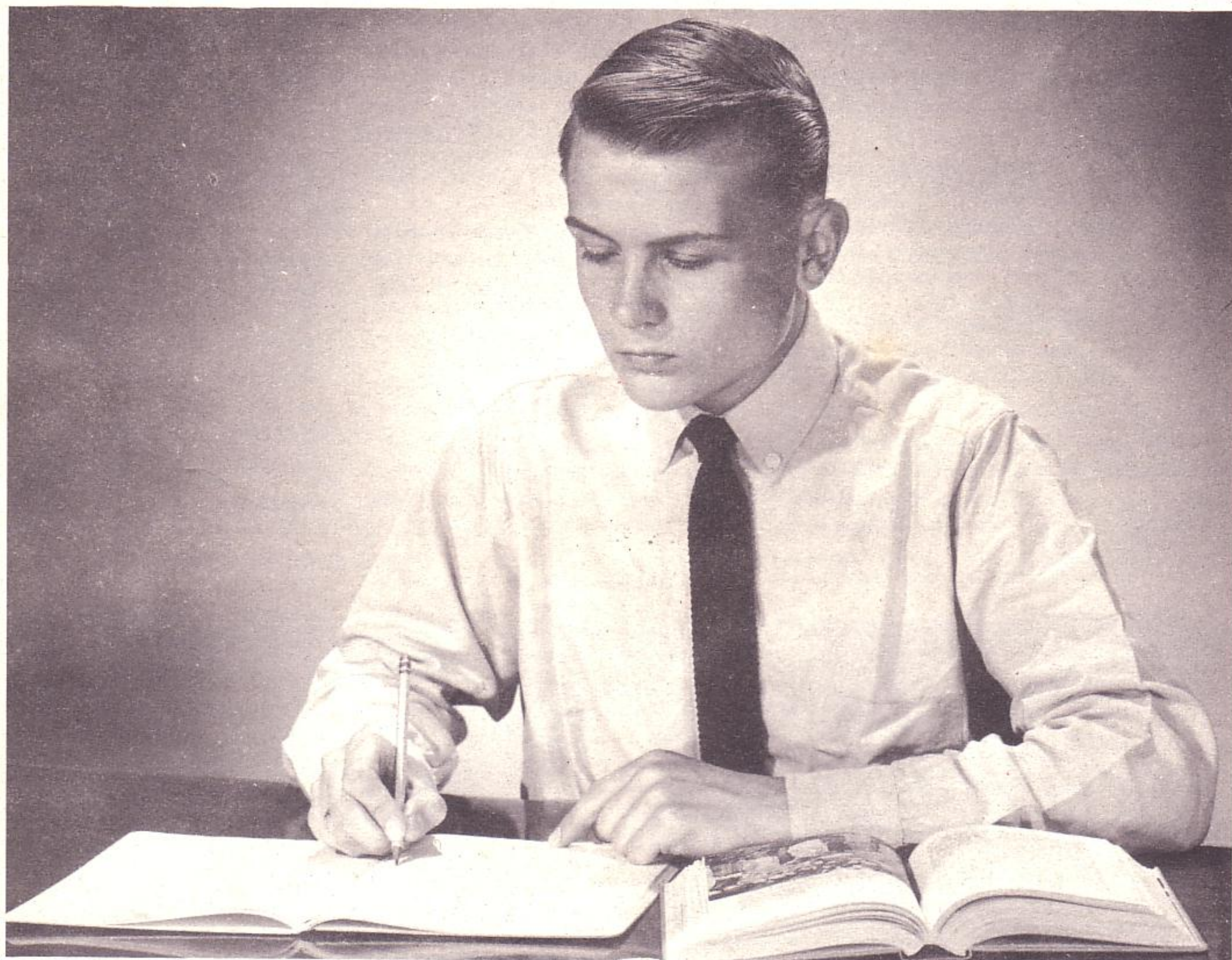


49

votre Carrière

REVUE de TECHNIQUE RADIO

magazine des futurs électroniciens



hebdomadaire pour la formation professionnelle - 27 jan. - 3 février '66 - le numéro 1,60 F.

SUISSE 1,70 FS
BELGIQUE 23 FB
MAROC 1,85 Dh

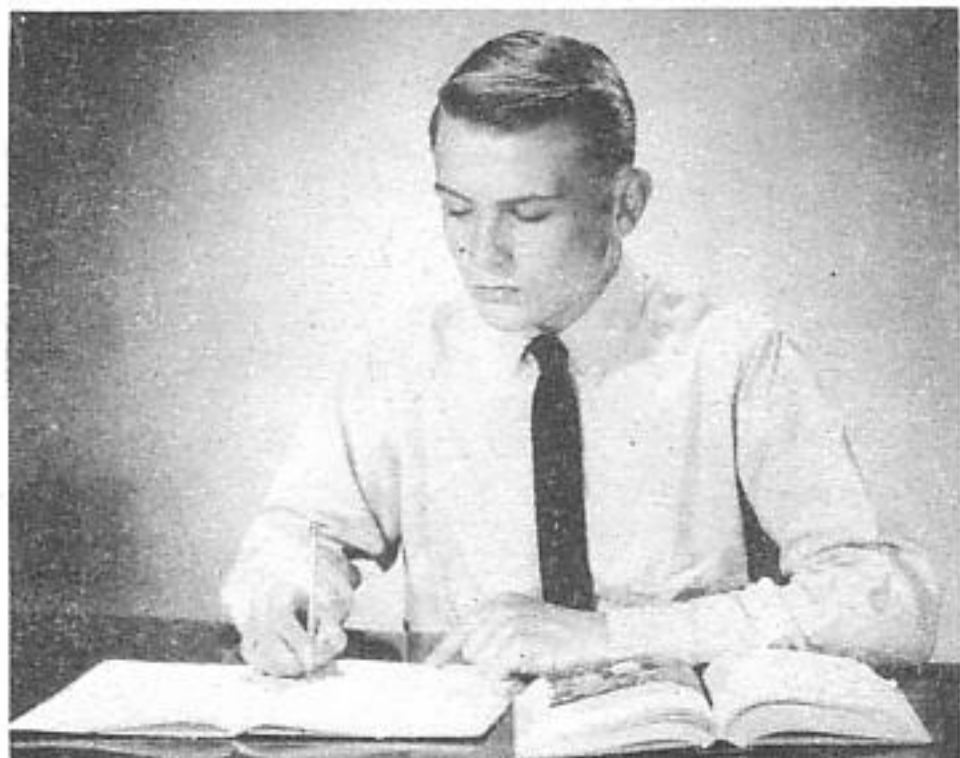
ALGERIE 1,80 FA
TUNISIE 1,80 M
ALLEMAGNE 1,80 DM

GRANDE-BRETAGNE 3,5 sh
CANADA 50 cts
U.S.A. 50 cts

vostra Carrière

revue hebdomadaire

DIRECTION - ADMINISTRATION - ABONNEMENTS: Editions CHIRON - 40, rue de Seine
Tél. 633.18-93 - Paris (6^e) - C.C.P. 53-35.



La revue est en vente aux kiosques, chaque semaine: si le kiosque en est démuné, demandez l'envoi hebdomadaire directement à votre domicile.

Le Directeur: *Georges Giniaux*
Secrétaire de rédaction: *J. Lavergne*

ABONNEMENTS

Les abonnements peuvent être souscrits en cours d'année, à n'importe quelle date. Les numéros déjà parus au moment de la souscription seront envoyés en une seule expédition.
France - 1 an (52 numéros) = 70 F;
6 mois (26 numéros) = 38 F. -
Etranger - 1 an = 90 F - Si vous possédez déjà des numéros, vous pouvez déduire la somme de 1,20 F par numéro.

S'adresser aux Editions CHIRON - rue de Seine, 40 - Paris - C.C.P. 53-35.
Les anciens numéros peuvent être commandés séparément au prix unitaire (1,30 F).

Aucun envoi contre remboursement.

RENSEIGNEMENTS

Toute demande de renseignements doit être accompagnée d'une enveloppe timbrée à votre adresse.
S'adresser: Editions CHIRON - rue de Seine, 40 - Paris.

PUBLICITE

PUBLEDITEC - 13, Rue C. Lecocq
Tél. 250.88-04 et 88-05 - Paris, 15^e.

Cette Revue sera contrôlée par l' O. J. D.

DISTRIBUTION

Nouvelles Messageries de la Presse Parisienne - 11, Rue Réamur - Paris.

COPYRIGHT

Dépôt légal éditeur 34 - 1^{er} trim. '66
Periodique N. 42 905 à la Commission Paritaire de la Presse.

Tous droits de reproduction, même partielle, réservés pour tous pays.

Sommaire

★ Informations	page 2
★ La calculatrice électronique dans la valise	» 3
★ Circuits relatifs aux ondes très courtes et ultra courtes	» 5
★ La technique des ondes très courtes et ultra courtes	» 14
★ Questions sur les 145 ^{ème} et 146 ^{ème} leçons	» 23
★ Réponses aux questions du numéro précédent	» 23
★ Emetteur et récepteur d'amateur pour la bande 144-146 MHz	» 24
★ Dictionnaire Anglais-Français d'Electronique	» 29

Informations

A ceux qui pensent devenir ingénieurs, l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris est une des solutions de l'enseignement supérieur privé reconnu par l'Etat.

Fondé en 1955, l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris forme, en quatre années d'études, des ingénieurs électroniciens principalement destinés aux bureaux d'études et aux laboratoires dans lesquels sont conçus et mis au point des ensembles électroniques.

Ces ingénieurs sont également préparés à s'orienter vers toutes les branches de l'activité industrielle et administrative où sont utilisées les techniques électroniques.

L'ISEP, au cours des quatre années d'études, donne à ses étudiants:

— une formation scientifique générale (physique, mécanique, mathématiques);

— une formation technique en électronique théorique et appliquée, qui constitue la spécialisation propre de l'Ecole (électronique industrielle télécommunications);

— une préparation au métier d'ingénieur (moyens d'expression, projets et stages, initiation aux problèmes économiques, administratifs et sociaux).

L'ISEP dispose de laboratoires modernes d'électronique, de physique, d'électrotechnique, de mécanique; les activités de laboratoire sont particulièrement développées à l'ISEP. De nombreuses séances de travaux pratiques donnent aux étudiants l'habitude d'unir la théorie à la pratique. Une part importante de l'horaire y est consacrée dès la première année. En fin d'études, la réalisation de projets, sous la direction d'ingénieurs confirmés, constitue une pédagogie originale véritable préparation à la recherche appliquée et à la vie industrielle.

Comment entre-t-on à l'ISEP ? L'admission en première année a lieu par concours, ouvert aux titulaires du baccalauréat ME ou MT, et âgés de moins de 20 ans.

L'admission directe en deuxième année a lieu soit par concours, ouvert aux titulaires des certificats de MGP ou de MPC (Mathématiques Générales Physiques) (Mathématiques Physique Chimie) ou d'une équivalence officielle, soit sur titres pour les titulaires de trois certificats de la nouvelle licence.

Diplôme: En fin de quatrième année: l'ISEP délivre le diplôme d'ingénieur de l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris, reconnu par la Commission des titres d'ingénieurs.

Nota: Le programme et le niveau des cours théoriques permettent aux étudiants de poursuivre une licence ès-sciences pendant leur passage à l'Institut.

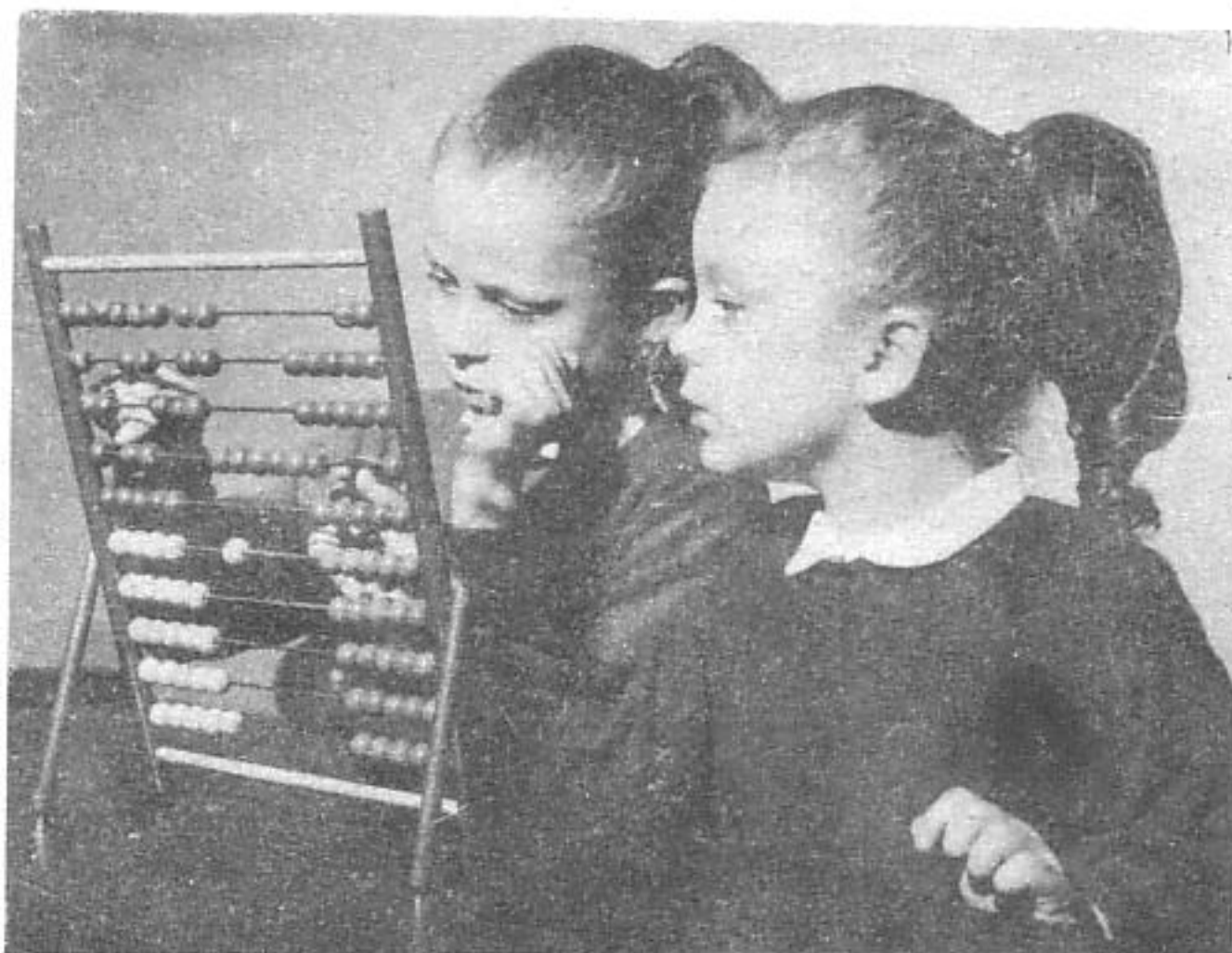
Les débouchés. Sept promotions sont déjà sorties de l'Ecole. Plus de 350 ingénieurs ISEP se trouvent actuellement répartis dans une centaine de sociétés ou d'entreprises, notamment: dans les laboratoires et services d'étude de l'industrie électronique (toutes spécialités), dans les services électroniques d'industries très diverses (aéronautique, chimie, métallurgie, construction mécanique...) dans les grands organismes techniques (énergie atomique, électricité de France, CNES, CNET).

Le placement des ingénieurs ISEP est facilité par l'Association des Anciens Elèves (A.A.E.I.S.E.P.) et par la direction de l'Institut.

La réalisation de cette école moderne, établissement privé d'enseignement technique supérieur, n'a été possible que par la conjonction de nombreux efforts et en particulier par l'aide morale et matérielle apportée par de nombreux industriels de Paris et de province.

La direction de l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris, 21, rue d'Assas, Paris 6^e est assurée par M. l'Abbé J. VIEILLARD ancien élève de l'Ecole Polytechnique et la Direction des Etudes par M. Paul ABADIE, ancien élève de l'Ecole Polytechnique Dr. ès-sciences.

La puissance par le savoir:



A sept ans vous étiez encore assis devant votre petit « boulier » et appreniez à l'aide de boules de bois mobiles les additions et les soustractions.

Il existe maintenant un nouvel appareil d'enseignement, la calculatrice digitale de démonstration, pour les débutants de l'électronique qui veulent apprendre à se servir des équipements de traitement de l'information. Cet appareil semblable à une valise facilite la formation de nouvelles générations de techniciens qualifiés.

L'étudiant voit en effet — grâce à des plaques de plexiglas transparent et à des lampes à néon — ce qui se passe dans la calculatrice lorsqu'il lui donne des ordres.

On apprend mieux avec les yeux. Aussi détaillée que soit une description technique, aussi poussée que soit la connaissance théorique que le professeur inculque, la démonstration pratique doit faire partie de l'enseignement. Mais le simple aspect ne suffit jamais.

Le profane qui visite, par exemple, un centre de calcul ne voit que des armoires et des tables, mais pas les composants électroniques de commande et de mémo-

La calculatrice électronique dans la valise

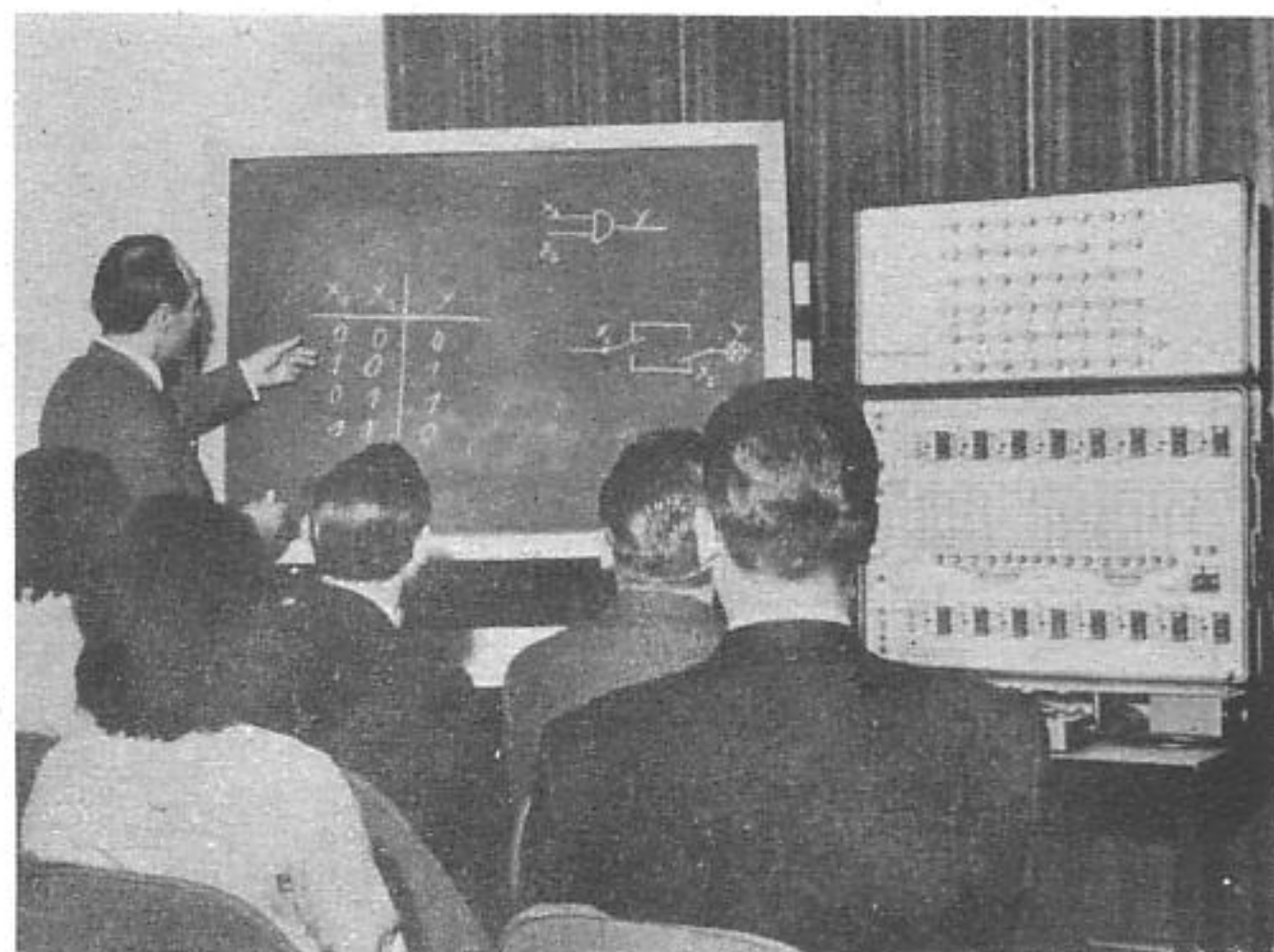
Nouvel appareil d'enseignement pour les débutants de la technique du traitement de l'information. L'oeil voit ce qui se passe dans la machine

risation qui s'y trouvent. Il semble que les hommes et femmes en blouses blanches placés au pupitre de commande ou à d'autres postes n'aient qu'à appuyer sur un bouton pour que la machine fasse tout le reste. Mais ceci suppose — et on l'oublie souvent — que chacun, du programmeur jusqu'à l'opérateur, s'entende bien avec les mathématiques et comprenne comment fonctionne une calculatrice électronique et comment on doit l'utiliser.

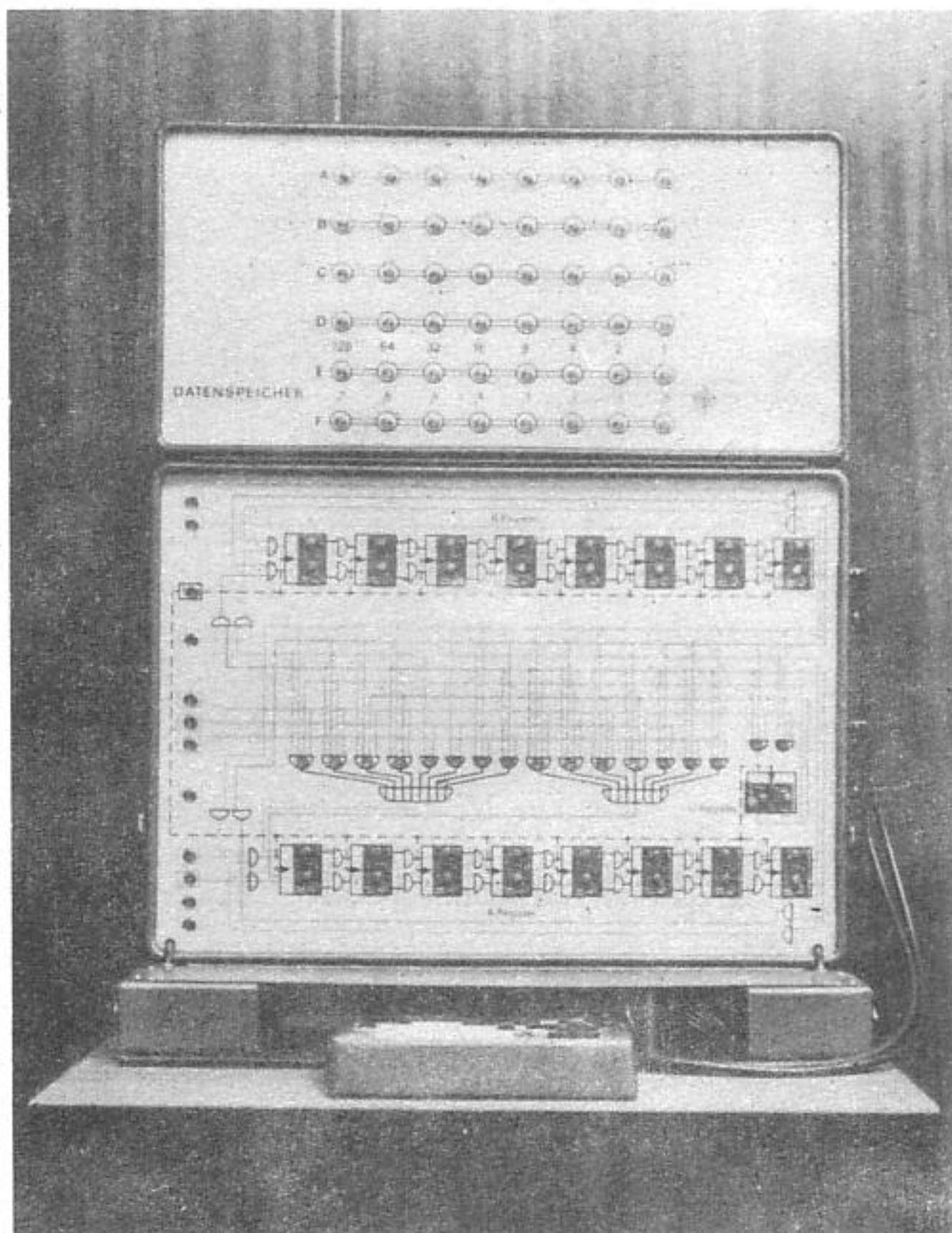
Pour la formation du personnel nécessaire au traitement de l'information, qui croît d'année en année, on ne peut se contenter de dessins et de descriptions pour expliquer le fonctionnement des calculatrices électroniques. Les exercices pratiques sont également très importants. Si on veut utiliser les grandes installations existantes à cette fin, il faut que les élèves aient déjà de solides connaissances sur leur maniement. C'est pourquoi on se dépannait avec des éléments isolés, com-



A vingt ans, vous vous rendez au cours sur le traitement et dans le corridor, vous rencontrez le professeur muni d'un calculateur électronique dans une valise.



Dans la salle de cours vous observez le déroulement des opérations arithmétiques sur le calculateur de démonstration et comprenez aisément les éléments de base de la technique du calcul électronique.



Le pupitre de commandes, le calculateur et les mémoires sont contenues dans une valise. Un appareil d'enseignement pratique pour la formation dans les universités, les écoles supérieures et les firmes industrielles.



Le calculateur digital de démonstration, conçu par Telefunken, est une aide bienvenue pour qui veut s'initier à l'ABC du traitement de l'information.

me les Logistat, Simatic et autres, en les utilisant pour réaliser des registres et les relier logiquement entre eux. Le montage de tels circuits, qui permettent les quatre opérations (addition, multiplication, soustraction et division), était cependant relativement cher et pourtant pas très clair. La calculatrice digitale de démonstration Telefunken offre enfin aux industries, écoles techniques et universités formant la relève de techniciens, un appareil d'enseignement clair et relativement bon marché.

Chaque phase de la commutation est visualisée

La calculatrice de démonstration est une sorte de valise en trois parties, relativement facile à transporter et utilisable partout où on dispose du courant du secteur.

Lorsqu'on ouvre cette valise, on a, dans la partie inférieure qui sert de support, le pupitre de commande avec les touches et poussoirs nécessaires pour les opérations de calcul à effectuer.

La calculatrice proprement dite est perpendiculaire sur ce support, et les circuits y sont clairement reproduits.

