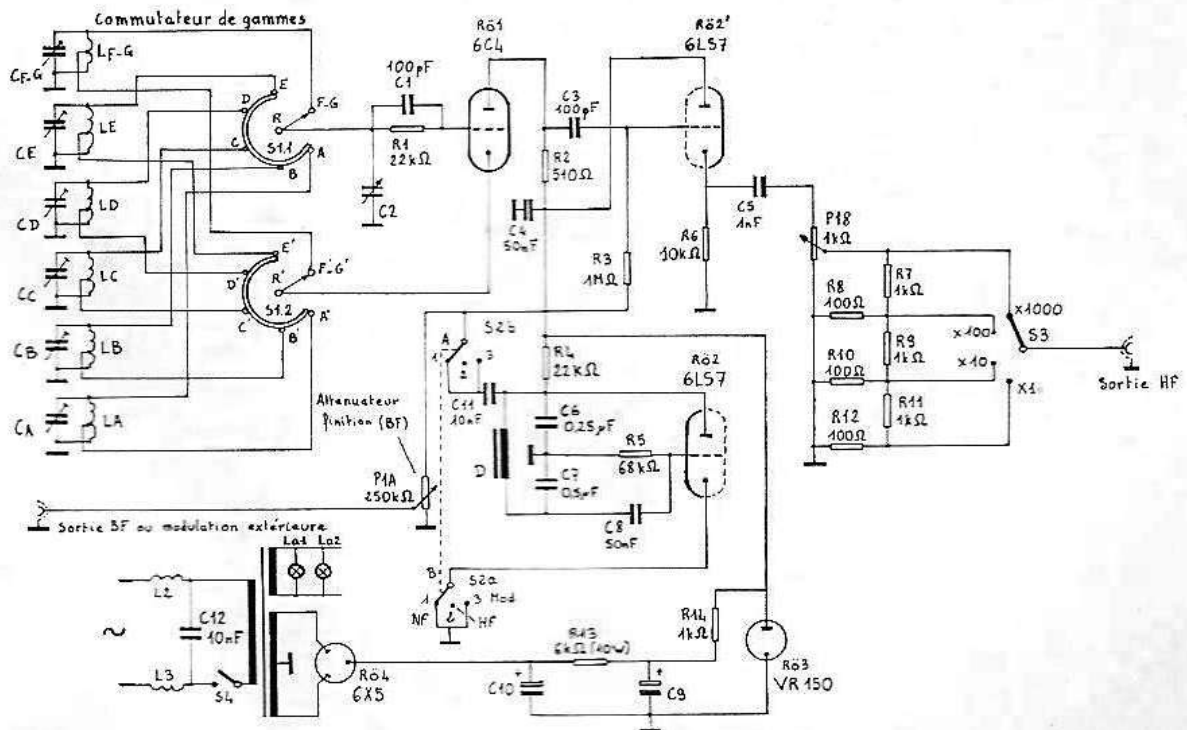


Fig. I-61. — Schéma du générateur LC Eico modèle 315. La manivelle de droite commande l'atténuateur par bonds.

Etage séparateur.

L'oscillateur HF (Rö 1) est séparé de la sortie par un étage séparateur (une triode de la 6 LS 7). La seconde triode de ce tube montée en oscillateur tripôle produit un signal BF de 400 Hz de moins de 5 % de distorsion. Cet oscillateur BF module le signal HF dans l'étage séparateur (Rö 2'). Dans le circuit cathodique de ce tube se trouvent un commutateur à quatre positions (S_3) et un atténuateur fin (P_1B). Ils permettent de modifier la tension de sortie sans influencer sur l'oscillateur HF. Le commutateur de modulation permet de choisir la modulation interne ou extérieure, ou l'absence de modulation (porteuse pure).

Alimentation secteur.

Pour obtenir une bonne stabilité du générateur, l'alimentation secteur courante est stabilisée en tension par le tube à néon VR 150.

GENERATEUR BF SINUSOIDAL ET RECTANGULAIRE 30 Hz A 20 kHz

Cet appareil réalisé par Grundig sous la désignation TG 4 est d'utilisations très variées. Il permet le relevé de courbes amplitude-/fréquence, car le signal BF à sa sortie est à très faible distorsion ($K \leq 0,1 \%$). Pour cet usage, la variation de 30 Hz à 20 kHz en une seule gamme présente un grand avantage. Les caractéristiques de transmission des amplificateurs stéréophoniques Hi-Fi se vérifient exactement et rapidement à l'aide de la tension rectangulaire délivrée par le TG 4. Il est facile de vérifier si la bobine mobile des haut-parleurs frotte ou si des pièces entrent en résonance à certaines fréquences critiques en les attaquant par le générateur. On peut aussi déterminer la fréquence propre de résonance des haut-parleurs. Enfin, on peut utiliser le générateur BF TG 4 comme générateur de signal BF et HF ou comme amplificateur BF d'essai pour la recherche des pannes. Avec un oscilloscope comme indicateur, le TG 4 permet la mesure de fréquences inconnues par figures de Lissajou.

Description du générateur BF TG 4.

L'appareil se compose de trois ensembles (oscillateur, amplificateur de puissance et alimentation à stabilisation électronique) montés dans un solide coffret en tôle d'acier. Tous les composants électroniques sont montés sur des circuits imprimés constituant des sous-ensembles. L'oscillateur est en outre blindé par rapport aux autres circuits. Une démultiplication facilite l'accord sur la fréquence précise souhaitée. Des touches pour les différentes fonctions facilitent l'utilisation et donnent un aspect clair à l'appareil (figure I-62).

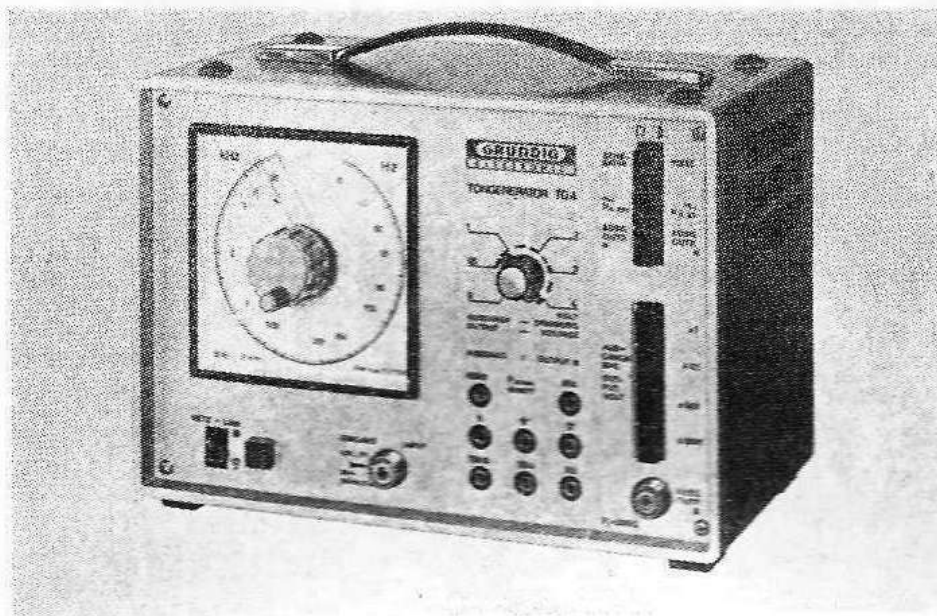


Fig. I-62. — Générateur de signaux sinusoïdaux et rectangulaires (Grundig).

Comme le montre le diagramme de la *figure I-63*, l'oscillateur fonctionne selon le principe du pont de Wien. Ce circuit, avec les étages amplificateurs V_1 et V_2 , constitue l'oscillateur. L'amplificateur V_3 délivre au choix une tension sinusoïdale ou rectangulaire sur la sortie à $200\ \Omega$ (A).

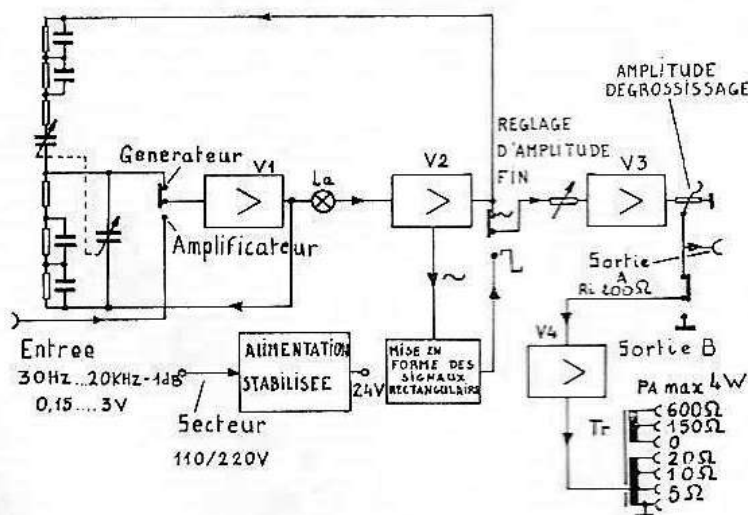


Fig. I-63. — Diagramme du générateur sinus/rectangulaire TG 4.

Si on met l'amplificateur V_4 en service, on dispose alors d'environ 4 watts de puissance BF sur la sortie B.

Un commutateur permet d'isoler l'entrée de l'amplificateur V_1 du circuit déterminant la fréquence et d'y brancher une prise d'entrée. Selon la position du réglage de la tension de sortie, l'amplificateur peut être entièrement modulé par des tensions BF extérieures de 150 mV à 5 V.

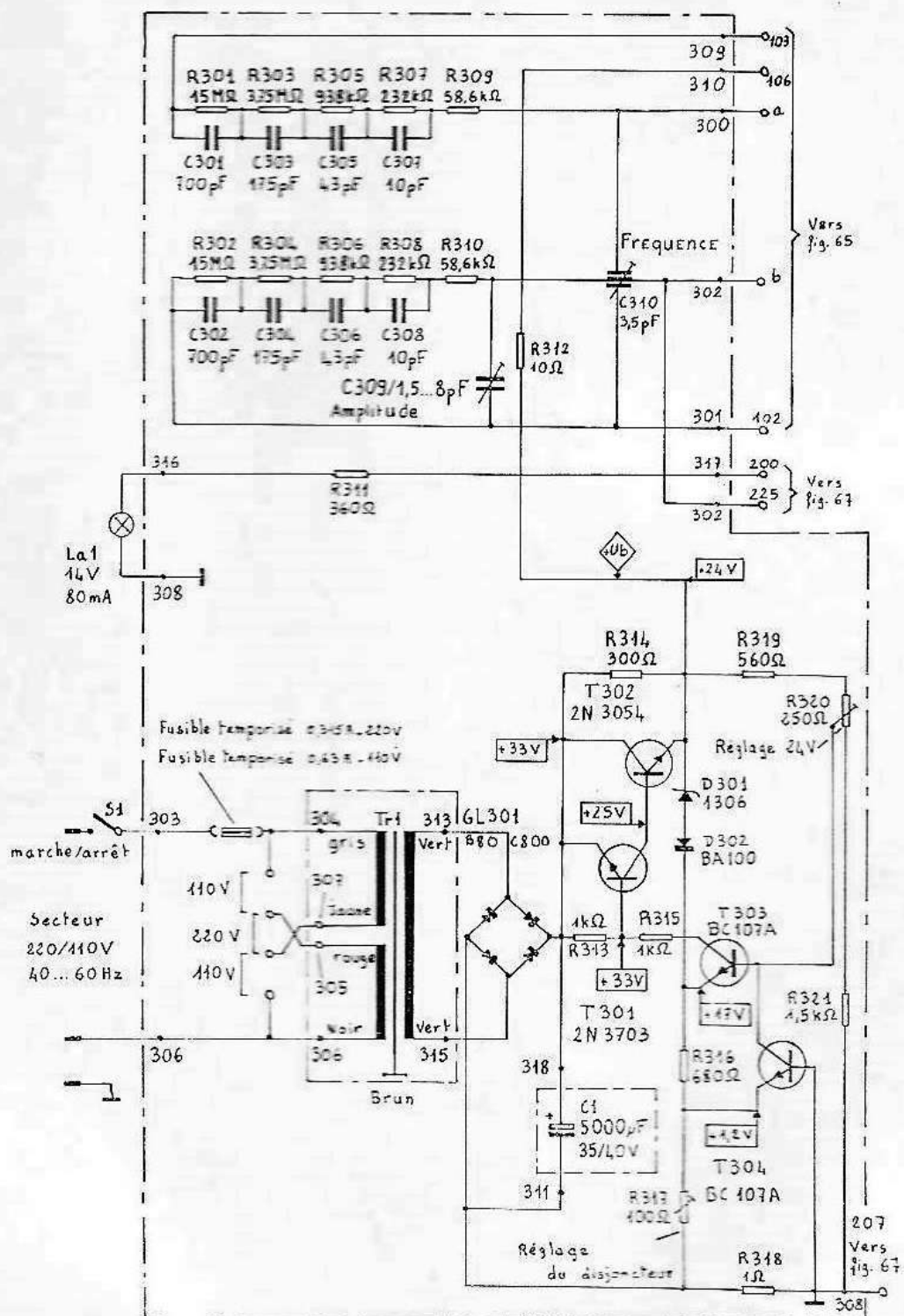


Fig. I-64. — Alimentation et réseau RC de l'oscillateur.

Schéma de l'oscillateur RC monogamme.

Le pont est monté sur la carte du circuit d'alimentation (figure I-64). Cette version à résistance élevée n'a été rendue possible que par l'emploi d'un transistor à effet de champ pour l'étage T 101 (figure I-65). On a ainsi pu conserver l'accord par capacité variable déjà souvent utilisé sur les montages doubles C_2 , C_2'). On couvre, en une seule gamme, les fréquences de 30 Hz à 20 kHz, ce qui correspond à un rapport de fré-

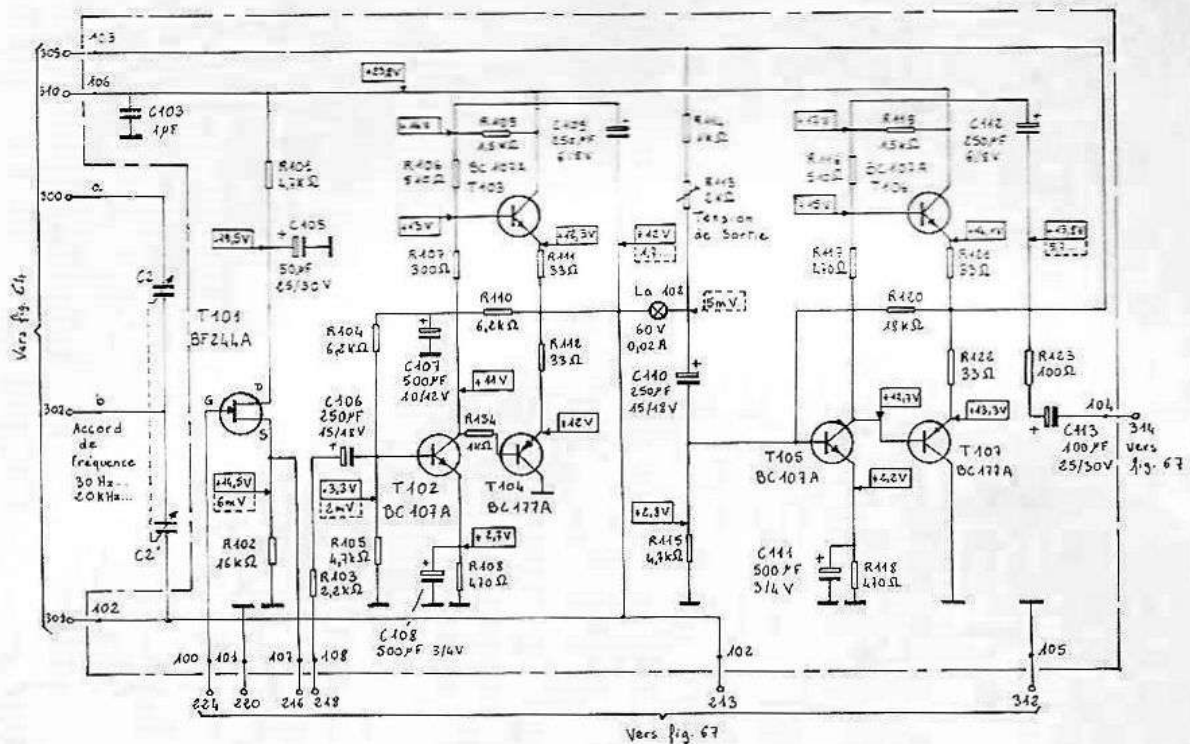
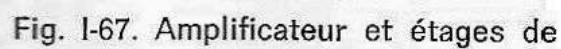


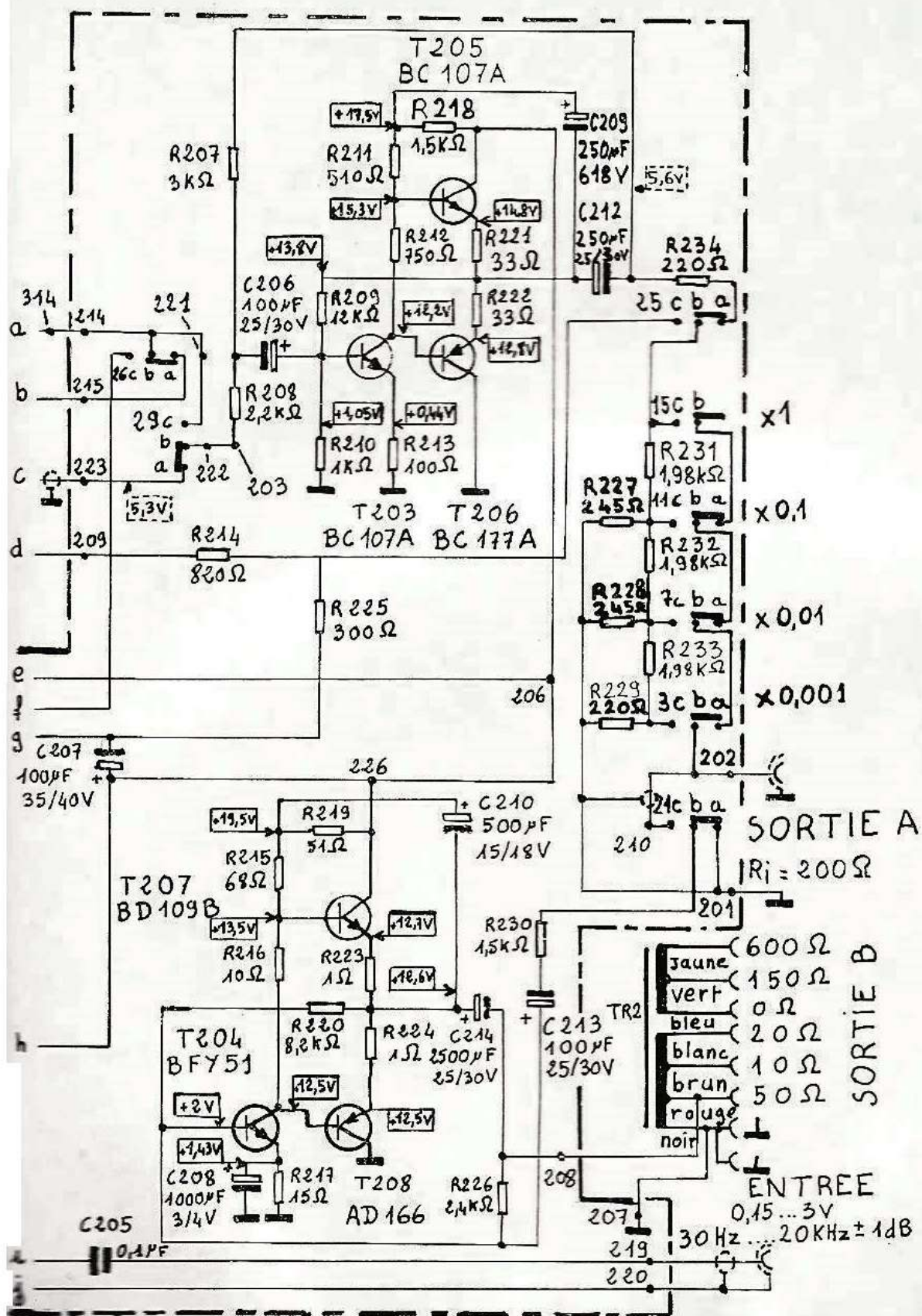
Fig. I-65. — Oscillateur.

quences de 6 à 666. On y parvient à l'aide du réseau RC à cinq maillons (R 301 - R 310||C 301 - C 310 de la figure I-64), dont les composantes ohmiques varient avec la fréquence. La figure I-66 montre la variation de l'impédance complexe en fonction des fréquences de la gamme.

Le pied du réseau n'est pas relié à la masse, mais à la sortie du premier étage amplificateur (T 102, T 103, T 104) par l'intermédiaire de 102 (figure I-65) - 301 (figure I-64). Cette disposition garantit une bonne stabilité de la fréquence. La résistance PTC La 102 (figure I-65) stabilise l'amplitude de l'oscillateur.

Les transistors T 105, T 106, T 107 constituent un étage d'amplification. Comme on le voit sur le schéma, il s'agit de montages complémentaires (T 103, T 104 et T 106, T 107) qui présentent des avantages importants par rapport aux étages amplificateurs simples. Aucun réglage n'est nécessaire, le couplage en continu et la contre-réaction stabilisant





mise en forme des signaux rectangulaires.

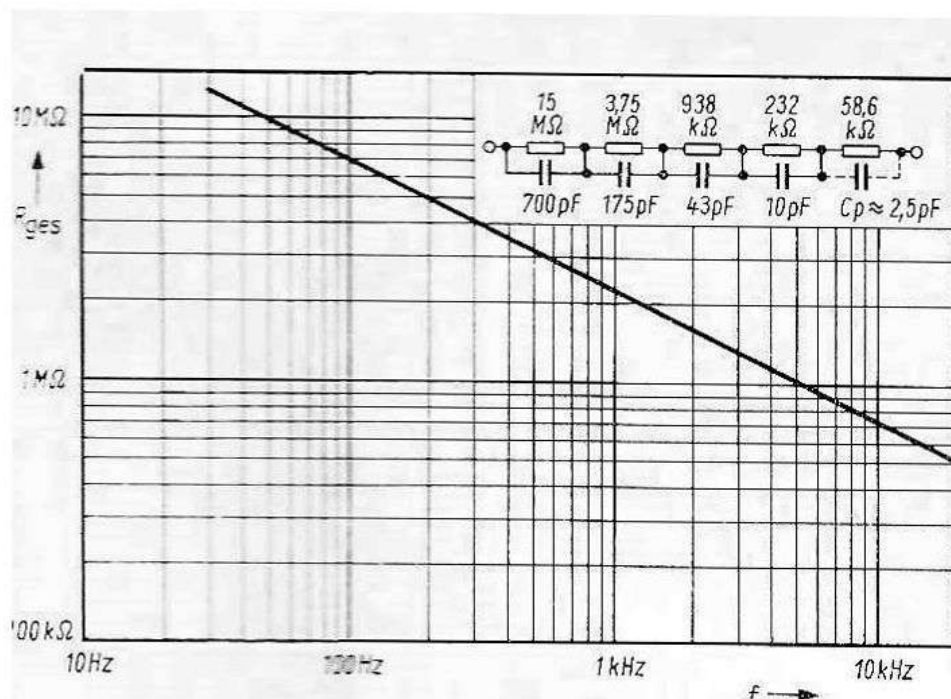


Fig. I-66. — Variations de l'impédance complexe du réseau RC.

le point de fonctionnement. D'autres avantages résident dans la faible consommation, le faible dégagement de chaleur et un taux de distorsion pratiquement indépendant de la température et des tolérances des transistors.

Schéma de l'amplificateur V 3.

Le schéma (figure I-67) montre qu'on utilise deux paires complémentaires (T 203, T 205, T 206 pour la sortie A, T 204, T 207, T 208 pour l'étage de puissance). Aux bornes du transformateur de sortie, on dispose d'une puissance BF d'environ 4 watts sous diverses impédances. Les sorties 150 Ω et 600 Ω sont isolées de la masse. A la pleine modulation de l'amplificateur, on dispose sur la sortie 600 Ω d'une tension alternative basse fréquence de 60 volts efficaces.

La platine de l'amplificateur comporte en outre les transistors T 201 et T 202 destinés à délivrer des tensions rectangulaires. Dans la position « rectangulaire », ils sont commandés par la tension sinusoïdale de l'oscillateur. Le collecteur du transistor T 202 est relié au potentiomètre R_2 qui règle progressivement l'amplitude de la tension rectangulaire. Par l'intermédiaire du diviseur R 214/225, le signal rectangulaire obtenu parvient à l'atténuateur de sortie. Ce dernier divise la tension de sortie de telle façon que les tensions indiquées par le circuit de réglage d'amplitude R_1/R_2 correspondent à la valeur efficace pour les tensions sinusoïdales, et à la valeur crête à crête pour les tensions rectangulaires.

Les résistances de faible valeur permettent des temps de montée très courts du signal rectangulaire. Pour une charge de 50 pF, ils sont de l'ordre de 30 nanosecondes.

L'alimentation secteur.

L'alimentation secteur (*figure I-64*) est prévue pour 110 et 220 V alternatif, 40 à 60 Hz. Elle délivre une tension continue de 24 V stabilisée soigneusement par un circuit électronique.

Un dispositif de protection contre les surintensités, avec le transistor T 304, protège l'étage complémentaire de sortie contre les dangers dûs au court-circuit accidentel de la sortie.

GENERATEUR BF A PONT DE WIEN 10 Hz A 100 kHz

Ce générateur RC réalisé par Philips sous la désignation PM 5101 est un appareil portable fonctionnant dans la gamme de 10 Hz à 100 kHz et délivrant une tension sinusoïdale efficace de 0 à 2 V et une tension rectangulaire négative de 0 à 4 V càc. Le générateur BF est intégralement transistorisé et est alimenté par des piles incorporées de 2×9 V.

La précision de fréquence est de $+5\% + 1$ Hz à 20 °C et pour une tension d'alimentation de 16 V. La distorsion du signal sinusoïdal de sortie est inférieure à 1 % entre 20 Hz et 100 kHz. L'impédance de sortie peut être réglée de 0 à 250 Ω à l'aide de la commande d'amplitude pour les signaux sinusoïdaux, et de 0 à 350 Ω pour les signaux rectangulaires. La *figure I-68* représente la façade du générateur BF.