Par dessus le tout se trouve la mémoire subdivisée en six rangées de huit cellules.

La calculatrice et la mémoire sont reliées à demeure par des câbles flexibles spéciaux, la liaison avec l'organe de commande se faisant par connecteur.

Des lampes au néon qui s'illuminent lorsqu'un signal parvient aux éléments binaires, aux cellules de mémoire aux étages flip-flop, tous clairement reconnaissables, permettent à l'élève de suivre optiquement les diverses phases du processus de calcul qui se déroule sous l'effet de l'ordre qu'il a donné à la machine. La cadence est donnée par un cadran téléphonique tournant lentement, afin qu'il puisse suivre le déroulement du processus.

Il existe également une possibilité de faire le calcul pas à pas.

Comme les liaisons logiques et les opérations arithmétiques de la calculatrice digitale de démonstration peuvent être suivies à l'oeil, le déroulement du calcul numérique se fixe bien dans la mémoire de l'élève. Il voit ce que la machine fait pour lui et comment elle le fait.

Une démonstration visuelle de ce genre permet de comprendre plus rapidement les phénomènes mécaniques et électroniques qui se produisent dans la machine lorsqu'elle exécute des ordres. Le pupitre de commande permet également de s'exercer à la programmation.

C'est pourquoi des techniciens renommés, qui s'étaient fait présenter la machine, l'ont qualifiée d'auxiliaire pédagogique idéal pour l'initiation aux éléments de base de la technique du calcul électronique ce qu'était autrefois la règle à calcul pour les débutants en mathématiques: un instrument simple et d'emploi facile pour l'apprentissage méthodique du calcul rapide.

CIRCUITS RELATIFS aux ONDES TRES COURTES et ULTRA COURTES

Les principes de fonctionnement des amplificateurs utilisés dans les gammes de fréquences s'étendant de 30 à 1 000 MHz, ne diffèrent pas beaucoup, en général, de ceux que nous avons rencontrés dans l'étude des amplificateurs fonctionnant sur des fréquences plus basses. Cependant, les caractéristiques des divers composants (que nous décrirons en détail dans la leçon suivante), et les réglages nécessaires afin de permettre un fonctionnement durable et satisfaisant, surtout vers l'extrémité la plus élevée de la gamme U.H.F., sont notablement plus critiques.

La différence essentielle réside surtout dans la valeur et la mesure des composants réactifs des circuits.

Au delà de 500 MHz, les circuits classiques ne sont plus utilisables, pas plus d'ailleurs que les tubes classiques. En effet, à ces fréquences, de très petites capacités constituent pratiquement des courts-circuits. Pour fixer les idées, signalons qu'une capacité de 10 pF présente, à une fréquence de 1 000 MHz, une réactance de 16 ohms.

La notion habituelle d'inductance perd tout son sens; les éléments rayonnent une très grande énergie et les pertes deviennent, par conséquent, considérables.

C'est pourquoi, à ces fréquences, on emploie presque exclusivement des **circuits à constantes réparties (R-L-C)**, qui diffèrent de ceux que nous avons rencontrés jusqu'à maintenant, appelés **circuit à constantes localisées**, par le fait que la résistance, l'inductance et la capacité sont réparties tout le long des conducteurs, au lieu d'être concentrées dans une bobine et un condensateur.

LARGEUR de BANDE

Les amplificateurs de tension fonctionnant sur des fréquences élevées peuvent être du type à bande étroite ou à bande large. Les types à bande large impliquent généralement la présence d'un amplificateur accordé, lequel fonctionne sur une bande passante d'au moins un mégahertz. Dans cette gamme de fréquence, les amplificateurs à large bande sont employés dans les étages à fréquence intermédiaire aussi bien que dans les étages à radiofréquence. Evidemment, la largeur de bande est en relation étroite avec le type d'information que l'on veut transmettre ou recevoir. Lorsqu'un amplificateur doit permettre le passage de signaux de nature complexe, comme par exemple dans le « radar » que nous décrirons plus tard (et dans le cas de la télévision), la largeur

de bande doit être beaucoup plus grande que celle que l'on utilise pour la transmission de la voix et aussi de la musique (transmissions commerciales - radiodiffusion).

Par exemple, la télévision à 819 lignes occupe une bande de 10 MHz.

Nous savons maintenant qu'à la sortie de tout amplificateur de gain suffisant, existe à côté du signal amplifié, une certaine **tension de bruit**, due à l'agitation thermique des électrons dans les conducteurs et aux fluctuations de l'émission thermoélectronique des cathodes des tubes — ou effet de grenaille —, le bruit augmente quand la température s'élève et s'étend uniformément à travers le spectre tout entier des fréquences.

A cause de cette distribution uniforme du bruit thermique, il existe une relation directe entre la largeur de la bande passante de l'amplificateur et l'intensité du bruit à la sortie. Dans les amplificateurs à large bande le bruit augmente quand la largeur de bande en fait autant, avec pour conséquence un rapport signal/bruit moins satisfaisant que dans les amplificateurs à bande étroite. Pour cette raison, la largeur de bande doit être la plus étroite possible, dans la mesure où les autres exigences du circuit le tolèrent. Dans le cas où une certaine largeur de bande et un gain considérable sont nécessaires, il n'est pas avantageux d'utiliser des circuits d'amplification à accord fixe et à rendement élevé, étant donné qu'on a un bruit de fond considérable. L'une des méthodes qui permettent d'améliorer le rapport signal/bruit, par exemple dans les amplificateurs de fréquence intermédiaire, consiste à employer la technique des circuits à **accord décalé**, pour laquelle les différents circuits sont accordés sur des fréquences légèrement différentes. La **figure 1** représente la courbe de réponse totale d'un amplificateur à fréquence intermédiaire à large bande, ainsi que la réponse et le gain de chacun des étages. Dans ce cas, l'étage C possède un facteur Q relativement réduit et un gain en tension assez bas. Il est accordé sur la fréquence de 23,4 MHz, qui est justement la fréquence centrale voulue. Les étages B et D ont un facteur Q légèrement plus élevé et un gain supérieurs à ceux de l'étage C. Ceux-ci sont accordés sur la fréquence de 22,3 et 24,5 MHz, c'est-à-dire légèrement au-dessous et au-dessus de la fréquence centrale. Les étages A et E sont caractérisés par un facteur Q encore plus élevé et ont un gain en tension plus grand que celui des étages B et D.

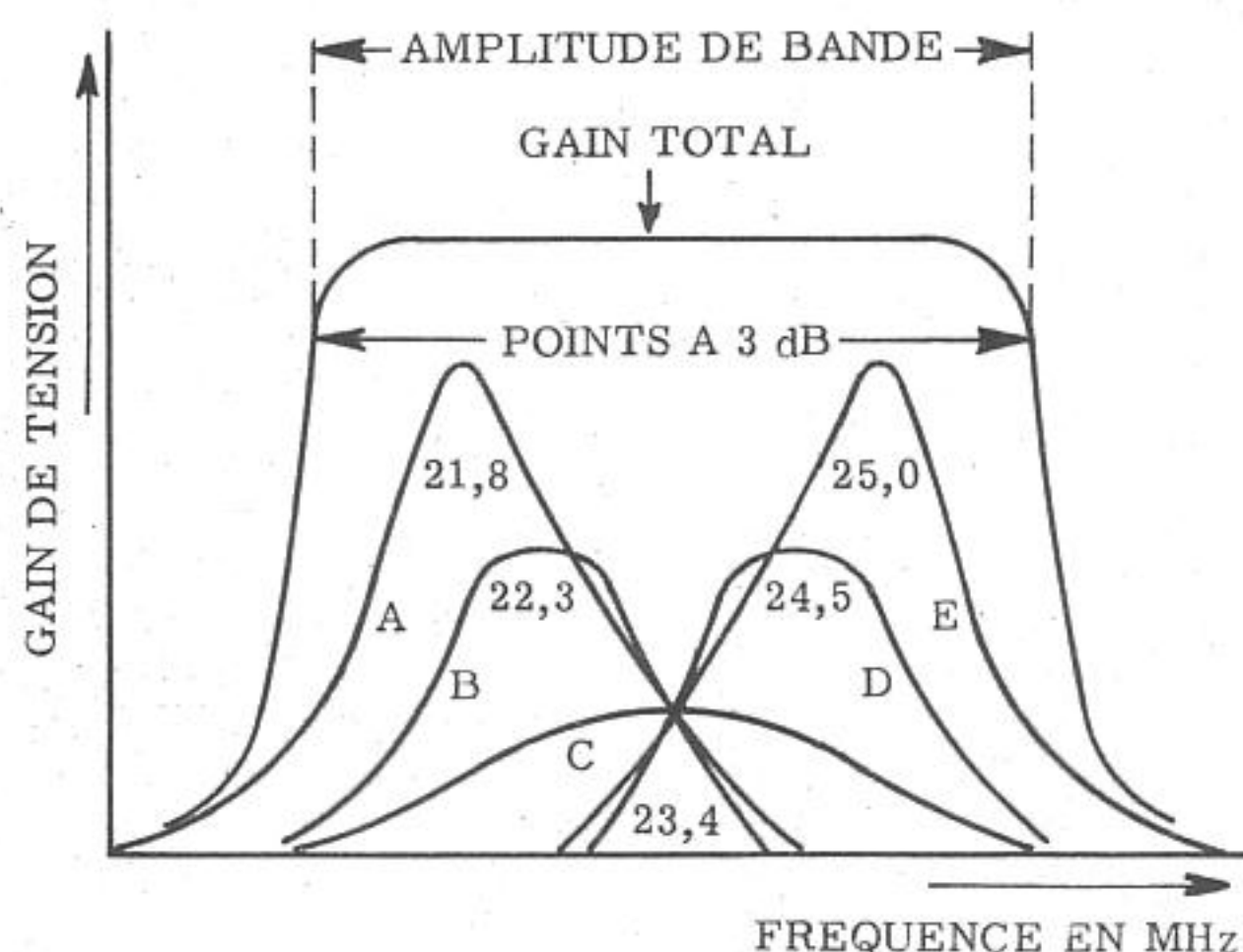


Fig. 1 - Courbes de réponse séparées d'un amplificateur à fréquence intermédiaire à large bande, constitué par étages. Chacun d'eux est accordé sur une fréquence différente; les valeurs maximales du gain correspondent à la fréquence centrale de chaque bande. On obtient ainsi une large bande passante globale et un gain élevé.

Comme on peut le remarquer en observant la figure, ils sont accordés sur 21,8 et 25 MHz respectivement. La ligne horizontale représente le gain total et la bande passante standardisée (c'est-à-dire correspondant à un affaiblissement de 3 dB) de l'amplificateur tout entier.

La maintenance des amplificateurs utilisés dans la gamme de fréquences allant de 30 à 1 000 MHz nécessite une certaine attention. Les opérations de mise au point sont presque toujours critiques et les habiletés techniques sont encore, en grande partie inconnues du lecteur, parce que celles-ci ne s'imposent pas pour les circuits fonctionnant sur des fréquences plus basses. En règle générale, avec l'accroissement de la fréquence de fonctionnement et de largeur de bande, les opérations de réglage des étages amplificateurs, ainsi que des amplificateurs complets, deviennent de plus en plus critiques. Cela provient de l'importance de plusieurs facteurs comme, par exemple, les variations de la valeur des composants, les inductances et capacités parasites, etc.

La stabilité d'un amplificateur réside dans l'aptitude des différents étages et des différents composants à maintenir leurs caractéristiques malgré les vibrations mécaniques éventuelles et les variations des caractéristiques du milieu, (température, humidité, etc.). Afin d'assurer une certaine stabilité aux amplificateurs fonctionnant sur des fréquences élevées, des mesures particulières s'imposent soit pendant le projet, soit pendant la réalisation.

Il faut toujours avoir présent à l'esprit qu'une variation quelconque des caractéristiques électriques, même d'un seul composant, ou le simple mauvais contact d'un blindage, peuvent compromettre sérieusement la stabilité de fonctionnement.

La notable amplification souvent requise dans les appareils de petites dimensions, rend le problème du contrôle des réactions éventuelles particulièrement sérieux. Quoiqu'on préfère les triodes à cause de leur faible bruit, la forte valeur de la capacité grille-anode de ce tube provoque des phénomènes de réaction suffisants pour compromettre la stabilité de fonctionne-

ment. Cela est particulièrement vrai lorsqu'on travaille dans la gamme la plus élevée des fréquences en question.

Dans de nombreux cas, on a recours aux systèmes de neutrodynage déjà connus du lecteur, afin de permettre un fonctionnement stable dans une vaste gamme de fréquences.

AMPLIFICATEURS de TENSION

Les amplificateurs de tension, ont pour rôle d'augmenter l'amplitude des signaux jusqu'à une valeur suffisante pour exciter un étage détecteur. Dans les récepteurs, dans les générateurs de signaux et dans les appareils de mesure, le facteur le plus important n'est pas la puissance disponible, mais l'amplification en tension, c'est-à-dire l'amplitude du signal considéré, conjointement au bruit de fond de l'amplificateur et aux signaux parasites d'origine extérieure, qui doivent être réduits au minimum.

Dans les émetteurs, tous les étages amplificateurs sont des étages de puissance.

Presque tous les amplificateurs de tension fonctionnent en classe A. Les facteurs très importants, qui conditionnent l'amplification en tension de chacun des étages sont les caractéristiques intrinsèques du tube employé, les impédances d'entrée et de sortie et la largeur de bande pour laquelle l'étage a été projeté. Le facteur de bruit peut être considéré comme un facteur limitant la valeur du gain en tension.

Toutefois, après les deux premiers étages des amplificateurs, le bruit est assez faible par rapport à l'amplitude du signal désiré, pour être considéré comme étant négligeable.

Dans le fonctionnement sur des fréquences allant jusqu'à 250 MHz, on peut employer des circuits similaires à ceux utilisés aux fréquences inférieures. Le gain en tension des amplificateurs ayant une bande passante de 2 ou 3 MHz est compris entre 40 et 50, à la fréquence de 30 MHz et entre 8 et 10 aux fréquences comprises entre 30 et 200 MHz.

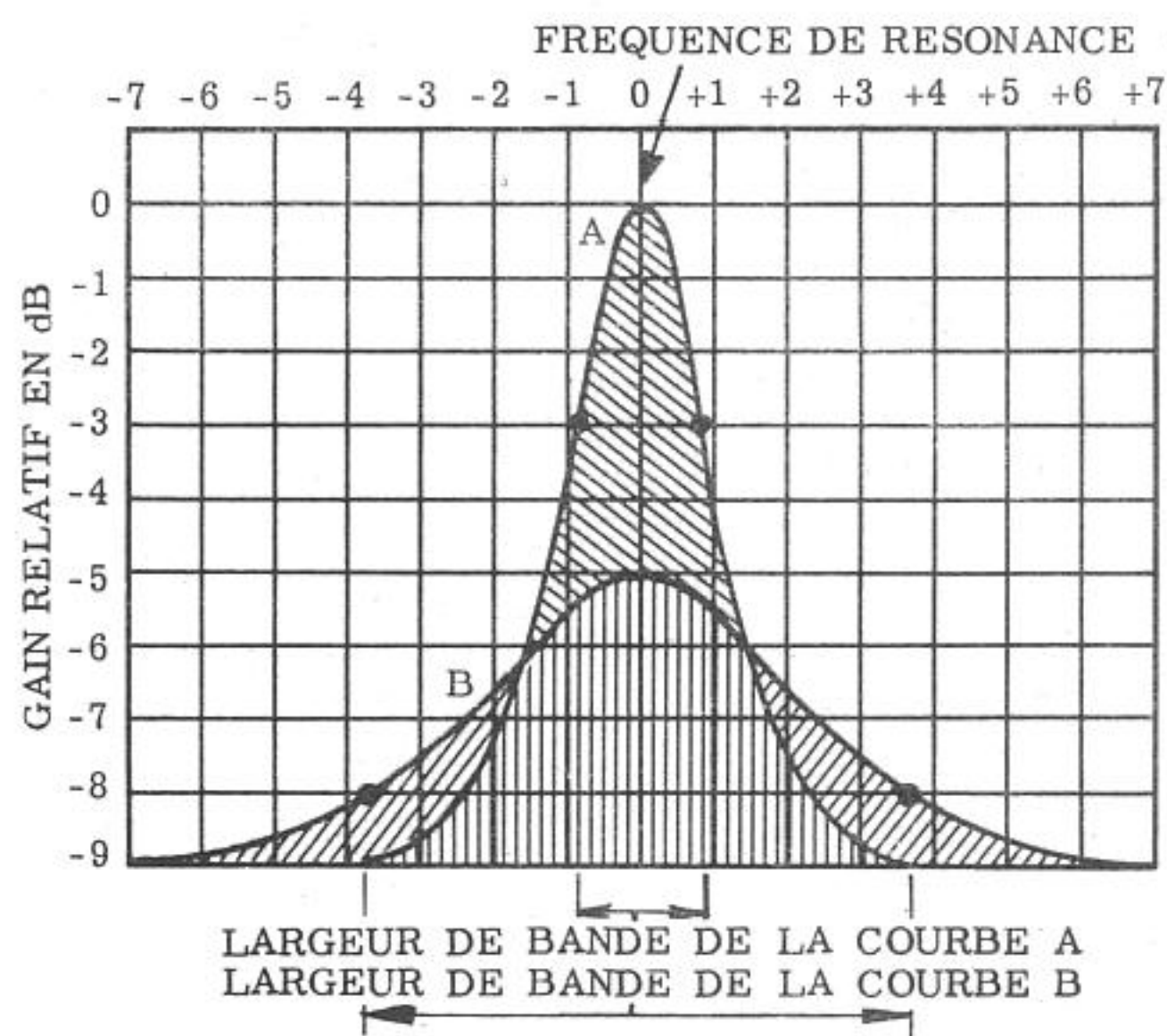


Fig. 2 - La largeur de bande augmente avec la diminution du facteur Q, cependant l'aire de deux courbes (A et B) reste la même.

Dans cette gamme de fréquences, il est possible d'utiliser, avec de bons résultats, les triodes, mais l'emploi de pentodes est plus courant. Le gain en tension d'une triode est beaucoup plus faible, c'est pourquoi l'emploi d'un plus grand nombre d'étages d'amplification est nécessaire pour pouvoir obtenir le gain total désiré. L'un des facteurs limitant l'emploi des pentodes aux fréquences élevées est le bruit élevé qui en résulte. En général, les pentodes fonctionnant sur des fréquences supérieures à 250 MHz donnent un gain en tension plus grand que les triodes.

Toutefois, à cause du bruit élevé, les pentodes ne sont pas utilisées à l'extrémité supérieure de la gamme de fréquences pour laquelle le niveau de bruit atteint approximativement celui du signal utile; cela annulerait pratiquement la réception.

Dans la gamme de fréquences qui s'étend de 300 à 1 000 MHz, l'emploi des triodes et des circuits à constantes réparties (que nous décrirons dans la leçon suivante) devient obligatoire. Il est possible d'obtenir avec les triodes un gain et un facteur de bruit relativement satisfaisants, lorsque le niveau du signal est tellement bas qu'il tend à se rapprocher du niveau du bruit engendré par les circuits.

Pour pouvoir obtenir un gain en tension, avec un facteur de bruit raisonnable, au delà de 500 MHz, il est nécessaire de faire appel à l'emploi de **circuits à lignes coaxiales**, et de triodes spéciales ayant des caractéristiques particulières.

L'une des caractéristiques des circuits à lignes coaxiales est la facilité avec laquelle il est possible d'obtenir des effets de blindage dans l'emploi des tubes avec grille à la masse.

Des tubes pentodes aptes à être utilisés dans de tels circuits, comme amplificateurs de tension, n'ont pas été construits jusqu'à présent.

Le gain en tension que l'on peut espérer obtenir avec les triodes, au moyen de circuits à lignes coaxiales ne dépasse pas, normalement, une valeur comprise entre 3 et 12.

Il est possible d'obtenir une amplification considéra-

ble à l'extrémité inférieure de la gamme, mais elle diminue rapidement avec l'augmentation de la fréquence à cause de la réduction du facteur Q du circuit et du rendement du tube.

Afin de pouvoir augmenter la largeur de bande d'un circuit résonnant il est nécessaire de diminuer Q et de réduire, ainsi, l'amplification réalisable. Cela signifie que le gain de l'étage ou du circuit est inversement proportionnel à la largeur de bande. Du moment que cette dernière augmente avec la diminution du gain, l'aire de la courbe de réponse, illustrée par la figure 2, reste toujours la même.

Pour un circuit donné, le produit entre le gain et la largeur de bande garde une valeur constante. On peut démontrer mathématiquement que, pour un étage amplificateur à accord normal, le produit du gain par la largeur de bande a pour expression:

$$GB = \frac{S}{2\pi C}$$

formule dans laquelle: G est le gain de l'étage; B, la largeur de la bande passante, en MHz; S, la pente du tube (ou transconductance), en micromohs (micro-am-pères par volts) et C, la capacité parasite totale, en pF.

Considérons, par exemple, un circuit où l'on utilise la pentode 6AK5; le tube possède une transconductance de 4 500 micromohs et la capacité totale du circuit atteint 11 pF.

En remplaçant ces valeurs dans la formule, nous avons:

$$GB = \frac{4.500}{6,28 \cdot 11} = 65,2$$

Le produit du gain par la largeur de bande monte, par conséquent, à 65,2. Cela signifie que, si la largeur de bande requise est de 10 MHz, il est possible d'obtenir un gain en tension égal à $65,2 : 10 = 6,52$. Si la largeur de bande est de 5 MHz, il est possible d'obtenir un gain égal à $65,2 : 5 = 13,04$.

Dans un amplificateur qui comporte une succession

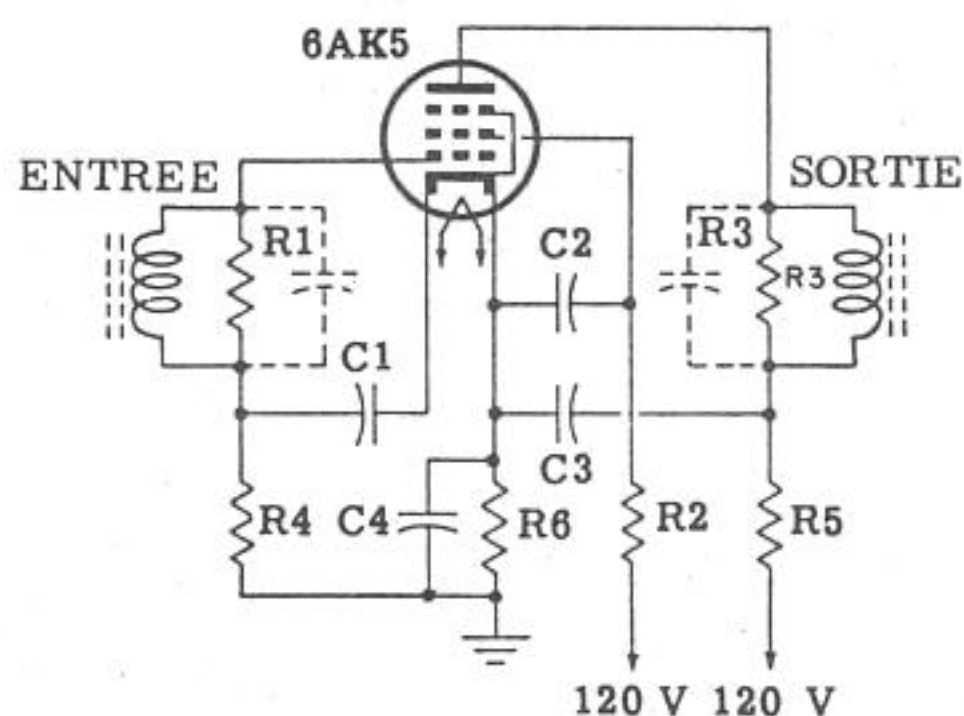


Fig. 3 - Exemple d'étage amplificateur de fréquence intermédiaire à pentode. Les résistances R1 et R3, branchées en parallèle avec les deux circuits accordés ont pour rôle d'amortir les circuits, de façon à obtenir la largeur de bande désirée.

d'étages amplificateurs en cascade, la largeur de bande globale diminue, à cause de l'accroissement de la sélectivité, ainsi que nous l'avons vu dans l'étude des amplificateurs à circuits accordés. En conséquence, la largeur de bande individuelle des étages doit être beaucoup plus grande que la largeur de bande globale, résultant de leur combinaison.

Si nous examinons la formule énoncée précédemment, nous voyons que la relation entre la transconductance et la capacité est dans ce cas, la même que celle qui exprime le facteur de mérite du tube. Il s'ensuit que, si les impédances du circuit restent constantes, le produit du gain pour la largeur de bande d'un amplificateur dépend du choix du tube.

Si ce dernier possède une transconductance élevée ou une capacité interélectrode faible, le produit GB augmente.

Le FACTEUR de BRUIT

Nous avons déjà signalé l'importance du rapport signal/bruit de fond dans un récepteur. Pratiquement, c'est lui qui limite la sensibilité.

Par définition, le facteur de bruit F d'un amplificateur est le quotient du rapport signal/bruit à la sortie.

En désignant par:

Pse, la puissance du signal à l'entrée;

Pbe, la puissance du bruit à l'entrée;

Pss, la puissance du signal à la sortie;

Pbs, la puissance de bruit à la sortie;

on a successivement: rapport signal/bruit à l'entrée: Pse/Pbe ; rapport signal/bruit à la sortie: Pss/Pbs .

En faisant le quotient de ces deux rapports et en simplifiant, on trouve:

$$F = \frac{Pbs}{Pbe} \cdot \frac{Pse}{Pss}$$

or, le rapport $\frac{Pse}{Pss}$ est l'inverse de l'amplification en puissance de l'étage;

$$\frac{Pse}{Pss} = \frac{1}{Ap}$$

on a donc finalement:

$$F = \frac{1}{Ap} \cdot \frac{Pbs}{Pbe}$$

Ainsi, le facteur de bruit est égal au produit de l'inverse de l'amplification en puissance par le rapport des niveaux de bruit à la sortie et à l'entrée.

Tant que le niveau des parasites atmosphériques est élevé, on peut négliger le bruit intrinsèque du récepteur; mais au fur et à mesure que la fréquence augmente, le bruit intrinsèque croît tandis que le niveau des parasites atmosphérique diminue.

Aux fréquences relativement basses, le rapport signal/bruit est presque toujours déterminé par les caractéristiques de l'antenne. Dans les récepteurs réalisés avec soin, cela est vrai même pour les antennes les plus simples jusqu'à la fréquence de 50 MHz, pourvu que l'antenne et l'entrée du récepteur soient convenablement adaptées au moyen de la ligne de transmission.

Avec des antennes à gain élevé, cette limite de fréquence est un peu plus élevée. Dans la gamme des VHF et surtout des UHF, la connaissance du facteur bruit est primordiale. Il est pratiquement égal à celui du premier étage du récepteur.

C'est le cas de tous les récepteurs à amplification directe et de la grande majorité des récepteurs à changement de fréquence.

Dans l'amplification d'un signal faible de la gamme comprise entre 30 et 1 000 MHz, le rapport signal/bruit est déterminé par les caractéristiques du premier étage amplificateur, puisque tous les étages successifs amplifient d'une façon égale le signal utile ainsi que le bruit; exception faite, toutefois, du cas où le second étage rem-

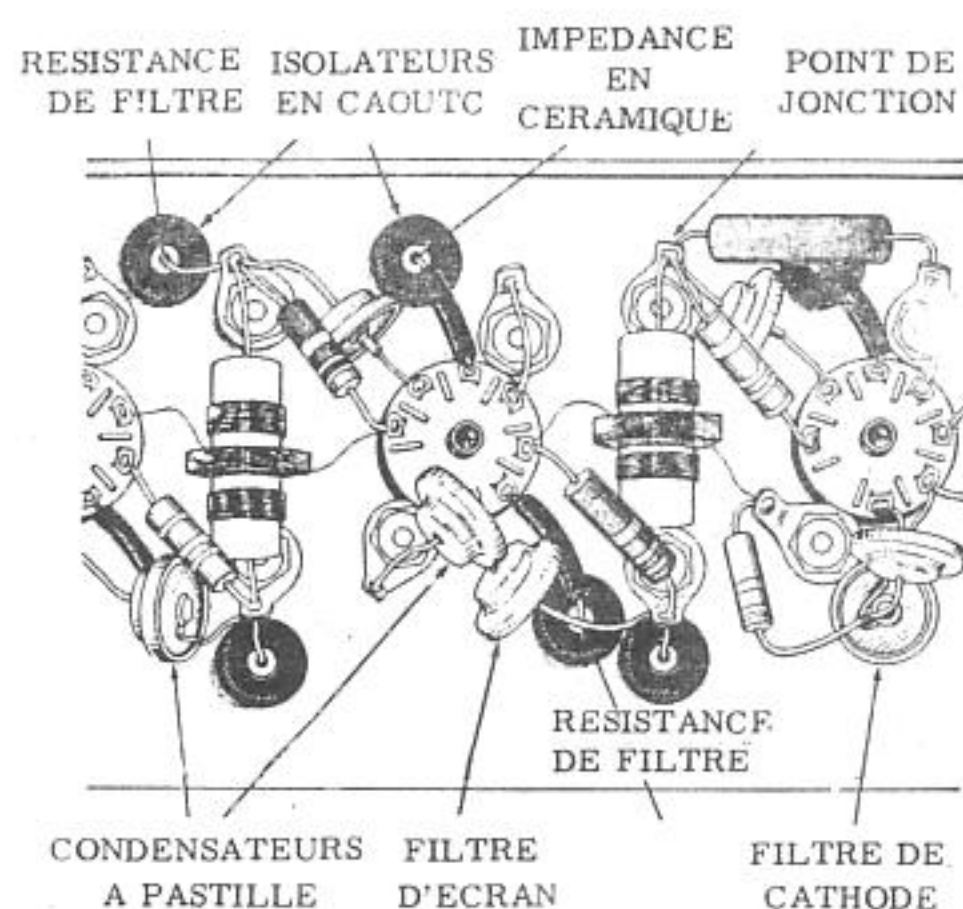


Fig. 4 - Exemple de disposition des composants dans la réalisation d'un étage du type illustré par la figure 3. Du moment que les connexions des résistances d'anode et d'écran passent à travers le châssis métallique, au moyen de passe-fils spéciaux en caoutchouc, le circuit du signal est nettement séparée du circuit d'alimentation. Observez la forme particulière des capacités, qui sont, dans ce cas, du type « bouton ».

plit les fonctions de mélangeur, parce que dans ce cas, il amène un bruit interne notablement plus élevé qu'il ne le serait si l'étage fonctionnait simplement en amplificateur. Quelquefois, l'étage mélangeur apporte un facteur de bruit si élevé qu'il est nécessaire de le faire précéder par deux étages amplificateurs à haute fréquence, afin que l'entrée de l'étage mélangeur puisse disposer d'un signal de niveau suffisamment élevé pour dépasser le niveau du bruit.

Le facteur de bruit produit par un étage déterminé dépend en partie du tube utilisé, en partie du type de circuit et aussi de la précision avec laquelle est réalisée la mise au point.

EXEMPLES d'AMPLIFICATEURS de TENSION

Il existe plusieurs versions de circuits destinés à l'amplification de tension, chacun d'eux est adapté à des applications particulières. Un circuit bien connu, utilisant des triodes, nommé « cascode », que nous décrirons d'ici peu, est particulièrement adapté à l'amplification d'un signal très faible, étant donné qu'il est caractérisé par un facteur de bruit excellent et par un gain comparable à celui d'une pentode. Par contre, l'amplificateur pentode convient mieux dans le cas où l'on peut tolérer un facteur de bruit plus élevé, parce que le produit gain $\times$ largeur de bande est assez bon par rapport à celui du circuit « cascode » et l'étage est d'une réalisation plus simple.

Amplificateur à pentode pour fréquence intermédiaire de 60 MHz

Le schéma de la figure 3 représente un étage de ce type. On emploie une pentode du type 6AK5. Le gain est d'environ 11 dB, le facteur de bruit est passable et le montage est simple et facile à réaliser. Pour pouvoir obtenir la largeur de bande désirée, les résistances R1 et R2 sont connectées aux bornes du secondaire du transformateur d'entrée et du primaire du transformateur de sortie.

Le rapport entre le facteur Q du primaire du se-

condaire du transformateur inter-étage, est normalement réglé à la valeur 2,2, parce qu'on a expérimentalement établi que cette valeur est optimale.

Le tube 6AK5 est pourvu de deux broches séparées de cathode; comme on peut le noter en observant le schéma de la figure 3, l'une d'elles est utilisée pour le circuit d'entrée et l'autre pour le circuit de sortie. Cette disposition permet de diminuer l'inductance de la connexion interne de cathode et réduit le couplage entre le circuit d'entrée et celui de sortie, réduisant ainsi la réaction indésirable qui se produit lorsque la broche unique de cathode est commune aux deux circuits. Le point « froid » du circuit de grille est isolé de la masse au moyen de la résistance R4; en parallèle avec cette résistance est branchée la capacité C1.

Les circuits de plaque et d'écran sont, à leur tour, découplés par les capacités C3 et C2. C4 découple la cathode en dirigeant à la masse le signal présent aux bornes de R6.

Ainsi que nous le verrons plus loin, on utilise des résistances et des condensateurs de types particuliers. Les connexions des résistances d'anode et d'écran R5 et R2, réunies à la source de HT continue, traversent les passe-fils en caoutchouc fixés au châssis, de cette façon les circuits d'alimentation restent isolés, des circuits haute fréquence, le châssis jouant le rôle de blindage.

La figure 4 représente la dissipation des composants adaptés à un amplificateur de ce type.

Amplificateur à triode en push-pull neutrodyné

Bien que le gain en tension des triodes soit généralement plus faible et bien que les circuits relatifs soient compliqués par l'emploi absolument indispensable de dispositifs de neutrodynage, elles sont fréquemment utilisées dans les amplificateurs de tension fonctionnant dans la gamme comprise entre 30 et 1 000 MHz, afin d'obtenir un facteur de bruit plus satisfaisant.

On emploie souvent une paire de triodes montées en « push-pull » comme étage d'entrée d'un amplificateur

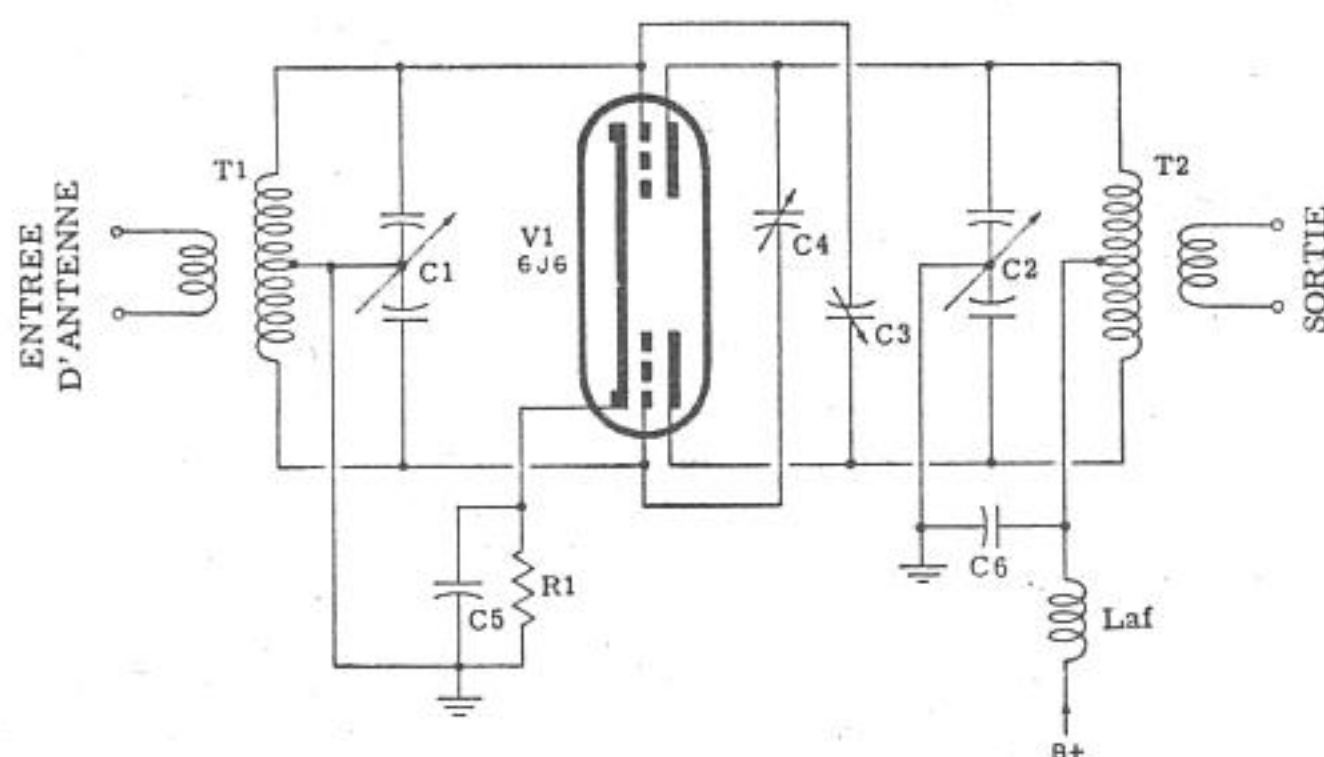


Fig. 5 - Exemple d'étage amplificateur d'antenne équipé d'une double triode, montée en « push-pull ». L'entrée qui est reliée à la ligne de transmission bifilaire, est équilibrée. C'est le condensateur C1, du type papillon, qui réalise l'accord du circuit d'entrée, de la même manière que le condensateur C2 accorde le circuit de sortie. Le rotor de ces condensateurs variables peut être relié à la masse, puisqu'il se trouve toujours à un potentiel nul par rapport aux deux signaux déphasés de 180°. Le neutrodyna est du type croisé (C3 et C4).

à haute fréquence. La figure 5 représente un étage amplificateur de ce type, équipé d'un tube double triode 6J6. Les circuits accordés d'entrée et de sortie sont accordés au moyen des condensateurs variables C1 et C2 qui sont du type « papillon » que nous décrirons dans la leçon suivante. Le rotor de ces deux condensateurs est relié au potentiel de la masse et peut être relié au châssis, sans toutefois troubler aucunement le fonctionnement de l'amplificateur. Le condensateur de découplage C5 est normalement un condensateur céramique du type « disque ». Les condensateurs de neutrodyna C3 et C4 sont croisés, c'est-à-dire que l'un des condensateurs relie la grille d'un élément triode à l'anode de l'autre, suivant la méthode dont nous nous sommes déjà occupés à la page 1 007, fig. 16.

La résistance R1 doit être du type non inductif. Lorsqu'une largeur de bande considérable est requise, il est nécessaire d'ajouter une dernière résistance en parallèle avec le circuit accordé de plaque. La très petite longueur des connexions et les positions réciproques des composants intéressés, sont des facteurs de la plus haute importance.

Circuit amplificateur « cascode »

Le montage cascode permet d'obtenir un gain en tension élevé, du même ordre de grandeur que celui fourni par un tube pentode, mais avec un faible bruit de fond, égal à celui d'un seul tube triode. La figure 6 en donne le schéma de principe. Il comporte deux tubes triodes (ou un tube double triode), dont le premier est alimenté en haute tension à travers le second. Si les deux tubes sont identiques (ce qui pratiquement, est toujours le cas), l'intensité du courant anodique de V1 est égale à celle du courant anodique de V2. De plus, le premier étage est excité normalement par la grille, alors que le second étage est monté en amplificateur « grille à la masse ». Dans ces conditions, le tube V1 est chargé par l'impédance d'entrée de l'étage « grille à la masse ».

La capacité grille-anode peut dans certaines conditions, transformer un amplificateur en oscillateur, en

créant un couplage entre les circuits d'entrée et de sortie.

Dans un montage cascode, il faut neutraliser l'effet de cette capacité dans l'étage à cathode à la masse uniquement; le second étage ayant sa grille à la masse, la capacité Cg-a n'intervient pas de la même façon.

Ce circuit peut être employé dans les mêmes applications que celles de l'amplificateur à deux triodes en push-pull, par rapport auquel il offre l'avantage d'une plus grande simplicité de construction aussi bien que de mise au point.

Son fonctionnement est plus stable.

La figure 7 représente une version plus complète du circuit « cascode » propre à être utilisé comme amplificateur radiofréquence, équipé d'une double triode du type 6BK7. Il existe aussi d'autres tubes de caractéristiques similaires, qui sont également aptes à cet emploi et qui sont pourvus d'un blindage également efficace entre les deux triodes. La cathode de V1 est reliée à la masse; la capacité C5 accorde le circuit d'entrée. L'inductance L2 présente dans le circuit de plaque est une inductance d'arrêt HF; C3 est le condensateur de neutrodyna. C2 connecte à la masse la grille de V2 au point de vue haute fréquence et la résistance R1 fournit la tension de polarisation à la grille du même étage.

La tension de plaque des deux tubes est acheminée à travers le circuit accordé de plaque constitué par C1 et par L1. La sortie est prélevée sur la plaque du tube V2.

Amplificateur à triode avec la grille à la masse

Une application courante de l'amplificateur à triode avec grille reliée à la masse est l'étage d'entrée d'amplification haute fréquence du type illustré par la figure 8. Le tube utilisé est du type 6J4 (type miniature) et l'on emploie comme charges des segments de ligne de transmission.

La fréquence de fonctionnement se rapproche de 400 MHz.

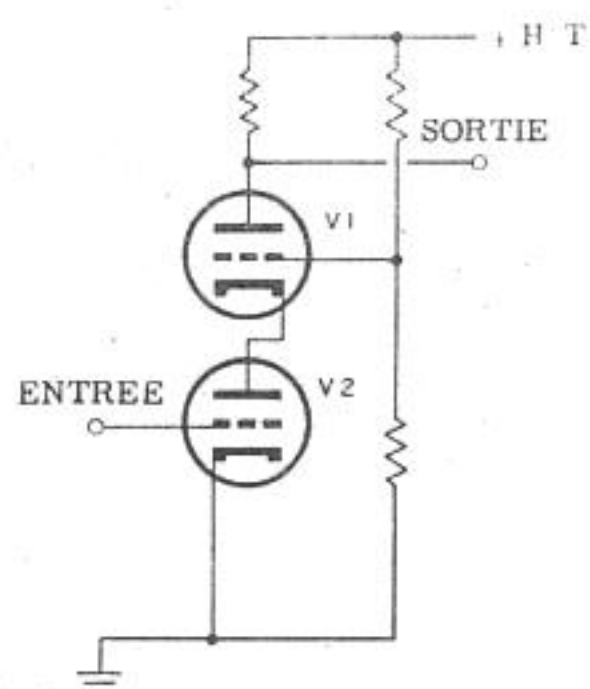


Fig. 6 - Circuit du type « cascode » constitué par deux triodes alimentées en série. V2 se comporte comme un étage classique avec cathode à la masse, dont la plaque est pourtant reliée directement à la cathode de V1; la grille de cet étage est à la masse pour la haute fréquence. La sortie est prélevée sur l'anode de V1.

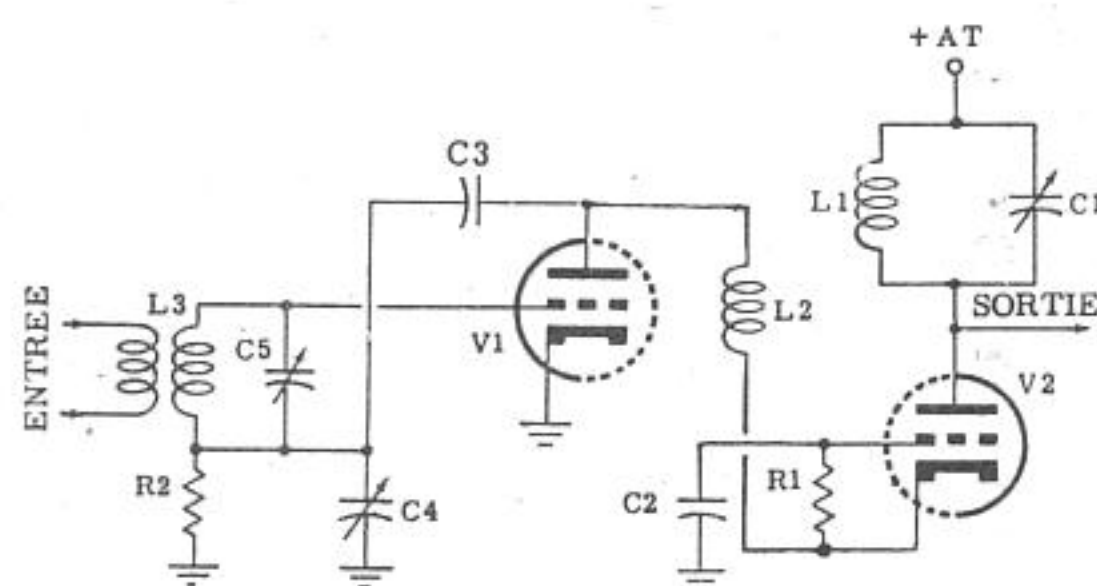


Fig. 7 Exemple d'étage amplificateur d'entrée, du type « cascode ». L2 est une inductance d'arrêt HF et C3 assure la neutralisation de la capacité grille-anode de V1. C2 met à la masse le signal présent sur la grille de V2. Le signal amplifié de sortie est prélevé sur l'anode de V2.

L'étage tout entier doit être parfaitement blindé par la partie restante du récepteur. Le signal est appliqué au circuit accordé à ligne résonnante, constitué par L1, à un point qui réalise une adaptation d'impédance correcte. Après ce circuit accordé, le signal est couplé à la cathode du tube, laquelle est isolée de la plaque grâce à l'effet de blindage de la grille reliée à la masse.

Les condensateurs C3 et C5 découplent la tension de polarisation obtenue par la cathode: C4 et C6 filtrent, au contraire, la tension qui alimente le filament.

La résistance R2 qui est branchée aux bornes de C5, fournit la tension de polarisation de grille. Le condensateur CV3 accorde la ligne.

Le signal de sortie est transmis à travers les condensateurs C1 et C2 de l'anode à la ligne L2, laquelle est à son tour accordée au moyen du condensateur CV2. La résistance R1 doit amortir les oscillations parasites.

L'utilisation de segments de lignes résonnantes réduit l'effet de l'inductance des liaisons et des capacités parasites à une valeur qui peut être considérée comme négligeable. La capacité entre la plaque et la cathode, relativement faible et l'effet de blindage de la grille, permettent l'utilisation du circuit sans que des oscillations parasites ne se produisent et sans qu'on fasse appel aux dispositifs de neutrodynage.

Les amplificateurs de tension que nous avons décrits jusqu'à présent sont ceux qui sont le plus souvent utilisés dans les récepteurs fonctionnant sur les gammes d'ondes très courtes et ultracourtes, ou dans les émetteurs travaillant dans les mêmes gammes. Ils peuvent être, en effet, selon leurs caractéristiques et selon les besoins, utilisés pour amplifier les signaux faibles provenant d'une antenne, afin que ceux-ci puissent atteindre l'obtention d'un rapport signal/bruit élevé, ou bien pour augmenter l'amplitude des oscillations engendrée par un maître oscillateur, afin qu'elle puisse atteindre une valeur propre à exciter un étage de puissance (final). Evidemment, pour les étages de puis-

sance dont nous venons de parler, il est aussi indispensable de prendre des mesures particulières pour obtenir une bonne stabilité et un bon rendement sur les fréquences élevées.

Examinons donc quelles sont les caractéristiques essentielles d'un étage final de puissance.

AMPLIFICATEURS de PUISSANCE

Dans les amplificateurs de puissance haute fréquences, l'impédance de charge est normalement réglée à une valeur qui permette au tube (ou aux tubes) de fonctionner avec un rendement élevé. La valeur de l'impédance de charge nécessaire à l'obtention d'une amplification en puissance élevée, est toujours beaucoup plus basse que celle nécessaire pour obtenir une grande amplification en tension et la tension à haute fréquence qui se développe aux bornes de la dite charge est relativement faible. Par contre, le courant à haute fréquence qui circule dans le circuit est relativement élevé, justement à cause de la faible valeur de l'impédance de charge; en conséquence, tous les éléments et les liaisons intéressant le courant de sortie doivent être capables de le supporter sans provoquer une dissipation excessive de l'énergie sous forme de chaleur.

Quoique les amplificateurs de puissance puissent fonctionner dans toutes les classes (A, B, etc.), presque tous ceux destinés aux fréquences élevées, fonctionnent en classe B ou C et cette dernière est, en général, la plus utilisée. Cela est possible parce que, nous le savons, la distorsion harmonique du signal peut être tolérée et, dans certains cas, elle est même désirée (cas des étages multiplicateurs de fréquence). Du moment que ces amplificateurs accusent un courant de grille, il faut fournir à ce dernier circuit une certaine puissance. Les amplificateurs de ce type, fonctionnant sur les fréquences dont nous nous occupons, peuvent être utilisés comme multiplicateurs de fréquence, ainsi que comme étages pilotes et, enfin, comme étages finaux. On peut aussi les employer dans les générateurs de signaux et dans d'autres appareils utilisés en électronique.

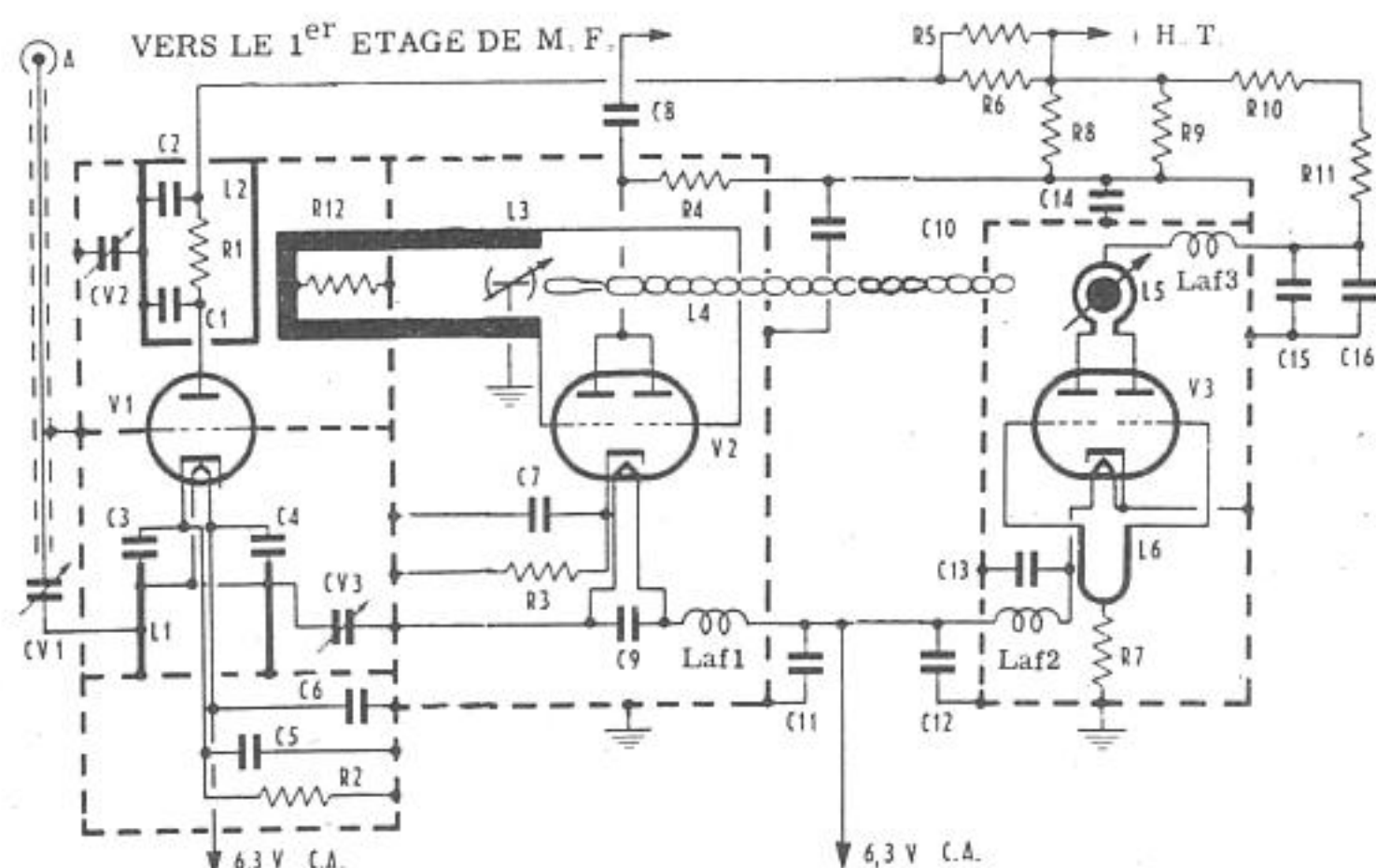


Fig. 8 - Exemple d'amplificateur d'entrée, du type « grille à la masse », utilisant des circuits accordés à ligne résonnante, et fonctionnant sur des fréquences allant jusqu'à 400 MHz. La grille de V1 est sur des fréquences à la masse, et elle sépare la cathode (à laquelle le signal d'entrée est appliqué à travers L1), de la plaque. V2 et V3 sont les deux étages suivants, ils utilisent eux aussi, des circuits à ligne. Remarquez le blindage entre les différents étages. Les caractéristiques sont telles qu'aucun nuetrodynamage n'est nécessaire.

Un amplificateur de puissance modulé en amplitude, peut fonctionner avec des puissances d'entrée plus élevées que celles nécessitées par une modulation de fréquence.

Comparaison entre les types de tubes

Nous considérons seulement, ici, les caractéristiques des tubes qui exercent une influence importante sur le fonctionnement en amplification de puissance. Les caractéristiques de fonctionnement énumérées ne tiennent pas compte des pertes inévitables qui se produisent dans les tubes eux-mêmes ainsi que dans les circuits associés; elles sont par conséquent plus poussées que celles que l'on peut mesurer dans les applications pratiques.