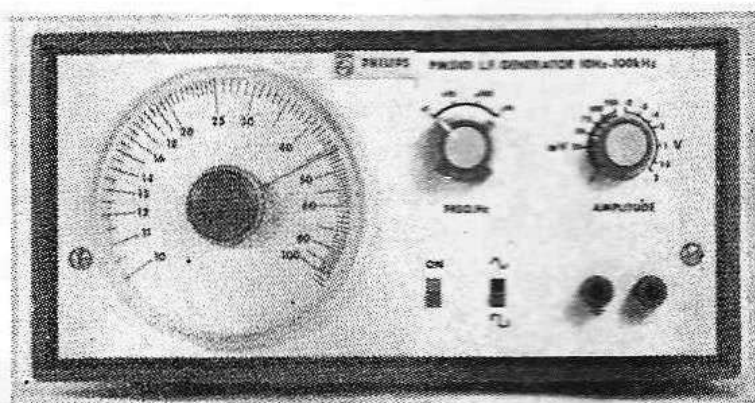
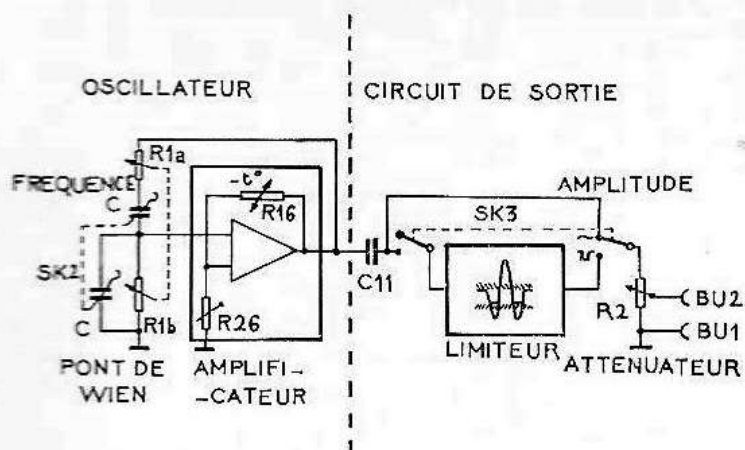


Fig. I-68. — Façade du générateur BF type PM 5101 (Philips).

Le diagramme de la *figure I-69* montre que le générateur comprend un oscillateur RC à pont de Wien. La tension sinusoïdale obtenue peut être appliquée directement ou par l'intermédiaire d'un limiteur à l'atténuateur de sortie. Dans ce dernier cas, on obtient à la sortie un signal rectangulaire symétrique dans le temps (signal $T = T/2 + T/2$).

Fig. I-69. — Schéma bloc.



L'oscillateur.

La partie de l'oscillateur déterminant la fréquence est un pont de Wien à branches identiques, sur lequel est branché un amplificateur stable et sans déphasage aux fréquences considérées (figure I-70). La variation de fréquence par gammes décimales est obtenue par commutation des capacités C_{12} à C_{22} , C_{29} , C_{30} par le commutateur SK_2 . Pour le réglage fin de la fréquence à l'intérieur des gammes, on utilise un potentiomètre double $R_{1a}-R_{1b}$. Pour le réglage et l'étalonnage de l'appareil, on utilise le potentiomètre R_{18} et les trimmers C_1 et C_{22} .

On applique une très forte contre-réaction à l'amplificateur, afin que le gain ne dépasse pas le facteur trois. Le potentiomètre R_{26} est prévu pour le réglage fin. Le rapport de division de ce potentiomètre constitue la résistance parallèle de la boucle de contre-réaction. La résistance NTC R_{16} constitue la résistance série, de sorte que le taux de contre-réaction dépend de l'amplitude.

Si, par exemple, la tension de sortie de l'amplificateur croît, le courant dans la boucle de contre-réaction $R_{16} || C_9 +$ rapport de division de R_{26} varie aussi. Le courant de contre-réaction devenu plus grand chauffe la résistance NTC R_{16} et réduit sa valeur. Le taux de contre-réaction croît alors et ramène la tension de sortie à la « valeur normale ». Le condensateur C_9 sert à la correction de phase. On règle la contre-réaction par R_{26} de telle sorte que l'oscillateur entre tout juste en oscillation.

La résistance R_{1b} de la diagonale du pont de Wien est branchée sur l'entrée de l'amplificateur de façon à être parcourue par le courant de base du transistor T_1 . La tension de base est prélevée sur le point 4 (entre R_7 et R_6). La chaîne de résistance R_{11} , R_i de T_2 , R_8 , R_7 et R_6 constitue le diviseur pour la tension de base. La liaison entre les transistors T_1 et T_2 assure une très bonne stabilisation du point de fonctionnement.

Le transistor T_3 servant à la séparation fonctionne en émetteur-suiveur et assure l'adaptation à la paire complémentaire de sortie T_4/T_5 .

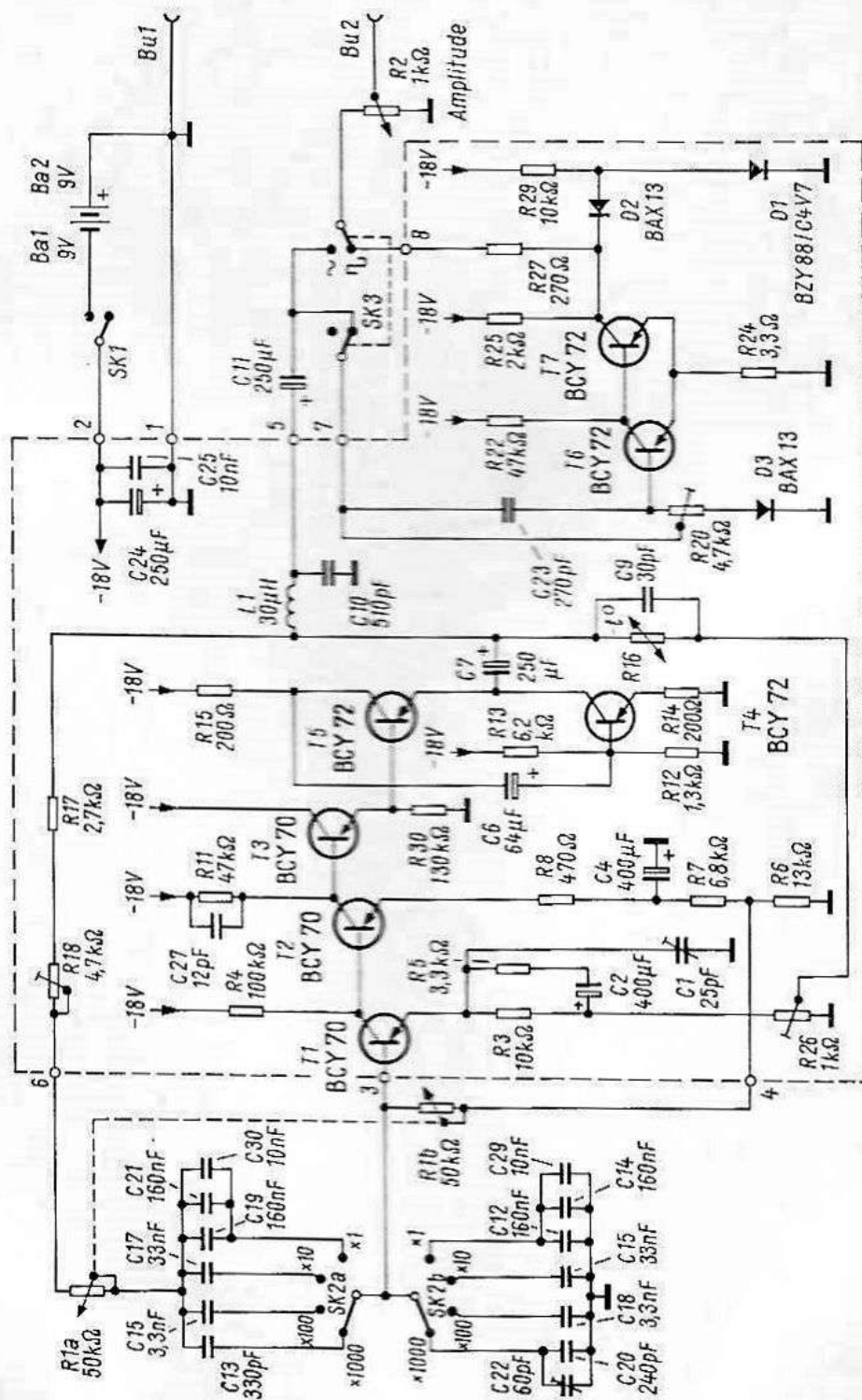


Fig. 1-70. — Schéma du PM 5101.

qui a une très faible impédance de sortie, étant un émetteur-suiveur de White.

Le circuit de sortie.

On sélectionne la forme de tension de sortie à l'aide de SK_3 . Si la sortie de l'amplificateur est reliée directement à la commande d'amplitude R_2 , on obtient un signal sinusoïdal. Pour obtenir une tension rectangulaire, le signal sinusoïdal doit être appliqué à un limiteur d'amplitude composé des transistors T_6 et T_7 .

Le potentiomètre R_3 règle la limitation. La diode D_3 redresse la tension sinusoïdale de commande et détermine ainsi le point de fonctionnement de T_6 . L'amplitude du signal rectangulaire de sortie est stabilisée par la diode D_2 . Elle reçoit la polarisation correspondante du diviseur de tension $R_3 + D_1$.

OSCILLATEUR DE CONTROLE FM 87 A 100 MHz

Description.

Cet oscillateur de contrôle petit, maniable — et surtout facile à réaliser — sert aux vérifications dans la gamme FM. Il comporte un étage amplificateur BF de modulation et un étage oscillateur. Il est nécessaire de brancher un générateur BF ou un petit microphone sur l'étage BF.

Pour éviter un rayonnement intempestif, l'appareil est monté dans un coffret entièrement clos et mis à la masse. La portée est alors faible ; l'oscillateur ne peut perturber les bandes de radiodiffusion. Une légère modification des bobinages permet un fonctionnement dans la bande des 2 mètres.

Schéma.

La figure I-71 reproduit le schéma de cet appareil simple. Il comporte deux étages à transistors, l'oscillateur HF avec le transistor T_2 et l'étage de modulation avec le transistor T_1 . L'accord se fait par le noyau HF de la bobine sur laquelle le condensateur C_5 se trouve en parallèle. La réaction se fait par C_7 . Pour éviter une dérive de fréquence de l'oscillateur, la tension d'alimentation est stabilisée par la diode zener D_1 .

Comme la puissance d'émission est relativement faible, une puissance réduite suffit pour la modulation. L'amplificateur BF à un seul étage T_1 suffit largement. Lorsqu'on veut procéder à des réglages sur des récepteurs FM, il faut brancher un petit générateur BF sur son entrée (1, 2). Mais on peut aussi brancher un microphone de 100 à 1 000 Ω . Le réali-

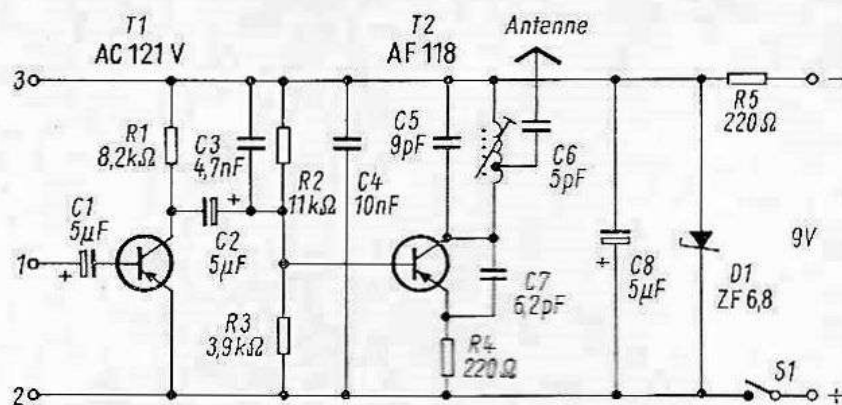


Fig. I-71. — Schéma de l'oscillateur FM.

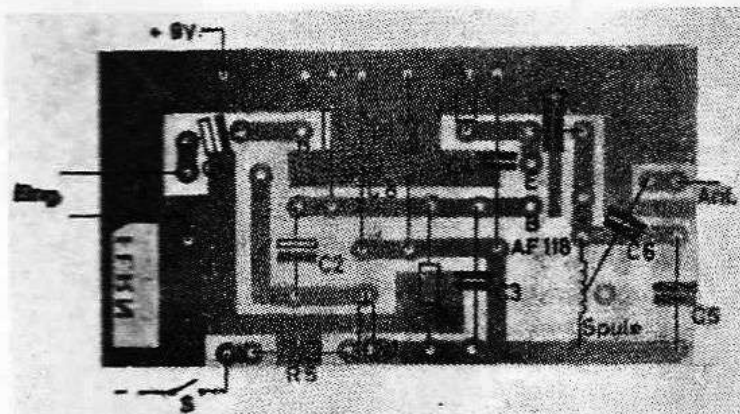
sateur conseille le microphone Sennheiser MM 21, de 200 Ω , ou le micro-stylo du même constructeur (MM 301).

La modulation BF est injectée sur la base du transistor T_2 . La saturation provoque une modulation de fréquence qui, malgré la simplicité du montage, est très correcte et de qualité sonore remarquable lorsqu'on maintient une distance minimale de 5 m entre l'oscillateur et le récepteur FM.

Montage.

L'oscillateur de contrôle se monte sur un circuit imprimé recouvert d'une laque spéciale. La plan de câblage (figure I-72) facilite le montage. Il est rationnel de procéder dans l'ordre suivant : résistances - condensateurs - bobine - transistors. La prise de la bobine se trouve du côté collecteur (C). Les composants sont introduits du côté non imprimé du circuit et soudé sur la face imprimée (voir aussi figure I-73).

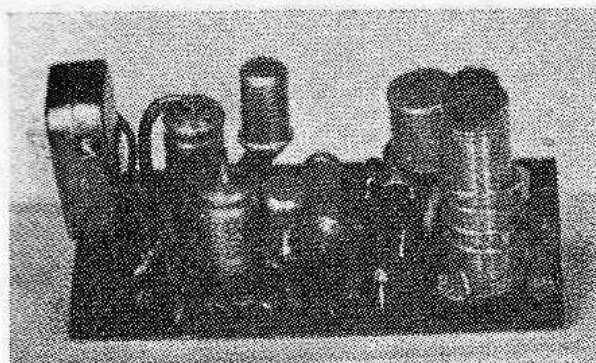
Fig. I-72. — Plan de mise en place des composants.



Mise en service.

Avant la première mise en service, il est conseillé de vérifier soigneusement le câblage, une simple inversion de résistance risquant déjà de détériorer les transistors. Veiller également à la bonne polarité des

Fig. 1-73. — Circuit imprimé terminé (Radio-Fern).



condensateurs électrochimiques. Si on dispose d'un appareil de mesure, on vérifiera la **consommation** qui se situe entre 12 et 15 mA.

L'antenne éventuellement utilisée se compose d'un morceau de tresse de 1 m de longueur, qu'on soudera dans la prise correspondante de la platine.

En cas d'utilisation d'un microphone dynamique, placer l'oscillateur à proximité du récepteur FM réglé sur environ 100 MHz. Après mise en marche des deux appareils, dévisser lentement le noyau de la bobine de l'oscillateur. A un certain endroit, il se produira une réaction acoustique (Larsen) par l'intermédiaire du haut-parleur du récepteur. On réduit alors le volume du récepteur, jusqu'à ce qu'on puisse parler dans le microphone. On répète cet essai à plus grande distance et avec un volume plus fort du récepteur. Mais il ne faut pas prendre l'oscillateur en main durant les essais, des variations de fréquence pouvant en résulter. La sensibilité de l'appareil est telle que toute conversation dans le local — même à une certaine distance — est captée impeccablement.

Si on utilise un générateur BF à la place du microphone, on procède de façon similaire. La commande d'amplitude du générateur BF doit être réduite jusqu'à ce que le son entendu par le haut-parleur soit « propre ».

CHAPITRE II

HÉTÉRODYNE AM - FM DE RÉGLAGE

ROLE ET UTILISATION

Le générateur AM/FM AS 4 (*figure II-1*) permet, grâce à sa grande stabilité d'amplitude et de fréquence dans le temps, à sa tension de sortie HF nettement définie et à ses nombreuses possibilités de modulation, de procéder à tous les travaux de mesure, de vérification et de réglage des récepteurs radio AM/FM et des téléviseurs. Le générateur est facile à utiliser et peut être employé au laboratoire, à l'usine et à l'atelier du service après-vente.

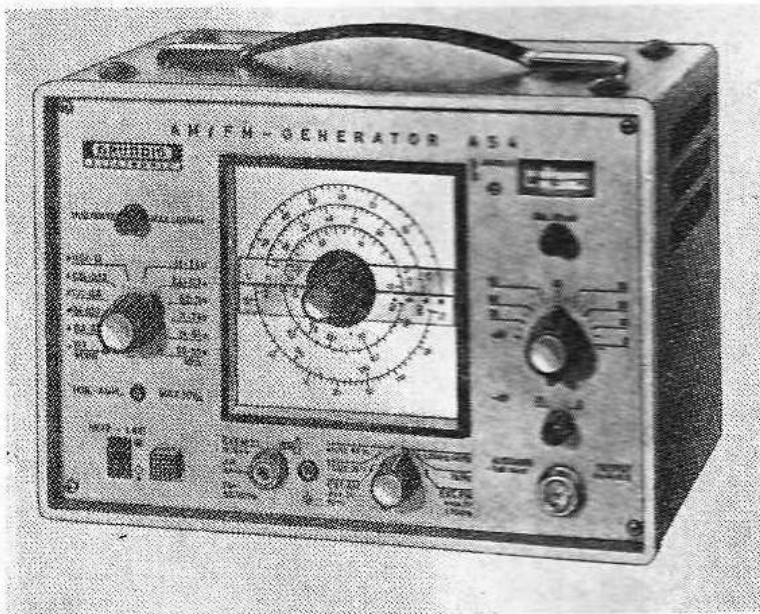


Fig. II-1. — Générateur LC type AS 4 pour AM et FM (Grundig).

Avec cet appareil intégralement transistorisé, qui comprend aussi un Vobulateur FI-FM, on peut procéder à toutes les vérifications et à tous les réglages nécessaires en pratique sur les récepteurs AM/FM. Le générateur peut être modulé avec un signal stéréophonique.

Avec ses douze gammes, l'appareil couvre toutes les bandes radio, radiotéléphone et amateur de 110 kHz à 115 MHz.

Chaque décade est subdivisée en trois gammes, de sorte que les cadrans sont clairs et la précision de lecture des graduations bonne. Les deux gammes FI sont étalées, ce qui permet une précision de fréquence élevée. Une gamme spéciale est prévue pour la modulation de la fréquence intermédiaire FM. La fréquence médiane peut être modulée de ± 140 kHz, de sorte qu'on puisse vérifier la largeur de bande de la courbe de réponse FI indépendamment de l'excursion sur laquelle on est réglée. Comme il est possible de disposer d'une modulation d'amplitude simultanée, on peut déterminer la qualité de la limitation d'un récepteur FM, très facilement, à l'aide de l'écran d'un oscilloscope cathodique.

La sensibilité, le seuil des limiteurs FM et la plage de régulation en AM des récepteurs peuvent être contrôlés grâce à l'atténuation définie de la tension de sortie HF. L'atténuateur HF est gradué en décibels (dB). Comme le rayonnement parasite de l'appareil est très faible, les mesures de sensibilité sont possibles jusqu'en dessous du seuil de souffle des récepteurs FM modernes. Pour permettre la vérification des parties BF des récepteurs soumis au contrôle, la tension interne de modulation peut être prélevée à haute impédance.

CONSTITUTION

Montage mécanique.

Le générateur d'étalonnage est constitué de sous-ensembles sur circuits imprimés. Pour réduire le rayonnement parasite, la partie HF et le modulateur sont blindés dans des coffrets compacts dont les connexions sont filtrées et comportent des bobines d'arrêt. La figure II-2 montre comment les différents sous-ensembles sont reliés entre eux.

Schéma électrique.

PARTIE HF

Le générateur HF est un oscillateur à douze gammes à régulation électronique d'amplitude. Son schéma est reproduit sur la figure II-3. Pour plus de clarté, les douze circuits oscillants ne sont pas tous représentés. L'oscillateur est un circuit tripôle inductif. Il se compose du transistor T_{402} , du condensateur C_{444} et des trimmers en service C_{406} ... C_{427} ... C_{434} ainsi que des bobines L_{401} à L_{412} . Dans la gamme 1 (10,7 MHz) l'oscillateur peut être modulé à 50 Hz, dans les gammes 2 (10,2 à 11,3 MHz) et 12 (FM 50 à 115 MHz), il peut être modulé en fréquence. Pour l'étalement des gammes 1 et 2 on utilise les capacités en série $C_{405}||C_{457}$ et C_{407} , dans la gamme 3 une capacité en parallèle (non reproduite dans la figure II-3). Le couplage de sortie est inductif dans les gammes 3 à 9, et capacitif pour les autres.

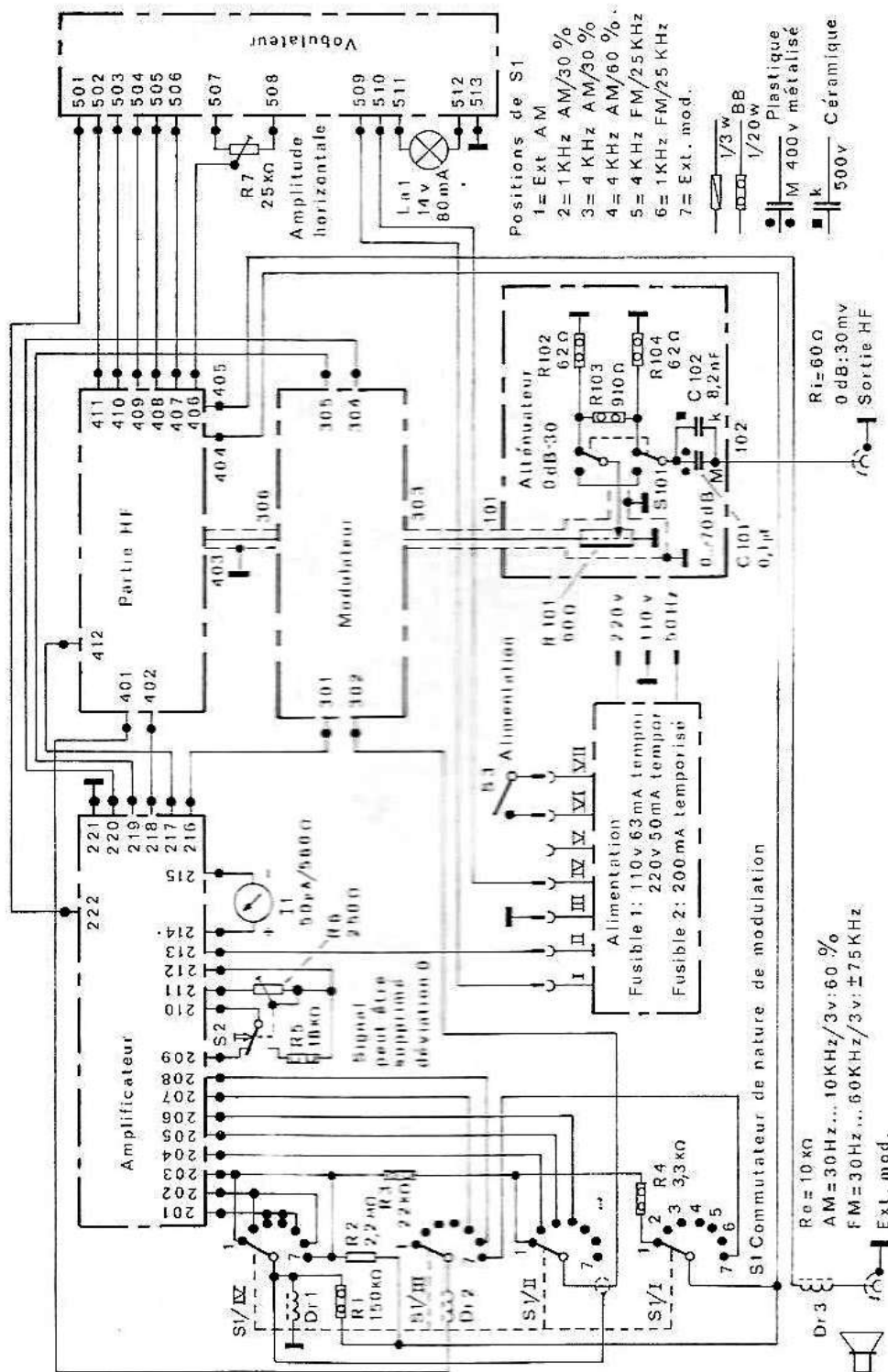


Fig. II-2. — Schéma principal.