L'amplification en puissance est, nous l'avons déjà vu, le rapport entre la puissance effective recueillie à la sortie et la puissance appliquée à l'entrée. Le gain en puissance d'une triode amplificatrice est, à l'égard des signaux à haute fréquence, plutôt réduit, et, normalement, il est compris entre 5 et 50. L'amplification fournie par une tétrode est, au contraire, comprise entre 10 et 200 et celle d'une pentode, entre 50 et 300. Toutefois, à l'égard des fréquences comprises entre 30 et 1 000 MHz, il existe peu de types de pentodes qui soient capables de fournir l'amplification qui peut être obtenue avec certaines tétrodes ou triodes, en particulier vers l'extrémité supérieure de la gamme des U.H.F. Le gain théorique pour tous les tubes est beaucoup plus élevé, et monte jusqu'à 1 000 ou encore plus pour les pentodes, mais de telles valeurs ne sont pas réalisables dans la pratique.

L'amplification maximum réalisable avec un tube donné, qu'il soit du type triode, tétrode ou pentode, diminue avec l'accroissement de la fréquence du signal amplifié.

Du moment que l'amplification d'une triode est inférieure à celle d'une tétrode et d'une pentode, il est nécessaire de fournir à la grille de ce type de tube un signal de puissance beaucoup plus élevée, afin d'obte-

nir la même puissance de sortie que l'on obtiendrait dans le cas d'une tétrode ou d'une pentode, avec un signal d'entrée plus petit. En pratique, la puissance d'excitation nécessaire pour les tétrodes et pour les pentodes, est de l'ordre du 10% de celle requise par les triodes. Pour ce type de tube, elle peut descendre à une valeur comprise entre 1 et 3 watts, bien que le niveau du signal d'entrée nécessaire augmente avec la fréquence.

Le rendement équivaut au rapport entre la puissance recueillie en sortie et la puissance fournie par l'alimentation continue et s'exprime en pour-cent. Dans la gamme de fréquences que nous examinons, le rendement peut être considéré comme étant égal pour les trois types de tubes. Il varie normalement de 75 à 80% pour les fréquences plus basses et environ 30% pour les fréquences plus élevées.

Afin d'obtenir un fonctionnement stable au-delà de 100 MHz, il est nécessaire d'améliorer le plus possible la séparation électrique des circuits d'entrée et de sortie, dans le but d'éliminer les réactions. Nous avons vu que le recours à l'amplificateur « grille à la masse » constitue l'une des solutions à ce problème. Quoique la grille puisse avoir un potentiel inférieur (plus négatif) à celui de la masse, elle peut cependant être directement à la masse au point de vue du signal alternatif; dans ce cas, elle se comporte exactement comme un écran entre la cathode et la plaque, tout comme nous l'avons vu à propos des circuits des figures 7 et 8. Le signal d'entrée est appliqué au circuit de cathode, et cette dernière doit avoir un potentiel supérieur à celui de la masse d'un total équivalent à l'amplitude de tension du signal.

Dans ce cas, la grille devient commune aux circuits d'entrée et de sortie.

Un circuit de ce type nécessite une puissance d'excitation plus grande que dans le cas de l'amplificateur à cathode commune, ce qui complique en un certain sens la réalisation des étages précédents. En outre, si l'étage est modulé, il est nécessaire que celui qui le précède le

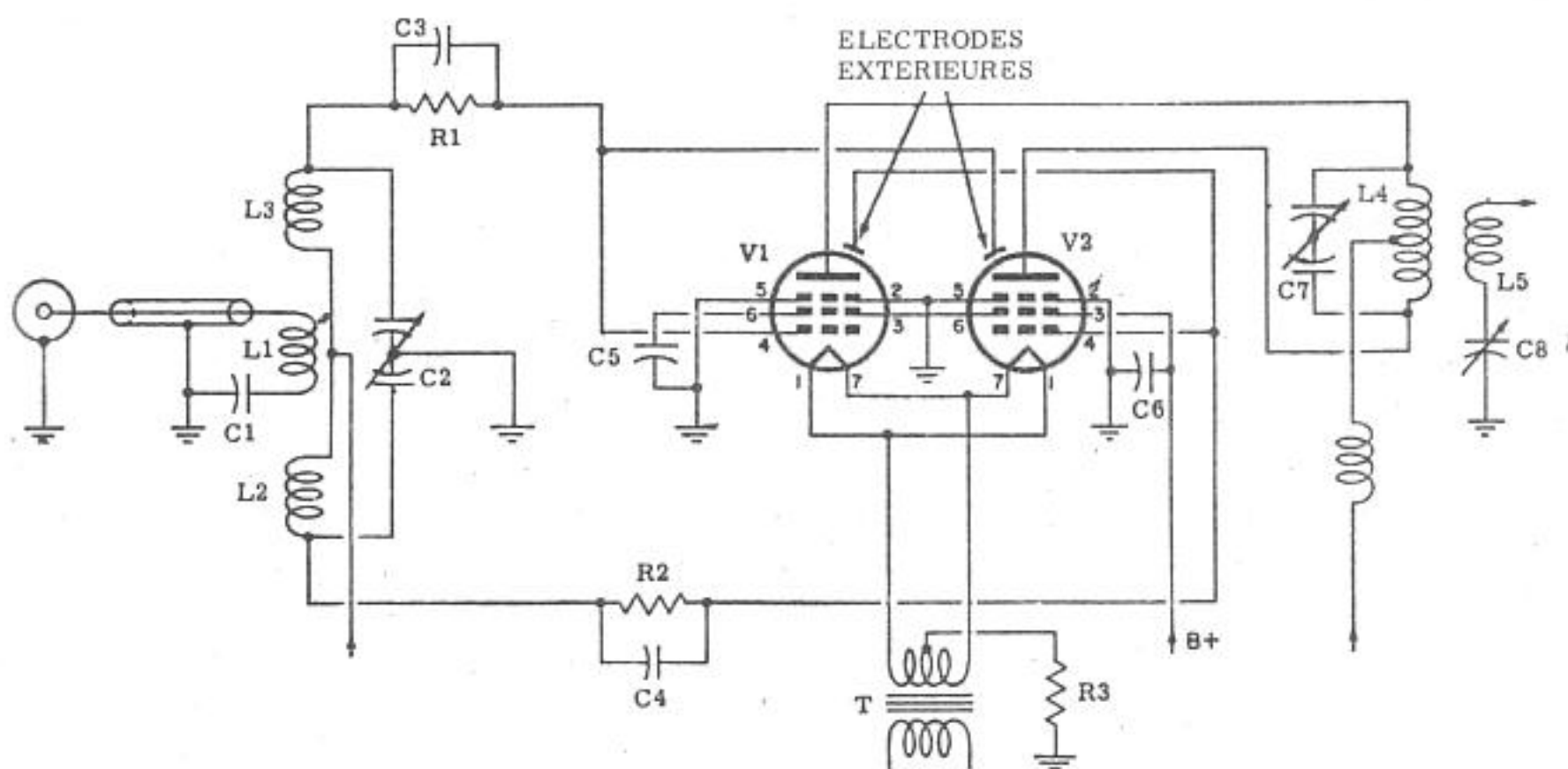


Fig. 9 - Circuit d'un amplificateur de puissance apte au fonctionnement sur les fréquences élevées, jusqu'à 100 MHz. On emploie deux pentodes montées en « push-pull ». Le gain en puissance est égal à 5. Observez le système de neutrodynage, que l'on obtient au moyen de deux électrodes extérieures aux tubes.

soit aussi, afin de pouvoir utiliser entièrement la puissance de la porteuse (modulation à 100%). Ceci est vrai puisqu'une partie de la puissance d'excitation fournie au circuit d'entrée d'un amplificateur « grille à la masse », se manifeste dans le circuit de sortie sous forme de puissance utile.

Dans les gammes de fréquences comprises entre 30 et 450 MHz, on préfère utiliser des triodes à cause de leur robustesse et de la simplicité de leurs circuits, bien qu'elles aient une sensibilité inférieure à celle des tubes multigrilles; et que des dispositifs de neutrodynage soient normalement nécessaires. Les tétrodes et les pentodes permettent une amplification en puissance plus grande, mais elles sont plus facilement détériorées par une surcharge éventuelle.

Dans les étages modulés en amplitude, nous savons qu'afin d'obtenir un rendement meilleur et une distorsion plus petite, il est nécessaire de moduler à la fois par l'anode et par la grille-écran. Il est possible, jusqu'à la fréquence de 75 MHz, d'utiliser les composants à constantes localisées dans les circuits de grille ainsi que dans ceux de plaque. En outre, dans les circuits à triodes, on a souvent recours à l'emploi de tubes doubles, fonctionnant en opposition de phase, étant donné que le montage symétrique fait en sorte que le neutrodynage et la stabilité soient meilleurs.

Les amplificateurs de puissance fonctionnant au-delà des 400 MHz sont basés presque exclusivement sur l'emploi de circuits à lignes coaxiales. Les types de tétrodes et de pentodes pouvant fonctionner en amplificateurs de puissance sur de telles fréquences, avec un bon rendement, sont très rares.

Toutefois, leur gain en puissance considérable et leur grande facilité de neutrodynage, donnent à ces tubes la préférence pour toutes les fréquences sur lesquelles ils peuvent fonctionner.

Actuellement, les triodes sont employées beaucoup plus fréquemment que les tétrodes et les pentodes, au-delà de 500 MHz, en particulier lorsqu'une puissance de sortie supérieure à quelques watts est requise. En ce qui

concerne les circuits, on utilise habituellement des étages finaux simples, ainsi que ceux en « push-pull » à liaisons par lignes coaxiales.

Lorsqu'on veut réaliser un amplificateur de puissance pour fréquences élevées, il est nécessaire de prendre dûment en considération la puissance que l'on désire obtenir, la puissance d'excitation dont on dispose, les dimensions et le poids admissibles, les exigences d'alimentation, la gamme de fréquences, le type de fonctionnement (intermittant ou continu par périodes assez longues) et la sécurité de fonctionnement nécessaire. Quelques unes de ces caractéristiques sont souvent en contradiction entre elles, c'est pourquoi des choix particuliers sont nécessaires. La figure 9 représente un modèle d'amplificateur de puissance apte au fonctionnement dans la gamme comprise entre 70 et 100 MHz. Il s'agit de deux tubes du type 4E27A (pentodes) utilisés dans un montage « push-pull ». Le dispositif sert, en particulier, à augmenter la puissance d'un émetteur de 50 à 250 watts.

L'amplificateur peut être accordé sur une fréquence comprise entre 70 et 100 MHz. Le signal d'excitation à radiofréquence est transmis par un câble coaxial, qui l'applique à l'inductance L1: celle-ci est à son tour couplée inductivement au circuit accordé équilibré constitué par L2 et L3 montées en série. Le neutrodynage est réalisé au moyen de deux électrodes extérieures aux tubes.

La tension anodique de ces tubes atteint environ 2 000 volts, et la tension d'écran est portée à une valeur de 450 volts. Tous les composants sont disposés d'une manière telle que les connexions soient les plus courtes possibles; les condensateurs de découplage, en particulier C5 et C6 pour la grille-écran, sont placés le plus près possible des broches du tube. Au point commun à L2 et L3, est appliquée une tension de polarisation d'environ 100 volts (en l'absence de signal). En présence du signal, une tension supplémentaire se développe aux bornes des circuits constitués par R1C3 et R2C4.

Leçon n° 146

La TECHNIQUE des ONDES TRES COURTES et ULTRA COURTES

Nous venons d'examiner les principes généraux qui différencient la technique des circuits des appareils fonctionnant dans la gamme comprise entre 30 et 1 000 MHz, de celle des appareils fonctionnant sur les fréquences inférieures. Les différences signalées ne se limitent pas seulement aux circuits mais elles s'étendent aussi aux composants nécessaires à leur réalisation. La structure et les dimensions de ces composants doivent être adaptées à la valeur très élevée des fréquences en question.

L'expression **composants de circuit**, ne s'applique, en règle générale, qu'aux seuls éléments qui remplissent une fonction électrique déterminée dans le circuit dont ils font partie; par conséquent, ils n'ont rien à voir avec ceux qui jouent un rôle de caractère exclusivement mécanique. Les tubes, les condensateurs, les résistances, les inductances, les transformateurs, les potentiomètres, sont des éléments de circuit; au contraire, les liaisons électriques, bien qu'elles remplissent une fonction électrique par excellence, ne peuvent pas être considérées comme des éléments de circuit (pourvu qu'elles présentent une impédance négligeable aux courants de très hautes fréquences).

L'une des caractéristiques essentielles d'un circuit est que l'impédance peut être de valeur faible ou élevée, elle peut, en pratique, se comporter comme une simple résistance ohmique, ou comme une résistance de nature complexe. Dans ce dernier cas, il s'agit de composants qui opposent au signal une réactance ainsi qu'une résistance ohmique pure: la réactance peut, enfin, être soit inductive, soit capacitive.

Les éléments de circuit qui fournissent une valeur déterminée d'impédance, d'une nature donnée, peuvent être constitués par des composants à constante localisée (comme par exemple, une résistance, une capacité ou une inductance qui sont matérialisées par un élément résistif, un condensateur ou une bobine et qui sont mesurables entre les deux bornes de ces composants) par des **composants à constantes réparties**, dans lesquels la valeur de $R-L$ ou C n'est pas concentrée en un point donné ou dans un espace donné, mais uniformément répartie sur toute la longueur. Théoriquement, en ce qui concerne leurs caractéristiques électriques intrinsèques, les deux types de composants peuvent être utilisés dans les équipements fonctionnant sur une fréquence quelconque, allant de la plus basse de la gamme acoustique jusqu'aux plus élevées de la gamme radioélectrique. Il existe, cependant, des fac-

teurs, comme par exemple les dimensions maximales admissibles, qui, pour chaque type, limitent la gamme de fréquences pour laquelle le fonctionnement est satisfaisant.

Dans la gamme de fréquences qui nous occupe ici (V.H.F. et U.H.F.) on emploie soit des composants à constantes localisées, soit des composants à constantes réparties. Les premiers nous sont déjà connus et, d'ailleurs, nous nous en occuperons plus loin; examinons maintenant les seconds qui sont bien plus caractéristiques de cette gamme de fréquences.

ELEMENTS à CONSTANTES REPARTIES

Dans la gamme de fréquences très élevées, on a souvent recours à l'emploi de lignes résonnantes, jouant le rôle de circuits accordés et cela, soit dans les circuits de grille, soit dans ceux de plaque des tubes amplificateurs ou oscillateurs. Ces circuits sont aussi adaptés à la réalisation de filtres passe-bande, de transformateurs d'impédance, de couplages entre les étages symétriques ou non symétriques, d'inverseurs de phase, etc.

Il est possible d'utiliser dans ces applications des segments de câbles coaxiaux ou de lignes de transmission communes aux conducteurs parallèles du type adopté pour relier les antennes aux émetteurs ou aux récepteurs. Mais il est plus avantageux d'utiliser des segments de lignes en tube de cuivre ou d'aluminium, du type illustré par la **figure 1**, qui permettent une puissance d'utilisation maximum, un facteur de surtension Q plus élevé et une stabilité notablement plus grande, grâce à la résistance mécanique supérieure.

L'utilisation de ces circuits est actuellement généralisée dans les équipements fonctionnant en V.H.F. ou en U.H.F., étant donné que le rendement et la stabilité obtenus se sont avérés plus satisfaisants que ceux que l'on obtient par des circuits à constantes localisées.

LIGNES UTILISEES COMME CIRCUITS
RESONNANTS PARALLELES

Lorsqu'on travaille sur les fréquences supérieures à 50 MHz, les difficultés que l'on rencontre dans l'utilisation des circuits résonnants à constantes localisées, constitués d'une bobine et d'un condensateur sont telles qu'elles rendent nécessaires l'adoption d'autres circuits.

Les lignes résonnantes quart d'onde en court circuit et les lignes demi-onde ouvertes, se comportent comme des circuits résonnants parallèles. Toutes les



Fig. 1 - Ligne résonnante tabulaire, avec conducteur central.

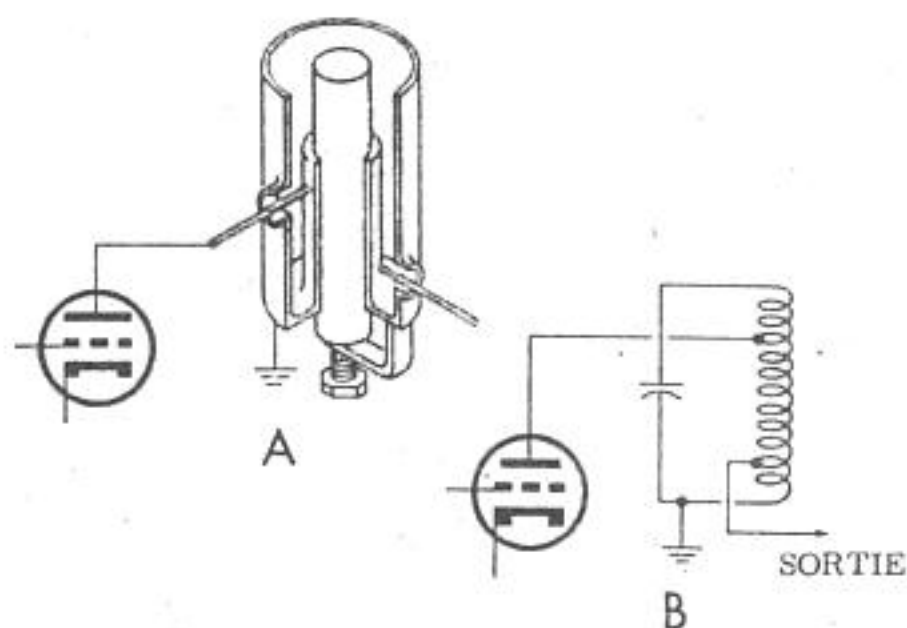


Fig. 2 - En A, l'emploi d'un circuit à ligne résonnante comme circuit accordé de sortie d'un étage. En B, est représenté le circuit électrique équivalent.

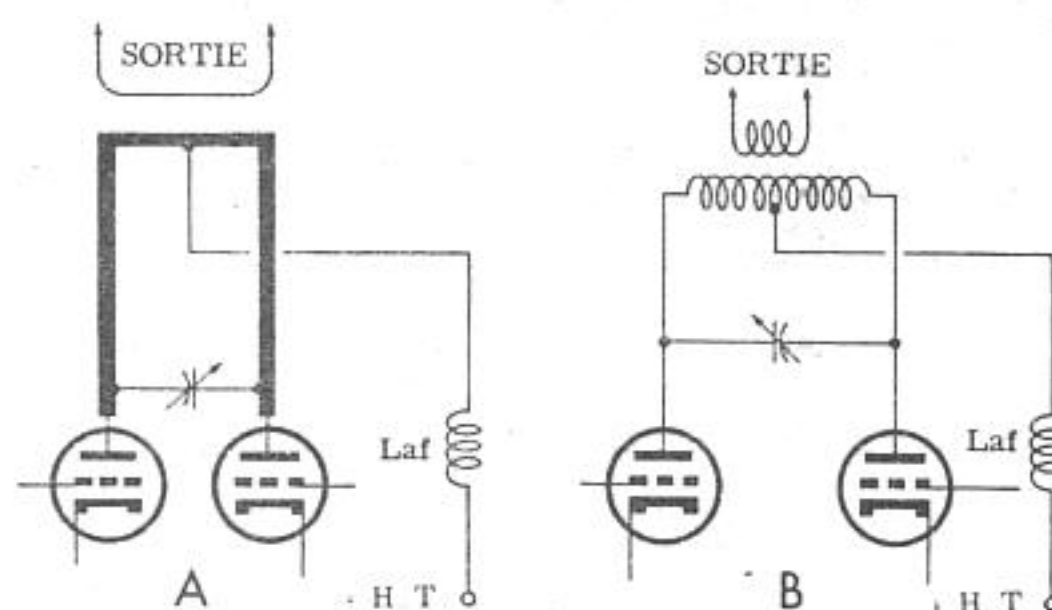


Fig. 3 - En A, emploi d'une ligne résonnante à fils parallèles, comme circuit accordé de sortie d'un étage « push-pull ». En B, représentation schématique du circuit équivalent.

deux possèdent en outre un Q élevé. Celle-ci se comporte comme une impédance de 264 000 ohms.

Au voisinage de la fréquence de résonance, la courbe d'impédance des deux types de lignes que nous venons de citer est tout à fait similaire à celle des circuits résonnants parallèles constitués par des composants L et C de type conventionnel. La différence de comportement des deux types de circuits se manifeste, par contre, pour les fréquences supérieures ou inférieures à celle de résonance, parce que la réactance d'une ligne de transmission dépend du phénomène de réflexion à la suite duquel les ondes stationnaires prennent naissance (à ce propos, le lecteur se rappellera la leçon 122), et non des valeurs de l'inductance et de la capacité.

Les lignes résonnantes peuvent être utilisées comme des circuits accordés dans les étages simples ainsi que dans les étages « push-pull », selon les caractéristiques particulières de l'application. On dit qu'une ligne de transmission, un circuit quelconque ou une partie quelconque d'un circuit est du type symétrique, lorsqu'il se compose de deux ou plusieurs sections qui fonctionnent avec un potentiel égal et symétrique par rapport à la masse, comme cela se passe dans les circuits d'entrée et de sortie d'un étage « push-pull ». Par contre, dans une ligne ou dans un circuit du type non symétrique, il y a une section unique qui fonctionne avec un potentiel inférieur ou supérieur à celui de la masse.

Dans une ligne de transmission employée correctement, la périphérie du conducteur extérieur ne conduit pas de courant à haute fréquence, c'est pourquoi elle peut être reliée à la masse. La périphérie du conducteur intérieur possède un potentiel supérieur à celui de la masse et présente en outre, par rapport à cette dernière, une impédance relativement élevée (voir **figure 2-A**). La **figure 2-B** représente le circuit simplifié d'un étage conventionnel avec la sortie accordée sur une fréquence déterminée. Pour cette raison, les lignes coaxiales du type non symétrique, comme celle illustrée par la figure, trouvent des applications dans les étages simples. Dans les lignes de transmission à conducteurs parallèles, du type illustré par la **figure 3-A**, les conducteurs sont parcourus par le courant, ils ont un potentiel su-

périeur à celui de la masse et présentent la même impédance par rapport à la masse. En conséquence, ces lignes sont du type symétrique et, pour cela, conviennent à l'emploi dans les étages fonctionnant en push-pull. La **figure 3-B** représente un circuit équivalent.

Dans les deux types de circuits, symétriques ou non symétriques, la ligne se comporte, par rapport aux fréquences de résonances, comme une résistance pure de valeur élevée à l'égard de la source d'énergie.

Le circuit résonnant à deux conducteurs est généralement utilisé dans la gamme de fréquences comprise entre 50 et 300 MHz. Toutefois, avec une ligne de transmission du type bifilaire, il peut se produire des pertes par rayonnement, particulièrement à l'égard des fréquences les plus élevées. Cela diminue la valeur effective du facteur de surtension Q et la valeur de l'impédance correspondant à la fréquence de résonance, ce qui entraîne une réduction du gain d'amplification lorsque la fréquence augmente.

Du moment que les lignes coaxiales comportent une gaine blindée, les pertes par rayonnement sont fortement réduites, c'est pourquoi la diminution de Q devient négligeable. Par contre, la ligne de transmission coaxiale présente l'inconvénient d'un réglage difficile lors de la mise au point.

Le comportement des lignes résonnantes fonctionnant comme des circuits accordés parallèles, diffère de celui des circuits équivalents réalisés au moyen de composants à constantes localisées, par la réponse aux harmoniques de la fréquence de résonance. Par exemple, un segment quart d'onde d'une ligne en court-circuit, se comporte comme un circuit résonnant parallèle à l'égard de la fréquence de résonance; cependant, à l'égard d'une fréquence double (c'est-à-dire du second harmonique), il se comporte comme un circuit résonnant série. La courbe de l'impédance illustrée par la **figure 4** montre qu'une portion d'une ligne de transmission présente une impédance qui est alternativement maximum et minimum par rapport à chaque harmonique de la fréquence fondamentale de résonance.

En réalité, la courbe ne représente pas exactement ce comportement à cause du phénomène suivant: le

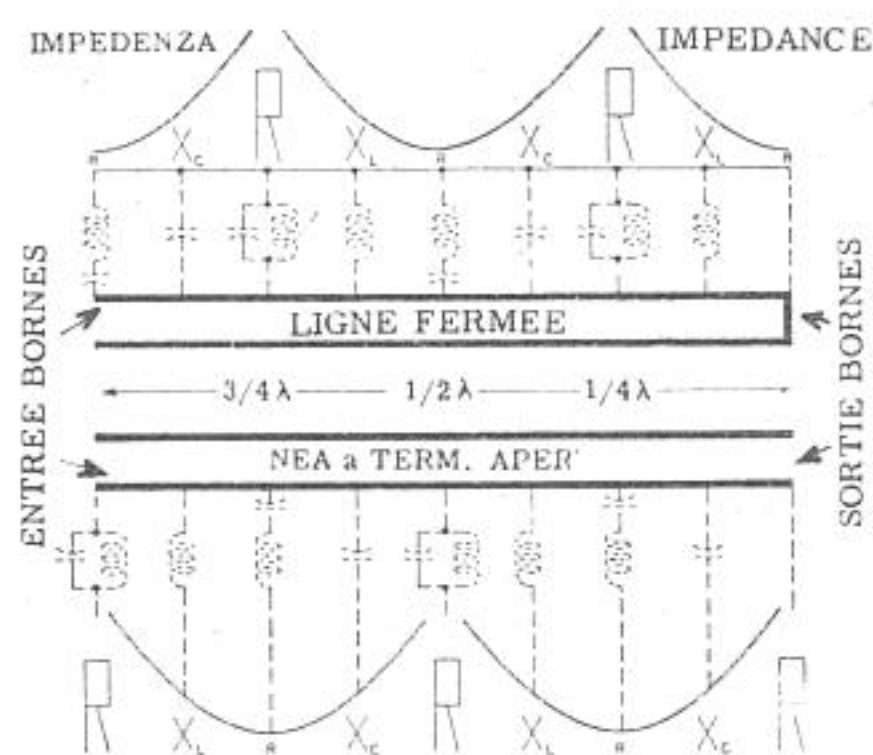


Fig. 4 - Variations du comportement de deux types de lignes, à l'égard de la fondamentale et des harmoniques.