Le transistor oscillateur T_{402} est monté base à la masse. Le point de fonctionnement et donc de la fréquence sont stabilisées par la résistance R_{424} du circuit émetteur de T_{400} . Celle-ci provoque — tout comme la résistance R_{404} et celles qui sont disposées de la même façon dans la boucle de réaction — une diminution des distorsions de la tension de

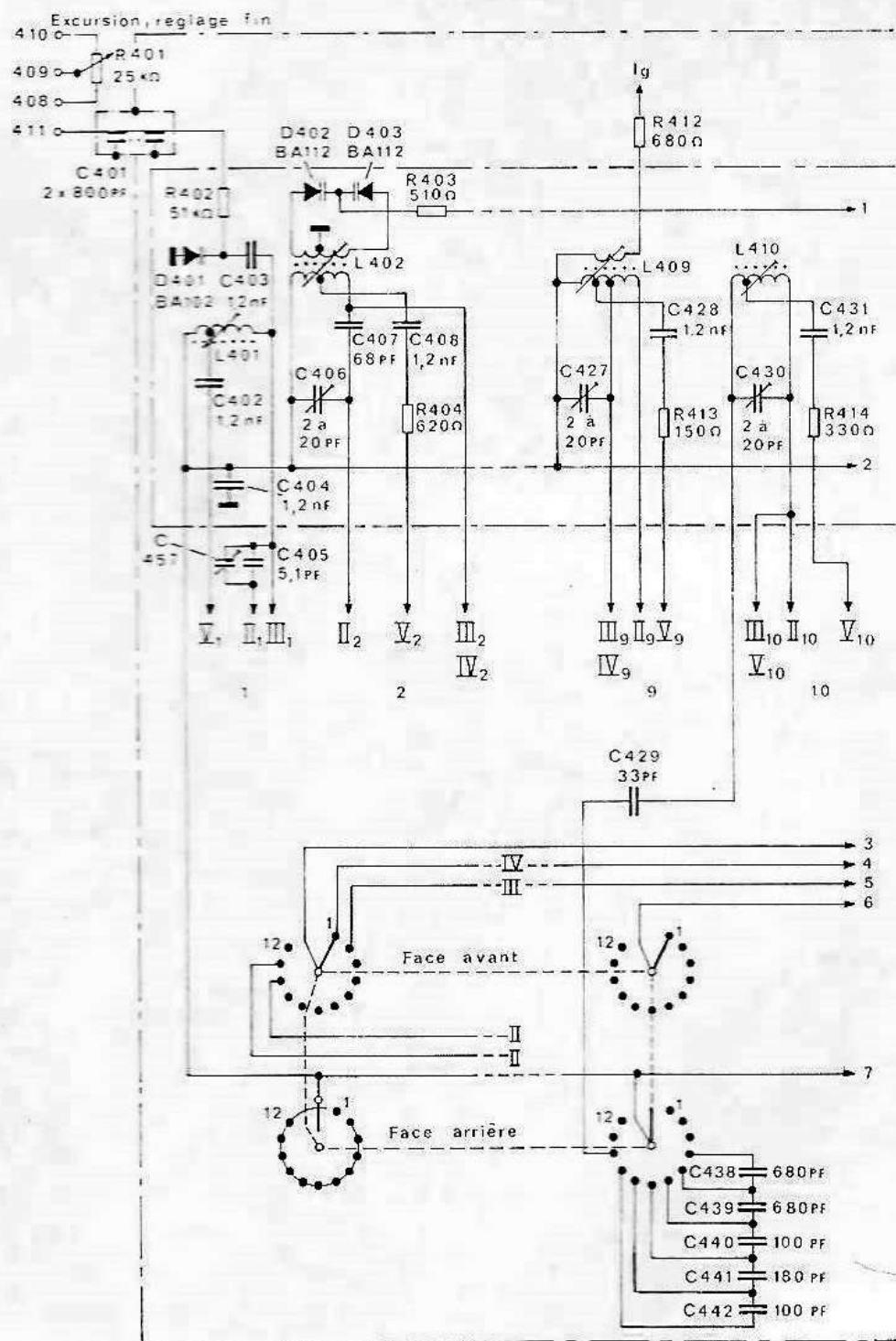
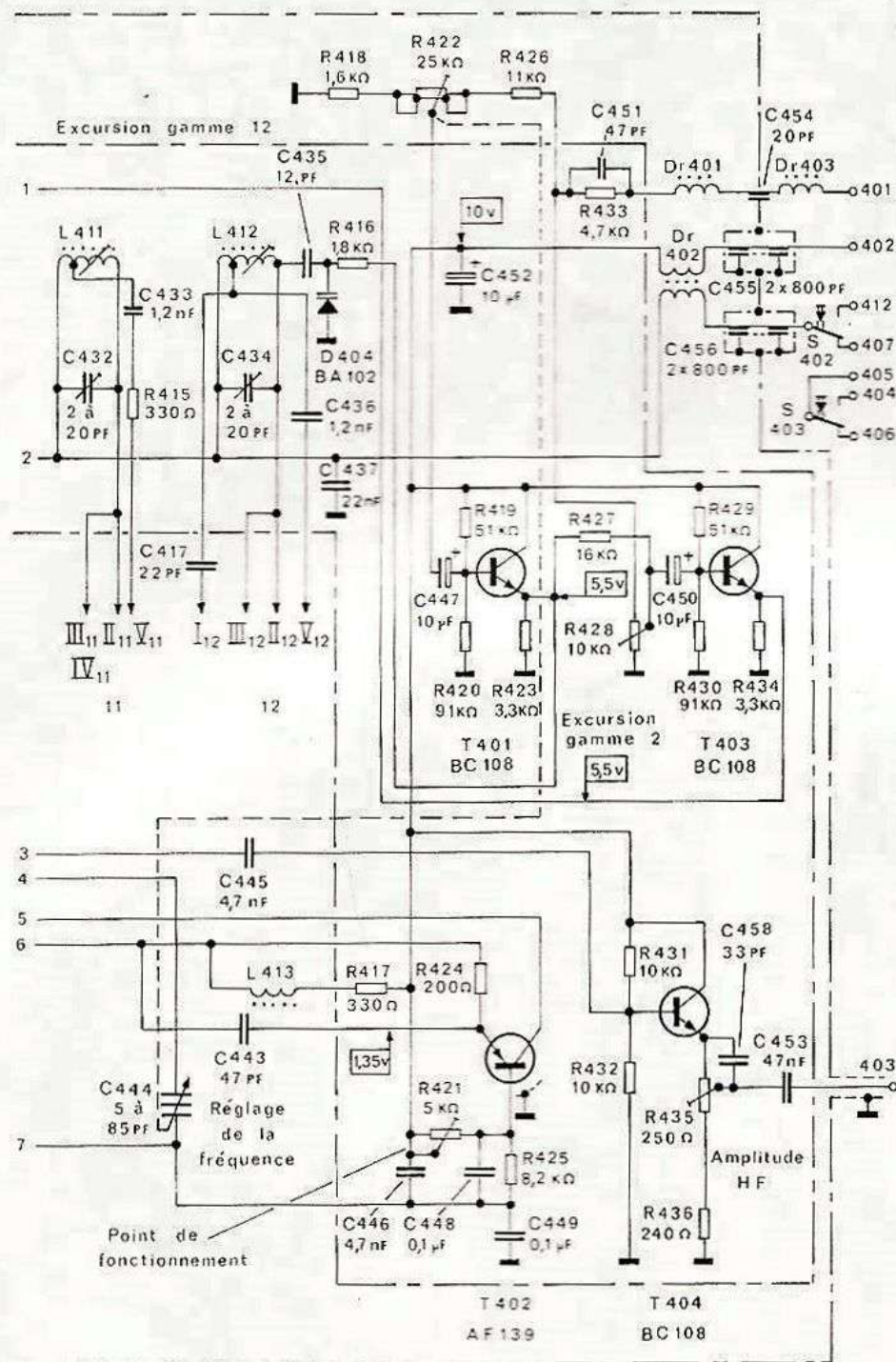


Fig. II-3. —

l'oscillateur. Les distorsions subsistantes sont réduites par des moyens supplémentaires (contre-réaction sélective, facteur de surtension élevé par couplage lâche, entrée à haute impédance de l'étage séparateur T_{404} et régulation électronique d'amplitude).

Ce sont les diodes à capacité variable D_{401} à D_{404} qui servent à la

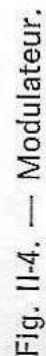


Partie HF.

vobulation et à la modulation de fréquence. Comme les exigences posées au modulateur de fréquence sont très sévères en ce qui concerne l'amplitude et la phase, le signal modulateur est injecté à basse impédance aux diodes D_{402} à D_{404} , par l'intermédiaire de l'émetteur-suiveur T_{401} , T_{403} .

Un montage en pont (constitué par les diodes D_{402} , D_{403} et l'enrou-

70



l'excursion et compense les modifications d'excursion dues aux variations de capacité du condensateur variable pendant l'accord.

MODULATEUR

Un circuit imprimé commun porte le modulateur AM, un filtre en *double T* pour l'élimination des résidus de BF, un amplificateur HF à large bande, un circuit redresseur pour l'indication de la tension et la production de la tension de régulation.

Le modulateur (*figure II-4*) comprend deux étages équipés des transistors T_{301} et T_{302} . La modulation proprement dite du signal HF est provoquée par le transistor T_{301} par commande du courant émetteur. Le transistor T_{302} est branché de sorte que le signal de modulation sur la base de T_{302} se superpose au courant émetteur du transistor T_{301} . La contre-réaction par la résistance R_{313} assure la stabilisation en température. La résistance R_{302} permet d'obtenir une impédance d'entrée constante du modulateur sur la totalité de la bande. En outre, R_{302} et R_{301} constituent la charge à 60Ω de la partie HF.

Le signal HF modulé est amplifié dans trois étages à émetteur commun T_{303} , T_{304} et T_{305} . Comme les trois étages ont un montage similaire, nous ne décrivons que le dernier.

La résistance R_{327} stabilise le point de fonctionnement de T_{305} , la résistance d'émetteur R_{328} provoque une contre-réaction en courant. La capacité du condensateur d'émetteur C_{325} est dimensionnée de façon à compenser la perte de gain aux fréquences élevées par une réduction de la contre-réaction. Pour éviter des ondulations de la courbe amplitude/fréquence, les divers étages ont des circuits émetteur avec des constantes de temps différentes. Le diviseur de tension HF R_{101} (voir *figure II-2*) forme, avec la résistance R_{329} , la résistance de charge.

Le signal HF prélevé sur le collecteur de l'étage final est appliqué, par l'intermédiaire d'une résistance de découplage R_{328} , au circuit redresseur, qui fonctionne en doubleur de tension.

AMPLIFICATEUR

Un circuit imprimé porte l'amplificateur de l'indicateur, l'amplificateur de régulation et le générateur BF 1 000/4 000 Hz (*figure II-5*).

Afin que les variations de température et de tension n'influent que peu sur l'indication, l'*amplificateur de l'indicateur* avec les transistors T_{204} , T_{205} et les résistances R_{218} , R_{221} , est monté en pont. Le signal HF redressé parvient sur la base du transistor T_{205} par la ligne 209. Un potentiel fixe est appliqué à la base du transistor T_{204} . Le désaccord du pont ainsi créé provoque une déviation du galvanomètre J_1 branché entre les collecteurs des deux transistors T_{204} , T_{205} , par l'intermédiaire des lignes

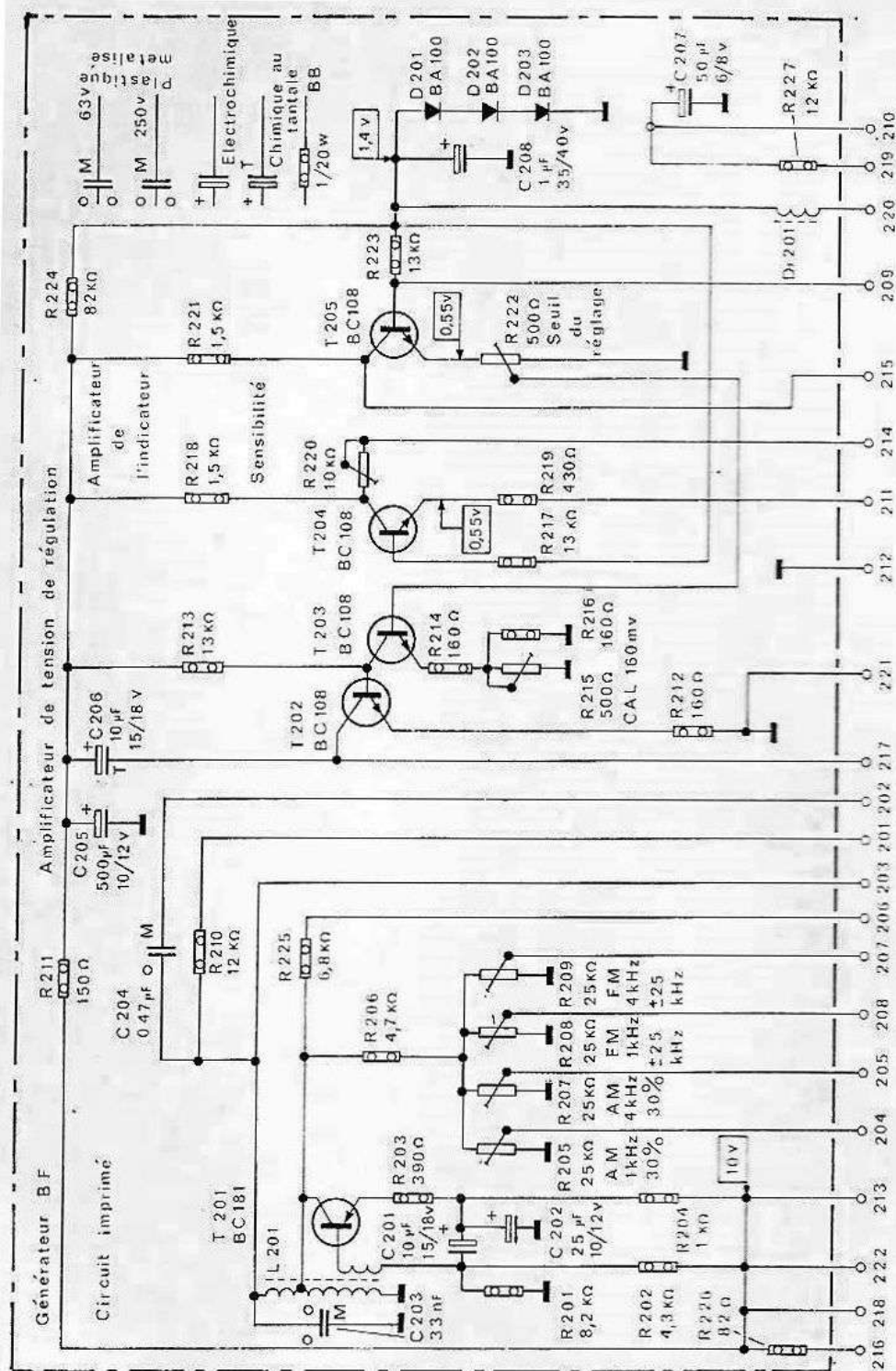


Fig. II-5. — Amplificateur.

214, 215. La résistance d'émetteur de T_{204} est répartie entre R_{219} et le potentiomètre R_6 (voir schéma principal). Avec l'aide du poussoir S_2 , qui coupe le signal vers l'amplificateur de l'indicateur, on peut régler la symétrie du pont par le potentiomètre R_6 .

L'amplificateur de régulation comporte deux étages avec les transistors

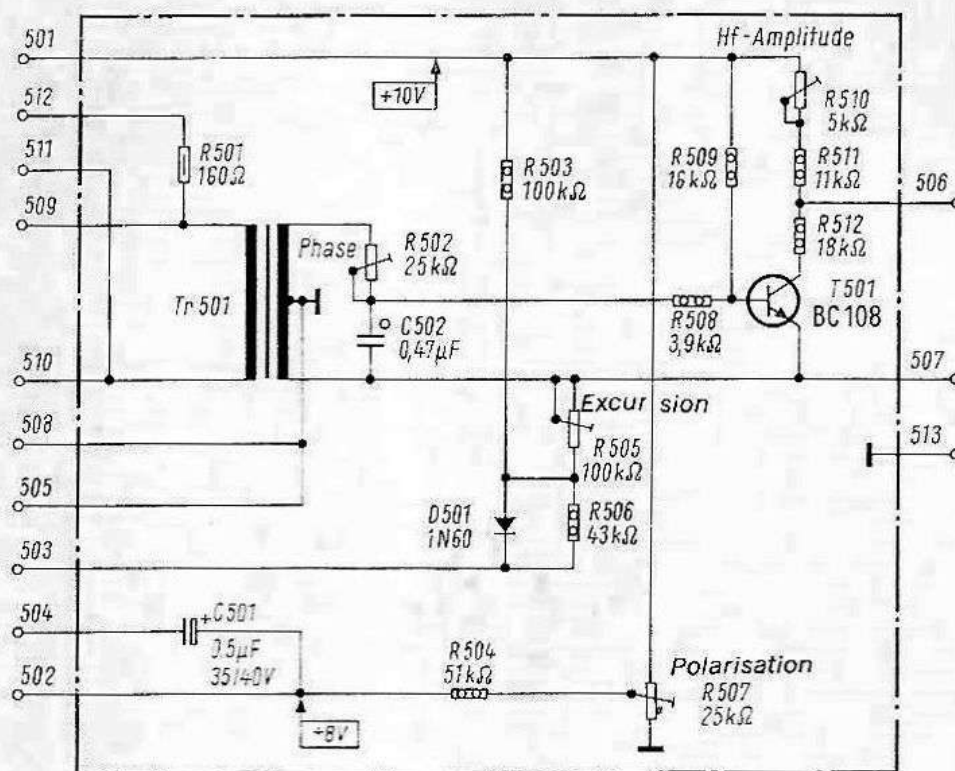
T_{202} et T_{203} montés en émetteur commun. Le signal HF redressé n'indique pas seulement la tension, mais engendre aussi la tension de régulation. Après transformation par le transistor T_{205} , elle parvient de l'émetteur à basse impédance à la base du premier transistor T_{203} . Après une nouvelle amplification par le transistor T_{202} , la tension de régulation est appliquée à la partie HF par la ligne $_{217}$. La résistance ajustable R_{222} et le potentiomètre R_{215} permettent de régler le niveau en continu et donc l'amplitude HF de l'oscillateur. Les diodes au silicium D_{201} , D_{202} , D_{203} compensent les variations de la tension de régulation dues à la température.

Le générateur BF T_{201} délivre un signal BF de 1 000 Hz et de 4 000 Hz pour la modulation interne en amplitude et en fréquence. C'est un oscillateur qui comporte son propre enroulement de réaction. Sa fréquence est essentiellement déterminée par la bobine L_{201} et les condensateurs C_{203} et C_{204} . Lors de la commutation à l'aide du commutateur du type de modulation (S_1 sur le schéma principal) de 4 000 Hz à 1 000 Hz, la capacité de C_{204} est mise en parallèle sur le condensateur C_{203} . La résistance R_{210} garantit une amplitude constante. Sur le collecteur du transistor $_{201}$, le signal BF est prélevé par les résistances de découplage R_{206} , R_{225} et appliqué aux modulateurs par le commutateur de type de modulation. Simultanément, le signal est disponible sur la prise « Ext. Mod. ».

VOBULATEUR

Sur la platine imprimée du vobulateur (*figure II-6*) on trouve essentiellement l'étage de séparation pour l'inscription de la ligne de zéro durant le retour du faisceau dans l'oscilloscope, un réseau déphaseur pour la tension de commande et un circuit diode/résistance pour la linéarisation de l'excursion. Les composants soumis à la haute fréquence (circuit oscillant L_{401} , condensateur C_{405} et diode de vobulation D_{401}) sont placés dans la partie HF.

La fréquence intermédiaire FM de la gamme 1 (commutateur de gauche de la *figure II-1* ou commutateur I... V de la *figure II-3*) est vobulée par une tension sinusoïdale à 50 Hz. Celle-ci est prélevée sur le transformateur Tr_{501} (ligne $_{507}$) et appliquée à la diode vobulatrice D_{401} (*figure II-3*) par l'intermédiaire du réseau correcteur D_{501} , R_{503} , R_{506} de linéarisation de l'excursion et de la commande de niveau d'excursion R_{505} , lignes $_{503}$ (*figure II-6*) et $_{410}$ (*figures II-2, II-3*), R_{401} , en même temps que la polarisation réglable par R_{507} (*figure II-6*) de la diode. La tension alternative de déviation horizontale de l'oscilloscope est prélevée sur les mêmes points du transformateur Tr_{501} (les points $_{507}$ et $_{508}$). Elle parvient, par le potentiomètre de réglage d'amplitude R_7 (voir schéma principal), la ligne $_{406}$, le commutateur S_{403} (voir partie HF) et la ligne $_{405}$.



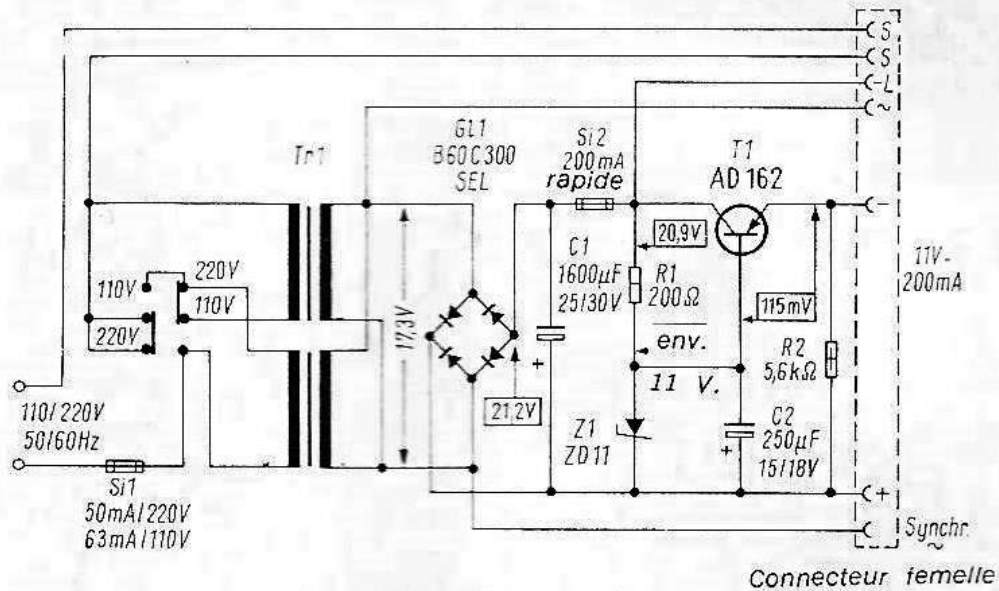
à la prise « Ext. Mod. » (voir schéma principal). Le circuit déphaseur constitué par le secondaire du transformateur Tr_{501} et la résistance R_{502} avec le condensateur C_{502} assure le déphasage nécessaire par rapport à la tension de modulation et de déviation. Pour le balayage de l'oscillateur HF, on commande le transistor T_{501} par une tension alternative à 50 Hz, et la tension rectangulaire se manifestant sur le collecteur sert à l'alimentation de l'oscillateur. En superposant une tension continue de grandeur variable grâce à la résistance ajustable R_{510} à la tension rectangulaire, on peut régler l'amplitude du signal HF. Pendant les alternances positives de l'onde rectangulaire, l'oscillation s'arrête. La ligne de zéro s'inscrit sur l'écran de l'oscilloscope branché à la sortie.

ATTENUATEUR

L'atténuateur permet de réduire la tension HF de sortie de -90 dB au maximum. Ceci est obtenu par le diviseur HF R_{101} (voir schéma principal), de façon progressive entre 0 et -60 dB et, par adjonction d'un diviseur fixe par S_{101} , de -30 dB supplémentaires. La tension HF de sortie parvient à la prise de sortie HF à travers les condensateurs C_{101} , C_{102} .

ALIMENTATION SECTEUR

L'alimentation secteur est disposée contre le dos de l'appareil et est prévue pour des tensions de 110 et 220 V, 50 à 60 Hz. La tension secondaire est redressée par un pont et stabilisée par le transistor T_1 et une diode zener Z_1 (figure II-7). La tension continue délivrée est de 11 V. Les variations de $\pm 10\%$ de la tension secteur sont compensées.



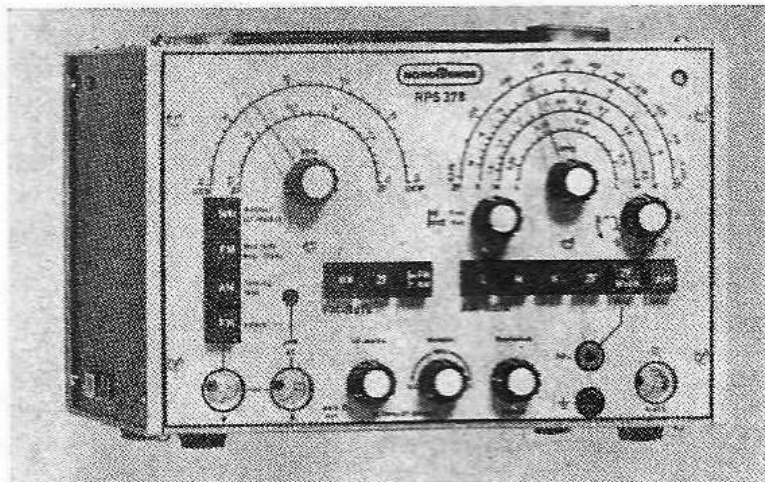
CHAPITRE III

GÉNÉRATEUR D'ATELIER AM - FM, AVEC VOBULATEUR

Gammes de fréquences : 140 kHz - 310 kHz ; 500 kHz - 1 650 kHz ; 400 kHz - 500 kHz ; 9,5 - 12 MHz ; 85 - 110 MHz.

Le générateur d'atelier *RPS₃₇₈* (figure III-1) est de construction monobloc avec des joues en fonderie sous pression et des profilés longitudinaux. L'appareil est relié à l'alimentation secteur par un câble multiconducteurs à connecteur enfichable. Deux cadrans clairs facilitent l'accord précis en AM et en FM. La commutation des diverses fonctions se fait à l'aide de touches clairement marquées.

Fig. III-1. — Générateur d'atelier RPS 378 (Nordmende).



BLOC SCHEMA

L'organigramme de principe du générateur est reproduit sur la figure III-2. L'alimentation est commune à la partie AM et à la partie FM. Ces deux parties utilisent une sortie HF commune.