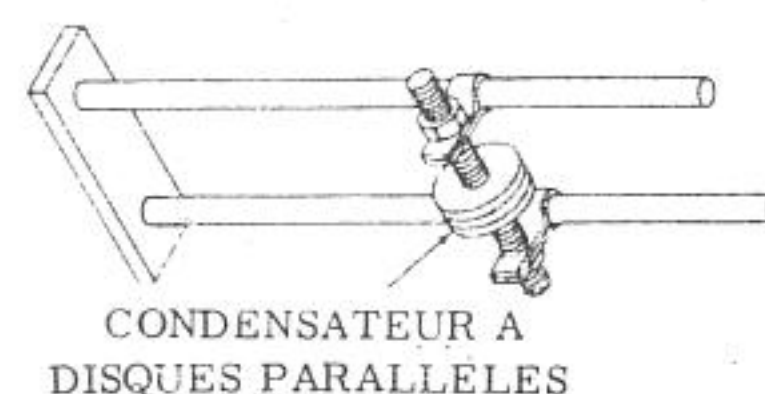


Fig. 5 - Capacité à disques parallèles, reliée à une ligne à fils parallèles.

côté ouvert d'un segment de ligne résonnante, fonctionnant sur une fréquence harmonique, se comporte comme si la longueur physique des conducteurs était augmentée d'une fraction de la longueur d'onde. C'est pour cette raison que la ligne ne résonne pas exactement sur la seconde harmonique, mais plutôt sur une valeur légèrement supérieure.

Si l'on emploie un composant réactif à constante localisée, branché en parallèle avec la ligne afin d'effectuer le réglage, l'effet précédent augmente. Lorsqu'on doit accorder une ligne, on fait souvent appel à l'emploi d'un condensateur variable du type illustré par la figure 5, afin d'éviter que la longueur physique effective de la ligne ne soit altérée. La présence d'un tel condensateur diminue encore la longueur effective de la portion résonnante, réduisant ainsi l'encombrement du circuit accordé.

Afin d'accorder les circuits à ligne résonnante, on peut utiliser d'autres méthodes, comme par exemple celles représentées en A, B et C de la figure 6.

Les lignes bifilaires doivent avoir entre les deux conducteurs une distance ne dépassant pas la dixième partie de la longueur d'onde de résonance, parce que, dans le cas contraire, les pertes par rayonnement peuvent devenir excessives. La distance très réduite entre deux conducteurs de diamètre considérable introduit aussi des pertes dues aux courants parasites et, si la puissance mise en jeu est grande, on risque en plus le danger de l'amorçage d'un arc par décharge électrique. Pour cette raison, la distance la plus petite doit être égale au moins au double du diamètre des conducteurs.

Si l'accord est réalisé en déplaçant un cavalier de court-circuit, comme le montre la figure 7, le dit cavalier doit présenter vis-à-vis des deux conducteurs la plus petite résistance de contact, étant donné qu'une valeur résistive considérable réduirait fortement le facteur de qualité Q du circuit. Si au contraire, on utilise une capacité en parallèle, le cavalier doit présenter la plus petite inductance répartie et des pertes aussi réduites que possible. La méthode la plus simple pour maintenir la valeur de Q la plus élevée possible, consiste à fixer les armatures directement aux conducteurs

de la ligne, comme on peut l'observer sur la figure 5: cela élimine la nécessité d'introduire un diélectrique solide dans le champ électrique existant entre les armatures.

La ligne coaxiale peut être accordée en déplaçant un disque de court-circuit (voir A de la figure 6), ou bien en faisant varier la longueur du conducteur central, formé de parties dont l'une est coulissante, comme le montre la section B de la même figure. Une troisième méthode consiste à utiliser un condensateur à disques parallèles, comme l'indique la figure 6-C. Il peut être relié à l'extrémité ouverte de la ligne, ou bien en un point intermédiaire de la ligne, avec l'avantage d'une réduction assez faible du facteur de surtension du circuit. Si l'on emploie la méthode du disque de court-circuit, ce dernier doit s'adapter parfaitement à la surface interne du conducteur extérieur, c'est-à-dire qu'il doit présenter la plus petite résistance de contact.

Couplage au moyen de lignes résonnantes - Si la ligne résonne sur toute sa longueur, l'entrée ainsi que la sortie peuvent s'effectuer en un point d'impédance quelconque le long de la ligne elle-même. On a fréquemment recours à cela pour pouvoir adapter l'impédance, exactement comme cela se passe dans les bobines conventionnelles à prises intermédiaires.

Dans le cas où un couplage inductif avec un circuit à ligne bifilaire est nécessaire, on utilise une spire de couplage. Du moment que le champ haute fréquence qui existe autour du circuit résonnant à ligne bifilaire n'est pas délimité, la spire de couplage peut être située à la distance nécessaire pour obtenir le degré de couplage convenable.

Le couplage inductif avec un circuit à ligne coaxiale est, au contraire, mécaniquement plus compliqué, parce que le champ qui existe est presque entièrement confiné à l'intérieur du conducteur extérieur. Dans ce cas, on introduit une petite spire dans le conducteur cylindrique, à travers un trou: Dans un tel cas, on prévoit souvent la possibilité de faire tourner la spire pour permettre le réglage du degré de couplage. En effet, lorsque le plan de la spire forme un angle droit avec le champ (on a le degré de couplage le plus élevé;

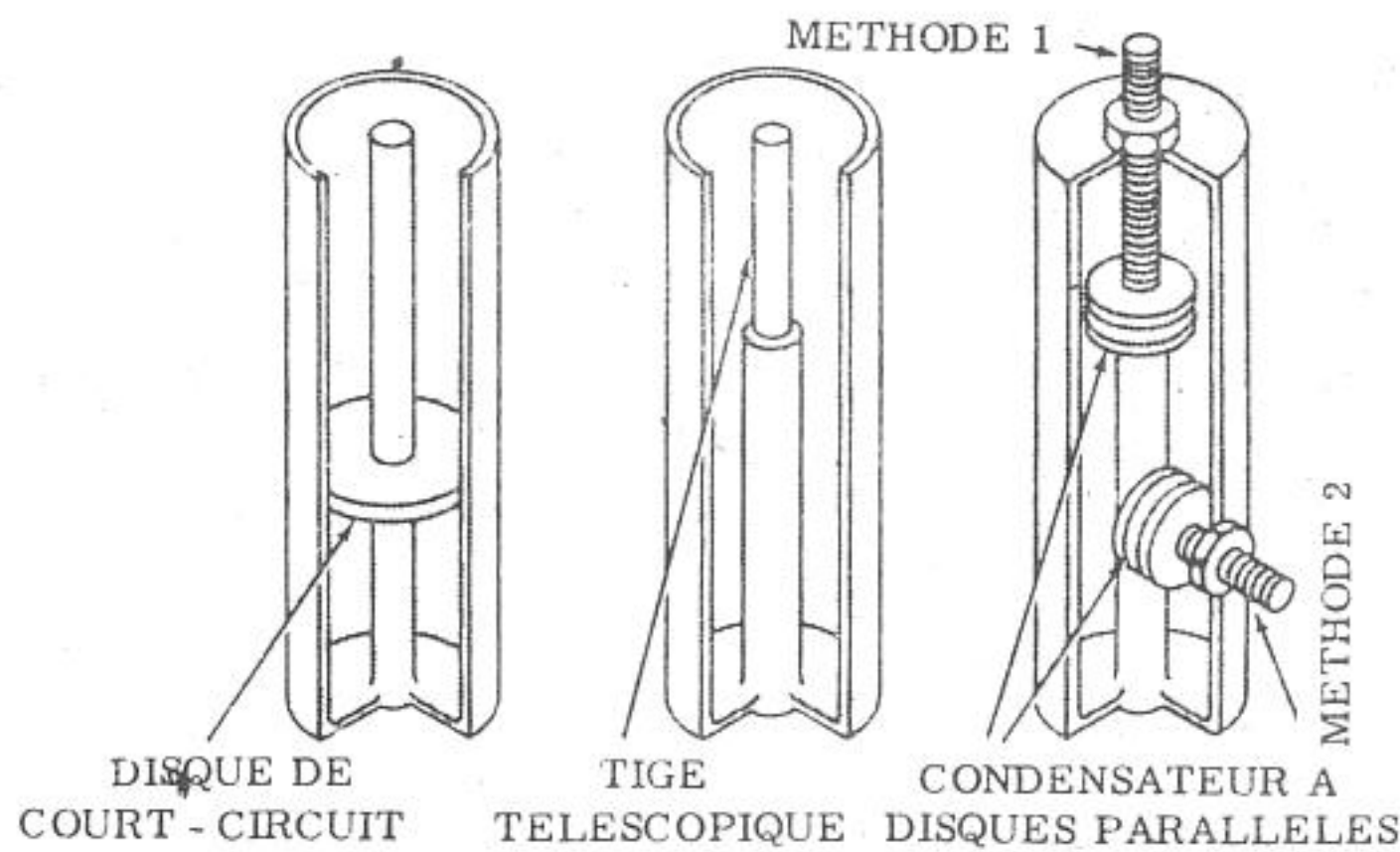


Fig. 6 - En A, l'accord est effectué en déplaçant le disque de court-circuit, qui fait varier la longueur de la ligne. En B, il est obtenu en faisant varier la longueur du conducteur central. En C, deux méthodes pour réaliser l'accord au moyen d'une capacité à disques parallèles.

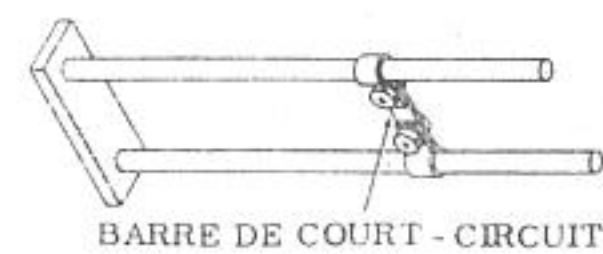


Fig. 7 - Accord au moyen du déplacement d'un cavalier de court-circuit déplaçable le long de la ligne.

inversement, lorsque le plan de la spire est parallèle au champ, le couplage est minimum, et serait même nul, si un certain couplage dû à l'inévitable capacité entre la spire et le conducteur intérieur n'existait pas.

Les impédances dans les circuits à tube - Les caractéristiques de fonctionnement des tubes thermoïoniques sont telles que souvent des impédances de valeurs élevées sont nécessaires dans les circuits de grille, de plaque ou de cathode, soit pour l'amplification, soit pour la production d'oscillations.

Les circuits à la ligne résonnante sont d'un emploi fréquent dans les équipements fonctionnant sur des fréquences comprises entre 30 et 1 000 MHz, à cause du fait, d'ailleurs déjà signalé qu'il est plus facile d'obtenir des valeurs élevées de Q qu'au moyen de composants à constantes localisées.

La figure 8 représente un type de circuit « push-pull » à faible puissance, dans lequel on utilise un circuit à ligne résonnante demi-onde. Il s'agit d'une combinaison d'un étage oscillateur et amplificateur propre au fonctionnement sur des fréquences de l'ordre de 400 MHz. Le circuit à ligne résonnante demi-onde, utilisé comme impédance de charge de l'anode, présente une impédance élevée à l'extrémité et une impédance faible au centre électrique (voir figure 4).

La tension continue d'alimentation est appliquée au point intermédiaire à basse impédance, à travers deux résistances de 100 ohms qui ont pour tâche de contribuer à l'amortissement des oscillations parasites. Les plaques du tube sont, au contraire, reliées à un point correspondant à une valeur d'impédance expressément élevée aux bornes d'entrée de la ligne. Celle-ci est accordée sur la fréquence exacte de résonance au moyen de condensateurs reliés aux bornes de sortie. Afin de coupler l'antenne à la ligne résonnante, on fait appel à une spire de couplage.

La stabilité et le rendement de l'amplificateur dépendent fortement du facteur de surtension du circuit accordé. En utilisant dans ce dernier une portion de ligne résonnante, le Q augmente de 2 à 5 fois par rapport à la valeur que l'on pourrait obtenir en utilisant un circuit accordé constitué par une inductance et des

condensateurs du type conventionnel, fonctionnant sur la même gamme de fréquences et avec le même circuit.

Quoique le circuit illustré par la figure soit du type symétrique, il est possible d'obtenir le même facteur de surtension, la même stabilité et le même rendement, au moyen d'un amplificateur à tube simple dans lequel le circuit accordé est formé par une portion de ligne coaxiale résonnante, non symétrique.

Les lignes résonnantes quart d'onde ouvertes et les lignes résonnantes demi-onde en court-circuit, se comportent comme des circuits résonnants séries vis-à-vis des fréquences de résonance. La section A de la figure 9 représente le premier type, la section B représente le circuit équivalent à composants conventionnels et la section C représente le second type. L'impédance d'entrée, « vue » de la source d'énergie appliquée aux bornes 1 et 2, est de faible valeur vis-à-vis de la fréquence de résonance, et se comporte toujours comme une résistance ohmique pure. Si des pertes, inévitables dans le circuit à ligne résonnante, n'existaient pas la valeur de Q serait infinie et l'impédance d'entrée serait nulle.

Au moyen de lignes à faibles pertes, on obtient un facteur de surtension élevé, avec pour conséquence, une impédance d'entrée proche de zéro. Par rapport à la source d'énergie, la ligne se comporte, en pratique, comme un court-circuit.

L'effet de résonance série est le même, aussi bien dans les lignes bifilaires que dans les lignes coaxiales. Toutes les deux diffèrent des lignes résonnantes parallèles uniquement par le fait que le type quart d'onde est ouvert tandis que le type demi-onde est court-circuité à une extrémité. Par contre, les considérations relatives au facteur de surtension, aux systèmes d'accord, aux dimensions, aux méthodes de couplage, etc., sont les mêmes que celles énumérées à propos des lignes résonnantes parallèles.

Applications pratiques

On peut, au moyen d'une ligne quart d'onde, transformer une impédance quelconque Z_r en une impé-

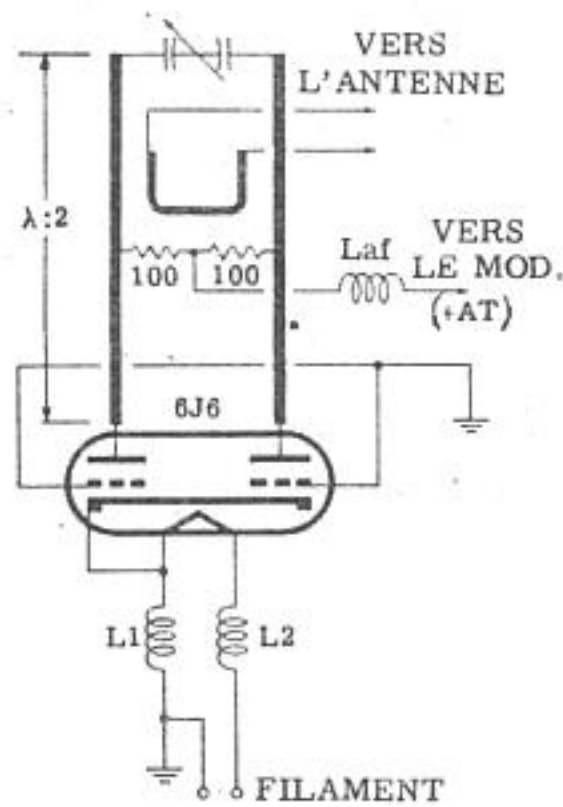


Fig. 8 - Circuit amplificateur « push-pull » qui emploie une ligne résonnante demi-onde, propre au fonctionnement sur des fréquences de l'ordre de 400 MHz. L'impédance de la ligne résonnante est élevée aux extrémités et faible au centre. Le couplage à l'antenne est obtenu au moyen d'une spire.

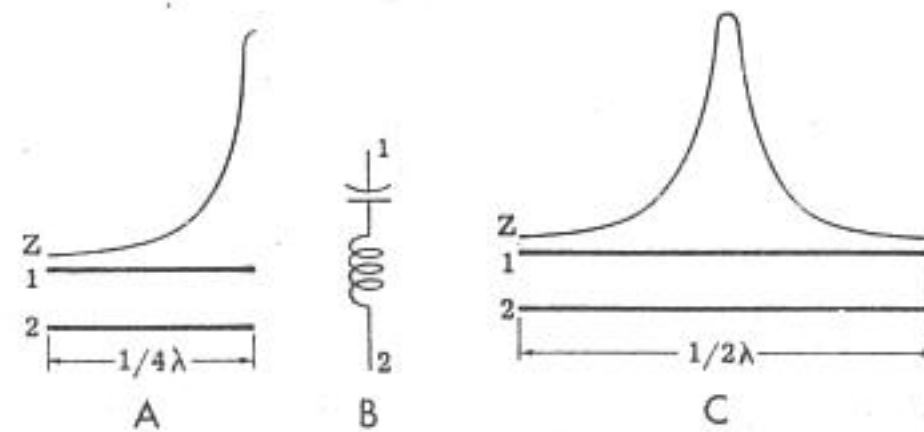


Fig. 9 - En A, réponse d'une ligne résonnante ouverte quart d'onde. En B, circuit équivalent et, en C, réponse d'une ligne résonnante demi-onde en court-circuit. Comme on peut le voir, en A l'impédance est maximum à une extrémité et, en C, elle est maximum au centre.

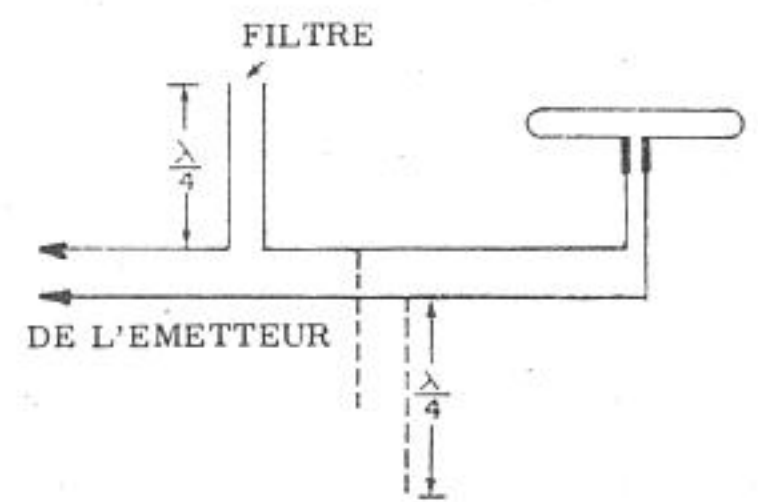


Fig. 10 - Élimination des harmoniques pairs au moyen de l'insertion d'une ligne résonnante quart d'onde ouverte, le long de la ligne de transmission.

dance Z_0 plus grande ou plus petite, suivant la valeur de l'impédance caractéristique de la ligne. La ligne quart d'onde joue donc le rôle d'un adaptateur d'impédances, tout comme un transformateur. Une application très courante d'une ligne quart-d'onde en court-circuit, réside dans l'élimination des harmoniques entiers pairs, à l'émission.

La figure 10 montre la façon d'éliminer pratiquement les harmoniques pairs de la ligne de transmission à l'antenne, au moyen d'un circuit à ligne résonnante quart d'onde ouverte, placé sur un côté de la ligne principale. Cette section quart d'onde, comme on peut le noter en observant la figure 11, présente une impédance faible et n'empêche pas le passage du signal de fréquence fondamentale (A). Toutefois à partir de la seconde harmonique, la longueur d'onde diminue de la moitié, pour cette raison la même section de ligne devient une ligne demi-onde ouverte, laquelle se comporte comme un circuit résonnant parallèle (B). De cette façon, à l'égard de la seconde harmonique seule une impédance infinie est insérée en série avec la ligne principale, laquelle empêche le passage du signal.

À l'égard du quatrième harmonique, le dispositif devient une section à longueur d'onde entière et à l'égard d'un harmonique quelconque d'ordre pair on a toujours un multiple de la demi-longueur d'onde; on a donc un comportement analogue à celui de la section demi-onde qui bloque les fréquences indésirées.

À l'égard des harmoniques impairs, la même section de ligne résonnante devient un multiple de la section de base quart d'onde, et offre une valeur faible d'impédance qui permet le passage. Si on veut éliminer ces dernières aussi, il faut faire appel à une autre méthode, parce qu'un essai quelconque d'utilisation d'un circuit à ligne résonnante dans ce but provoque des pertes excessives vis-à-vis de la fréquence fondamentale. Heureusement la troisième harmonique, qui est en général la plus ennuyeuse, peut être éliminée dans le circuit accordé à ligne résonnante de l'amplificateur final, au moyen d'une charge capacitive ou bien en pratiquant sur le circuit accordé des prises intermédiaires. Une autre application curieuse, voire inatten-

due d'une ligne $\lambda/4$ est l'isolateur métallique.

En effet, puisqu'une ligne quart d'onde court-circuitée à une extrémité a une impédance d'entrée infinie, on peut l'utiliser comme isolateur. Cette méthode d'isolement est très utilisée dans la technique des hyperfréquences pour lesquelles une ligne quart-d'onde a une faible longueur et une bonne rigidité mécanique. Bien entendu, l'isolement n'est valable que pour une seule fréquence. On peut tout aussi bien utiliser une ligne de longueur égale à un **nombre impair** de quart d'onde: $3 \lambda/4$; $5 \lambda/4$; etc...

ELEMENT à CONSTANTES LOCALISEES

Nous avons déjà vu que ces éléments sont ainsi définis parce que leur caractéristique (à savoir: la résistance, l'inductance ou la capacité) est concentrée dans le même composant, et est mesurable entre ses bornes; de plus, nous avons vu que l'emploi de composants de ce type trouve, à l'égard des fréquences comprises entre 30 et 1000 MHz, une limitation d'autant plus grande que la fréquence l'est aussi. Nous savons en effet que les connexions d'une résistance, d'un condensateur ou d'une bobine, ont une inductance propre dont la valeur dépend de la longueur de ces connexions: si cette inductance est négligeable dans le fonctionnement sur des fréquences allant jusqu'à 30 MHz, elle prend, par contre, une importance qui s'accroît au fur et à mesure que la fréquence en fait autant. On peut en effet, atteindre une valeur telle que leur utilisation n'est plus possible. Supposons qu'une inductance doive être constituée par une fraction de spire: dans ce cas, les connexions nécessaires pour la liaison au condensateur variable d'accord et aux électrodes du tube, si courtes soient-elles, peuvent introduire une inductance supérieure à celle de la bobine elle-même. Voilà justement l'un des cas où on peut mettre en évidence les inconvénients des éléments à constantes localisées.

Dans toutes les applications où ces inconvénients n'arrivent pas à influencer les caractéristiques de fonctionnement du dispositif, les composants en question pré-

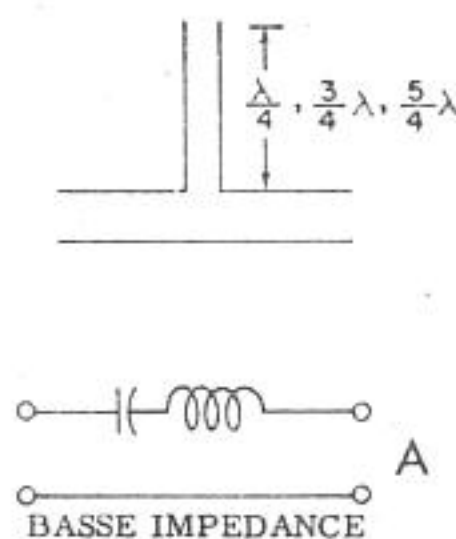


Fig. 11-A - Pour les harmoniques impairs et la fondamentale, une ligne de longueur multiple de $\lambda/4$ se comporte exactement comme un circuit résonnant série.

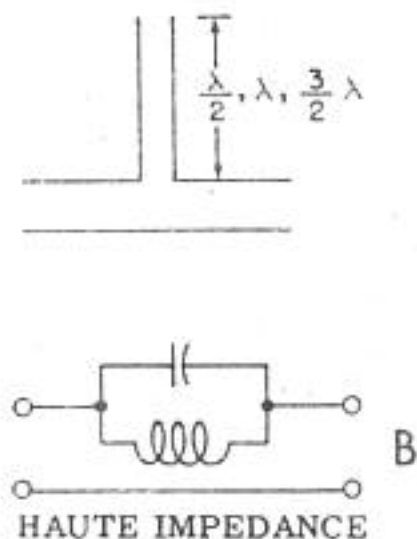


Fig. 11-B - Pour les harmoniques pairs, au contraire, une ligne de longueur multiple de $\lambda/2$, fonctionne comme un circuit résonnant parallèle.

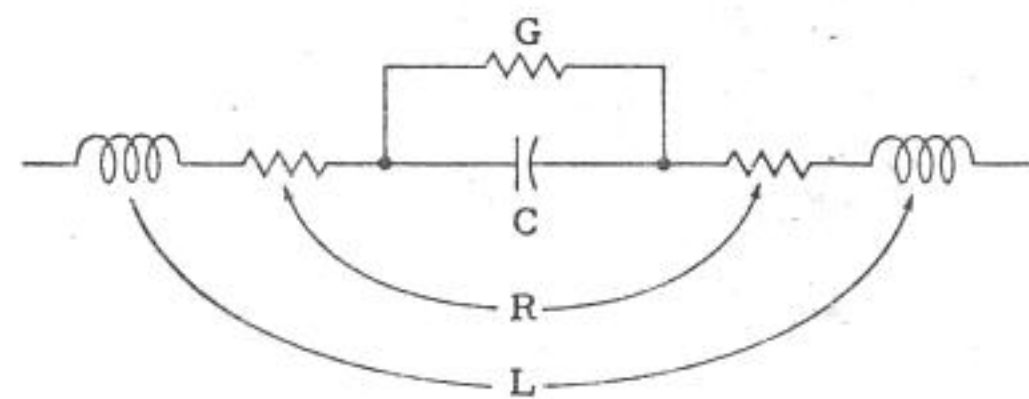


Fig. 12 - Circuit équivalent à un condensateur courant, à l'égard des signaux V.H.F. ou U.H.F. C est la capacité proprement dite, G la résistance intérieure (de dispersion); L et R sont respectivement l'inductance et la résistance ohmique des connexions et des armatures — électrodes —.

sentent l'avantage d'un encombrement relativement réduit, d'une installation facile et d'une sécurité de fonctionnement assez bonne associée à une certaine stabilité. En outre, ils sont normalement disponibles dans le commerce; pour cette raison, ils arrivent à concurrencer les composants à constantes réparties, lesquels doivent au contraire (dans la plupart des cas) être calculés et construits « sur mesure » selon les caractéristiques du dispositif à réaliser.

Parmi tous les facteurs, dont on tient compte pour le choix du type de composant à adopter dans un dispositif fonctionnant sur de très hautes fréquences, les pertes par rayonnement sont d'une importance particulière. Ces pertes sont généralement négligeables tant que les dimensions du composant (nous nous référons à sa longueur, les connexions comprises, ou à une autre dimension physique quelconque, comme la largeur), ne dépasse pas le 1/10 de la longueur d'onde du signal. Cependant, avec l'accroissement de la fréquence on aboutit à un point où une réduction ultérieure des dimensions devient impossible; pour cette raison, ces pertes augmentent proportionnellement. Si par l'utilisation de blindages métalliques qui bloquent le rayonnement, on peut, d'une part, éviter des couplages indésirables entre les différents composants ou entre les circuits relatifs, on ne peut empêcher d'autre part, le rayonnement en soi: les blindages se limitent en effet à intercepter les champs rayonnés et à les conduire à la masse en les transformant partiellement en chaleur.