PARTIE AM

La partie AM comporte un générateur accordable sur les principales fréquences (grandes ondes, ondes moyennes et courtes et FI-AM). Equi-

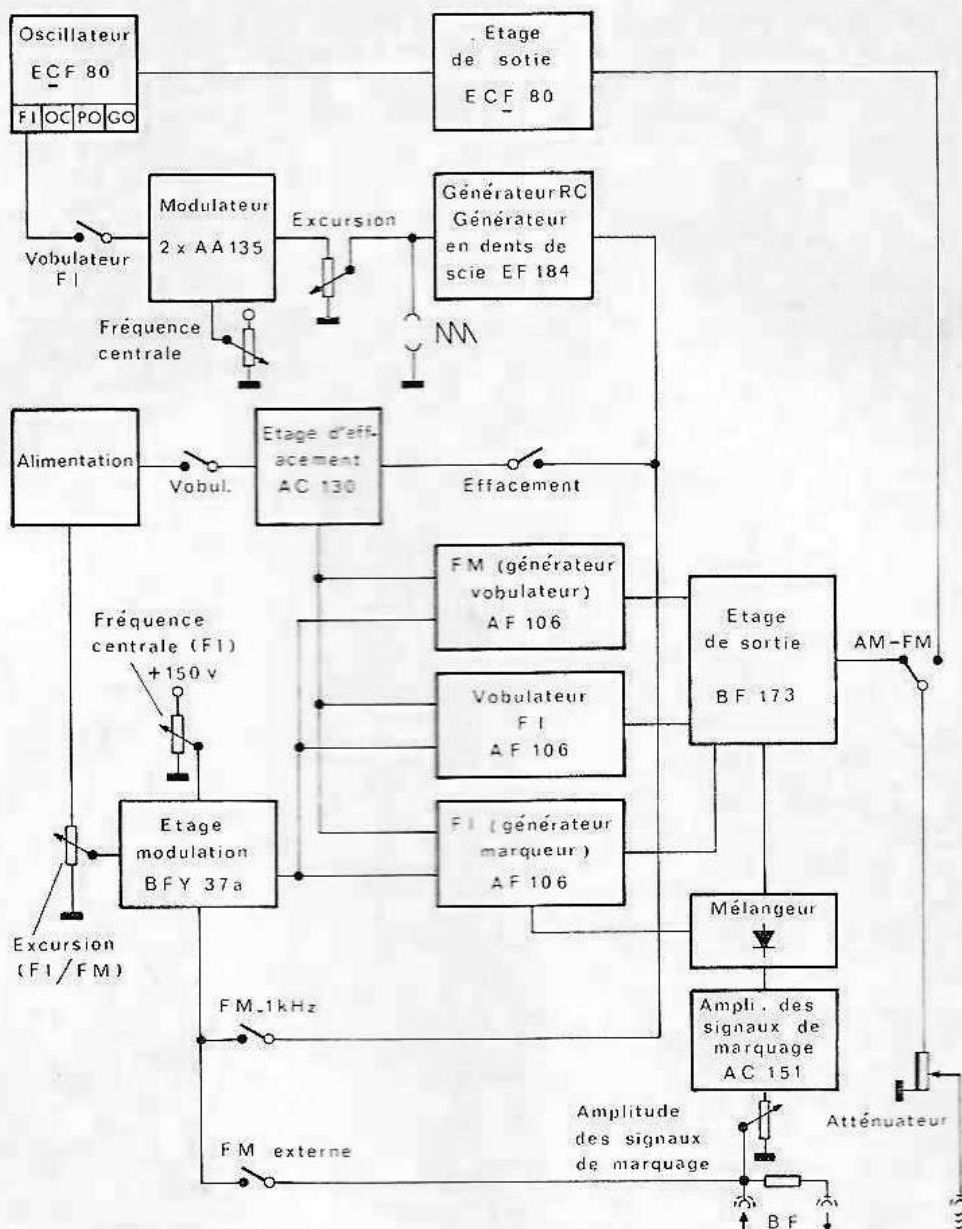


Fig. III-2. — Diagramme du générateur.

pée de tubes électroniques, elle est logée dans la partie droite de l'appareil. L'oscillateur HF est constitué par la partie triode du tube $R\ddot{o}_{702}$ (figure III-3) montée avec l'anode à la masse. Les circuits oscillants nécessaires (inductances et capacités) sont commutés par des poussoirs. Le condensateur C_{712} applique le signal HF à la grille de commande de la partie pentode du tube $R\ddot{o}_{702}$. C'est là qu'on peut y coupler la modulation BF. Ce tube sert également d'étage séparateur entre oscillateur et sortie. La pentode $R\ddot{o}_{701}$ est utilisée pour les gammes AM et en FM comme générateur RC délivrant une tension sinusoïdale de 1 kHz. Ce signal BF peut aussi bien être utilisé pour la modulation interne des diverses fréquences

fréquence et la fréquence médiane. Pour le balayage externe d'un oscilloscope à rayons cathodiques, une tension en dents de scie d'environ 25 Hz peut être prélevée sur le générateur RPS_{378} .

La partie pentode du tube $Rö_{702}$ amplifie les signaux HF appliqués à sa grille de commande avant de les diriger vers la sortie HF réglable par le commutateur AM-FM. Si on désire un signal modulé, la haute fréquence peut être modulée en amplitude — à partir du signal à 1 kHz du générateur RC — dans l'étage de sortie.

PARTIE FM

Comme le montre le diagramme de la *figure III-2*, la partie FM comprend trois oscillateurs séparés. Deux fonctionnent comme vobulateur à 50 Hz, et deux comme marqueurs ou générateurs de contrôle. La *figure III-4* donne les schémas complets de la partie FM intégralement transistorisée et de l'alimentation.

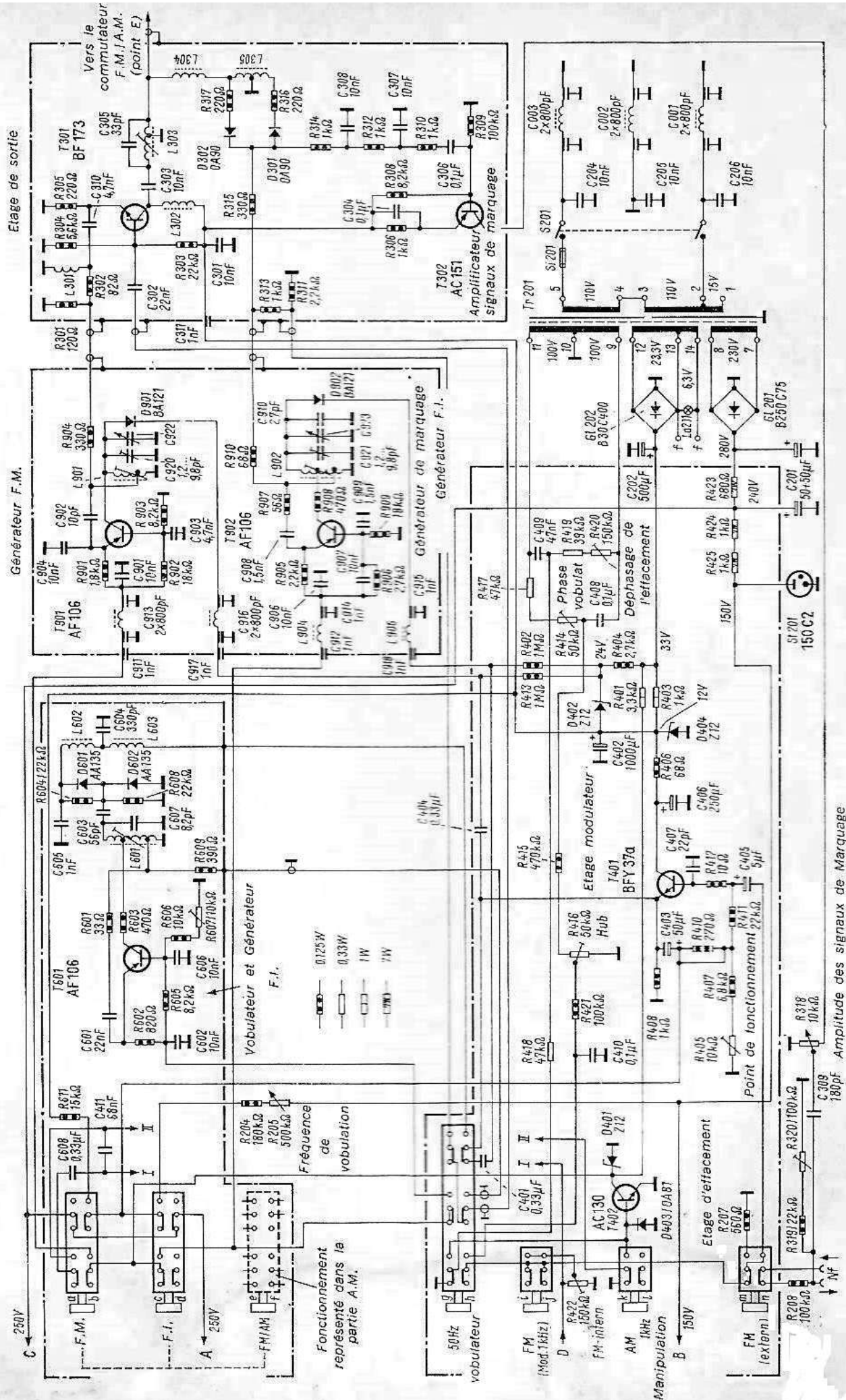
Générateur FM.

L'étage à transistor T_{901} fonctionne dans la gamme FM comme oscillateur Hartley, soit en générateur accordable, soit en oscillateur de vobulation. La fréquence est accordée à l'aide du condensateur variable C_{922} ou, pour la vobulation, est modulée en fréquence par la diode à capacité variable D_{901} . Cette diode est bloquée par une tension inverse d'environ 24 V et est commandée, à travers l'amplificateur de modulation T_{401} , par un signal à 50 Hz ou par le signal à 1 kHz pour la modulation FM.

Outre le signal interne à 1 kHz, on peut appliquer une tension de modulation externe par l'entrée BF.

Oscillateurs FI-FM.

Pour qu'il soit possible de produire des signaux de marquage sur les courbes de vobulation, il faut utiliser deux oscillateurs pour la gamme FI-FM. Le générateur vobulé est constitué par le transistor T_{601} monté en Hartley. La modulation de fréquence est produite par les diodes D_{601} et D_{602} , commandées par le signal de l'amplificateur de modulation T_{401} . En fonctionnement normal, une tension continue bloque les deux diodes. La tension BF de modulation qui y est superposée et le signal HF provoquent un déphasage du courant qui, sur une alternance du signal de vobulation à 50 Hz, entraîne une variation de capacité due à la résistance interne différentielle des diodes, et donc une modulation en fréquence du circuit résonnant L_{601} , C_{607} et C_{603} . Le signal HF de sortie est appliqué à l'étage de sortie T_{301} par R_{609} et C_{302} , avant de parvenir à la sortie à travers un filtre en π adapté.



La production des signaux de marquage est assurée par le générateur T_{902} . Il se trouve dans le même sous-ensemble que l'oscillateur FM T_{901} . Le condensateur C_{923} permet de choisir la fréquence de la gamme FI-FM indiquée par la graduation spéciale de la façade. Une diode à capacité variable D_{902} est placée en parallèle sur le circuit oscillant pour permettre une modulation en fréquence du générateur. Elle est bloquée par une tension inverse d'environ 24 V. Le signal de modulation peut être la fréquence interne de 1 kHz ou un signal BF extérieur. La tension de sortie HF atteint, lorsqu'elle est utilisée directement, la sortie du RPS_{378} à travers l'amplificateur de sortie T_{301} , mais elle est aussi appliquée, par l'intermédiaire d'un mélangeur symétrique à diodes, à l'amplificateur de signaux de marquage T_{302} .

Etage modulateur.

Comme déjà indiqué, les signaux de modulation à 50 Hz comme les signaux FM nécessaires sont couplés au générateur correspondant par l'étage modulateur. En utilisation comme générateur de mesure, le signal interne à 1 kHz est appliqué à la base de T_{401} par la touche de modulation. Si on veut moduler par un signal extérieur, celui-ci est également appliqué à la base de T_{401} par la touche « FM extern » et le condensateur C_{405} , puis de là sur la diode à capacité variable D_{901} du générateur FM ou D_{902} du générateur FI et de marquage. Les deux diodes sont polarisées négativement par la diode zener D_{402} .

Etage de sortie et amplificateur des signaux de marquage.

Les signaux HF de tous les oscillateurs FM sont réunis par T_{301} dans l'étage de sortie. Cet étage sert d'amplificateur et de séparateur entre la sortie HF et les divers oscillateurs. Il évite ainsi les effets des charges sur les oscillateurs et sert simultanément d'amplificateur de sortie dans les gammes FM et FI-FM, ainsi que pour les générateurs vobulés. Dans la gamme FI-FM, le transistor T_{301} est monté en émetteur commun. L'adaptation à la sortie est assurée par le transformateur L_{303} . Dans la gamme FM, le transistor est monté en base commune. L_{303} constitue alors, avec C_{305} , un filtre en π adapté à la sortie.

Une partie du signal HF de sortie est prélevée par L_{304} dans l'étage de sortie pour le marquage dans la gamme vobulée FI et appliquée au transformateur symétrique L_{305} . Le mélange avec le signal vobulé se fait dans les diodes D_{301} et D_{302} . Il est commandé par le signal HF du générateur de marquage HF. Un filtre passe-bas (R_{314} , C_{308} , R_{312} , C_{307}) réduit la largeur de ces signaux mélangés de telle sorte que les « pips » restent assez francs même pour les circuits à bande étroite. Un couplage par filtre passe-haut (C_{306}) sur la base de l'amplificateur BF de marquage produit une lacune au battement zéro, qui facilite souvent

l'interprétation des marques. Les signaux de marquage BF sont prélevés sur le collecteur de T_{302} et R_{318} permet d'en régler l'amplitude.

Alimentation et étage d'effacement.

L'alimentation doit fournir deux tensions continues différentes, l'une pour la partie AM équipée de tubes électroniques (150 V par ligne B), l'autre pour les transistors de la partie FM (12 V). Les deux tensions sont partiellement stabilisées par des tubes ou diodes Zener. Pour le vobulateur à 50 Hz, l'alimentation fournit une tension symétrique à partir des enroulements 9, 10, 11 du transformateur Tr_{201} . Deux déphaseurs indépendants (R_{414} et R_{400}) règlent les phases des tensions de vobulation et d'effacement avant de les appliquer aux oscillateurs. La résistance élevée R_{145} placée en aval du déphaseur est destinée à éviter les réactions sur le déphasage (p. ex. lorsqu'on modifie l'excursion à l'aide de R_{416}). Pour la suppression d'une alternance dans la gamme vobulée, on applique le signal à 50 Hz, avec la phase requise, par R_{418} et la touche de vobulation, à la base de l'étage supprimeur T_{402} . Ce qui supprime périodiquement la tension d'alimentation à 12 V du générateur choisi par la touche FM ou FI correspondante. On obtient ainsi une ligne de zéro durant le retour du spot de l'oscilloscope.

Outre la commande de suppression à 50 Hz, on peut commander le générateur FI de marquage et l'oscillateur FM à 1 kHz. Ce genre de fonctionnement est important pour le réglage des discriminateurs au minimum de modulation d'amplitude.

CHAPITRE IV

GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX TÉLÉVISION

ROLE DU GÉNÉRATEUR TV

Le dépannage en télévision est beaucoup plus complexe qu'en radio. Il nécessite en effet plusieurs signaux : un signal d'image (qui est souvent variable pour permettre différents essais et réglages), un signal son et les indispensables signaux de synchronisation. Ces signaux, auxquels s'ajoutent les signaux de chrominance dans le cas de la télévision en couleurs, sont généralement disponibles sous deux formes : en vidéo ou en HF modulée. Les générateurs TV, souvent nommés mires, comportent donc toujours plusieurs oscillateurs. Pour des raisons de précision et de stabilité, les bonnes mires utilisent toujours des oscillateurs à quartz.

LA MIRE TV MODELE 712

(figure IV-1)

Cette mire de précision élevée (pilotage par quartz à tous les niveaux et de technologie moderne (circuits intégrés) permet le réglage et le dépannage des téléviseurs noir et blanc ou couleurs au standard ORTF et SECAM. Elle est réalisée par la Société Industrielle d'Electrotechnique et de Radio-Electricité (SIDER-Ondyne).

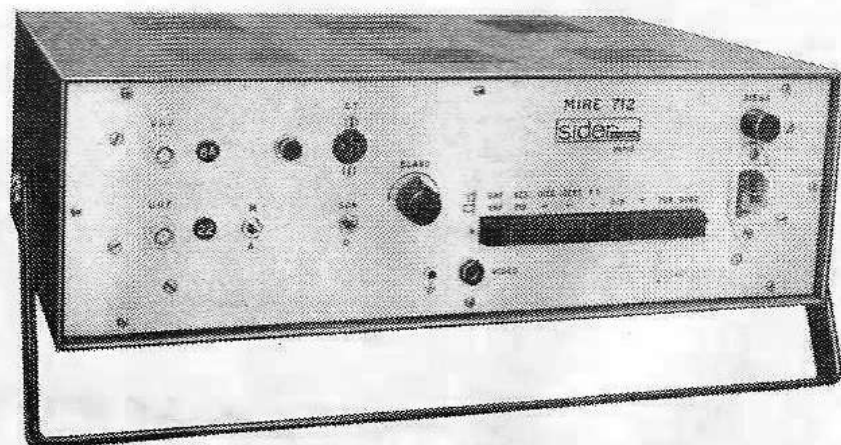


Fig. IV-1.
La mire TV modèle
712.

Caractéristiques et constitution.

Trois circuits imprimés enfichables fournissent les signaux de synchronisation et les signaux artificiels d'image.

Deux oscillateurs délivrent les porteuses « image » V.H.F. et U.H.F. Un oscillateur d'intervalle fournit une porteuse « son » AM sur 11,15 ou 6,5 MHz.

Un commutateur à neuf touches permet la sélection des divers modes de fonctionnement. Bien entendu, les diverses alimentations (12 V et 5 V) sont stabilisées.

Les signaux de synchronisation sont obtenus à partir de deux bases de temps indépendantes à 625 et 819 lignes entrelacées, pilotées par quartz. Cinq signaux d'image différents sont obtenus par commutation : grille de convergence — image de pureté blanche ou rouge — échelles des gris à huit bandes verticales — les barres couleurs normalisées — image découpée avec échelle des gris dans le tiers supérieur et les barres couleurs dans les 2/3 inférieurs. Une touche permet l'addition des fréquences « FO » de repos des discriminateurs aux différentes informations (4,250 et 4,406 MHz). Les fréquences nécessaires à l'ouverture des portiers SECAM (3,900 et 4,756 MHz) sont également ajoutées par une touche.

L'appareil comporte un oscillateur VHF délivrant un canal au choix dans cette bande, et un canal UHF, tous deux modulés de 90 à 95 % de profondeur. La porteuse son à 11,15 MHz ou 6,5 MHz est obtenue par battement à partir d'un oscillateur également piloté par quartz. Elle est modulée en amplitude à 1 000 Hz par un signal interne.

Schéma général.

La figure IV-2 donne le schéma-bloc de cet appareil relativement compliqué, et dont la construction est pratiquement hors de portée de l'amateur courant. On y remarque neuf parties principales :

- l'oscillateur pilote de la fréquence lignes ;
- l'oscillateur des signaux d'identification (portiers) ;
- les portes de formation des signaux à partir des précédents ;
- le modulateur de chrominance ;
- l'addition des signaux ;
- l'oscillateur et le modulateur UHF ;
- l'oscillateur VHF ;
- l'ampli vidéo — modulateur VHF ;
- l'oscillateur d'intervalle pour la porteuse son.

On trouve en outre un oscillateur 1 000 Hz pour la modulation son et les trois sorties : vidéo, UHF, VHF.

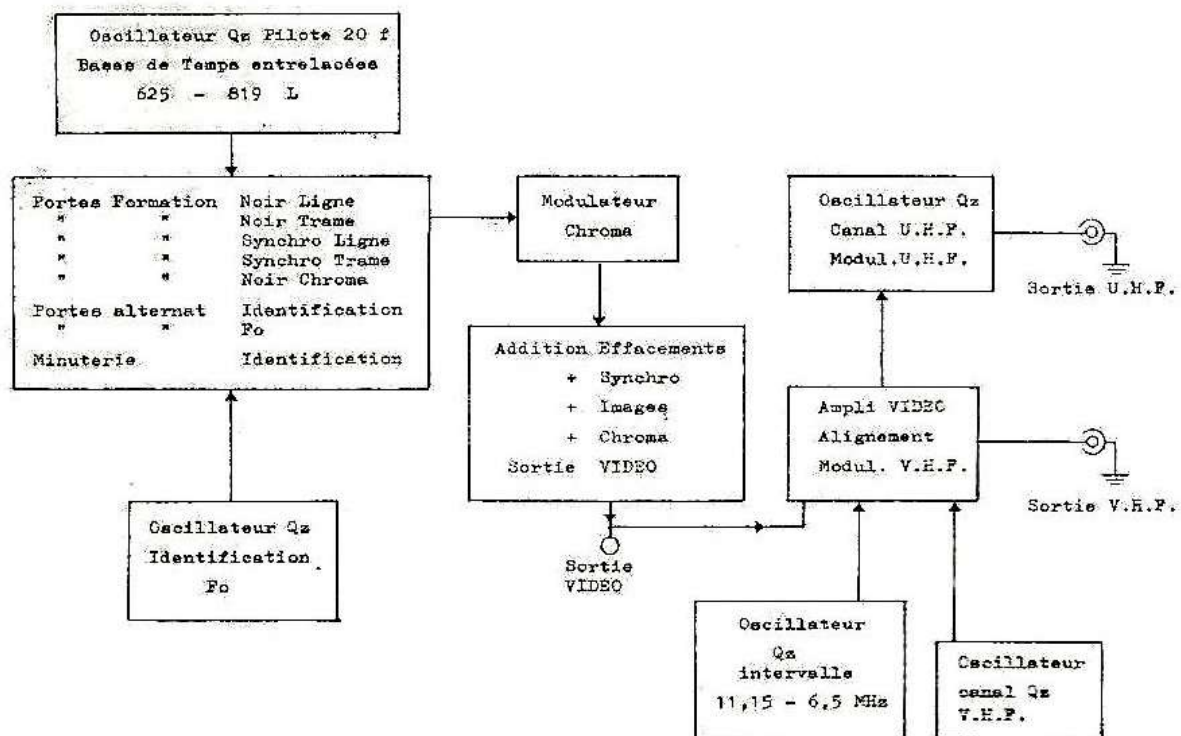


Fig. IV-2. — Schéma-bloc de la mire.

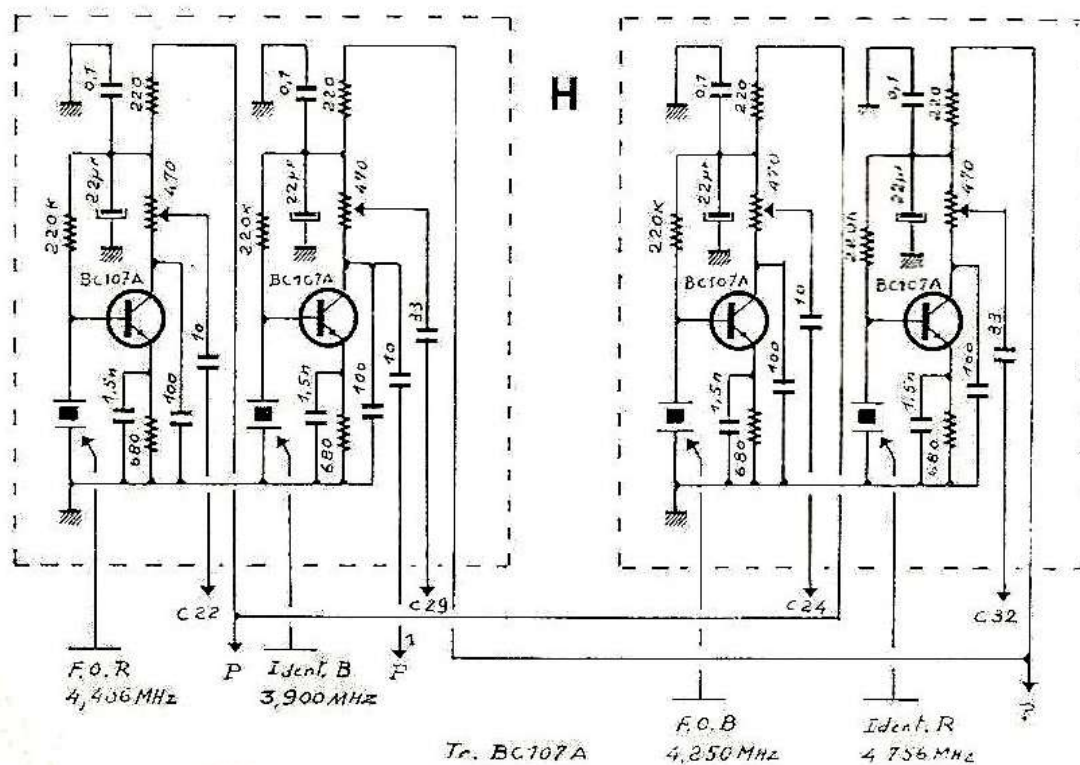


Fig. IV-3. — Les oscillateurs de fréquence zéro et d'identification.

Les oscillateurs de fréquence zéro et d'identification.

Il y a très peu à dire sur ces oscillateurs, comme d'ailleurs sur les nombreux autres équipant cette mire, car ils sont pilotés par quartz et ne comprennent comme seuls réglages que l'ajustage des différents niveaux de sortie (*figure IV-3*).

Modulateur chrominance et pilote.

La figure IV-4 représente le modulateur de chrominance qui reçoit ses signaux du pilote (figure IV-5) et des étages de formation. Le pilote est également un oscillateur à quartz (QZ sur le schéma) dont la fréquence est divisée plusieurs fois dans des circuits intégrés, puis mise en forme pour obtenir les impulsions à la durée et la récurrence voulue. Ce sont ensuite des circuits intégrés encore qui délivrent tous les « signaux de service » nécessaires (figure IV-6). Pour ces deux schémas, comme pour celui de la figure IV-7, les signaux de sortie représentés en bas du dessin sont plus parlants que tous les discours.