On ne peut pas établir avec exactitude une fréquence limite qui puisse déterminer la nécessité d'emploi de composants à constantes réparties, en rejetant la possibilité d'emploi de ceux à constantes localisées. Toutefois, en règle générale, on peut avancer que jusqu'à un maximum de 500 MHz, ils peuvent être utilisés indifféremment; mais il faut toujours avoir présent à l'esprit que, lorsque l'espace disponible le permet et les exigences de fonctionnement le requièrent, les circuits à constantes réparties sont préférables.

Afin de comprendre clairement les caractéristiques que les composants conventionnels doivent avoir pour qu'ils puissent être propres à l'utilisation dans les gam-

mes de très hautes fréquences, il est nécessaire de les examiner succinctement et séparément.

Les condensateurs

Nous savons déjà que, surtout pour les fréquences élevées, une capacité pure ne peut pas exister, étant donné que tout condensateur possède une inductance série, due aux électrodes mêmes qui le constituent et aux connexions. La figure 12 représente le circuit équivalent à un condensateur, où C représente la capacité proprement dite, G la résistance interne, R la résistance ohmique des connexions et des armatures et L l'inductance série. Il est évident que les valeurs de R et L doivent être les plus faibles possibles, et celle de G la plus élevée possible, afin qu'un condensateur puisse être utilisé dans les appareillages dont nous nous occupons.

Condensateurs fixes. - La figure 13 représente quelques types de condensateurs fixes, aptes au fonctionnement dans les circuits de couplage, de découplage et d'accord dans les gammes de fréquences V.H.F. et U.H.F. On remarque un condensateur céramique du type « bouton » (A), un condensateur ajustable à air (B), un autre type, à curseur, l'arbre central étant mobile afin de faire varier la capacité (C), un condensateur céramique du type « pastille », pourvu de bornes radiales (D) et, enfin, un condensateur cylindrique classique, à diélectrique céramique (E).

Il est de la plus haute importance de considérer qu'un condensateur ne se comporte plus comme tel à l'égard des fréquences supérieures à sa fréquence de résonance: par conséquent, on cherche à donner à cette fréquence la plus haute valeur possible, en réduisant au minimum les dimensions ainsi que la longueur des connexions, en poussant au maximum l'isolement et en ayant recours à des matériaux spéciaux comme diélectrique.

Condensateurs variables. - Les condensateurs variables conventionnels, comme ceux que le lecteur à eu jusqu'à maintenant l'occasion de connaître, sont très peu employés dans le domaine des V.H.F. et sont com-

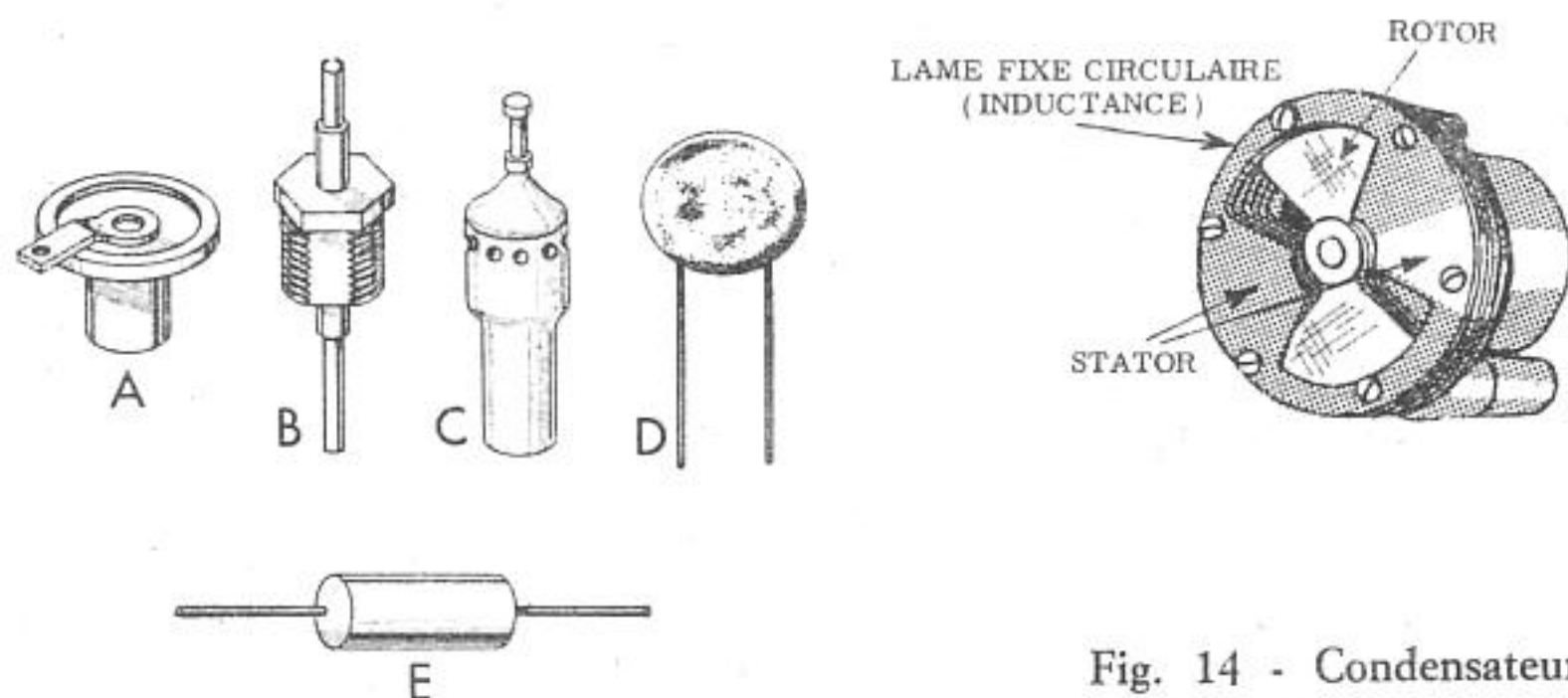


Fig. 13 - Aspect de quelques types de condensateurs utilisables aux fréquences élevées. Comme on peut le voir, les connexions sont plutôt courtes, et dans les types D et E elles peuvent être coupées à la longueur convenable.

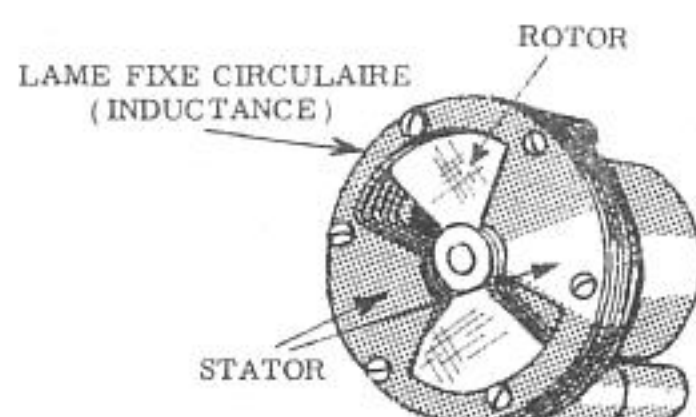


Fig. 14 - Condensateur variable «papillon». Les lames mobiles constituant le rotor font varier la capacité qu'existe entre les deux secteurs du stator. Les lames fixes cédulaires, évidées en forme de papillon constituent l'inductance.

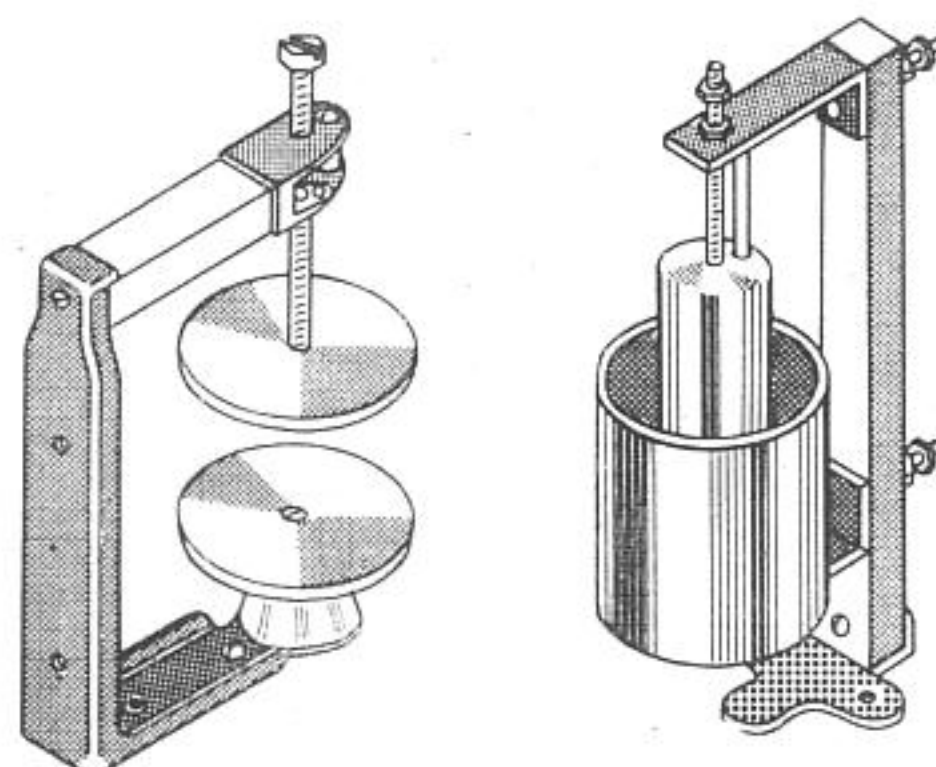


Fig. 15 - Exemples de condensateurs variables pour V.H.F. et U.H.F.

plètement rejetés dans celui des UHF. Ceux habituellement employés dans cette gamme de fréquences, naturellement dans le cas où les circuits accordés ne sont pas constitués au moyen de lignes résonnantes sont du type « papillon », (voir figure 14).

Il s'agit d'un véritable circuit résonnant, plutôt que d'un condensateur intermédiaire entre les circuits à constantes localisées et les circuits à constantes réparties (lignes et cavités). Il se compose essentiellement :

a) de lames fixes constituant le stator, de forme circulaire et évidées en forme de papillon. Elles constituent ainsi l'inductance du circuit.

b) de lames mobiles en forme de V accolées par leur sommet, formant le rotor. Elles tournent à l'intérieur du stator et forment avec les parties pleines du stator qui viennent se placer en regard, la capacité variable.

Lorsque les lames mobiles du rotor sont entièrement rentrées entre celles, fixes, du stator, on obtient la capacité maximale et le circuit est accordé sur la fréquence la plus basse de la gamme.

Si l'on fait alors tourner le rotor dans un sens ou dans l'autre la capacité diminue, ainsi, d'ailleurs, que l'inductance, parce que les lames mobiles court-circuitent des lignes d'induction du champ.

Quand, enfin, les lames mobiles sont complètement sorties, on obtient, à la fois, la capacité et l'inductance minimales. Le circuit est, de ce fait, accordé sur la fréquence la plus élevée de la gamme. On peut donc dire que le condensateur variable lui-même constitue le circuit accordé tout entier.

La figure 15 représente deux autres types de condensateurs variables, aptes à l'utilisation dans les circuits d'appareils fonctionnant dans les gammes VHF ou les UHF. Evidemment, dans tous les cas que nous avons considérés, la capacité maximum n'est que de quelques picofarads et la capacité résiduelle doit mesurer une petite fraction d'un picofarad.

Les inductances

Notre étude sur la capacité et sur l'inductance nous a montré qu'entre deux points quelconques, entre lesquels existe une différence de potentiel, une capacité

déterminée est toujours présente. Si nous prenons maintenant deux points opposés l'un à l'autre sur deux spires adjacentes d'une bobine, nous pouvons constater que la différence de potentiel existant entre elles (à cause de la chute de tension provoquée soit par la résistance ohmique, soit par la réactance), détermine à son tour une capacité. Toutes les capacités existant entre les spires d'une bobine quelconque, constituent la **capacité répartie**, dont la valeur est normalement si petite par rapport à celle de la capacité d'accord, que l'on peut souvent négliger ses effets. Cependant, dans le fonctionnement sur de très hautes fréquences, ceux-ci ne sont plus négligeables.

Dans les inductances employées dans les circuits fonctionnant dans les gammes V.H.F. ou U.H.F., les pertes dues à la capacité répartie doivent être réduites à une valeur minimum. En outre, l'inductance proprement dite doit avoir une valeur très petite afin de pouvoir résonner sur de telles fréquences.

Dans certains cas, une seule spire peut donner une inductance suffisante; toutefois, si la longueur de cette spire unique se rapproche de la longueur d'onde de fonctionnement, il en résulte un coefficient notable de pertes. Lorsque cela se produit, l'inductance se comporte comme une antenne et rayonne une partie de l'énergie qu'elle emmagasine en provoquant une diminution du facteur de surtension Q.

Ces facteurs contradictoires rendent très difficile la réalisation de telles inductances. Fort heureusement, pour les fréquences supérieures à 400-500 MHz, les circuits résonnants sont généralement du type à constantes réparties: de cette façon, on évite les inconvénients inhérents à l'emploi d'éléments à constantes localisées. La figure 16 représente le schéma équivalent à une inductance.

La figure 17 représente une inductance d'arrêt H.F. employée dans les circuits V.H.F.

La figure 18 représente un autre type de bobine d'un emploi fréquent pour les fréquences inférieures à 500 MHz. Il s'agit d'un enroulement unique à solénoïde dont la longueur peut être modifiée au moyen d'une vis qui se trouve au dessous de la bobine, dont la ro-

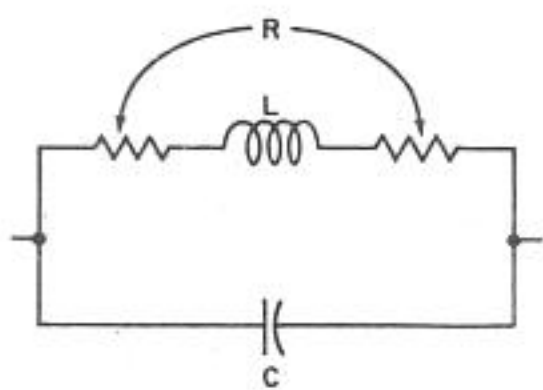


Fig. 16 - Circuit équivalent d'une inductance aux fréquences élevées. L est l'inductance proprement dite, R la résistance ohmique (en série), et C la capacité répartie entre les spires.



Fig. 17 - Type d'inductance d'arrêt H.F. Elle est enroulée sur un support en céramique.

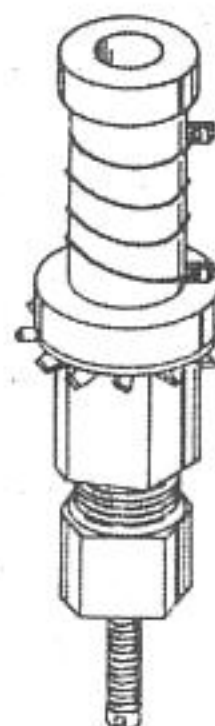


Fig. 18 - Bobine à inductance réglable en faisant varier la longueur du support.

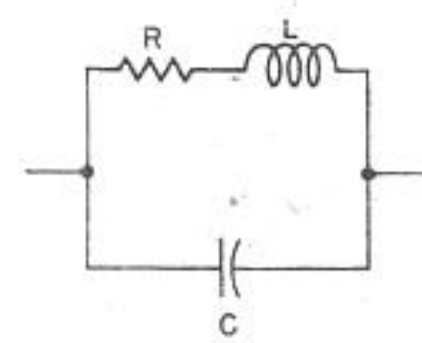


Fig. 19 - Circuit équivalent à une résistance aux fréquences élevées. C représente la capacité parasite qui existe, entre les bornes, soit à l'intérieur, soit à l'extérieur du corps de la résistance. Les bornes de connexions, en outre, présentent une certaine inductance.

tation déplace le support isolant central. Ce faisant, les spires se rapprochent ou se séparent, selon le sens de rotation de la vis, permettant ainsi le réglage de la valeur de l'inductance.

Un autre type d'inductance dont l'emploi habituellement limité aux fréquences inférieures à 200 MHz, est la bobine à spires rigides sans support isolant déjà connue de nos lecteurs (voir page 227 figure 1).

Les résistances

L'augmentation de la fréquence a, vis-à-vis du fonctionnement de certains types de résistances, de telles conséquences que quelques-unes de ces résistances ne peuvent pas être utilisées dans les circuits fonctionnant sur des fréquences de 30 MHz ou plus. Par exemple, les résistances bobinées, que l'on emploie souvent dans les circuits fonctionnant sur des fréquences inférieures, doivent, dans le domaine des VHF et UHF, être rejetées, à cause de l'inductance inévitable du conducteur qui les constitue.

Considérons la **figure 19**, qui représente le circuit équivalent à une résistance.

La capacité parasite C est généralement faible. Pour fixer les idées signalons qu'un fil de constantan de 30 mm de long et de 0,2 mm de diamètre, tendu et fixé à deux bornes par l'intermédiaire d'une plaquette isolante, présente entre ses bornes, une capacité de l'ordre de 1 picofarad qui peut être négligée jusque vers 15 MHz; la résistance est de 50 ohms environ.

Par contre, l'inductance L est plus importante. Un fil de constantan de 30 mm de long et de 0,04 mm de diamètre, offre une résistance de 12 ohms en série avec une inductance de 0,042 μ H environ, ce qui a pour effet de multiplier la résistance par 2,4 à 100 MHz (29 Ω). Une résistance bobinée de 1 000 ohms présente une inductance parasite L comprise entre 100 et 120 μ H; pour une résistance de 50 000 ohms, $L = 700 \mu$ H.

De telles résistances sont évidemment inutilisables aux fréquences élevées. Par contre, les résistances agglomérées au carbone ont une inductance nulle (mise à part celle des connexions, lesquelles peuvent être coupées à la longueur convenable). En revanche elles

possèdent une certaine capacité, due à la présence de grains conducteurs séparés par un isolant.

Les résistances à couche ont une capacité parasite négligeable. Celles de valeur élevée comportent un sillon de carbone d'une dizaine de spires environ; elles présentent donc une inductance appréciable.

On a réalisé des résistances spéciales pour H.F., utilisées comme charge des étages amplificateurs HF des émetteurs, antennes fictives, dans les sondes H.F. des appareils de mesure, etc... Ces résistances sont obtenues en déposant une couche uniforme de carbone sur un tube en stéatite. Bien entendu, il n'est pas question de pratiquer des sillons dans la couche de carbone pour augmenter la valeur. Seule, l'épaisseur de la couche varie.

LES TUBES - Les facteurs d'importance majeure dont il faut tenir compte dans le choix des tubes aptes à l'emploi dans les circuits fonctionnant sur de très hautes fréquences, sont les dimensions physiques des électrodes intérieures, les capacités inter-électrodes, la longueur des connexions intérieures entre les électrodes et les broches de contact et la capacité répartie entre les dites broches et les connexions.

Evidemment, ces caractéristiques ont des effets négligeables vis-à-vis des fréquences inférieures à 30 MHz. Par contre, au delà de cette valeur, leur importance augmente proportionnellement, jusqu'à atteindre un point tel que les tubes habituels ne sont plus utilisables.

Nous ne nous étendons pas sur les types de tubes habituels, puisqu'en général la feuille de caractéristiques fournie par le constructeur, donne aussi la fréquence maximale d'utilisation. D'autre part, même les types les plus modernes ne diffèrent pas beaucoup de ceux normalement utilisés dans les circuits dont nous nous sommes occupés à plusieurs reprises. Nous nous référons, au contraire, — quoique sommairement — à ceux dont la structure est bien différente de celle des tubes normaux parce qu'ils ont été expressément réalisés pour le fonctionnement sur les fréquences les plus élevées des gammes VHF et UHF.

Afin que le tube soit propre à fonctionner sur des fréquences supérieures à 50 MHz, il est nécessaire que

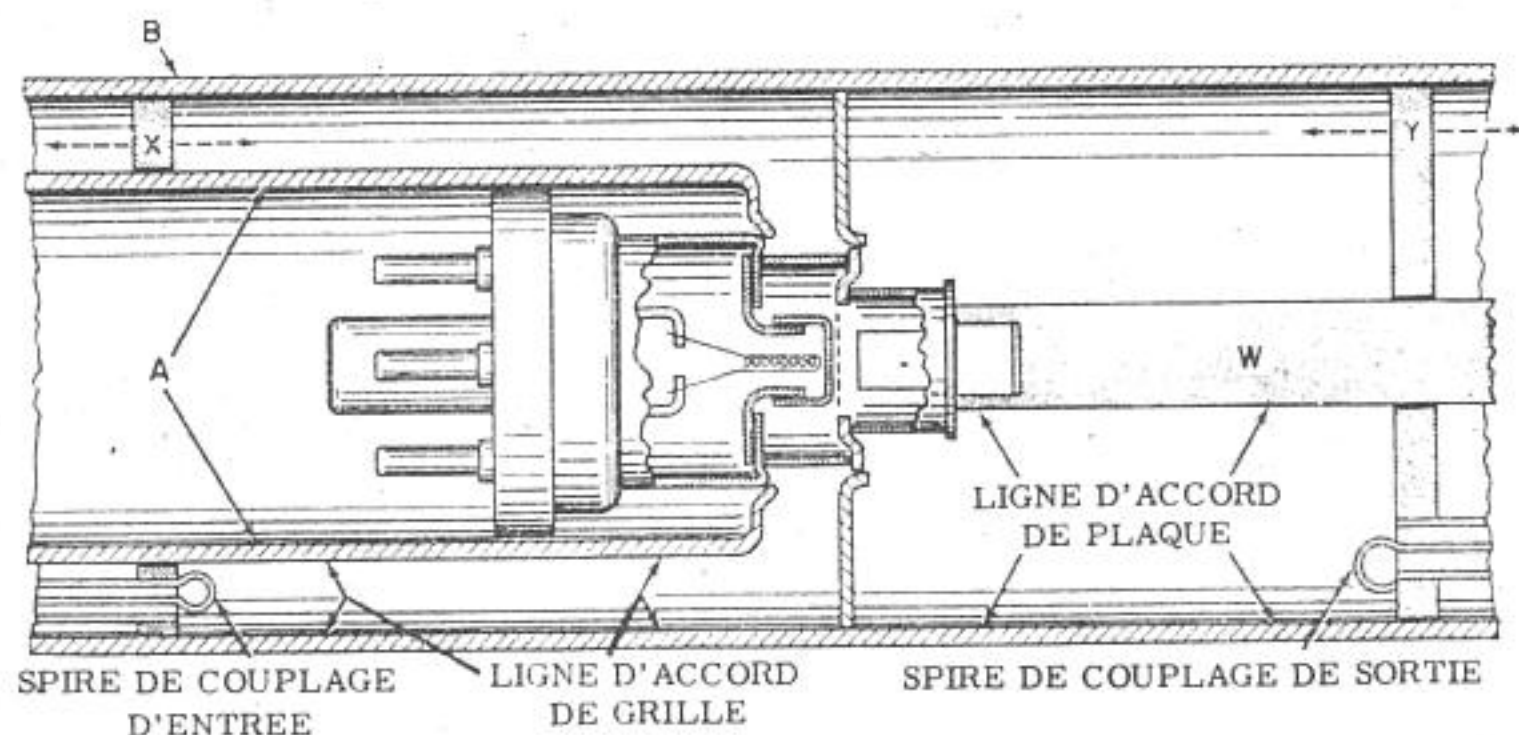


Fig. 20 - Coupe transversale d'un tube (triode), propre au fonctionnement sur de très hautes fréquences (supérieures même à 1 000 MHz). A et B constituent la ligne coaxiale du circuit de grille, qui peut être accordée par le déplacement de l'anneau de court-circuit X. W et B constituent, par contre, le circuit de plaque, qui peut être accordé par le déplacement du disque Y.

le temps de transit des électrons de la cathode à la plaque, soit le plus réduit possible. Cela est réalisable seulement si la distance entre ces électrodes est minimum. Par exemple, dans la triode EC57, la cathode est séparée de la grille par moins de 10 microns. La grille est formée de fils de tungstène de 7,5 microns écartés de 30 microns environ. Cependant, dans ce cas, la capacité inter-électrode est maximum. Afin de pouvoir remédier à cet inconvénient, on utilise des tubes spéciaux ayant des électrodes très rapprochées entre elles et, en même temps, des dimensions réduites autant que possible.

Naturellement cela est possible uniquement lorsque la tension ainsi que le courant mis en jeu sont limités. Dans les cas où l'on doit produire une certaine puissance, il est nécessaire d'utiliser d'autres types de tubes dont les caractéristiques soient telles qu'elles permettent d'appliquer une différence de potentiel considérable entre les électrodes, avec un courant d'intensité notable; il faut également réduire le plus possible l'inductance des connexions internes en augmentant leur section, soit par des sorties symétriques, soit en leur donnant la forme de tubes.

Les tubes à « disques scellés » ou lampes phare (« Light house ») types 2C04, 2C43, etc..., réalisent toutes ces conditions par leur conception générale qui est la suivante:

Les électrodes sont constituées par des disques plats, circulaires, disposés l'un en face de l'autre selon trois plans parallèles. La face inférieure du cylindre supérieur forme l'anode, tandis que la face supérieure du cylindre inférieur constitue la cathode. La grille, quant à elle, est constituée par un disque intermédiaire formé par un réseau de fils parallèles, afin de livrer passage aux électrons.

La figure 20 représente la section transversale d'une triode amplificatrice de puissance de ce type prévue pour l'emploi dans un circuit qui utilise des portions de ligne coaxiale constituées par des tubes métalliques, comme circuits accordés de plaque et de grille. Le facteur de mérite élevé et le blindage soigné, soit du circuit d'entrée, soit de celui de sortie, permettent le fonc-

tionnement de ce type de tube sur des fréquences supérieures à 1 000 MHz. Les tubes de ce type sont par exemple, le 2C40, le 2C43, et le 446A. Le circuit accordé de grille est une portion de ligne coaxiale quart d'onde formée par deux tubes métalliques concentriques, marqués A et B sur la figure. Le signal d'entrée est couplé à travers une spire, qui peut tourner afin de faire varier le degré du couplage. La ligne est accordable jusqu'à la fréquence de résonance, en déplaçant simplement l'anneau de court-circuit marqué X, vers l'intérieur ou vers l'extérieur comme l'indiquent les flèches en pointillé. La tension du signal d'entrée se développe entre la grille et la cathode et le signal amplifié se manifeste aux bornes du circuit accordé de plaque constitué par des lignes coaxiales quart d'onde, formée à leur tour par la surface extérieure du tube indiqué par W et par la surface intérieure du tube extérieur, indiqué par B. L'énergie du signal de sortie est prélevée au moyen du couplage inductif formé par la présence d'une spire de couplage. Le circuit de sortie est accordé en déplaçant d'avant en arrière, comme l'indiquent les flèches en pointillé, le disque de court-circuit marqué Y. Le couplage unique entre le circuit de plaque et celui de grille se produit à travers la capacité existant entre la plaque et la cathode, laquelle est très faible à cause de l'effet de blindage de la part de la même grille. Il s'ensuit qu'aucun système de neutrodynage n'est nécessaire et le fonctionnement est parfaitement stable.