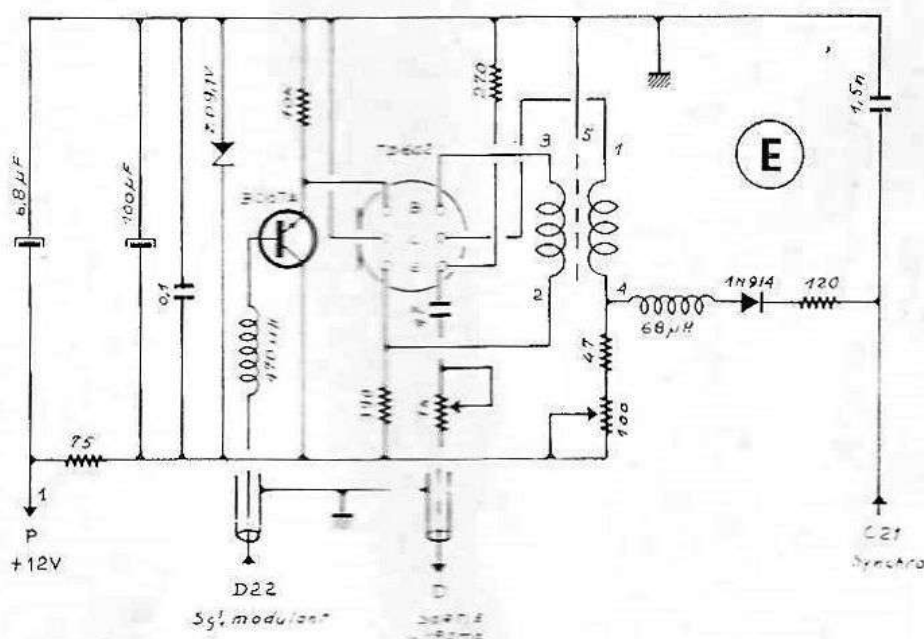


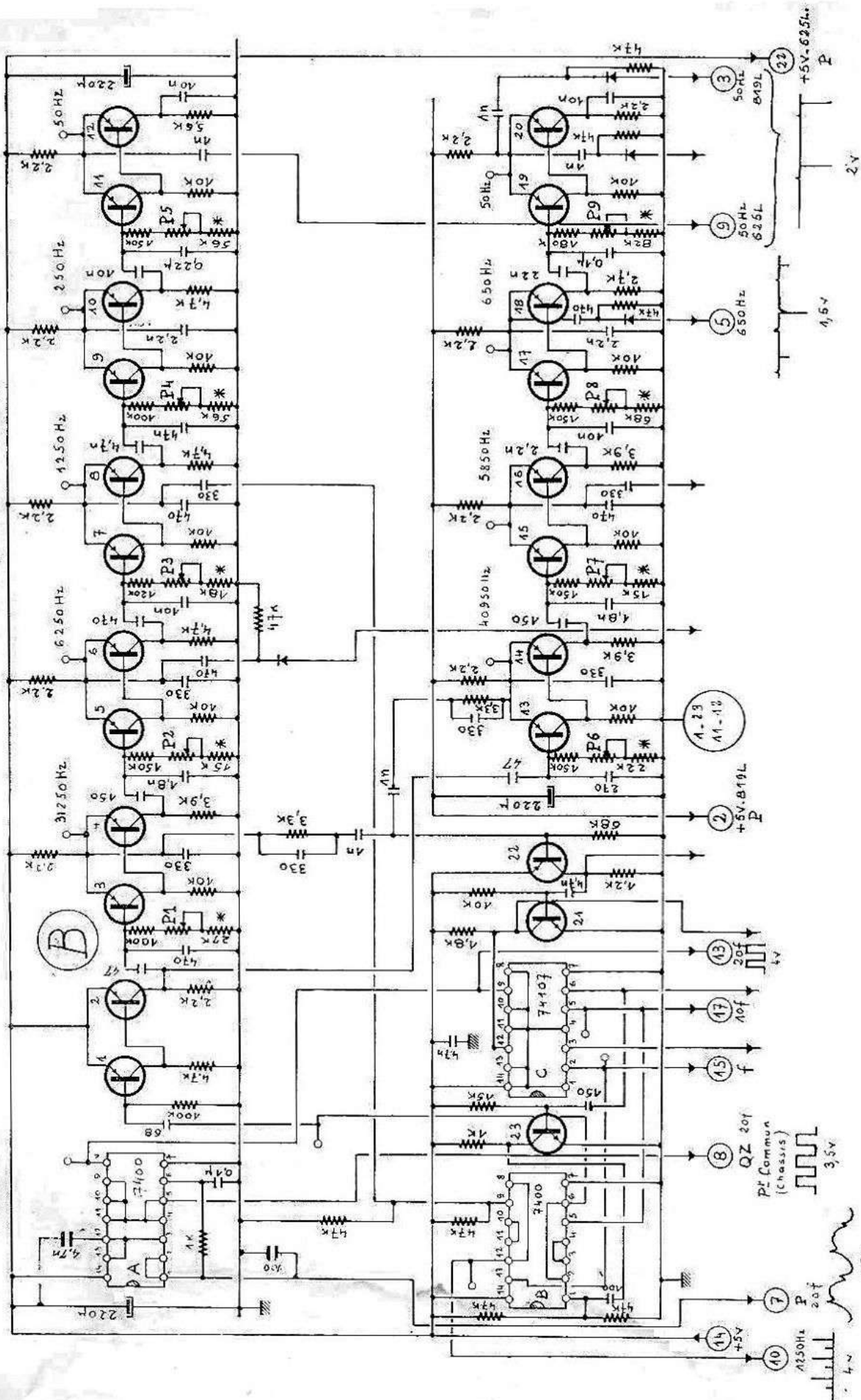
Fig. IV-4. — Le modulateur de chrominance.

Les oscillateurs son, V.H.F. et U.H.F.

Pour ces oscillateurs (*figure IV-8*), les quartz ne sont pas représentés car ils sont commutés par un même poussoir et se trouvent ainsi en dehors de la platine correspondante. Les oscillateurs VHF et UHF sont montés comme les tuners correspondants des téléviseurs, et chaque sortie dispose de son propre atténuateur.

PILOTE

Diodes : 1N914
Transistors : Q1...Q20 - BFW34
* Résistances à ajuster



Les Tensions sont données en volts crête-crête

Ref. P1...Pg. 474

Fig. IV-5. — Les étages du pilote.

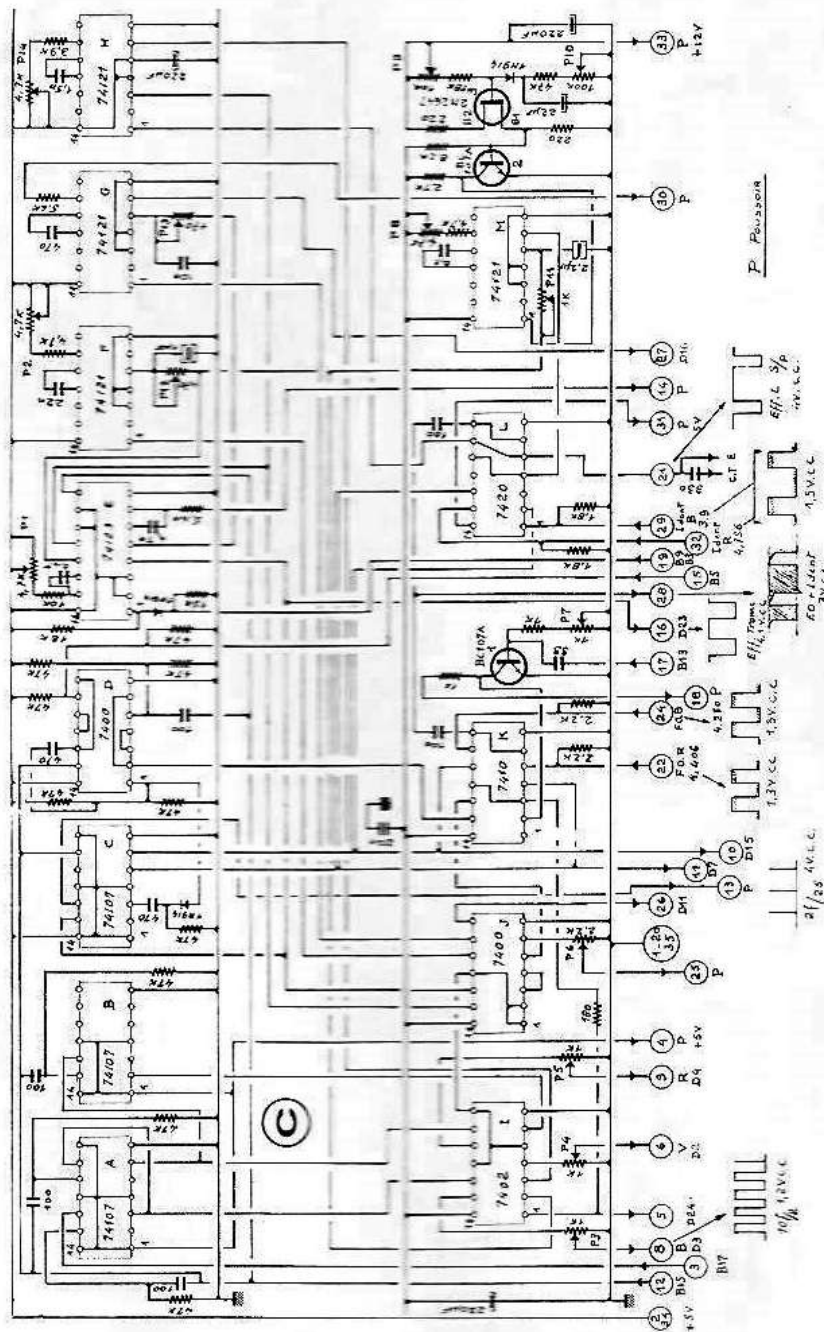


Fig. IV-6. — La formation des signaux de chrominance.

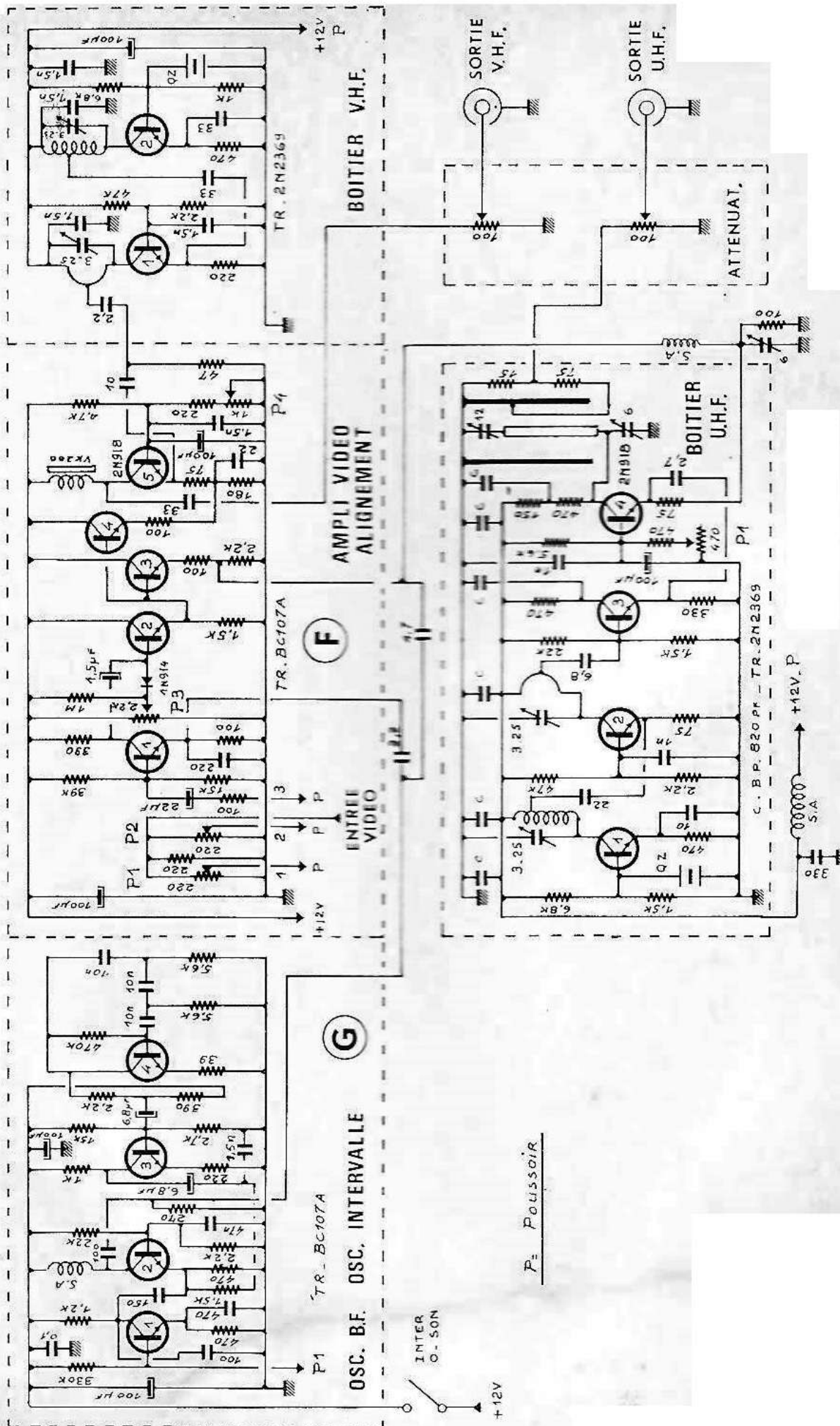


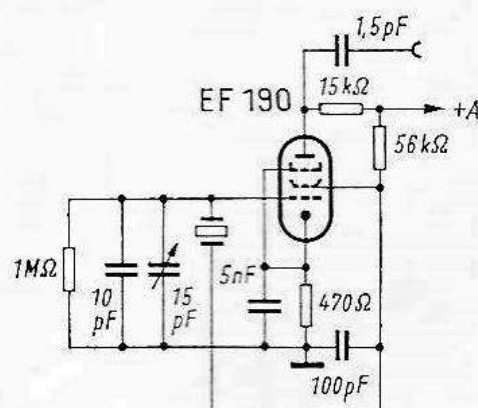
Fig. IV-8. — Les oscillateurs BF, VHF et UHF.

CHAPITRE V

GÉNÉRATEURS D'ÉTALONNAGE

Les générateurs d'étalonnage sont de petits générateurs délivrant une ou plusieurs fréquences fixes et généralement pilotés par quartz. Ils sont très appréciés des amateurs d'ondes courtes. Si un tel générateur d'étalonnage est par exemple doté d'un quartz de 100 kHz, il fournit, outre sa fréquence fondamentale de 100 kHz, des harmoniques espacés de 100 kHz jusque dans la gamme des ondes courtes. Les impulsions ainsi obtenues peuvent avantageusement être utilisées pour les mesures et contrôles de fréquences. En outre, la construction de ces générateurs est très simple.

Fig. V-1. — Schéma d'un générateur étalon à pentode.



La figure V-1 donne le schéma d'un tel générateur d'étalonnage équipé d'une pentode. Le quartz est monté entre la grille de commande et l'écran constituant une triode fictive qui commande le courant anodique. Le condensateur du circuit de grille permet de faire très légèrement varier la fréquence sur laquelle le montage oscille. On peut ainsi caler exactement la fréquence par comparaison avec des émissions de signaux normalisés.

Le générateur à transistor de la figure V-2 est encore plus simple. Si on l'approche de la prise d'antenne d'un récepteur, ses signaux seront reçus jusqu'au-delà de 10 MHz. La tension de chauffage de tubes, redressée, peut l'alimenter.

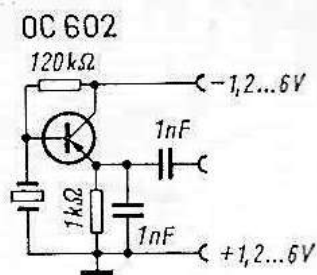


Fig. V-2. — Générateur étalon à transistor.

Le générateur à transistor piloté par quartz de la figure V-3 est également utilisable comme générateur de points d'étalonnage pour la mesure l'étalonnage ou avec des circuits à impulsions. On peut le réaliser dans un très petit volume et l'alimenter par une pile de lampe de poche. Comme l'appareil est ainsi indépendant du secteur, on peut l'utiliser partout.

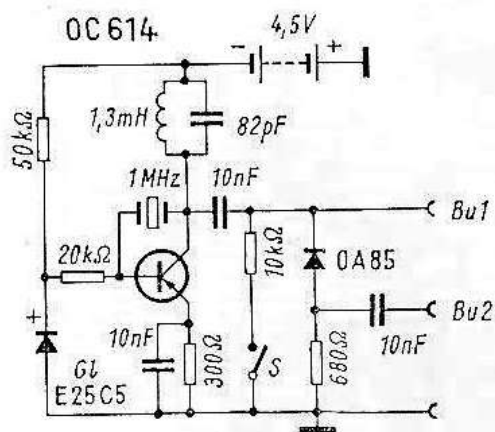


Fig. V-3. — Schéma d'un générateur de points d'étalonnage à transistor.

C'est le transistor utilisé qui détermine la fréquence limite supérieure. Le transistor OC614 est utilisable jusqu'à 30 MHz, les types OC615 ou AF114 jusqu'à 70 MHz, le type AF102 même jusqu'à 120 MHz.

Le schéma de la figure V-3 a été déterminé pour que l'harmonique à 10 MHz du quartz à 1 MHz fournisse une tension efficace de 2,5 à 10 mV selon la sortie utilisée, et qu'on dispose encore de 500 μ V efficaces à 30 MHz. Le redresseur G_1 facilite l'oscillation du transistor et stabilise en outre son courant collecteur. Les deux sorties permettent un emploi universel :

Sortie Bu₁ avec commutateur S ouvert : Branchement sur des points à haute impédance, tension effective de début 2 V, chute rapide au-delà de 10 MHz. La courbe est approximativement sinusoïdale, mais légèrement limitée dans le haut.

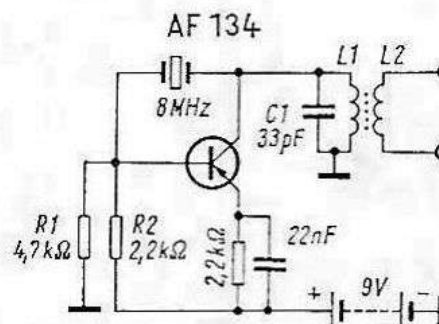
Sortie Bu₁ avec commutateur S fermé : Branchement sur des points à moyenne impédance, tension effective de départ 1,2 V, chute rapide au-delà de 20 MHz, tension sinusoïdale pure.

Sortie Bu_2 avec commutateur S fermé : Branchement sur des points à basse impédance d'environ $150\ \Omega$, tension effective de départ de 50 mV , faible chute des harmoniques. La courbe est en forme de trapèze avec des temps de montée et de descente de $0,15\ \mu\text{s}$.

Sortie Bu_2 avec commutateur S ouvert : Branchement sur des points à basse impédance de 75 ou $60\ \Omega$, tension effective de départ 8 mV , faible chute d'amplitude jusqu'à 20 MHz , forme des signaux comme avec le commutateur fermé. Il n'est pas nécessaire de faire varier la tension de sortie lorsqu'on utilise les diverses sorties. En cas de besoin, on peut réduire la tension par un diviseur ohmique ou capacitif. En cas d'utilisation d'un diviseur capacitif, on se souviendra que le rapport de division est à l'inverse de celui des capacités.

La bobine de $1,3\text{ mH}$ sera réalisée avec 3×167 spires de fil de cuivre émaillé de $0,1\text{ mm}$. Elle sera soigneusement blindée pour éviter tout rayonnement parasite.

Fig. V-4. — Schéma d'un générateur à quartz transistorisé, pour 8 MHz .



Le générateur à quartz de la figure V-4 délivre des oscillations à 8 MHz et des harmoniques perceptibles jusqu'à environ 500 MHz . L'oscillateur est équipé du transistor AF134. Le quartz assure le déphasage pour la réaction et est branché entre collecteur et base. Les résistances R_1 et R_2 forment un diviseur de tension pour la base et stabilisent cette dernière. Pour éviter des oscillations sur les fréquences annexes du quartz, on a placé le circuit oscillant L_1 , C_1 dans le circuit collecteur. Il facilite l'entrée en oscillations de certains quartz « rétifs » et augmente la gamme de fréquence. Les oscillations sont prélevées sur L_2 . Une petite pile de 9 V assure l'alimentation, la consommation étant très faible. La bobine L_1 comporte 36 spires de fil de cuivre émaillé de $0,6\text{ mm}$, L_2 9 spires du même fil.

CHAPITRE VI

FRÉQUENCEMÈTRES

DEFINITION, ROLE ET CONSTITUTION DES FREQUENCEMETRES

Un fréquencemètre est un appareil de mesure permettant de déterminer la fréquence, la longueur d'onde ou la période d'une oscillation électrique. On distingue entre fréquencemètres actifs et passifs. Les fréquencemètres actifs sont des générateurs délivrant une ou plusieurs fréquences normalisées avec lesquelles on compare la fréquence inconnue en mesurant la différence. Les fréquencemètres passifs indiquent soit directement la fréquence par simple lecture, ou après équilibre d'un pont avec des résistances variables selon la fréquence. Plus récemment, la détermination des fréquences par comptage a pris de l'importance, cette méthode étant la seule donnant une mesure de très grande précision alliée à une lecture directe.

Les fréquencemètres existent pour des fréquences comprises entre environ 10 et 400 MHz et servent à l'étalonnage des générateurs, hétérodynes et des autres appareils de mesure. La détermination des fréquences et la mesure de leurs variations font partie des tâches quotidiennes des techniciens haute fréquence. Lors des mesures des caractéristiques des composants et circuits (p. ex. des pertes des condensateurs), il suffit souvent de connaître la fréquence avec une précision de 1 %. On y parvient relativement facilement avec une mesure par absorption (ondemètre) avec un circuit résonnant accordable simple ou, pour les fréquences élevées, avec une ligne résonnante (ligne de Lecher). Avec l'ondemètre, c'est la position du condensateur variable, repérée sur le cadran étalonné en fréquences, qui permet la mesure de la fréquence, avec la ligne de Lecher, c'est la distance entre deux nœuds de la ligne entrée en résonance (ondes stationnaires).

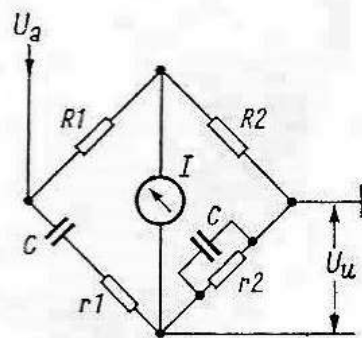
Le fréquencemètre le plus simple est un circuit absorbant accordable avec redresseur et galvanomètre à courant continu, connu des amateurs sous le nom de grid-dip-mètre ou ondemètre à absorption. Nous reviendrons plus en détail sur cet appareil passif, convenant aussi à la réalisation par les amateurs.

La mesure de la fréquence des générateurs de mesure, des émetteurs professionnels à ondes courtes et des émetteurs de radiodiffusion doit être beaucoup plus précise.

Pour les mesures de fréquence par résonance, on doit tenir compte des aspects suivants : constance dans le temps des composants des circuits, insensibilité aux variations de température, précision de l'accord et de sa lecture, reproductibilité de l'accord. Électriquement, le couplage ne doit pas provoquer de réaction et l'appareil de mesure doit donc avoir une influence aussi réduite que possible. Si on utilise une diode semi-conductrice ou un tube électronique pour l'indication, on peut espérer une précision de 0,5 à 2 % avec des composants usuels du commerce. Pour obtenir la sensibilité maximale, le redresseur doit être adapté à l'impédance à la résonance du circuit ; malgré cela, on réduit ainsi le facteur de surtension du circuit de moitié. Une précision de lecture supérieure à 1 % ne peut être obtenue en service que par un couplage avec le générateur ou l'emploi d'un étage séparateur. L'indicateur devrait alors être un voltmètre électronique à résistance interne élevée. Comme la précision de mesure dépend du facteur de surtension, on ne peut améliorer celui-ci que par l'emploi de circuits en pot fermé. Le couplage entre le générateur et le détecteur doit être faible.

En plaçant le circuit résonnant dans un pont, on peut éviter l'allure plate de la courbe de résonance — inconvénient de tous les procédés de mesure par résonance. Mais pour l'équilibrage du pont à proximité de la résonance, le déphasage de l'impédance que constitue le circuit résonnant

Fig. VI-1. — Pont de Robinson.



est déterminante. Grâce à l'influence de la phase, on peut utiliser dans les ponts des circuits RC pour les mesures de fréquence, comme p. ex. le pont de Robinson (figure VI-1). Le dimensionnement optimal est obtenu pour $R_1 = 2 R_2$; $r_1 = r_2 = r$. On a alors $\omega = 1/RC$ à l'équilibre. La précision atteinte est de l'ordre de 1 %.

En ce qui concerne les mesures de fréquence par comptage, nous n'évoquerons ici brièvement que le principe du fréquencesmètre à charge de condensateur qui est basé sur le phénomène suivants : un condensateur de capacité C est chargé et déchargé, au rythme de la fréquence à

mesurer, entre les tensions U_1 et U_2 . A chaque cycle charge-décharge, la charge $C \cdot (U_1 - U_2)$ est transportée. Pour f cycles par seconde, il circule donc un courant de charge proportionnel à f . Le cycle charge-décharge du condensateur se fait indépendamment de la fréquence à mesurer lorsqu'une diode de maintien est prévue (figure VI-2). La fréquence à mesurer module $R\ddot{o}1$ entre le coude supérieur de sa caractéristique et la disparition du courant anodique. La valeur instantanée de la tension anodique varie donc entre la valeur limite et la tension d'alimentation. Mais on n'atteint pas celle-ci parce que la diode $R\ddot{o}2$ est polarisée à une tension plus faible.

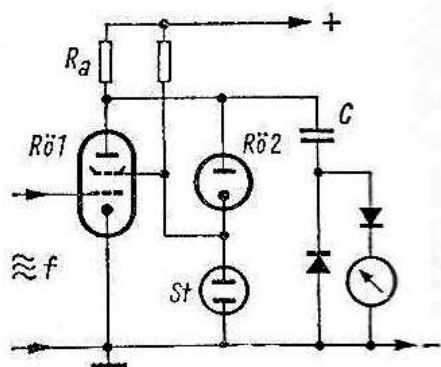


Fig. VI-2. — Fréquencemètre à charge de capacité.

Lors de l'augmentation de la tension, le condensateur C se charge donc à une vitesse — déterminée par la constante de temps $R_a C$ — proportionnelle à la tension d'alimentation. Mais lorsqu'on atteint la valeur de la tension de polarisation de la diode, la charge est interrompue, c'est-à-dire que la tension aux bornes du condensateur reste égale à la polarisation de la diode. On réduit ainsi apparemment la constante de temps de charge et on parvient à effectuer la charge en un temps fini, ce qui ne serait pas possible sans diode de maintien. La précision qu'on peut obtenir est d'environ 1 %, et la limite supérieure de fréquence de 0,5 à 2 MHz.