Il existe des lampes phare dissipant jusqu'à 100 watts sur leur anode avec lesquelles on a pu atteindre une fréquence de 6 900 MHz (43 cm de longueur d'onde). Il faut souvent refroidir par air forcé ou par eau, les électrodes ayant une surface trop faible pour rayonner suffisamment.

Un tube intéressant en ondes métriques et donnant des puissances déjà importantes, est la tétrode à faisceaux dirigés. Les Américains ont construit une tétrode à pompage permanent, le **Resnatron**, délivrant en régime permanent 30 kW sur 600 MHz. On est arrivé, avec une tétrode spéciale, à une puissance de 85 kW sur 600 MHz.

QUESTIONS sur les LEÇONS 145 et 146

- N. 1 — Qu'entend-on par amplificateur à large bande dans le domaine des V.H.F. et U.H.F. ?
- N. 2 — Quelle relation existe-t-il entre la largeur de bande d'un amplificateur et son gain ?
- N. 3 — Qu'entend-on par facteur de bruit ?
- N. 4 — Comment peut-on définir le facteur de mérite d'un étage amplificateur ?
- N. 5 — Quelle relation existe-t-il entre le facteur de mérite d'un étage amplificateur et la largeur de bande ?
- N. 6 — L'amplitude du signal d'entrée étant maintenue constante, comment varie la tension de sortie si on augmente considérablement la fréquence du signal amplifié, dans le secteur des V.H.F. et des U.H.F. ?
- N. 7 — Quelle est l'influence sur la fréquence maximale des dimensions des électrodes et des interélectrodes d'un tube ?
- N. 8 — Qu'entend-on par circuits à constantes localisées ? En quoi diffèrent-ils de ceux à constantes réparties ?
- N. 9 — Pour quelle raison, dans le fonctionnement sur les fréquences très élevées (supérieures à 500 MHz), préfère-t-on l'utilisation des circuits à ligne résonnante, au lieu des circuits accordés classiques ?
- N. 10 — En quoi consiste un condensateur variable « papillon » ? En quoi diffère-t-il d'un condensateur variable normal ?
- N. 11 — Quelle relation existe-t-il entre la capacité répartie d'une bobine et la fréquence de fonctionnement ?
- N. 12 — Pour quelle raison n'est-il pas possible d'utiliser des résistances bobinées dans les circuits parcourus par des signaux de très hautes fréquences ?
- N. 13 — Combien de méthodes existe-t-il pour faire varier la fréquence de résonance dans un circuit accordé à ligne du type coaxial ?
- N. 14 — Pour quelle raison dans les étages d'amplification fonctionnant sur des fréquences très élevées, est-il avantageux de relier la grille à la masse ?
- N. 15 — En quoi consiste un étage amplificateur du type « cascode » ?
- N. 16 — Quelles sont les grandeurs qui caractérisent la triode dans les circuits amplificateurs à très haute fréquence ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 1147

- N. 1 — La puissance de l'émetteur, le type d'antenne employé, les conditions atmosphériques et ionosphériques ainsi que la configuration géographique de la zone où l'émetteur est installé.
- N. 2 — Oui: malgré la polarisation verticale on obtient un rayonnement dans toutes les directions horizontales.
- N. 3 — Elles subissent une atténuation notable qui augmente avec la fréquence: au delà d'une certaine limite, elles sont en pratique inutiles c'est pourquoi les radio-communications utilisent seulement les ondes directes.
- N. 4 — La ligne d'horizon radio est une ligne imaginaire que l'on obtient en supposant que le rayon du globe terrestre soit égal à 1,33 fois le rayon réel.
- N. 5 — Uniquement lorsque l'antenne réceptrice est en face d'un obstacle assez grand pour capter les ondes qui arrivent. Dans ce cas, la réception se produit grâce à la réflexion des ondes sur l'obstacle, vers l'antenne réceptrice.
- N. 6 — L'exploitation des phénomènes de diffraction et dispersion pour les communications à grande distance, au delà de la ligne d'horizon.
- N. 7 — L'indice de réfraction est le rapport entre la vitesse de propagation d'un signal déterminé dans le milieu considéré et la vitesse dans le vide.
- N. 8 — Une antenne à rayonnement transversal se compose de deux ou plusieurs éléments en parallèle, séparés par une distance égale à la moitié de la longueur d'onde et alimentée en phase.
- N. 9 — Une antenne à rayonnement longitudinal se compose de deux ou plusieurs éléments, comme le cas précédent, mais alimentés en opposition de phase (déphasage de 180°).
- N. 10 — La présence d'éléments parallèles à l'élément actif, qui s'associent passivement au fonctionnement de l'antenne, puisqu'ils ne sont pas en contact direct avec l'émetteur ou avec le récepteur.
- N. 11 — L'élément réflecteur est plus long que l'élément rayonnant tandis que l'élément directeur est plus court. La différence ne dépasse pas en général, les 5%.
- N. 12 — Une antenne « Yagi » se compose d'un élément rayonnant, d'un élément réflecteur placé derrière ce dernier, et de plusieurs éléments directeurs placés du côté opposé. Ces derniers ont une longueur de plus en plus petite, au fur et à mesure qu'ils s'éloignent de l'élément actif.
- N. 13 — L'augmentation du diamètre du conducteur entraîne un accroissement de la largeur de bande des fréquences transmises sans affaiblissement notable.
- N. 14 — Il doit être égal à un certain nombre de fois la longueur d'onde du signal transmis ou reçu.
- N. 15 — Une puissance d'émission plus faible, puisque toute l'énergie rayonnée est concentrée dans une direction unique et une portée plus grande.
- N. 16 — Très rarement: lorsque les conditions de l'ionosphère sont anormales, c'est-à-dire lorsque des phénomènes de réflexion suffisants peuvent se produire; dans les conditions normales, ni la réflexion ni la réfraction ne sont suffisantes pour incurver la direction de propagation des ondes vers la terre.

EMETTEUR et RECEPTEUR d'AMATEUR pour la bande 144-146 MHz

De tout ce que nous avons vu dans les leçons précédentes, nos lecteurs peuvent certainement déduire le fait que la construction d'appareils émetteurs ou récepteurs fonctionnant dans la gamme des V.H.F. est assez difficile, soit à cause de la forte influence que les différents éléments exercent l'un sur l'autre dans les circuits accordés, soit du comportement critique des composants, comme les inductances et les capacités des circuits.

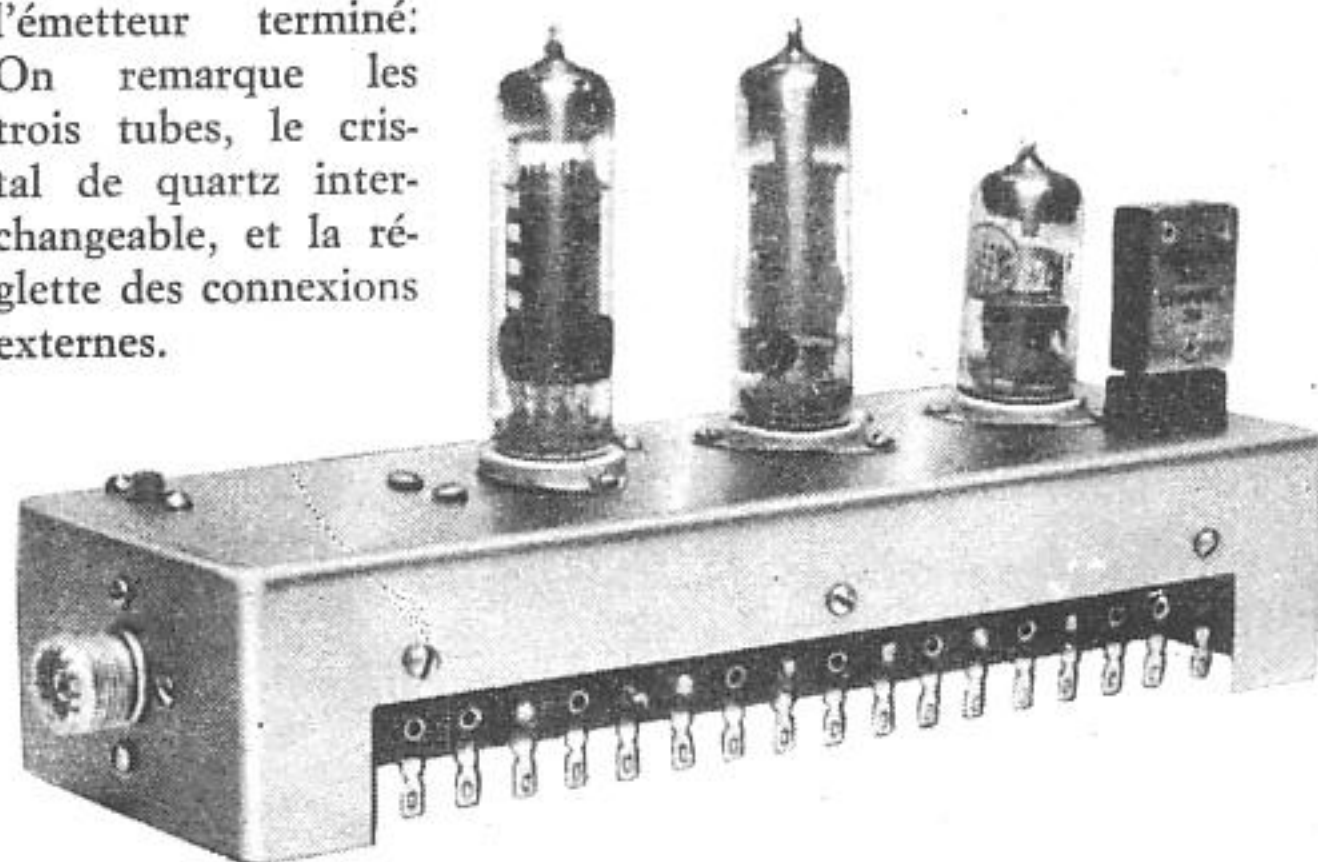
Etant données les caractéristiques intrinsèques des bobines, il est évident qu'une différence de quelques millimètres dans la longueur de l'une d'elle peut compromettre la valeur de la fréquence d'accord; afin de pouvoir réaliser une bonne mise au point, il est indispensable de disposer d'appareils de mesure spéciaux, qui sont le privilège des grands laboratoires industriels.

C'est pour cette raison que nous avons jugé opportun de nous baser, pour la description d'appareils fonctionnant sur ces fréquences (émission et réception dans la bande 144-146 MHz), sur des ensembles déjà montés.

Toutefois cela ne signifie pas que nos lecteurs ne peuvent plus en tirer un certain avantage didactique, puisque comme nous le verrons, ces dispositifs ont besoin d'un complètement adéquat (alimentation, modulation, antenne, etc.).

L'EMETTEUR

Fig. 1 - Aspect de l'émetteur terminé: On remarque les trois tubes, le cristal de quartz interchangeable, et la réglette des connexions externes.



L'aspect extérieur de cet appareil est représenté par la figure 1. On peut noter la présence de trois tubes et d'un cristal de quartz, montés sur un châssis de petites dimensions de forme rectangulaire, muni d'une réglette en bakélite, pour les connexions avec l'alimentation et avec le modulateur.

La construction d'un oscillateur à fréquence variable (V.F.O.), du type décrit à la page 1070, ayant des caractéristiques permettant d'assurer une stabilité suffisante sur ces fréquences, présente des difficultés particulières, lesquelles, répétons-le, ne peuvent pas être vaincues, à moins que l'on ne fasse appel à des appareils encombrants et coûteux.

En effet, dans ce cas, outre la stabilisation des tensions d'alimentation, il serait nécessaire de compenser la dérive thermique de la chaleur produite, d'employer des étages séparateurs et une fréquence très basse des oscillations produites initialement.

C'est pour cette raison que nous suggérons à nos lecteurs l'emploi d'un oscillateur piloté par quartz.

Les caractéristiques sont les suivantes:

Gamme de fréquences: 144-146 MHz.

Puissance de sortie: 12 Watts.

Impédance de sortie: 52-75 ohms.

Type de cristal: FT, fréquence comprise entre 8 000 et 8 111 kHz.

Tubes employés: un ECF80 et un QQE 03/12.

Alimentation anodique des étages précédents: 250 volts, 50 milliampères.

Alimentation anodique de l'étage final: 250 volts, 70 milliampères.

Réalisation: sur un châssis, pourvu d'un connecteur extérieur.

Prise de sortie: pour câble coaxial.

DESCRIPTION du CIRCUIT

L'oscillateur, équipé par la section penthode du tube ECF80, est du type à réaction cathodique (figure 2). Celle-ci se produit à travers un diviseur capacitif constitué par C1 et C2. Puisqu'à travers les étages successifs, il se produit en total 18 multiplications de fréquences (la fréquence est deux fois triplée et une fois doublée), la fréquence propre du cristal de quartz employé doit être comprise entre 8 000 et 8 111 kHz: des quartz de ce type se trouvent assez facilement dans le commerce.

Le premier étage que nous venons de citer, outre sa fonction d'oscillateur, remplit également celle de triplé de fréquence; en effet, le circuit accordé de plaque, constitué par L1 et par C4, est accordé sur une fréquence de l'ordre de 24 MHz. La fréquence exacte d'accord est réglée par l'intermédiaire de L1 qui peut être modifiée en déplaçant le noyau à l'intérieur et à l'extérieur de la bobine, selon les exigences.

La seconde multiplication par 3 de la fréquence est confiée à la section triode du tube ECF80, dont le circuit de plaque est accordé justement sur une fréquence de l'ordre de 72 MHz ($24 \times 3 = 72$). La fréquence exacte d'accord de ce circuit (L2-C8) est obtenue en réglant convenablement le condensateur C8.

La dernière multiplication (doublage) de fréquence est réalisée par le tube EL84, dont le circuit de sortie (L3-C2) fonctionne précisément sur la fréquence de 144 MHz ($72 \times 2 = 144$), que l'on peut ajuster au moyen de C12. Cet étage a aussi pour rôle d'élever l'amplitude du signal provenant de l'étage précédent, jusqu'à une valeur suffisante pour exciter l'étage final. Ce dernier se compose d'une moderne double-triode du type QQE 03/12, montée en « push-pull ». Le tableau qui suit donne les caractéristiques les plus importantes, relatives à son emploi en classe C, avec fonctionnement intermittent.

Tension de filament	6,3 volts
Courant de filament	0,82 ampères
Tension anodique	250 volts
Courant anodique	72 milliampères
Tension de grille-écran	200 volts

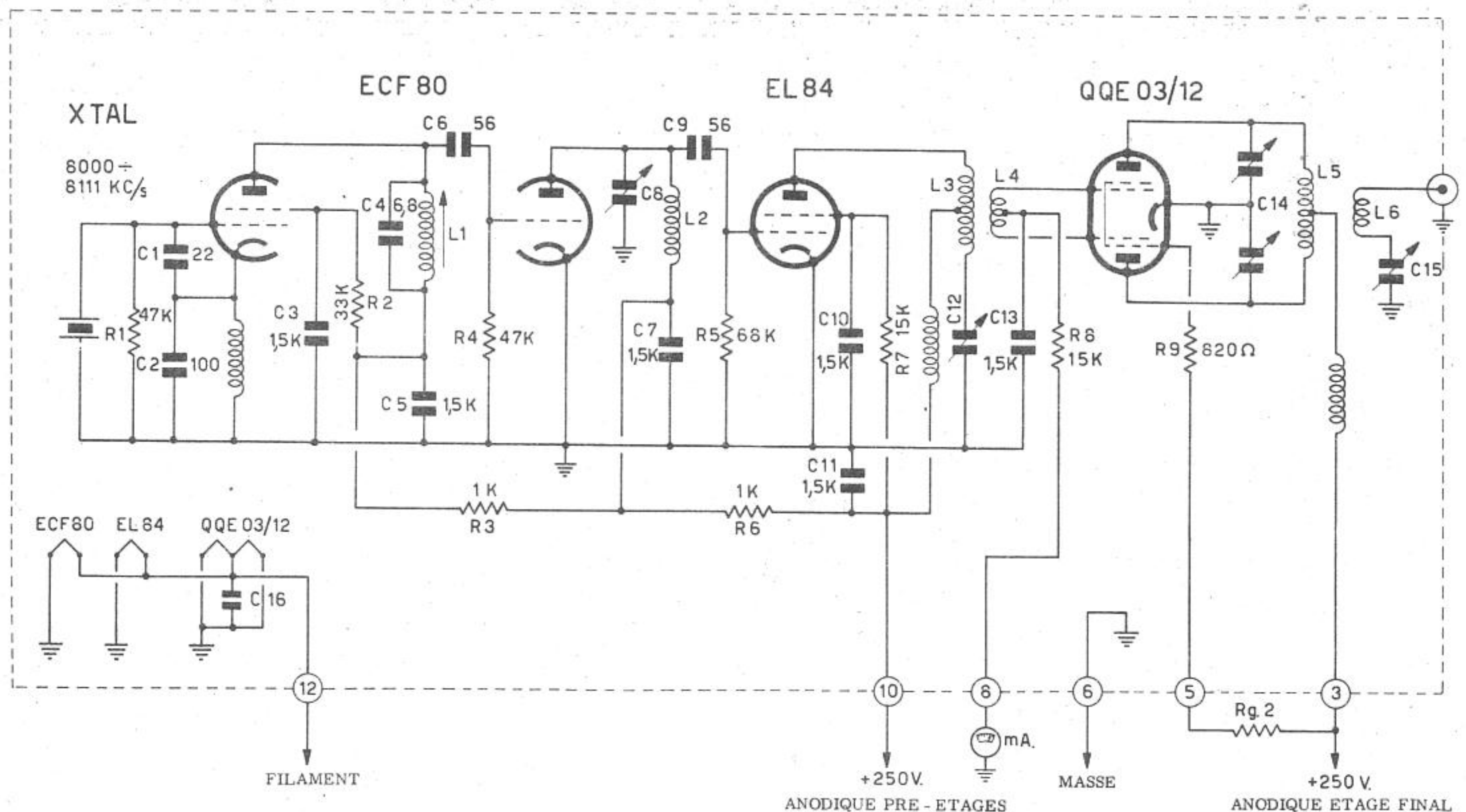


Fig. 2 - Circuit de l'émetteur. La fréquence d'oscillation (du cristal) subit au total dix-huit multiplications. Les numéros des petits cercles correspondent à la réglette latérale des connexions extérieures.

Courant de grille-écran 3 milliampères
 Courant de grille de contrôle . . . 2,4 milliampères
 Puissance d'alimentation 18,5 watts
 Puissance de sortie 12 watts
 Fréquence maximum de fonctionnement . 200 Mégahertz

Le signal haute fréquence est prélevé de la sortie du tube EL84 au moyen d'une bobine comportant trois spires, couplé inductivement à l'inductance de charge anodique du même tube. Cette bobine, munie d'un point milieu, transmet le signal simultanément et en opposition de phase, sur les deux grilles du double tube final QQE 03/12. Dans le circuit de sortie de ce dernier tube est branchée la bobine de charge L5, celle-ci aussi est pourvue d'un point milieu sur lequel est connectée la source de tension anodique; la bobine résonne sur la fréquence de travail, qui est comprise entre 144 et 146 MHz, grâce à la possibilité de réglage du double condensateur « papillon », C14. L6 et C15 constituent un circuit accordé résonnant série, au moyen duquel l'énergie à haute fréquence de sortie est appliquée à la charge extérieure. Cette dernière peut être une antenne dipôle du type que nous décrirons plus loin, ou bien un dernier étage amplificateur de puissance (tube type 829B, QQEO/40 ou similaire), qui naturellement, donnera une puissance plus grande.

La présence du condensateur variable C15 se révélera particulièrement utile pendant les opérations de mise au point, puisque, dans les deux cas, il permet d'adapter le circuit de sortie en facilitant la résonance de ce dernier à des valeurs relativement différentes de l'impédance de la charge appliquée.

Ce faisant, il est possible d'obtenir le transfert maximum d'énergie.

La figure 3 représente le châssis vu de dessus: la position des tubes et du cristal de quartz (interchangeable) est indiquée, ainsi que celle des trous à travers lesquels on peut atteindre les composants variables (les condensateurs C8, C12, C14, C15 et le noyau de L1) au moyen desquels l'on effectue la mise au point.

MISE au POINT

Evidemment, pendant l'installation il faut s'assurer que les tensions appliquées aux électrodes des tubes sont celles prescrites; nous donnons dans ce but un tableau indiquant précisément ces tensions, qui doivent être vérifiées en effectuant la mesure au moyen d'un instrument de résistance interne égale à 20 000 ohms par volt et qui peuvent différer de plus ou moins 10%, pour des raisons qui sont bien connues de nos lecteurs.

La figure 4 représente le châssis vu de côté, de façon à rendre parfaitement visible la réglette à 17 bor-

TUBES	TENSION ANODIQUE	TENSION d'ECRAN	COURANT ANODIQUE
ECF80 (pentode)	220 V	150 V	10 mA
ECF80 (triode)	230 V	—	10 mA
EL84	250 V	200 V	34 mA
QQE 03/12	200 V 250 V	175 V 200 V	60 mA 72 mA

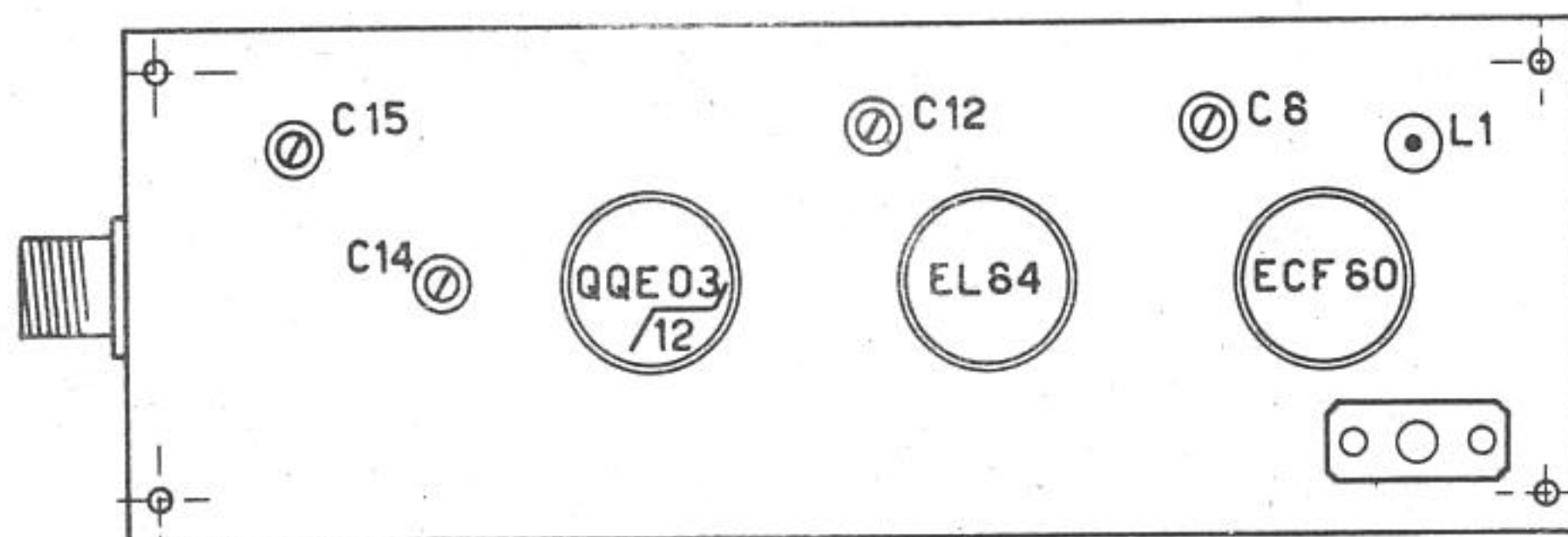


Fig. 3 - Châssis vu de dessus. La position des trois tubes est indiquée, ainsi que celle des composants sur lesquels il faut agir pendant les opérations de mise au point. La broche visible à gauche constitue la sortie (coaxiale), qui peut être reliée à l'antenne ou à l'entrée d'un étage supplémentaire d'amplification de puissance.

nes. Pour faciliter l'identification, les lamelles de contact sont comptées de gauche à droite: par conséquent, la première à gauche correspond au contact N. 1, la seconde au N. 2, et ainsi de suite.

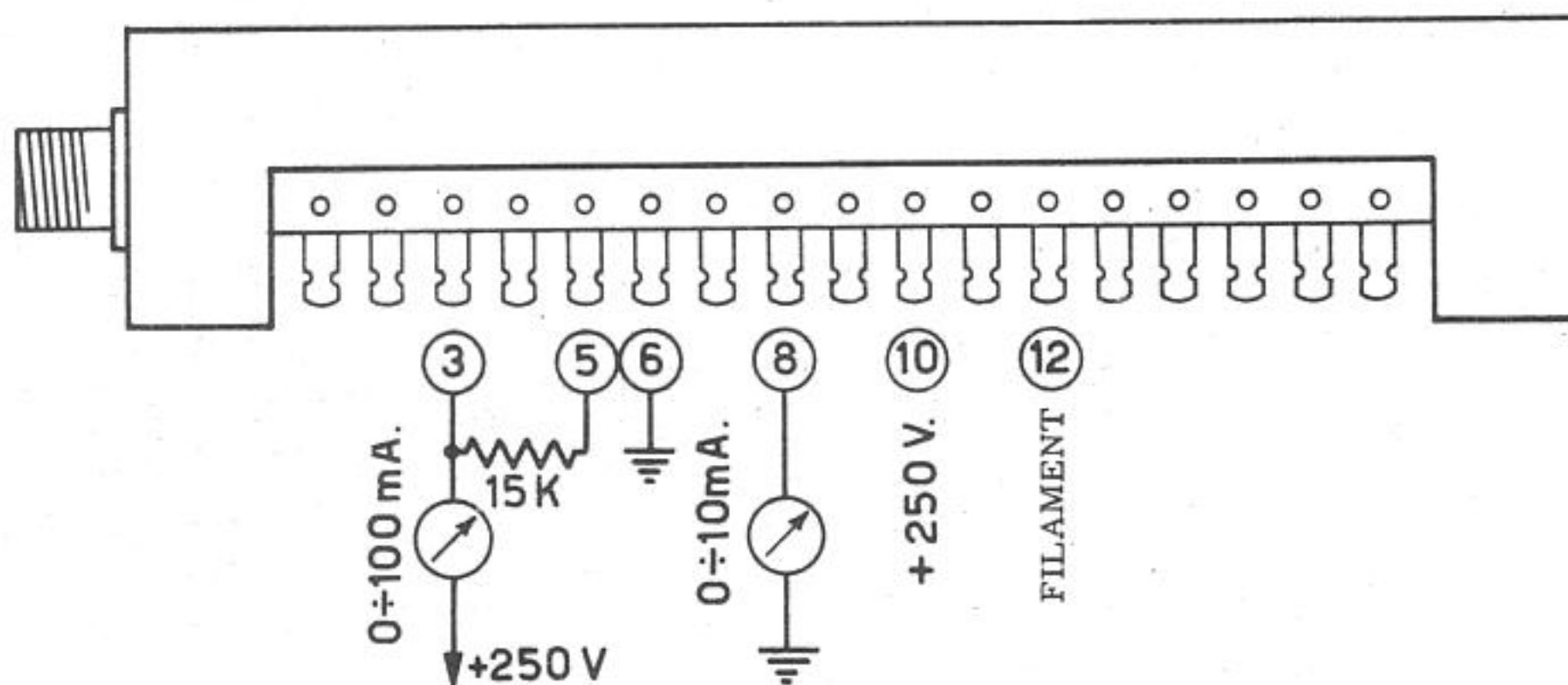
Pour la vérification et la mise au point il est nécessaire d'observer le processus suivant:

- Connecter la tension alternative de 6,3 volts entre les contacts 6 (masse) et 12 (filaments).
- Appliquer, entre le contact 8 (retour de grille de la double-tétrade finale) et la masse (6), un milliampermètre ayant une portée de 5 ou 10 milliampères, comme le montre la figure 4.
- Après avoir placé le cristal de quartz disponible dans le support relatif, connecter la tension anodique seulement aux premiers étages, en reliant au contact 10 la sortie d'une alimentation qui puisse fournir une tension de 250 volts, 60 milliampères. Evidemment, le côté négatif de l'alimentation doit être relié à la masse.
- Ce faisant, le milliampermètre indiquera le passage d'un certain courant, qui circule dans les deux circuits de grille du tube QQEO3/12. Une fois ar-

ment inférieure à 200 volts), à travers un milliampermètre ayant une sensibilité de 100 milliampères.