FREQUENCEMETRE 20 Hz A 100 kHz

Le fréquencemètre décrit ci-après, pouvant être réalisé par l'amateur, est indépendant du réseau. La fréquence mesurée est indiquée par le galvanomètre et peut être lue avec une précision suffisante. La figure VI-3 montre l'aspect de l'appareil, vendu en kit en Allemagne. La forme d'onde de la fréquence à mesurer (sinusoïdale, rectangulaire ou triangulaire) est sans influence sur la mesure.

Le schéma de l'appareil transistorisé est reproduit à la figure VI-4. Les mesures se font en cinq gammes commutées par des poussoirs. De sorte que les différentes gammes sont assez étalées. Pour satisfaire les amateurs de télécommande, une entrée supplémentaire permet de mesu-

Fig. VI-3. — Aspect du fréquencesmètre (Radio-Fern).

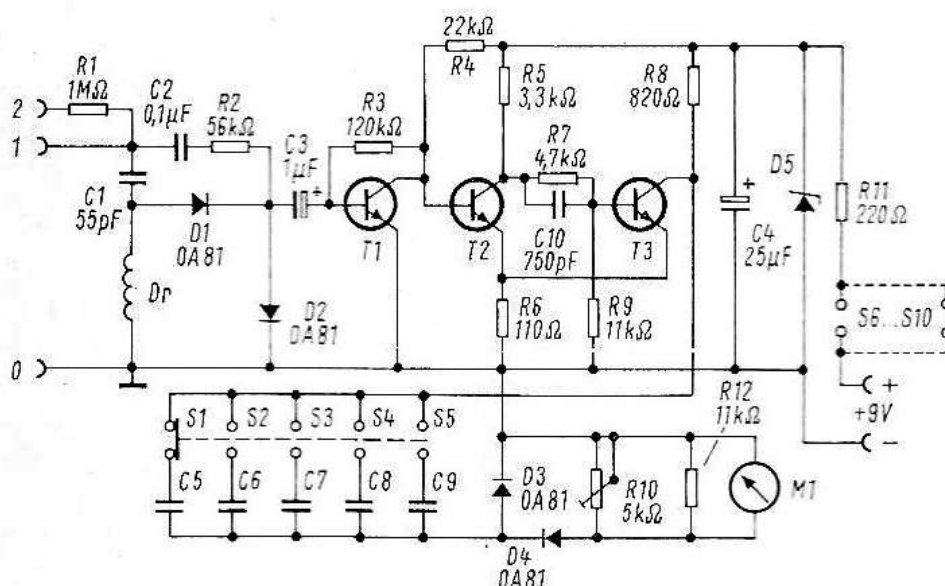
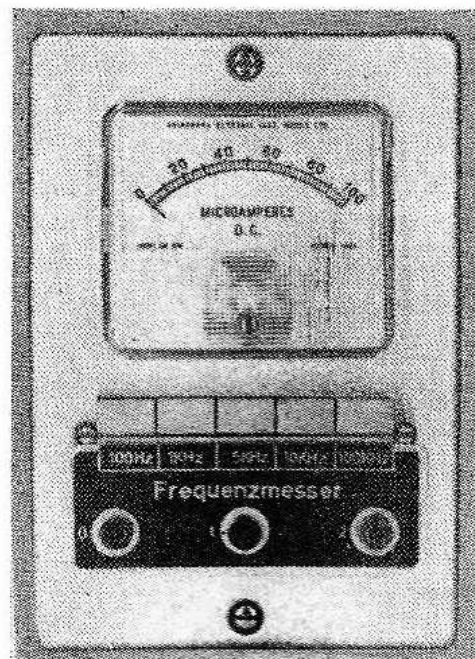


Fig. VI-4. — Schéma du fréquencesmètre.

rer les fréquences des divers canaux sans passer par l'amplificateur de modulation.

Description du schéma.

Le schéma est établi pour que les tensions appliquées à l'entrée soient transformées en impulsions rectangulaires. Celles-ci chargent un condensateur avec une constante de temps faible, l'intégration de la mesure du courant délivrant alors une indication proportionnelle à la fréquence. La précision de la mesure dépend de la précision des condensateurs de

charge entre eux et de la perfection de la forme des impulsions rectangulaires. La première condition est satisfaite par l'emploi de condensateurs soigneusement triés, la seconde par l'emploi d'un trigger de Schmitt. Celui-ci a la propriété, pour un niveau déterminé de tension, d'enclencher un phénomène au-dessus de ce niveau, de le déclencher au-dessous. On obtient donc à la sortie des impulsions à fronts très raides, d'amplitude approximativement égale à la tension d'alimentation. Pour que la sensibilité soit suffisante, un étage amplificateur T_1 précède le trigger de Schmitt comportant les transistors T_2 et T_3 .

Par rapport à d'autres circuits limiteurs, le trigger de Schmitt présente l'avantage de ne fonctionner qu'à partir d'une tension d'entrée de niveau définie, et donc de ne pas donner d'indication en deçà. En outre, la forme de la tension d'entrée est indifférente, puisqu'on ne cherche pas une mise en forme de la courbe, mais le déclenchement d'un processus. On ne peut donc obtenir qu'une tension rectangulaire à la sortie.

Les deux diodes D_1 et D_2 montées tête-bêche à l'entrée limitent la tension d'entrée à une valeur ne pouvant être dangereuse pour le transistor T_1 .

Pour permettre la mesure de la fréquence de modulation d'émetteurs, surtout de télécommande, directement à l'antenne sans avoir à intervenir dans le montage, on a placé la bobine de choc HF Dr dans le circuit d'entrée. On dispose un morceau de fil dans la douille 1 du fréquencemètre et on l'approche de l'antenne d'émission.

Montage.

Le circuit entier se monte sur un circuit imprimé d'après le plan de montage de la figure VI-5, à l'exception des condensateurs de charge des

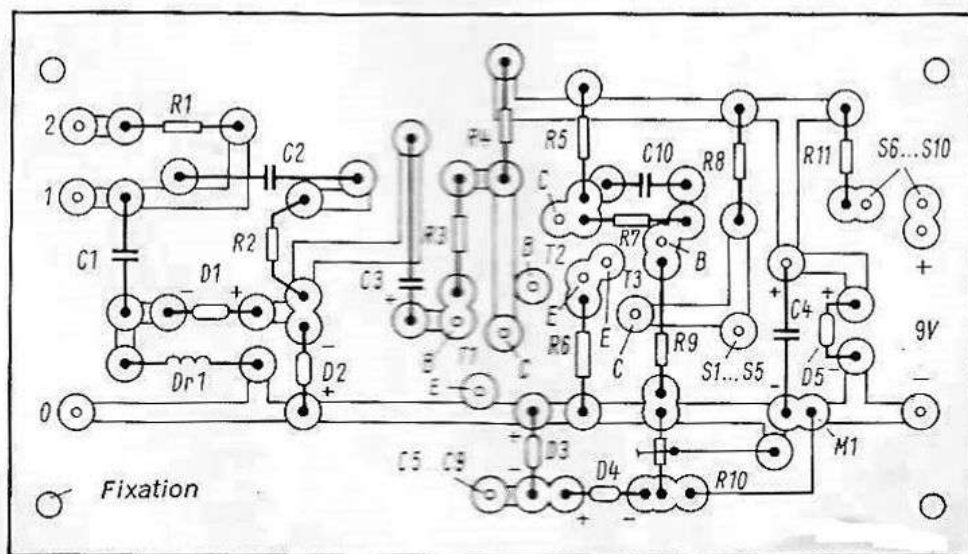


Fig. VI-5. — Plan de mise en place des composants.

différentes gammes C_5 à C_9 , qui sont soudés sur le clavier de commutation selon la figure VI-6. La résistance R_{12} est soudée en parallèle sur le galvanomètre, directement aux bornes de celui-ci.

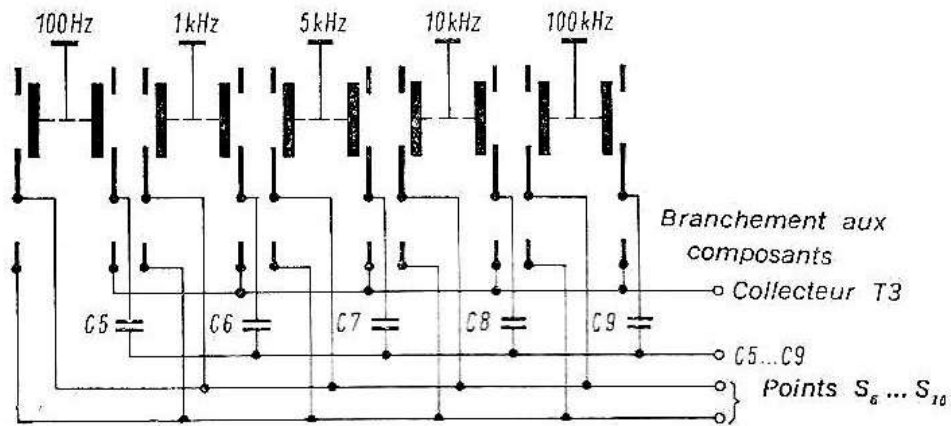
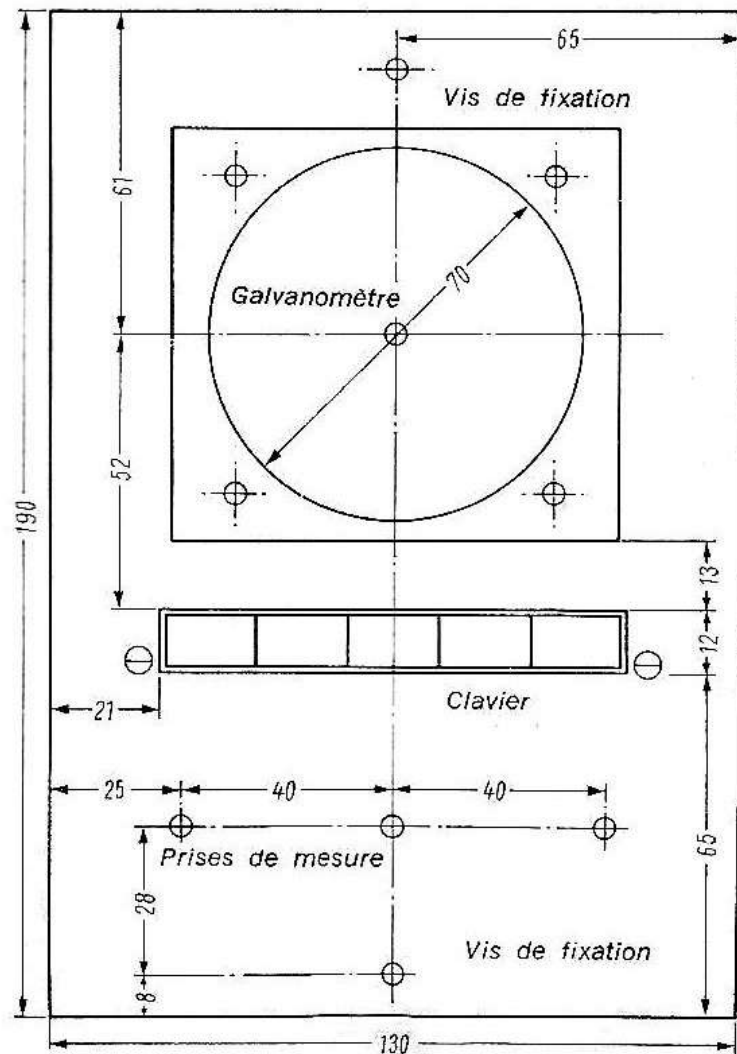


Fig. VI-6. — Schéma du clavier.

Fig. VI-7. — Plan de perçage de la façade.



Le circuit imprimé est vissé sur le clavier à l'aide de deux équerres. Chaque touche comporte deux contacts inverseurs. L'un des contacts assure la commutation de gamme, et l'autre met l'appareil sous tension.

On relie les entrées et la masse aux trois bornes comme indiqué par la figure VI-4. L'entrée 2 est à haute impédance grâce à R_1 , ce qui permet des mesures sur des circuits à haute impédance.

Le clavier est fixé sur la face avant avec interposition des deux entretoises. Le galvanomètre est fixé directement sur la façade, dont les dimensions et perçages sont indiqués par la figure VI-7.

Étalonnage.

L'étalonnage est simplifié grâce au tri des condensateurs de charge C_5 à C_9 . Il faut disposer du secteur à 50 Hz, qu'on prélèvera sur un transformateur de chauffage ou de sonnerie délivrant 6 à 10 V. On applique cette tension aux entrées 1 et 0, et on enfonce la touche 100 Hz. Le galvanomètre doit dévier si le montage est correct. On agit alors sur le potentiomètre R_{10} pour amener la déviation sur la graduation 50, et l'étalonnage du fréquencemètre est terminé. Si on dispose d'un générateur BF, on peut vérifier les autres gammes, mais ceci n'est aucunement nécessaire.

FREQUENCEMETRE FM 1

Sous cette dénomination, Grundig propose un appareil maniable pour le service et l'entretien des magnétophones (figure VI-8). Il permet de vérifier rapidement et facilement le courant HF de prémagnétisation. Pour

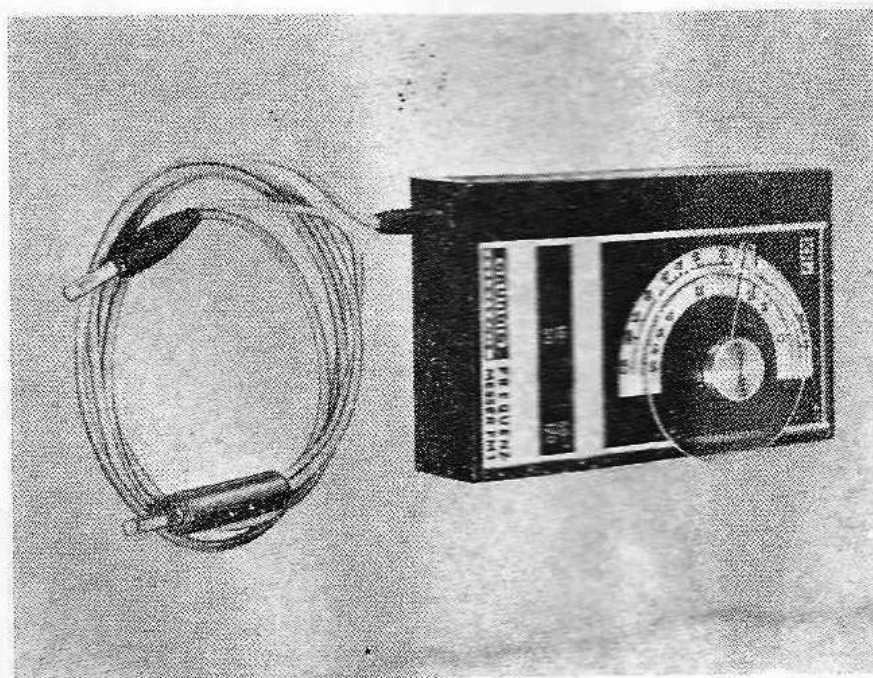
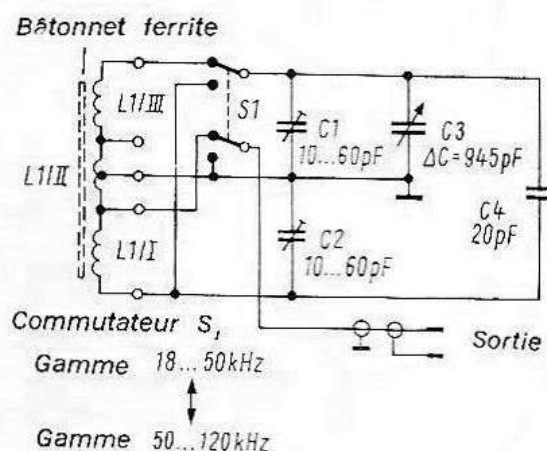


Fig. VI-8. — Fréquencemètre FM 1 (Grundig).

la mesure, on branche un millivoltmètre ou un oscilloscope, dont chaque atelier dispose en principe, sur ce petit appareil simple. On peut alors vérifier la fréquence de l'oscillateur sans ouvrir le magnétophone. La gamme couverte comprend donc les fréquences de polarisation et d'effacement usuelles sur les magnétophones.

Le schéma (figure VI-9) montre que le fréquencemètre FM1 fonctionne selon le principe de l'absorption. Si on l'approche d'un circuit oscillateur, l'énergie induite dans le circuit oscillant parallèle peut être indiquée par le millivoltmètre HF ou l'oscilloscope branchés sur le fréquencemètre. Il comporte deux gammes (18 - 50 kHz et 50 - 120 kHz) commutées par l'inverseur double S_1 . Selon la gamme en service, le condensateur variable C_3 constitue un circuit oscillant parallèle avec

Fig. VI-9. — Schéma du fréquencemètre.



L_1/III et L_1/II ou avec L_1/I et L_1/II . L_1/II est fixé solidement au centre précis du bâtonnet de ferrite, alors que les bobines L_1/I et L_1/III peuvent coulisser pour le réglage. L_1/II sert au couplage inductif de l'énergie HF. L'étalonnage capacitif est assuré par les trimmers céramiques C_1 et C_2 . Le condensateur C_4 n'est en parallèle sur le condensateur variable C_3 que dans la gamme 18 - 50 kHz. Son côté froid n'est pas relié directement à la masse, mais par l'intermédiaire du circuit oscillant, dont l'impédance est cependant très faible au-dessous de 50 Hz.

Il est conseillé d'augmenter la distance entre fréquencemètre et objet à mesurer jusqu'à ce que la lecture devienne tout juste possible. C'est alors que la précision est la plus grande.

ONDEMETRES

Sous les désignations « Ondemètre à résonance » TR_{30} » et « TR_{300} », Grundig réalise deux grid-dip-mètres (figure VI-10). Ils sont alimentés par piles (figure VI-11) et donc utilisables partout sans gêne due au cordon secteur. Intégralement transistorisé, ils conviennent particulière-

ment pour les travaux simples de laboratoire, les ateliers de service et les amateurs. Comme tous les « grid-dip », ils permettent la détermination de la fréquence de résonance des circuits oscillants passifs de tous genres. On peut en outre mesurer la fréquence des oscillateurs en fonctionnement. Le transistor à effet de champ utilisé permet des mesures même à très faible puissance.

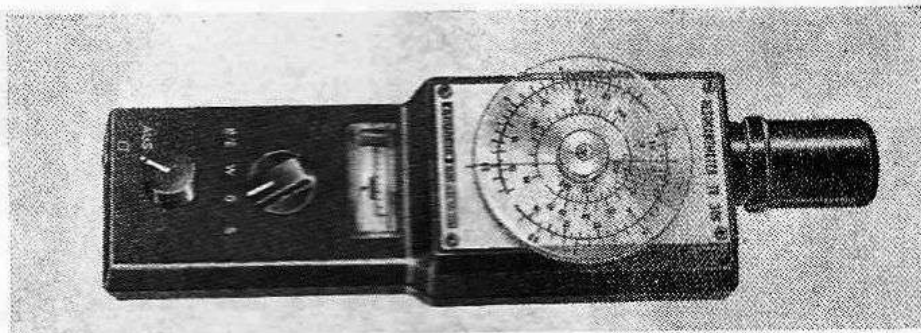


Fig. VI-10. — Ondemètre TR 300 (Grundig).

Avec un écouteur miniature, les ondemètres peuvent même servir de récepteur d'essai.

Pour la recherche des pannes par « signal-tracking », le fonctionnement en « émetteur » (Senden) est modulé à environ 1 kHz. On peut également utiliser les ondemètres comme marqueur d'un vobulateur.

Les deux modèles comportent une partie UF et une partie BF, toutes deux sur circuit imprimé. La bande de fréquence est répartie en sept gammes et s'étend de 100 kHz à 30 MHz pour le TR_{30} , et de 1 à 300 MHz pour le TR_{300} .

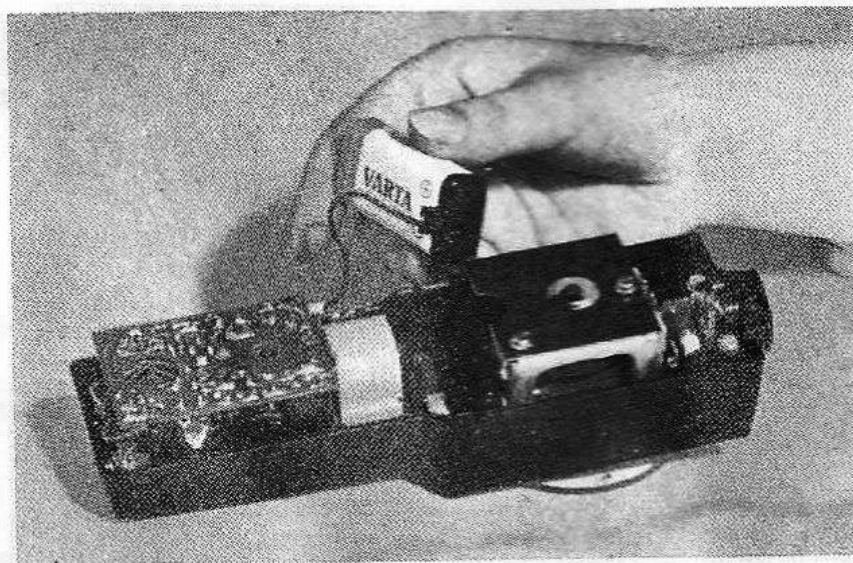


Fig. VI-11. — Vue intérieure de l'ondemètre TR 300 à transistor à effet de champ, indépendant du secteur (Grundig).

La figure VI-12 reproduit le schéma du TR_{30} . L'oscillateur est monté en tripôle inductif et se compose du transistor à effet de champ T_{201} , du condensateur variable C_{325} et de l'une des huit bobines enfichables utilisables au choix, et dont une seule figure sur le schéma. Le transistor oscillateur est monté en source commune. Le potentiomètre R_{109} permet

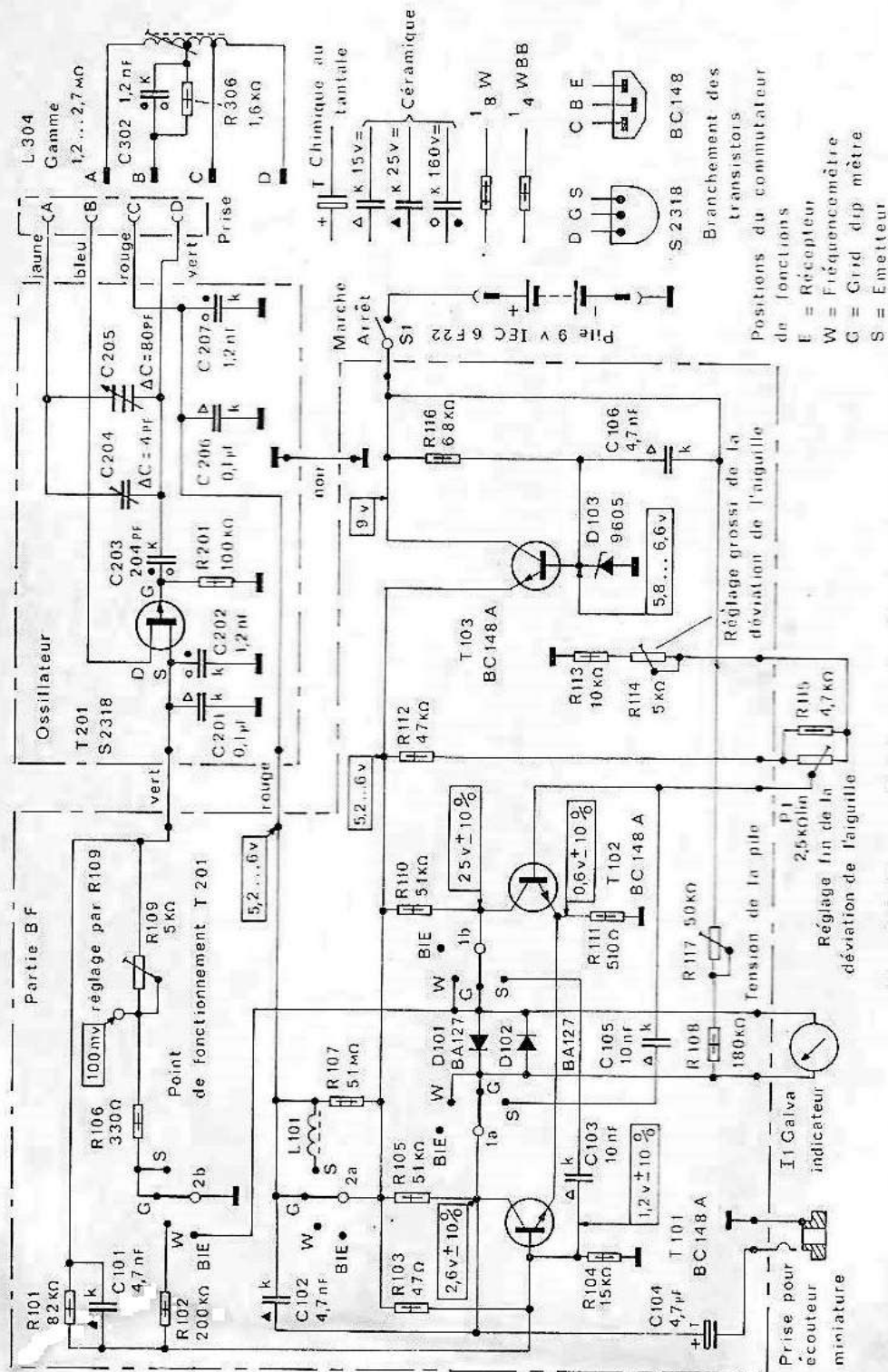


Fig. VI-12. — Schéma de l'ondemètre TR 30.

d'ajuster son point de fonctionnement. Les variations du courant de drain circulant vers la partie BF lors du couplage avec un circuit oscillant provoque une variation de la tension sur la résistance de source R_{109} et R_{106} .

Il paraît opportun de revenir ici un peu sur le transistor à effet de champ (couramment nommé FET). Les transistors à effet de champ s'utilisent avantageusement dans les étages d'entrée et mélangeurs HF. Ils surpassent les transistors courants grâce à leur caractéristique d'allure quadratique et leur grande zone d'utilisation. On notera en outre la grande impédance d'entrée, de l'ordre de celle d'un tube électronique.

Le FET fait partie des transistors unipolaires. Ceci signifie que le transport du courant dans le cristal semiconducteur est assuré par un seul type de porteur de charge, alors que dans les transistors courants, qui sont du type bipolaire, les deux porteurs participent. En principe, le FET se compose d'un canal semiconducteur de courant, dont la résistance varie sans consommation de puissance en fonction d'un champ électrique perpendiculaire au sens de circulation du courant. Son mécanisme de commande est donc identique à celui d'un tube électronique, pour lequel on sait qu'aucune puissance de commande n'est nécessaire. Le transistor à effet de champ réunit donc certaines propriétés des tubes électroniques avec les avantages des transistors.

En comparaison avec le transistor bipolaire, le FET n'a qu'un seul canal de courant. On a tenu compte de ce comportement en choisissant les dénominations des électrodes. On n'a pas adopté les dénominations des transistors bipolaires, mais créé des nouvelles qui correspondent mieux au fonctionnement physique du transistor à effet de champ. L'entrée du courant a été nommée « source », et la sortie « drain ». L'électrode de commande se nomme « gate » (de l'anglais gate = porte).

Sur le circuit imprimé de la partie BF se trouvent un amplificateur en pont et un circuit régulateur destiné à stabiliser la tension continue. En fonctionnement comme émetteur (« S »), l'amplificateur devient multivibrateur. Les résistances de collecteur R_{105} et R_{110} des transistors au silicium T_{101} et T_{102} déterminent, avec les condensateurs C_{103} et C_{105} la fréquence BF qui module l'oscillateur HF. La résistance d'émetteur R_{111} constitue une contre-réaction en courant des transistors T_{102} , T_{101} , et stabilise leur point de fonctionnement. Une modification de la polarisation de base du transistor T_{102} à l'aide du potentiomètre P_1 (réglage grossier par la résistance ajustable R_{114}) entraîne une différence de tension entre les collecteurs de T_{101} et T_{102} . On peut ainsi régler la position de repos de l'aiguille du galvanomètre. Les deux diodes au silicium D_{101} et D_{102} montées tête-bêche protègent celui-ci contre les surcharges.

Sur la position « B/E », le transistor T_{101} fonctionne comme amplificateur BF à un seul étage. Dans cette position, on peut vérifier la

tension de la pile. Tant que l'aiguille du galvanomètre reste dans la plage verte, la tension de la pile est suffisante ; la régulation maintient constante la tension d'alimentation. Ce circuit de régulation comprend le transistor T_{103} et la diode zener D_{103} . Celle-ci est en série avec R_{116} et stabilise la polarisation de la base de T_{103} . Le courant transversal nécessaire est ainsi très faible.

L'oscillateur monté en « audition » est couplé par l'intermédiaire du condensateur C_{101} , à l'écouteur miniature à travers C_{104} . On peut alors entendre les émetteurs modulés lorsqu'on approche l'ondemètre du circuit oscillant émetteur.

La position « W » convient pour la mesure de fréquence des oscillateurs HF (p. ex. des magnétophones) ou des émetteurs. L'appareil fonctionne alors comme un ondemètre à absorption, sensible, de sorte qu'un couplage très lâche avec l'appareil à vérifier est suffisant.

En position « S », la tension BF du multivibrateur parvient, à travers le condensateur C_{102} , à la bobine de modulation L_{101} , ce qui module le courant du transistor oscillateur. La fréquence de modulation est d'environ 1 kHz. L'ondemètre est couplé inductivement avec le circuit oscillant correspondant (p. ex. circuit d'entrée HF ou FI).

Enfin, sur la position « G », on peut aussi mesurer la fréquence d'accord inconnue de circuits oscillants passifs. La fréquence de résonance du circuit inconnu est alors indiquée par un « dip » (chute) de l'aiguille du galvanomètre. Avec un peu d'expérience, l'importance du dip permet aussi d'apprécier le facteur de surtension du circuit oscillant. Ici encore : plus l'ondemètre est éloigné du circuit à mesurer, plus la précision est grande. On commence par un couplage serré, de sorte que l'aiguille chute fortement. Puis on éloigne l'appareil jusqu'à ce que la chute reste juste perceptible.

CHAPITRE VII

MULTIVIBRATEURS

DEFINITIONS, UTILISATION

Un multivibrateur est toujours constitué d'un circuit basculant. Il délivre des tensions de forme carrée, comportant de nombreux harmoniques. Les condensateurs et résistances déterminent la fréquence. Mais la tension d'alimentation et les caractéristiques du tube ou transistor utilisé interviennent également sur la fréquence, qui peut en outre être synchronisée par une tension BF externe. Si on utilise une fréquence de synchronisation supérieure à celle du multivibrateur, le montage peut aussi être utilisé pour la division de fréquence.

Les montages multivibrateurs existent en nombreuses variantes et sont largement utilisés en télécommunications, télévision et mesures, mais surtout dans la technique des impulsions.

Le multivibrateur monostable.

Le multivibrateur monostable, également nommé *monovibrateur* ou *univibrateur* est largement connu et très important.

On nomme multivibrateur monostable un circuit basculant qu'une impulsion fait passer de son état initial stable à un état instable et qui retourne de lui-même dans son état initial après un temps déterminé. Le multivibrateur monostable peut donc être comparé à un commutateur temporisé, qui applique la tension à un appareil dès son déclenchement, mais qui le coupe à nouveau sans commande extérieure (minuterie, p. ex.).

Le multivibrateur monostable est surtout utilisé dans les domaines de la régénération des impulsions, du retard de celles-ci ou de l'augmentation de leur durée, mais convient aussi très bien pour les circuits temporisateurs électroniques. La durée de l'impulsion ou la temporisation peut varier de 1 μ s à environ 30 minutes.

Le multivibrateur bistable.

Les montages bistables se caractérisent toujours par le fait qu'ils peuvent être dans deux états électriques différents et indépendants l'un de

l'autre, mais toujours stables. Le prototype de ces montages est le multivibrateur bistable.

Le multivibrateur astable.

Le multivibrateur astable n'a pas d'état stable. Il bascule donc, sans aucune commande extérieure, et à un certain rythme, entre deux états possibles. On l'utilise essentiellement pour la commande de clignoteurs et comme commutateur cyclique.

TECHNIQUE DES CIRCUITS MULTIVIBRATEURS

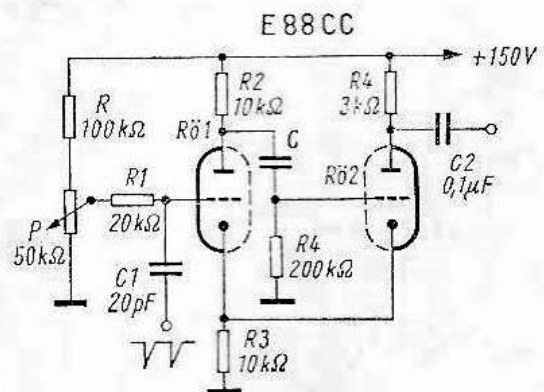
Sans tenir compte des nombreuses variantes, nous ne traiterons ici que des montages les plus importants.

Montages à tubes électroniques.

MONTAGES MONOSTABLES A TUBES ELECTRONIQUES

La figure VII-1 représente un montage simple, efficace et très courant. L'anode de $R\ddot{o}_1$ est couplée capacitivement par le condensateur C à la grille de $R\ddot{o}_2$. Les deux tubes ont une résistance cathodique commune R_3 . On règle, par le potentiomètre P , le point de fonctionnement de $R\ddot{o}_1$, de telle sorte qu'il soit toujours conducteur en l'absence de commande. La chute de tension aux bornes de R_3 doit alors maintenir le tube $R\ddot{o}_2$ bloqué.

Fig. VII-1. — Multivibrateur monostable à double triode.



Si on applique alors des impulsions négatives à la grille de $R\ddot{o}_1$, à travers C_1 , le courant anodique de $R\ddot{o}_1$ s'écroule brutalement à chaque impulsion. L'élévation de tension anodique de $R\ddot{o}_1$ qui en résulte est appliquée à travers C à la grille de $R\ddot{o}_2$ dans lequel un courant anodique commence à circuler. Celui-ci fait augmenter la tension aux bornes de R_3 , ce qui contribue à bloquer $R\ddot{o}_1$. L'état métastable (1) commence. Il est caractérisé

(1) métastable = dans un autre état que les conditions extérieures le voudraient.

par la conduction de $R\ddot{o}_2$ et le blocage de $R\ddot{o}_1$ et dure jusqu'à ce que le condensateur C ait inversé sa charge à travers R_2 et R_4 . La chute de tension aux bornes de R_4 due au courant de charge disparaît alors, et le courant anodique de $R\ddot{o}_2$ diminue. La chute de tension aux bornes de R_3 diminue donc aussi, $R\ddot{o}_1$ commence à conduire, la chute de tension aux bornes de R_2 augmente, la tension sur l'anode de $R\ddot{o}_1$ diminue. Ce saut négatif de tension traverse C et parvient à la grille de $R\ddot{o}_2$ et bloque ce tube complètement. Puis la charge de C s'inverse à nouveau. Dès que cette inversion est terminée, l'impulsion suivante peut déclencher à nouveau le processus.

La durée de l'impulsion de ce multivibrateur de la figure VII-1 se calcule d'après

$$t = R_4 \cdot C \cdot \ln \frac{\Delta U_{a1} + U_{g1} - U_{k2}}{U_{k2}} \quad (\text{sec}) \quad (36)$$

Dans cette formule, ΔU_{a1} est le saut de la tension anodique de $R\ddot{o}_1$, U_{sp} la tension de blocage des tubes utilisés, U_{g1} la tension négative de polarisation de $R\ddot{o}_1$ (produite par R_3 et P) et U_{k2} la tension aux bornes de R_3 .

Une variante de multivibrateur monostable est donnée par la figure VII-2. Ici, la résistance commune de cathode R_4 est shuntée par un condensateur de forte valeur, de sorte que le circuit de cathode, contrairement au schéma de la figure VII-1, n'a aucune influence sur le circuit

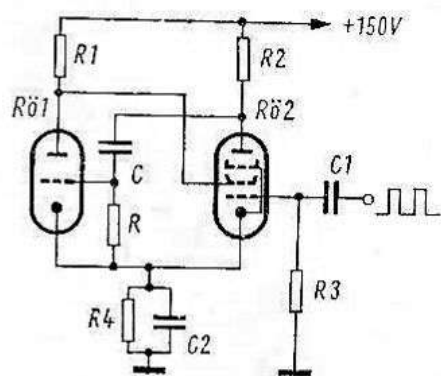


Fig. VII-2. — Multivibrateur monostable à couplage par la grille-écran.

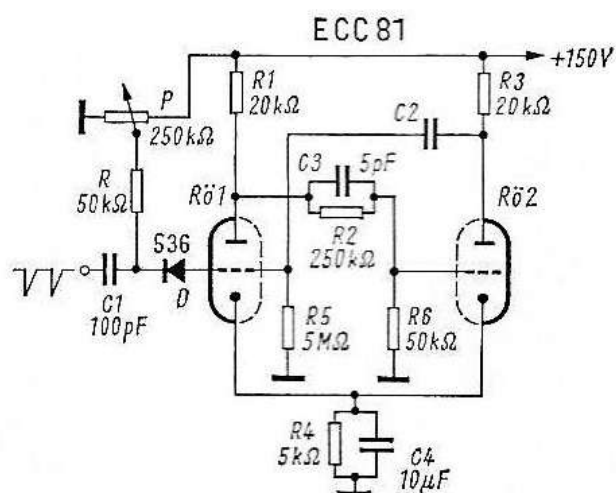
de réaction. C'est pourquoi il y a deux boucles de réactions entre les autres électrodes. L'une va de l'anode de $R\ddot{o}_2$, à travers C , à la grille de commande de $R\ddot{o}_1$, l'autre est réalisée par le couplage galvanique entre l'anode de $R\ddot{o}_1$ et la grille écran de $R\ddot{o}_2$.

La commande de ce circuit nécessite des impulsions positives appliquée à travers C_1 à la grille de commande du tube $R\ddot{o}_2$. Au repos, le tube $R\ddot{o}_1$ est toujours conducteur, sa grille étant directement au potentiel de la cathode grâce à la résistance R . Les tensions de l'anode et de la grille-écran de $R\ddot{o}_2$ sont donc relativement faibles. La polarisation négative de

la grille de commande de $R\ddot{o}_2$ est donc relativement élevée par R_3 , la chute de tension provoquée dans R_4 par le courant anodique de $R\ddot{o}_1$ étant forte. Si une impulsion positive est appliquée par C_1 à la grille de $R\ddot{o}_2$, un courant anodique commence à circuler dans celui-ci. Une impulsion négative apparaît sur son anode, qui est transmise par C à la grille de commande de $R\ddot{o}_1$ et entraîne l'apparition d'une impulsion positive de tension sur l'anode de $R\ddot{o}_1$. Le couplage avec l'écran de $R\ddot{o}_2$ fait augmenter la tension de cette grille, de sorte que le tube $R\ddot{o}_2$ « pompe » encore plus de courant, alors que $R\ddot{o}_1$ reste bloqué. L'état métastable atteint dure alors jusqu'à l'inversion de la charge de C . Le courant de charge disparaît alors, il n'y a plus de chute de tension aux bornes de R (qui rendait la grille de $R\ddot{o}_1$ négative et bloquait ce tube), $R\ddot{o}_1$ recommence à devenir conducteur, et le circuit bascule dans son état initial. La durée de l'état métastable est essentiellement déterminée par la constante de temps $R \cdot C$.

Une autre variante encore est proposée par la figure VII-3. La résistance commune de cathode R_4 est shuntée par un condensateur C_4 de forte capacité qui maintient une tension continue constante aux bornes de R_4 . La réaction est obtenue par le condensateur C_2 entre l'anode de $R\ddot{o}_2$ et la grille de commande de $R\ddot{o}_1$ et entre l'anode de $R\ddot{o}_1$ et la grille de commande de $R\ddot{o}_2$ par le diviseur de tension $R_2 + R_6$. R_2 est shuntée

Fig. VII-3. — Multivibrateur mono-stable à tubes électroniques à couplage par diviseur de tension.



par le condensateur C_3 afin que les fronts raides de commutation soient transmis. On règle le point de fonctionnement de $R\ddot{o}_1$ à l'aide du potentiomètre P , par R et la diode D , de telle sorte que $R\ddot{o}_1$ soit conducteur au repos. Les tensions sur l'anode de $R\ddot{o}_1$ et la grille de commande de $R\ddot{o}_2$ sont donc faibles. En outre, le courant de cathode de $R\ddot{o}_1$ provoque aux bornes de R_4 une chute de tension négative suffisante pour bloquer $R\ddot{o}_2$.

Si on applique une impulsion négative de commande à la grille de $R\ddot{o}_1$ à travers C_1 et D , le courant anodique du tube chute brièvement. L'impulsion positive ainsi produite sur l'anode de $R\ddot{o}_1$ parvient à la grille de commande de $R\ddot{o}_2$ à travers R_2 . Ce tube commence à devenir conducteur, de sorte qu'une impulsion négative apparaît sur son anode, qui rend la grille de $R\ddot{o}_1$ négative à travers C_2 . $R\ddot{o}_1$ est donc bloqué, et $R\ddot{o}_2$ totalement conducteur. L'état métastable a donc commencé. Il se termine lorsque C_2 s'est suffisamment déchargé à travers R_3 et R_5 . $R\ddot{o}_1$ redevient alors conducteur, et le circuit bascule dans son état initial.

La durée de l'impulsion est déterminée par :

$$t = C_2 \cdot R_5 \cdot \ln \frac{\Delta U_a}{U_{sp}} \text{ (sec)} \quad (37)$$

avec ΔU_a = saut de tension sur R_3 et U_{sp} = tension de blocage des tubes.

MONTAGES BISTABLES AVEC TUBES ELECTRONIQUES

La figure VII-4 représente le montage multivibrateur bistable à tubes vraisemblablement le plus utilisé. Ici encore, un circuit RC produisant la polarisation nécessaire est commun aux cathodes des deux tubes. Sa constante de temps doit être grande par rapport à la période propre du multivibrateur, afin que la tension continue entre cathodes et masse reste

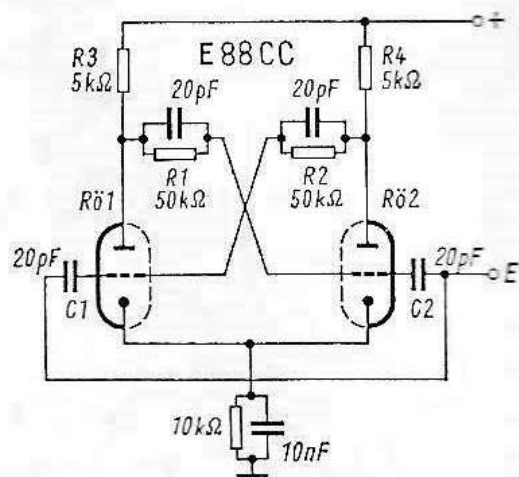


Fig. VII-4. — Schéma de base du multivibrateur bistable à tubes électroniques.

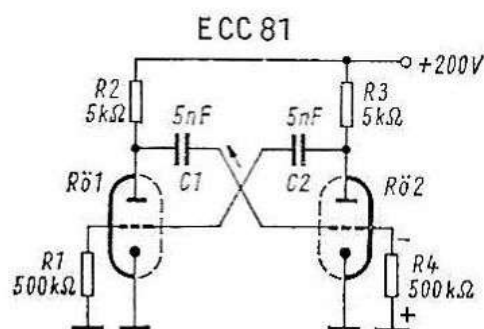
constante. Les montages bistables sont caractérisés par le couplage électrique entre l'anode d'un tube et la grille de commande de l'autre. Ici encore, les résistances de couplage R_1 , R_2 sont shuntées par des condensateurs de faible capacité afin que les sauts de tension des anodes soient transmis avec leur front raide aux grilles. Ceci est d'autant plus important que la fréquence est élevée. A cause de la résistance interne

des tubes et de leur capacité anode-cathode, on choisit des valeurs réduites pour les résistances d'anode R_3 , R_4 , juste suffisantes pour que le saut de tension commande complètement l'autre tube. La synchronisation se fait à partir d'impulsions unipolaires (positives ou négatives) appliquées à l'entrée E , à travers les deux condensateurs de couplage C_1 , C_2 . Ces condensateurs de couplage différentient tellement le signal avant de le transmettre aux grilles de commande qu'il est parfaitement possible d'utiliser une tension de commande rectangulaire.

MONTAGES ASTABLES A TUBES ELECTRONIQUES

Le générateur d'impulsions équipé de tubes électroniques le plus répandu est sans aucun doute le multivibrateur astable à couplage par la cathode, dont le schéma de base est représenté par la *figure VII-5*. Ici aussi, deux tubes sont couplés de telle sorte que l'anode de l'un est reliée à la cathode de l'autre ; mais les organes de couplage sont ici deux condensateurs (C_1 , C_2) qui provoquent une forte réaction entre les tubes $R\ddot{o}_1$ et $R\ddot{o}_2$. Admettons qu'à la mise sous tension, ce soit $R\ddot{o}_1$ qui soit conducteur. Son anode est alors à un potentiel faible à cause de la chute de tension due à R_2 , et C_1 ne se charge que progressivement à cette tension. Le courant de charge qui commence par circuler dans le sens de la

Fig. VII-5. — Multivibrateur astable à couplage par les anodes.



flèche, qui provoquait aux bornes de R_4 une chute de tension avec les polarités indiquées sur la *figure VII-5* et maintenait $R\ddot{o}_2$ bloqué, disparaît alors. $R\ddot{o}_2$ commence à devenir conducteur et un courant y circule. Une chute de tension apparaît aux bornes de R_3 , et la tension anodique de $R\ddot{o}_2$ qui était identique à la tension d'alimentation, commence à décroître. L'impulsion négative de tension apparaissant sur R_3 parvient à la grille de $R\ddot{o}_1$ à travers C_2 et réduit le courant anodique de ce dernier tube. La tension sur son anode croît encore, et l'impulsion positive, à travers C_1 , rend la grille de $R\ddot{o}_2$ plus positive, de sorte que $R\ddot{o}_2$ se débloquent très rapidement, alors que $R\ddot{o}_1$ se bloque très rapidement.

Les deux condensateurs (C_1 , C_2) inversent ensuite leur charge, d'après leur constante de temps ($R_1 \cdot C_2$ ou $R_4 \cdot C_1$). Admettons au départ que

ces deux constantes de temps soient identiques, c'est-à-dire que les valeurs des résistances et condensateurs soient symétriques ($R_1 = R_2$, $C_1 = C_2$). Le courant de charge décroissant de C_2 entraîne une tension à croissance exponentielle sur la grille de $R\ddot{o}_1$. Lorsque cette tension de grille atteint la tension de blocage de $R\ddot{o}_1$, cette triode recommence à devenir conductrice. L'impulsion négative apparaissant alors aux bornes de R_2 bloque $R\ddot{o}_2$, son courant anodique croît, et $R\ddot{o}_2$ est complètement débloquent grâce à C_2 .

On atteint ainsi à nouveau l'état initial, la grille de $R\ddot{o}_2$ est fortement négative ; mais l'inversion progressive de la charge de C_1 fait croître lentement la tension, jusqu'à ce que la tension de blocage de $R\ddot{o}_2$ soit atteinte, ce qui provoque un nouveau basculement. Le montage est donc auto-excité, et des tensions de formes impulsionnelles apparaissent sur les grilles et les anodes des tubes. Les tensions sur les anodes sont pratiquement rectangulaires, celles des grilles ayant une allure exponentielle dans la montée, due à l'inversion de la charge des condensateurs de couplage.

La fréquence f dépend d'une part de la constante de temps du circuit de grille $C \cdot R_g$, d'autre part du rapport entre la chute de tension $I_a \cdot R_a$ sur la résistance d'anode et de la tension U_{sp} du tube.

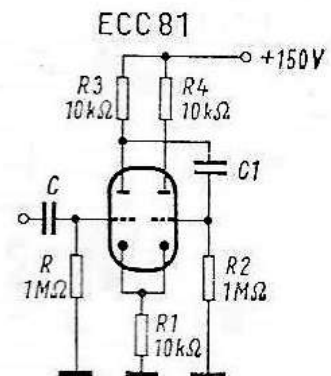
$$f \approx \frac{2}{C \cdot R_g \cdot \ln \frac{I_a \cdot R_a}{U_{sp}}} \text{ [Hz]} \quad (38)$$

Des valeurs élevées de condensateurs et résistances de grille conduisent donc à des fréquences basses de basculement. Comme des flancs raides sont nécessaires aux fréquences de récurrence élevées, il faut que les résistances d'anode soient aussi faibles que possible, afin d'obtenir des constantes de temps réduites pour le circuit d'anode. Pour que la chute de tension aux bornes de ces résistances d'anode soit encore suffisante, il faut utiliser des tubes à forte pente.

Le multivibrateur astable à couplage cathodique constitue un autre montage éprouvé ; la figure VII-6 en donne le schéma à tubes électroniques. Ici, une boucle de réaction va de l'anode du tube de gauche, par C_1 , à la grille de commande de la triode de droite, alors que la seconde réaction est provoquée par la résistance commune de cathode R_1 . Si on admet que la triode de gauche est sur le point de basculer dans l'état conducteur, une impulsion négative prend naissance sur son anode, qui bloque la triode de droite par l'intermédiaire de C_1 . Le courant anodique du tube de droite diminue alors, ainsi que la chute de tension aux bornes de la résistance de cathode R_1 , de sorte que la triode de gauche atteint très rapidement son courant anodique maximum. Puis C_1 inverse sa

charge à travers R_2 jusqu'à ce que la tension de blocage de la triode de droite soit juste dépassée. Un courant anodique commence alors à circuler dans celle-ci, de sorte que la chute de tension aux bornes de R_1 augmente et que la triode de gauche se bloque. Plus la résistance de cathode R_1 est grande, plus la chute de tension à ses bornes est importante et plus longtemps dure le blocage de la triode de gauche. Si on utilise une très faible résistance pour R_1 , la triode de droite est bloquée la majeure partie du temps, alors que celle de droite ne l'est que pour de brèves périodes. Ce montage convient donc surtout comme générateur de tensions à faible temps de retour.

Fig. VII-6. — Multivibrateur astable à couplage par les cathodes.



La constante de temps $C_1 \cdot R_2$ (figure VII-6) détermine en premier lieu la fréquence du multivibrateur à couplage cathodique. Mais la fréquence de basculement dépend aussi des tensions appliquées aux électrodes des tubes. Par rapport au multivibrateur astable à couplage anodique, ce montage présente un avantage, mais aussi un inconvénient. L'avantage réside dans le fait que la grille de la triode de gauche ne participe pas directement au phénomène de basculement. On peut donc très bien l'utiliser pour la synchronisation, en y amenant les impulsions de synchronisation à travers C . La synchronisation ainsi obtenue est largement exempte de réaction. Il est également avantageux de pouvoir prélever les impulsions rectangulaires sur l'anode de la triode de droite sans influencer le circuit, cette électrode ne participant pas directement au processus dynamique.

Le désavantage réside dans le fait que les cathodes ne sont pas à la masse. La capacité entre cathodes et filament peut alors dans certaines conditions — et surtout aux fréquences très élevées — être gênante, la résistance R_1 ayant une charge capacitive trop élevée. Des ronflements peuvent aussi pénétrer dans le montage, surtout lorsque le chauffage se fait en courant alternatif. Mais les variations de la tension d'alimentation n'ont que peu d'influence sur la fréquence du multivibrateur à couplage cathodique, R_1 constituant une boucle de contre-réaction.

Montages à transistors.

MULTIVIBRATEUR MONOSTABLE A TRANSISTORS

Le schéma fondamental d'un multivibrateur monostable à transistors est reproduit par la figure VII-7. Comme dans les montages à tubes électroniques, il y a toujours un transistor bloqué et un transistor conducteur. Ce préalable doit toujours être assuré grâce aux valeurs des éléments du circuit, pour que le montage fonctionne correctement. Dans l'état stable, le courant circule dans le transistor T_2 , puisque sa base B est à un potentiel négatif grâce à la résistance R_3 . La chute de tension aux bornes de la faible résistance R_2 est réduite, de sorte que la presque totalité de la tension d'alimentation se retrouve sur le collecteur de T_2 . Un potentiel positif suffisant pour bloquer le transistor T_1 parvient à la base de ce dernier à travers la résistance R_5 lorsque cette dernière est correctement dimensionnée.

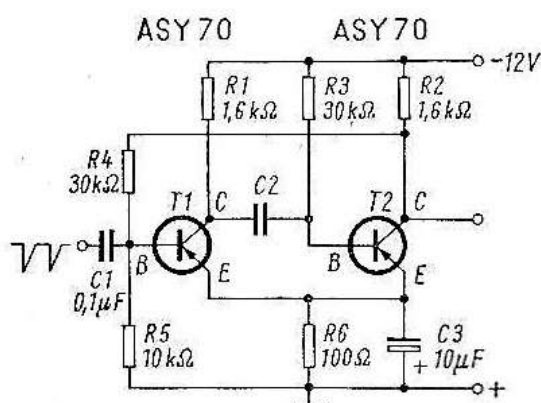


Fig. VII-7. — Multivibrateur monostable à transistors.

Si maintenant une impulsion négative parvient à l'entrée du multivibrateur monostable, un courant bref circule dans le circuit base-émetteur du transistor T_1 . Le courant collecteur qui en résulte provoque une chute de tension aux bornes de la résistance R_1 . La brève variation de potentiel entraîne une impulsion de tension, qui parvient à la base du transistor T_2 à travers le condensateur C_2 . Celle-ci atteint un potentiel positif, de sorte que le courant collecteur du transistor T_2 diminue. La chute de tension aux bornes de R_2 diminue alors, et une tension négative est appliquée à la base du transistor T_1 par la résistance R_4 . Ce transistor reste donc parcouru par le courant.

Le condensateur C_2 se charge alors avec une polarité inverse à travers la résistance R_3 . Peu après le passage par zéro de la tension aux bornes du condensateur, lorsque la tension de l'armature du condensateur reliée à la base du transistor T_2 est faiblement négative, le multivibrateur bascule vers son état stable. La faible tension négative sur la base du tran-

sistor T_2 provoque la circulation d'un courant dans R_2 . La boucle de réaction (résistance R_4) bloque le transistor T_1 par un potentiel positif.

L'état instable dure donc jusqu'à ce que le condensateur C_2 se soit déchargé à travers la résistance R_3 . La durée de l'impulsion ne dépend donc que des valeurs du condensateur C_2 et de la résistance R_3 . La durée t de l'impulsion est déterminée par la formule suivante :

$$t = 0,69 \cdot C_2 \cdot R_3 \quad (39)$$

La durée de l'impulsion est donc approximativement égale à 0,7 fois la constante de temps $C_2 \cdot R_3$.

Si on utilise un relais à la place des résistances R_1 ou R_2 , ce circuit devient un remarquable temporisateur. Les résistances R_1 et R_2 sont donc des résistances de fonctionnement dont la valeur sera généralement imposée lors du dimensionnement de la bascule monostable. Mais elles doivent être assez élevées pour que le courant parcourant les transistors en état de conduction totale ne soit pas inadmissible. Généralement, ces multivibrateurs sont symétriques, c'est-à-dire que les résistances R_1 et R_2 ont la même valeur. Ce n'est que rarement, lorsque la fréquence de récurrence des impulsions doit être très élevée, qu'on adopte un montage asymétrique. On fait alors la résistance R_1 plus faible que la résistance R_2 . Si on admet qu'un condensateur est complètement chargé après trois constantes de temps, le temps de recouvrement t_w se calcule d'après la formule :

$$t_w = 3 \cdot R_1 \cdot C_2 \quad (40)$$

Grâce à sa faible valeur, la résistance R_6 peut être négligée.

La formule (39) donnant la durée d'impulsion t montre que, pour de grandes valeurs de la résistance R_3 , de petites capacités C_2 suffisent. Mais R_3 ne doit pas dépasser la valeur permettant au courant de base saturant le transistor T_2 de passer. On applique la formule :

$$R_3 \leq 0,8 \cdot R_1 \cdot B_2 \quad (41)$$

Le facteur 0,8 constitue une sécurité, et B_2 représente le gain en courant continu du transistor T_2 .

Le rôle du diviseur de tension $R_4 + R_5$ consiste à assurer le blocage complet du transistor T_1 dans l'état stable ; la tension aux bornes de la résistance R_5 doit donc être plus faible que celle aux bornes de la résistance R_6 . La chute de tension sur la résistance R_6 doit toujours être trois à cinq fois la tension base-émetteur du transistor T_1 saturé. La valeur absolue se situe entre 0,5 et 1 V.

Il est en outre nécessaire que la résistance R_4 permette au courant de base nécessaire pour la saturation du transistor T_1 dans l'état stable de circuler. On en déduit que :

$$R_4 \leq 0,6 \cdot R_1 \cdot B_1 \quad (42)$$

Dans cette formule, 0,6 constitue à nouveau un facteur de sécurité, et B_1 représente le gain en courant continu du transistor T_1 .

La durée de l'impulsion se règle de préférence par variation de la résistance R_3 , dont la valeur maximale a été déterminée à l'aide de la formule (41). La valeur minimale est déterminée par le courant maximal admissible dans la base du transistor T_2 . La durée de l'impulsion est continuellement réglable dans un rapport de 1 à 100. Si les intervalles de temps doivent être plus importants, il faut commuter le condensateur C_2 pour obtenir plusieurs gammes. Pour les valeurs du schéma de la figure VII-7, l'impulsion de déclenchement doit avoir une amplitude d'au moins 0,5 V.

La figure VII-8 montre le schéma d'un multivibrateur monostable commandé équipé du circuit intégré TAA151 (13). Le point de fonctionnement de ce multivibrateur doit être réglé de telle sorte que le premier transistor du circuit TAA151 soit bloqué. Le basculement est déclenché par le front arrière de l'impulsion négative de commande. L'amplitude de l'impulsion de commande ne doit pas être inférieure à $-0,8 V_{cac}$ pour

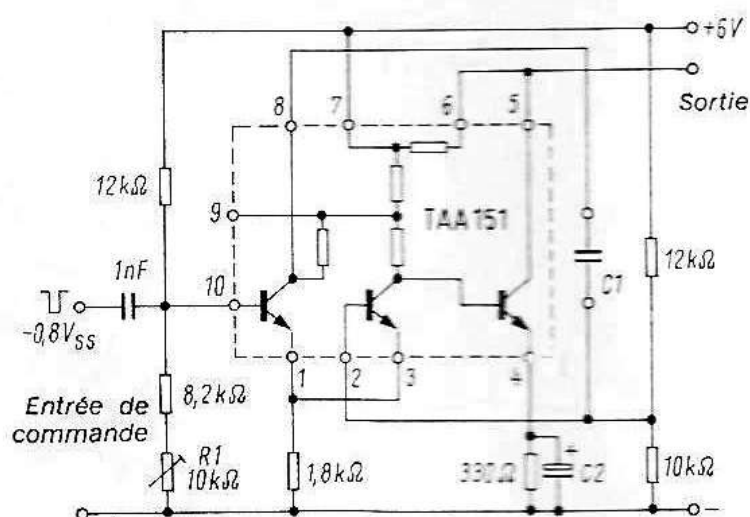


Fig. VII-8. — Multivibrateur monostable commandé utilisant le circuit intégré TAA 151.

que le basculement soit garanti. Le temps de recouvrement est environ le double de la durée de l'état instable. La durée de l'impulsion de sortie est réglable entre 2,5 μ s et 50 ms par modification du condensateur C_1 . La capacité nécessaire pour C_2 dépend de la fréquence de récurrence. Elle doit être suffisante pour que les impulsions de sortie soit d'une forme rectangulaire correcte. Le courant absorbé est d'environ 9 mA.

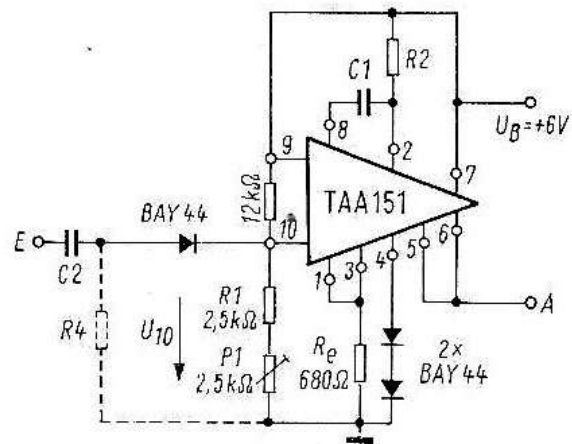
La figure VII-9 montre une variante du multivibrateur ci-dessus, dans laquelle la temporisation dépend non seulement du condensateur C_1 , mais aussi de la résistance R_2 (10 à 200 k Ω).

Lorsque l'impulsion de commande à l'entrée E peut être plus brève que la durée de temporisation prévue du montage, la diode BAY44 interdit au multivibrateur de rebasculer en état stable sous l'effet du front

arrière de l'impulsion de commande. Mais il faut alors prévoir la résistance R_4 (dessinée en pointillé) pour la décharge du condensateur C_2 .

La durée de temporisation atteint environ $0,5 \cdot R_2 \cdot C_1$. Pour un temps de montée de l'impulsion de commande $< 5 \text{ ns}$, la temporisation minimale est de $0,5 \mu\text{s}$. La pente des fronts de l'impulsion de sortie est $< 10 \text{ ns}$.

Fig. VII-9. — Multivibrateur monostable utilisant le circuit intégré TAA 151.



MULTIVIBRATEUR BISTABLE A TRANSISTORS

Peu d'éléments sont nécessaires pour réaliser de bons multivibrateurs bistables à transistors. Le montage représenté par la figure VII-10 correspond au multivibrateur bistable-à tubes à couplage par les anodes (figure VII-4), lorsqu'on compare la base à la grille de commande, l'émetteur à la cathode et le collecteur à l'anode. Le couplage se fait par les résistances R_4 et R_5 . Comme pour le multivibrateur à tubes, elles sont shuntées par les condensateurs C et C_1 , afin que les fronts raides de commutation soient transmis. La tension de sortie peut être prélevée sur le côté collecteur des résistances R_2 ou R_3 . Les diviseurs de tension R_6 , R_5 ou R_7 , R_4 délivrent des tensions stables de polarisation aux deux

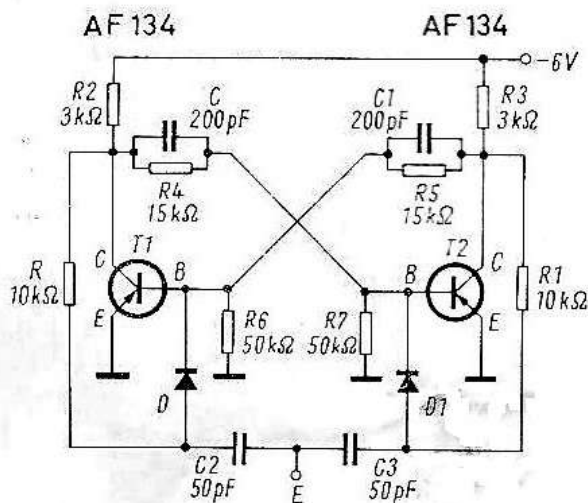


Fig. VII-10. — Multivibrateur bistable à transistors.

transistors. Les impulsions de commande sont appliquées à l'entrée E , et traversent les condensateurs C_2 et C_3 ainsi que les diodes en série D et D_1 . Les deux diodes sont montées de telle sorte que seules des impulsions positives peuvent passer. Une polarisation due à R , R_6 , R_5 ou à R_1 , R_7 , R_4 leur est appliquée afin qu'une amplitude minimale soit nécessaire pour déclencher le multivibrateur en rendant les diodes conductrices. Le montage est ainsi rendu largement insensible aux perturbations extérieures.

Les impulsions positives bloquent alternativement les transistors et font ainsi basculer le montage. Si, par exemple, le transistor T_1 conduit en premier, il se trouve bloqué par l'impulsion positive passant par C_2 , D . Le courant collecteur du transistor T_1 décroît, ce qui réduit la chute de tension aux bornes de R_2 . Le saut de tension parvient à la base de T_2 à travers C et R_4 , et débloquent ce transistor. Le courant collecteur qui s'établit rend le collecteur de T_2 plus positif, le saut de tension parvient, par C_1 et R_5 , à la base de T_1 et bloque totalement le transistor T_1 . On atteint ainsi le second état stable, qui ne se terminera qu'à l'arrivée de la seconde impulsion de commande par C_3 et D_1 .

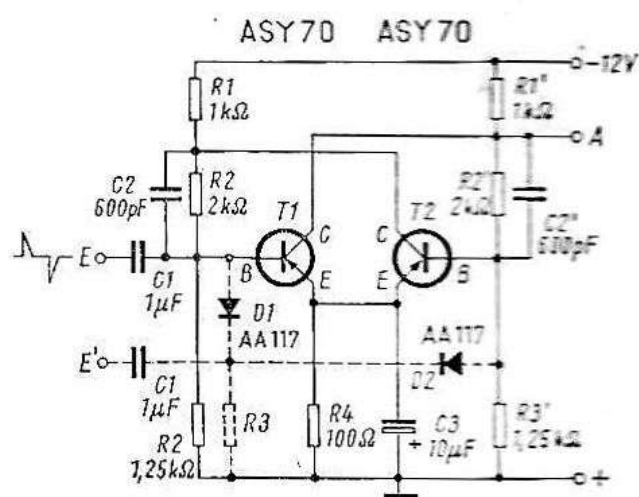


Fig. VII-11. — Autre schéma de multivibrateur bistable à transistors.

Un autre montage bistable de multivibrateur à transistors est représenté à la figure VII-11. Ce circuit possède deux états stables dans lesquels il est amené par deux impulsions distinctes, généralement de polarités opposées. Ce circuit est également symétrique. Les résistances R_1 et R_1' ont donc la même valeur, généralement imposée.

Admettons que le transistor T_1 soit conducteur au départ. Le transistor T_2 est alors bloqué, puisqu'une tension positive se trouve sur sa base — par rapport à l'émetteur — à cause de la chute de tension aux bornes de la résistance R_1' .

Si une brève impulsion positive parvient à la base du transistor T_1 à travers le condensateur C_1 , T_1 est brièvement bloqué, et un potentiel

négatif est appliqué à la base du transistor T_2 , puisque la chute de tension aux bornes de R_1' disparaît. Un courant circule alors dans le transistor T_2 ; de sorte que le transistor T_1 se trouve définitivement bloqué. C'est seulement une impulsion négative sur la base du transistor T_1 qui peut débloquent celui-ci et provoquer un basculement du montage dans son état initial. La valeur de la résistance R_4 ou de la tension à ses bornes détermine l'amplitude nécessaire des impulsions de déclenchement. En général, on choisit R_4 de telle sorte que la tension à ses bornes soit de 0,5 à 1 V. L'impulsion provoquant le basculement doit alors être un peu plus forte. Pour le dimensionnement choisi, elle doit être d'environ ± 1 V. Les résistances R_3 et R_3' doivent — comme indiqué pour le multivibrateur monostable — être assez faible pour que le courant résiduel collecteur-base ne provoque pas à leurs bornes une chute de tension supérieure à celle se produisant aux bornes de la résistance R_4 . Le courant de saturation de base du transistor T_1 doit pouvoir circuler dans les résistances R_1 et R_2 , d'où :

$$R_1 + R_2 \leq 0,6 \cdot R'_1 \cdot B \quad (43)$$

Dans cette formule, 0,6 constitue un facteur de sécurité et B représente le gain en courant continu du transistor T_1 .

Les condensateurs C_2 et C'_2 provoquent une accélération du processus de basculement. Le condensateur C_3 maintient la tension constante aux bornes de la résistance R_4 durant le processus de basculement.

Si on veut obtenir le basculement du multivibrateur à partir d'impulsions de même polarité, les impulsions doivent être appliquées par les circuits dessinés en pointillé sur la figure VII-11. Selon la polarité des diodes D_1 et D_2 , on peut utiliser des impulsions positives ou négatives. Dans le cas du dessin, une succession d'impulsions négatives provoque un basculement d'une position à l'autre.

MULTIVIBRATEUR ASTABLE A TRANSISTORS

Comme avec les montages à tubes électroniques, on peut ici distinguer entre circuits à couplage par le collecteur (par l'anode) ou par l'émetteur (les cathodes). Les figures VII-12 et VII-13 représentent deux circuits

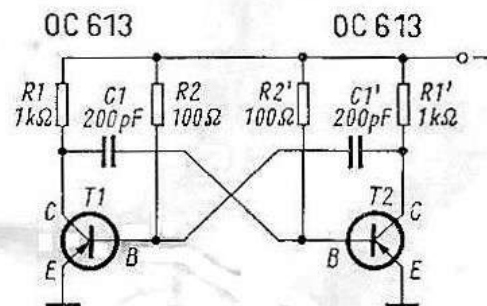


Fig. VII-12. — Multivibrateur astable à transistors (couplage par les collecteurs).

simples, approximativement équivalents, d'un multivibrateur astable à transistors couplés par le collecteur, dont le schéma est comparable à celui de la figure VII-5. Mais le fonctionnement révèle cependant quelques différences.

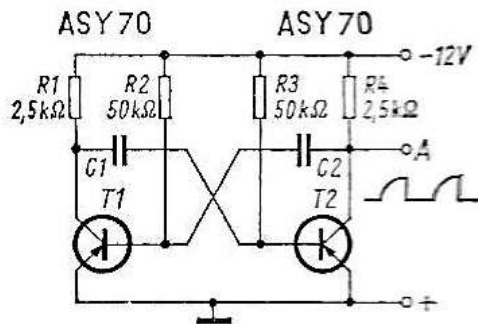


Fig. VII-13. — Multivibrateur astable à transistors (couplage par les collecteurs).

Supposons que le transistor T_2 de la figure VII-12 soit justement conducteur, sa tension collecteur devient brusquement positive. Ce saut de tension parvient à travers C_1' à la base du transistor T_1 et bloque celui-ci. La tension du collecteur de ce transistor devient alors négative. Cette tension est appliquée à la base du transistor T_2 par le condensateur C_1 , de sorte que T_2 devient complètement conducteur (saturation). Le conducteur C_1' inverse ensuite sa charge à travers la résistance de collecteur R_1' et la résistance de base R_2 , ce qui dure un certain temps, déterminé par la valeur de R_2 . A l'annulation du courant de charge, la tension négative appliquée à la base du transistor T_1 par la résistance R_2 devient efficace, de sorte que ce transistor commence à conduire du courant. Une impulsion positive apparaît sur son collecteur, qui commence à bloquer le transistor T_2 grâce au condensateur C_1 . La tension de collecteur de T_2 , mais aussi, par le condensateur C_1' , la tension de base du transistor T_1 devient plus négative, et ce transistor se sature rapidement pendant que le transistor T_2 se bloque complètement. Puis le condensateur C_1 doit lentement inverser sa charge au travers R_2' , jusqu'à ce que la base du transistor T_2 soit suffisamment négative, et que T_2 recommence à devenir conducteur.

La fréquence de récurrence des impulsions est, pour un montage symétrique, essentiellement déterminée par la constante de temps $C_1 \cdot R_2$. La constante de temps beaucoup plus faible qui existe sur chaque transistor en état de conduction par le condensateur de couplage (C_1 ou C_1') et la petite résistance du trajet base-émetteur est négligeable. Mais elle réduit la pente de la chute de la tension collecteur par rapport à celle existant à la montée.

La fréquence f se calcule ainsi :

$$f \approx (2 C_1 \cdot R_2 \cdot \ln 2)^{-1} \quad (44)$$

Elle est d'environ 45 kHz pour les valeurs de la figure VII-12. La fréquence maximale possible est surtout déterminée par la fréquence de coupure des transistors utilisés. De faibles résistances de collecteur favorisent les fronts raides.

Le schéma de la figure VII-13 a été réalisé avec des transistors modernes de Siemens. Le temps de conduction t_1 du transistor T_1 — et donc la fréquence de récurrence du montage — dépend de la valeur du condensateur C_1 et de la résistance R_3 :

$$t_1 = 0,69 \cdot C_1 \cdot R_3 \quad (45 a)$$

Il est évident que le temps de conduction t_2 du transistor T_2 dépend des valeurs du condensateur C_2 et de la résistance R_2 :

$$t_2 = 0,69 \cdot C_2 \cdot R_2 \quad (45 b)$$

Les résistances R_2 et R_3 doivent laisser passer le courant de base nécessaire à la saturation du transistor T_1 ou T_2 . Il faut donc appliquer les formules suivantes :

$$R_2 \leq 0,8 \cdot R_1 \cdot B_1 \text{ et} \quad (46 a)$$

$$R_3 \leq 0,8 \cdot R_4 \cdot B_2 \quad (46 b)$$

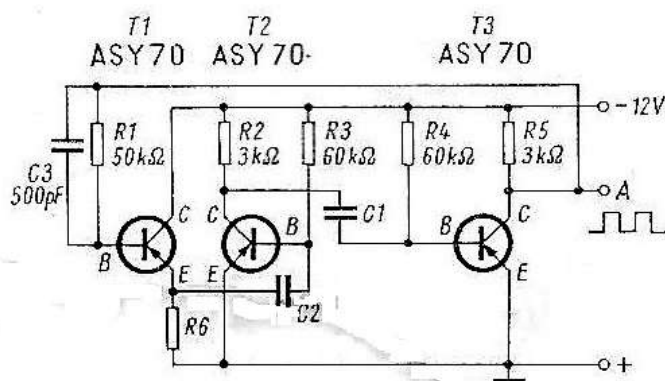
Dans ces formules, B_1 est le gain en courant continu du transistor T_1 monté en émetteur commun et B_2 celui de T_2 .

Les valeurs de C_1 et de C_2 dépendent de la fréquence souhaitée.

Si le montage est asymétrique, le signal de sortie le sera également. Le montage totalement asymétrique est nécessaire lorsqu'on veut des rapports cycliques plus grands que 1 à 10. Un rapport cyclique de 1 à 10 peut tout juste être encore atteint par des valeurs différentes pour les condensateurs C_1 et C_2 ou pour les résistances R_2 et R_3 . Si on adopte en plus des valeurs différentes pour les résistances de collecteur R_1 et R_4 , on peut atteindre des rapports de 1 à 100. C'est de préférence au condensateur C_2 qu'on donnera la plus faible valeur, car ce condensateur détériore la forme rectangulaire du signal de sortie.

Un signal parfaitement rectangulaire est obtenu lorsqu'on découple le condensateur C_2 à l'aide d'un troisième transistor. Ce schéma est repré-

Fig. VII-14. — Multivibrateur astable (à couplage par les collecteurs) à trois transistors pour obtenir une tension rectangulaire.



senté sur la *figure VII-14*. Ce sont également les valeurs des condensateurs C_1 et C_2 qui déterminent la fréquence et le rapport cyclique.

Le schéma à transistors équivalent au multivibrateur astable à couplage par les cathodes des tubes électroniques est reproduit par la *figure VII-15*. La réaction est obtenue d'une part à l'aide du condensateur C

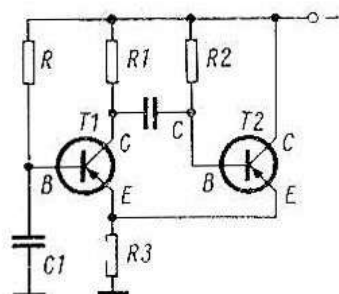
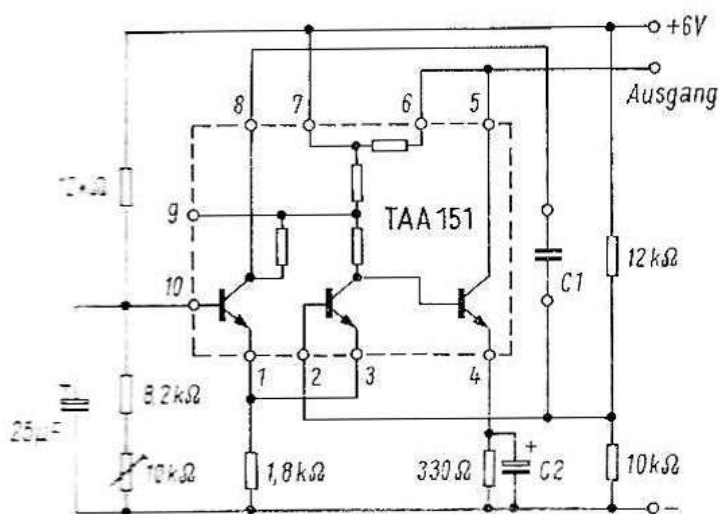


Fig. VII-15. — Multivibrateur astable à transistors (couplage par les émetteurs).

branché entre collecteur du transistor T_1 et base du transistor T_2 , d'autre part grâce à la résistance d'émetteur R_3 commune aux deux transistors. Le fonctionnement correspond à celui du multivibrateur à tubes couplés par la cathode (cf. *figure VII-6*).

Le circuit intégré TAA151 peut aussi être utilisé pour réaliser un multivibrateur astable comme indiqué *figure VII-16*.

Fig. VII-16. — Multivibrateur astable utilisant le circuit intégré TAA 151.



Ce montage produit des impulsions rectangulaires de 3,8 V crête à crête et de rapport cyclique 1 à 1. La capacité du condensateur C_1 détermine la fréquence des impulsions. Un choix approprié de la capacité du condensateur C_2 dépend de la période de l'impulsion. Elle doit être suffisante pour que les impulsions à la sortie soient bien rectangulaires. La valeur correcte est à déterminer empiriquement. A cause des différences d'état du transistor de sortie, la raideur des fronts n'est pas égale. Le front avant à un temps de montée de 220 ns, le front arrière un temps de retour de 50 ns seulement.

SOCIÉTÉ PARISIENNE
D'IMPRIMERIE

70, rue Compans, 75019 PARIS

Dépôt légal 1^{er} trimestre 1975

— N° Imprimeur : 137 —

— N° Éditeur : 113 —

E.T.S.F.

2 à 12, rue de Bellevue
75019 PARIS