- Afin de pouvoir faire résonner le circuit bouchon branché entre les deux plaques du tube final, régler au moyen d'un tournevis à manche isolé le pivot du trimmer « papillon » C14. Lorsqu'on atteint la fréquence de résonance, le milliampermètre branché en série avec l'alimentation de l'étage final accusera une diminution brusque du courant anodique. Par exemple, si la tension anodique appliquée à l'étage final est de 200 volts (et il est nécessaire de commencer par une valeur faible, tenant compte de l'absence de charge à la sortie), le courant anodique tombera de 60 milliampères en dehors de la résonance, à environ 20-30 milliampères à la résonance.
- A ce point il est obligatoire d'appliquer une charge à la sortie, laquelle peut être l'antenne, l'entrée d'un étage supplémentaire, ou une lampe électrique normale de 15-20 watts. Par suite, la variation de courant anodique correspondant au passage sur la fréquence de résonance sera moins marquée, mais toujours appréciable. Nous vous faisons remarquer

Fig. 4 - Vue latérale du châssis et de la barrette de contacts. Les numéros de référence sont comptés de gauche à droite: par conséquent le contact 3 aboutit à la tension anodique positive (à travers le milliampermètre), le contact 5 à la grille écran, 6 à la masse, 8 au retour de grille, 10 à l'anode des premiers étages et 12 à la tension de chauffage des filaments.



rivé à ce stade, il est nécessaire de signaler l'accord sur la fréquence caractéristique du cristal utilisé. Dans cette intention, régler le noyau de L1 (voir figure 3) et les deux trimmers C8 et C12, jusqu'à ce que l'on obtienne la déviation maximum qui doit correspondre à 4 ou 5 milliampères. Après cela, on peut effectuer la mise au point de l'étage final.

- Brancher une résistance de 15 k Ω , 1 watt, entre les contacts 3 et 5.
- Appliquer entre le contact 3 et la masse, la tension anodique de l'étage final (d'une valeur momentanée-

qu'une fois la tension anodique appliquée à l'étage final, le courant de grille mesuré au moyen du premier milliampermètre diminue; toutefois, il ne doit pas descendre au dessous de 2,5 milliampères environ. Dans ce but, il peut se faire que l'on soit obligé de corriger C12 et, éventuellement, de faire varier un petit peu le degré de couplage entre L3 et L4, en déplaçant légèrement l'une par rapport à l'autre dans les deux sens, jusqu'à ce que l'on atteigne la meilleure position.

- Le trimmer C15 doit être réglé afin de pouvoir obtenir le transfert maximum d'énergie du circuit de plaque à la charge. Il doit être réglé lors du monta-

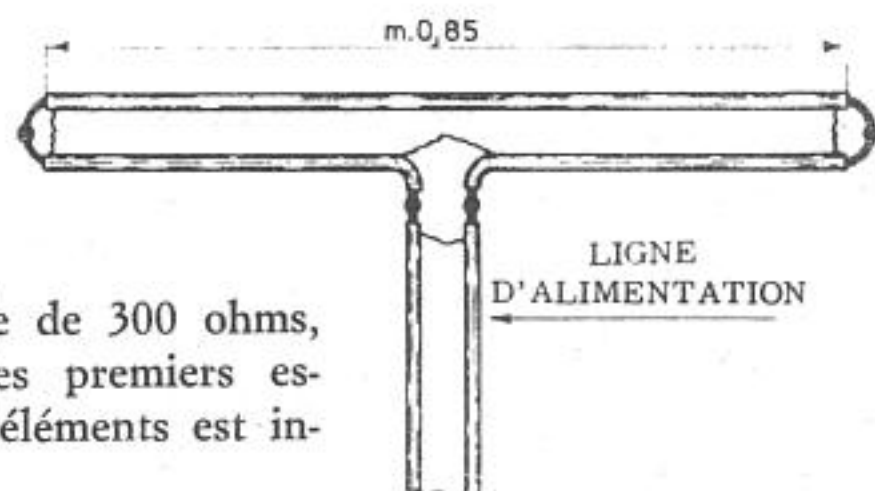


Fig. 5 - Dipôle simple de 300 ohms, destiné à effectuer les premiers essais. La longueur des éléments est indiquée.

ge de la charge, en observant l'importance de la variation de courant du tube final et en tenant compte du fait que la diminution sera plus accentuée en dehors de la résonance (C15 mal réglé) qu'à la résonance. Par exemple, pour une tension anodique de l'étage final égale à 200 volts, la charge branchée, et C15 réglé correctement, le courant anodique au lieu de descendre à la valeur précédemment citée d'environ 25 milliampères, descendra à 50 mA.

En plus, nous vous faisons remarquer que pour une tension de 200 volts à l'étage final, la puissance maximum obtenue à la sortie monte à 7 watts environ tandis qu'en appliquant par la suite (la charge étant branchée) la tension maximum de 250 volts, la puissance monte à environ 12 watts effectifs.

Nous ne nous étendons pas sur la description d'un dispositif de modulation, parce qu'un amplificateur basse fréquence quelconque ayant une puissance de sortie d'environ 10-15 watts, est utilisable dans ce but. Naturellement, il doit comporter à la sortie un transformateur de modulation ayant une impédance de 3 500 ohms au secondaire. Ce secondaire doit être monté en série avec la tension anodique d'alimentation de l'étage final et, précisément, entre la borne positive de l'alimentation et le contact N. 3 de l'émetteur. De cette façon la modulation s'effectue à la fois par la plaque et par l'écran.

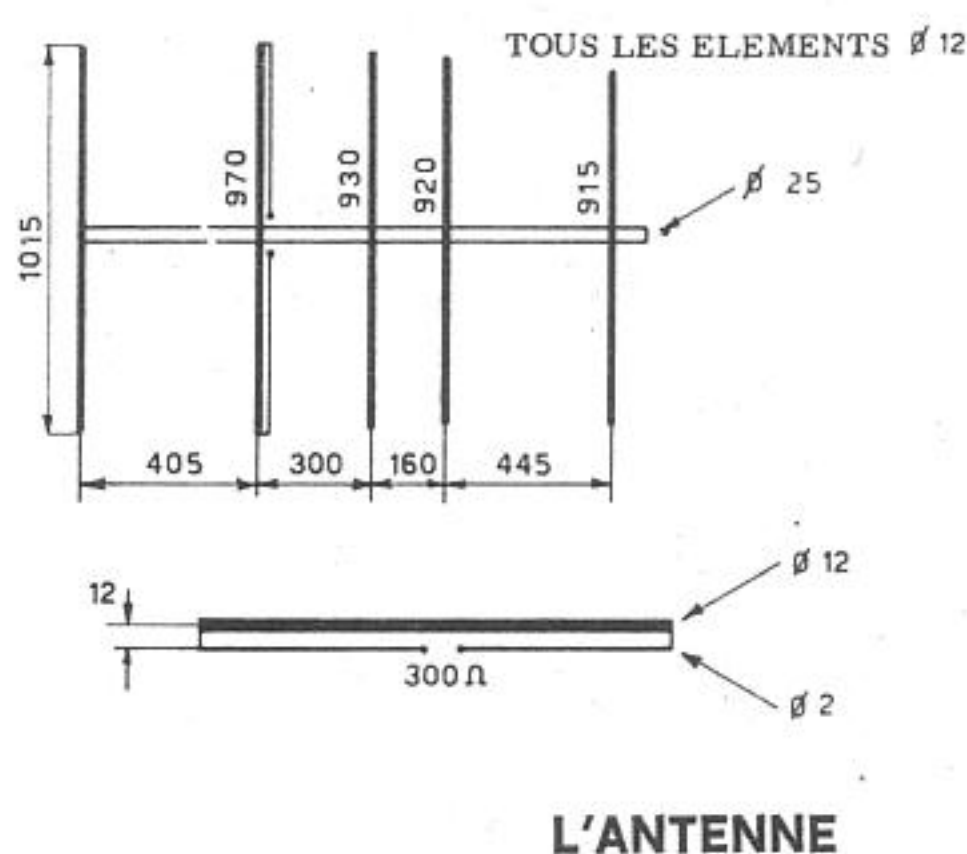


Fig. 6 - Données de construction d'une antenne directive, adaptée à la gamme de fréquences de l'émetteur. Toutes les cotes sont indiquées sur le schéma.

L'ANTENNE

Pour les premiers essais, nous conseillons d'utiliser un simple dipôle replié de 300 ohms comme le montre la figure 5. Evidemment, afin de pouvoir obtenir de meilleurs résultats, il est nécessaire d'utiliser une antenne directive à plusieurs éléments. Un exemple d'une telle antenne que nos lecteurs peuvent construire eux-mêmes, est représentée par la figure 6. Elle est réalisée à partir d'un tube d'aluminium de 12 millimètres de diamètre. L'impédance au centre est de 300 ohms.

Pour la liaison à l'émetteur, on peut employer une ligne bifilaire de 300 ohms, ou bien un câble coaxial de 75 ohms. Dans les deux cas, il est très important, au profit du rendement et, par suite, de la portée de l'é-

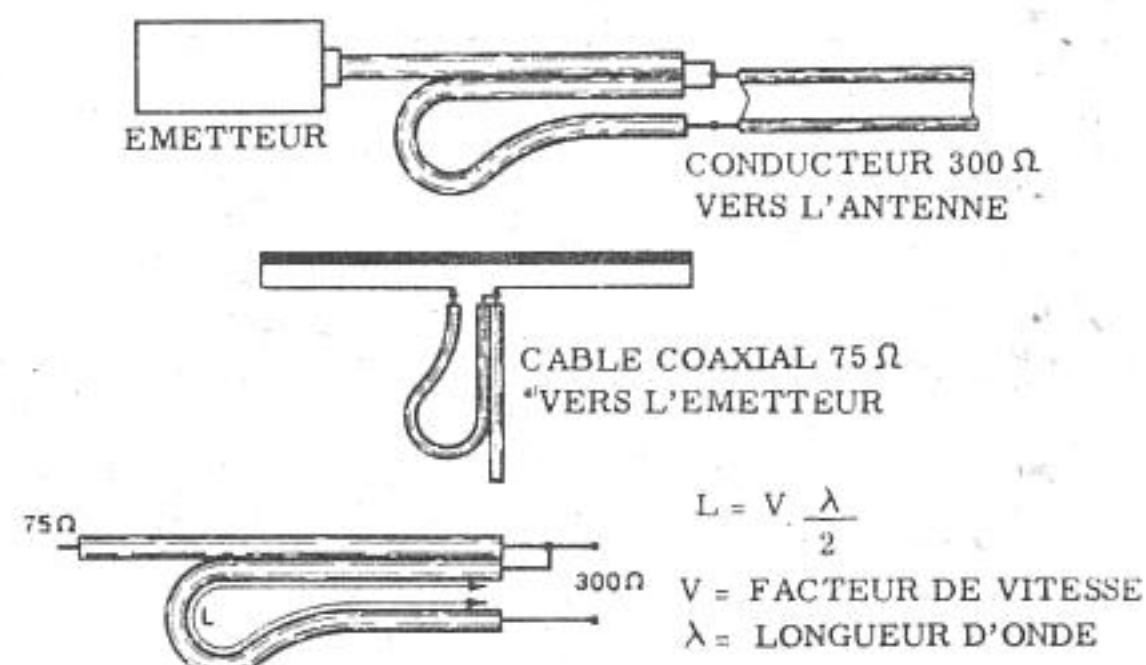


Fig. 7 - Deux méthodes pour adapter une antenne de 300 ohms à la sortie à 75 ohms de l'émetteur, ou un câble coaxial de 75 ohms à une antenne de 300 ohms. Au dessous est indiquée la formule pour le calcul de la longueur de l'anse, en fonction des caractéristiques intrinsèques du câble coaxial utilisé.

metteur, d'effectuer soigneusement l'adaptation de l'impédance entre l'émetteur, la ligne et l'antenne proprement dite.

La figure 7 représente les deux cas (ligne 300 ohms et câble coaxial de 75 ohms). Rappelons-nous que l'impédance de sortie de l'émetteur est de 75 ohms, c'est pourquoi il faut un dispositif d'adaptation d'impédance entre l'émetteur et la ligne lorsqu'on fait usage de la ligne 300 ohms (figure 7-A); dans le cas où l'on utilise le câble coaxial, on branche le dispositif d'adaptation entre le câble (75 ohms) et l'antenne (300 ohms), comme le montre la figure 7-B.

La figure 7-C représente enfin un simple dispositif d'adaptation d'impédance, que l'on peut réaliser au moyen de portions de câble coaxial de 75 ohms. Le facteur de vitesse V, visible sur la figure, est indiqué pour chaque type de câble par la maison qui le fabrique et elle correspond généralement à 0,66 pour les câbles normaux et à 0,82 pour les câbles en polythène expansible. Au moyen de ce facteur on calcule la longueur de l'anse qui permet l'adaptation.

Le RECEPTEUR

Le convertisseur que nous présentons, dont l'aspect extérieur est représenté par la figure 9, permet de recevoir par l'intermédiaire d'un autre récepteur superhétérodyne les émissions d'amateur effectuées sur la même bande de fréquences que celle sur laquelle fonctionne l'émetteur que nous avons décrit précédemment. En voici les caractéristiques:

Gamme de sortie, au choix, 14-16 MHz, ou bien 26-28 MHz.

Gain: 42 dB.

Réponse: linéaire jusqu'à 3 dB sur toute la gamme.

Facteur de bruit: 3,5 dB.

Impédance d'entrée: 52-75 ohms.

Tubes employés: EC86, ECC88, ECC85, ECC81.

Alimentation anodique: 10 volts, 55 milliampères.

Alimentation des filament: 6,3 volts, 1,3 ampères

Ans que nous l'avons déjà dit, dans ce cas il est particulièrement utile d'avoir recours à la double conversion de fréquence, de façon à améliorer la stabilité, la sensibilité ainsi que la selectivité du récepteur.

Le schéma de principe est indiqué par la figure 8.

DESCRIPTION du CIRCUIT

Dans chaque convertisseur fonctionnant sur cette gamme de fréquences il est possible de distinguer trois sec-

Reflection loss or gain — Perte ou gain de réflexion.

Reflection measuring set — Appareil de mesure de la réflexion.

Reflection of radio waves — Réflexion des ondes radio.

Reflection plotter — Dispositif optique employé pour superposer sur un écran radar, l'image virtuelle d'une carte de navigation.

Reflection point — Point de réflexion.

Reflections — Réflexions.

Reflection seismograph — Sismographe utilisé pour l'étude du sous-sol.

Reflection sounding — Sondage des fonds marins par échos sonores.

Reflection target — Cible réfléchissante.

Reflective code — Code binaire (employé pour la conversation analogique-numérique).

Reflective jammin — Utilisation de réflecteurs radar pour brouiller les radars ennemis.

Reflective opticus — Optique de projection, réflecteur optique.

Reflectivity — Coefficient de réflexion (fraction d'énergie incidente rayonnée qui est réfléchie).

Reflectometer — Réflectomètre (appareil mesurant le facteur de réflexion d'une surface réfléchissante).

Reflector — Réflecteur, élément réflecteur d'une antenne directionnelle; élément d'un tube « klystron reflex » qui réfléchit les électrons vers la grille.

Reflector electrode — Electrode dont la fonction principale est d'inverser la direction d'un faisceau d'électrons dans un tube électronique.

Reflector element — Élément réflecteur (d'une antenne).

Reflector satellite — Satellite réflecteur (satellite employé pour la réflexion des ondes radio).

Reflector space — Espace de réflexion (dans un tube « klystron reflex »).

Reflector tracker — Réflecteur de poursuite radar.

Reflector voltage — Tension entre l'électrode et la cathode dans un tube « klystron reflex ».

Reflex amplification — Amplification reflex (amplification dans un circuit où le même tube agit comme amplificateur de signaux déterminés aussi bien avant qu'après détection et ou changement de fréquence).

Reflex amplifieur — Amplificateur reflex (circuit amplificateur à travers lequel passe un signal aussi bien avant qu'après détection de sa propre fréquence).

Reflex baffle — Baffle dans lequel une partie du rayonnement par l'arrière du diaphragme est propagée vers l'avant après une variation contrôlée de phase ou autre modification, dans le but d'augmenter le rayonnement total d'une certaine portion du spectre des fréquences acoustiques.

Reflex bunching — Accumulation de réflexion (d'un faisceau d'électrons).

Reflex circuit — Circuit « reflex » (circuit dans lequel le signal est amplifié par sa propre fréquence, c'est-à-dire comme un signal Moyenne F. avant détection et comme un signal B.F. après détection).

Reflex klystron — « Klystron reflex » (tube à modulation de vitesse comprenant

une seule cavité résonnante, laquelle, grâce à une électrode réfléchissante, agit comme résonateur d'entrée et de sortie).

Refracted wave — Onde réfractée (l'onde réfractée est la partie d'une onde incidente qui passe d'un milieu à un autre).

Refracting power — Pouvoir de réfraction (d'une lentille ou d'un milieu).

Refraction — Réfraction (le changement de direction que subit une onde passant obliquement d'un milieu dans un autre).

Refraction error — Erreur due à la réfraction.

Refraction index — Indice de réfraction.

Refraction loss — Perte due à la réfraction.

Refraction of radio waves — Réfraction des ondes radio.

Refractive index — Indice de réfraction (le rapport entre la vitesse de phase d'une onde dans l'espace libre et celle dans un milieu déterminé).

Refractive modulus — Module de réfraction (quantité pour laquelle l'indice de réfraction modifié est supérieur à l'unité).

Refractive optical projection — Projection optique réfractive.

Refractometer — Réfractomètre (instrument de mesure de l'indice de réfraction d'une substance liquide ou solide).

Refractor — Réfracteur (dispositif formé par une série de prismes afin de diriger la lumière dans une direction déterminée).

Refrangible — Réfrangible, susceptible d'être réfracté.

REG — Abréviation de « Regulator » (régulateur).

REGAN — Abréviation de « Radar registration analysis ».

Regen — Abréviation de « Regeneration ».

Regenerate (to) — Régénérer.

Regeneration — Régénération, réaction positive.

Regeneration control — Commande de régénération (condensateur variable, inductance variable, potentiomètre ou rhéostat, employé dans un poste récepteur à réaction afin de contrôler la quantité de cette dernière).

Regeneration period — Période de régénération (intervalle de temps pendant lequel l'écran d'un tube à mémoire cathodique est exploré par le faisceau d'électrons afin de rétablir la distribution des charges électrostatiques qui représentent la totalité de l'information accumulée).

Regenerative — Rétroactif.

Regenerative amplification — Amplification à réaction positive.

Regeneration amplifieur — Amplificateur à réaction positive.

Regenerative detector — Détecteur à réaction (circuit détecteur à tube dans lequel l'énergie hyperfréquence est envoyée de nouveau par le circuit de plaque sur celui de grille, de façon à obtenir une réaction positive à la fréquence de la porteuse, augmentant ainsi notablement l'amplification et la sensibilité du circuit).

Regenerative divider — Diviseur (de fréquence) à réaction.

Regenerative feedback — Réaction positive ou régénération.

Regenerative receiver — Poste récepteur à réaction.

Regenerative repeater — Répéteur à réaction

(station répétitrice qui rend leur forme originale aux signaux codés à impulsions).

Regenerator — Régénérateur.

Region — Région.

Region channel — Canal de radiodiffusion dans lequel plusieurs stations de puissance supérieure à 5 kW peuvent opérer.

Region of limiter proportionality — Région de proportionnalité limitée (dans un tube compteur de radiations).

Register — Dispositif, dans un calculateur électronique, d'enregistrement des informations.

Register control — Commande automatique, dans un appareillage photoélectrique.

Register length — Nombre de caractères, dans un calculateur électronique, un compteur ou un enregistreur.

Register mark — Signe ou ligne imprimé sur un enregistreur.

Registration of meter — Lecture d'un appareil de mesure.

Registration — Enregistrement, lecture.

Registration of meter — Lecture d'un appareil de mesure.

Regular — Régulier.

Regularity — Régularité.

Regularity return current coefficient — Coefficient de régularité d'un courant de retour (d'une ligne).

Regularity return-loss — Perte de régularité par réflexion (d'une ligne).

Regular reflection — Réflexion régulière ou directe (d'ondes lumineuses, sonores ou radio, par une surface suffisamment polie pour que les irrégularités de la surface soient plus petites que la longueur d'onde des rayons incidents).

Regulate (to) — Régler, stabiliser.

Regulated power supply — Alimentation stabilisée (dont la tension ou courant de sortie est constante quelle que soit la charge).

Regulating cell — Voir « End cell ».

Regulating pilot — Réglage pilote (du tube pilote).

Regulating relay — Relais de régulation.

Regulating resistance — Résistance de régulation.

Regulating rod — Barre de régulation (d'un réacteur nucléaire).

Regulating switch — Commutateur de régulation.

Regulating winding — Enroulement de régulation (enroulement supplémentaire d'un transformateur, disposé en série avec l'un des enroulement principaux, dans le but de modifier le rapport de transformation ou bien la relation de phase).

Regulation — Régulation, stabilisation, système pour maintenir constant le niveau de puissance, tension, signal, etc. (dans un circuit ou appareillage).

Regulation of constant-current transformer — Transformateur régulateur à courant constant.

Regulation of output — Régulation de sortie.

Regulator — Régulateur (dispositif qui maintient une certaine caractéristique à niveau déterminé, ou bien la fait varier selon un plan prédéterminé).

Regulator cell — Élément de régulation. Cellule de régulateur.

Regulator cut-out — Régulateur disjoncteur.

Regulator tube — Tube régulateur (tube à

gaz ayant une décharge à éclair accompagnée d'une chute de tension essentiellement constante).

Reheat (to) — Réchauffer.

Reignition — Réamorçage, réallumage.

Reignition voltage — Tension de réamorçage, (d'un tube à gaz).

Reinartz crystal oscillator — Oscillateur à cristal Reinartz (où le courant quartz est maintenu faible en reliant la cathode à un circuit résonnant accordé sur une fréquence égale à la moitié de celle du cristal. La contre-réaction à la fréquence du cristal qui en résulte améliore le rendement sans danger d'oscillations incontrôlées aux fréquences élevées).

Rejection — Réjection.

Rejection band — Bande de réjection, d'élimination (la bande de fréquences au-dessous de la fréquence de coupure dans un guide d'ondes).

Rejection control — Commande de la réjection.

Rejection of the accompanying sound — Suppression du son.

Rejector — Réjecteur, éliminateur, supprimeur.

Rejector circuit — Circuit réjecteur (circuit résonnant en parallèle accordé sur la fréquence du signal indésiré et branché de façon à supprimer ce signal).

Rejector impedance — Impédance d'un circuit réjecteur à sa propre fréquence de résonance.

Relative abundance — Richesse relative (quantité d'atomes d'un élément dans un isotope donné).

Relative aperture — Ouverture relative (dans la chambre d'accélération d'un accélérateur de particules).

Relative bearing — Relèvement relatif.

Relative biological effectiveness — Efficacité biologique relative (l'efficacité d'une radiation ionisante produisant un effet biologique nocif).

Relative damping — Amortissement relatif.

Relative delay — Retard relatif.

Relative dielectric constant — Constante diélectrique relative.

Relative gain — Gain relatif.

Relative heading — Route relative.

Relative hearing loss — Perte relative de l'ouïe.

Relative humidity — Humidité relative (rapport entre la tension de vapeur d'eau dans une masse d'air et la tension saturante pour la masse d'air considérée à une température donnée).

Relative interfering effect — Interférence relative.

Relative level — Niveau relatif.

Relative luminosity — Luminosité relative.

Relative permeability — Perméabilité relative ou spécifique.

Relative plot — Tracé relatif par points.

Relative power gain — Gain de puissance relatif.

Relative response — Réponse relative.

Relative refractive index — Indice relatif de réfraction.

Relative specific ionization — Ionisation spécifique relative.

Relative target bearing — Relèvement rela-

tif d'une cible (par rapport à l'axe d'un navire ou d'un avion).

Relative time delay — Retard de temps relatif.

Relative transmission level — Niveau de transmission relatif.

Relative velocity — Vitesse relative.

Relative mass — Masse relative (masse d'une particule qui se déplace à une vitesse supérieure d'environ un dixième à celle de la lumière).

Relative particle — Particule relative (la particule d'une vitesse si élevée que sa masse relative est supérieure à celle au repos).

Relative velocity — Vitesse relative (vitesse supérieure d'environ un dixième à celle de la lumière).

Relativity — Relativité (principe qui se base sur l'interdépendance de la matière, de l'espace et du temps).

Relaxation circuit — Circuit à relaxation, circuit qui présente deux états ou conditions, dans lequel l'un, les deux ou aucun peuvent être stables).

Relaxation generator — oscillateur à relaxation.

Relaxation inverter — Oscillateur de relaxation à conversion continu-alternatif.

Relaxation oscillator — Oscillateur à relaxation (oscillateur dont la fréquence fondamentale est déterminée par le temps de charge et de décharge d'un condensateur dans une résistance).

Re-entry — Rentrée.

Re-entry body — Partie d'un missile balistique qui rentre dans l'atmosphère.

Reference acoustic pressure — Pression acoustique de référence (amplitude d'un son composé quelconque capable d'être indiqué par un instrument de mesure du niveau d'un son, le niveau de référence étant égal à 0,0002 dyne par cm² à la fréquence de 1 000 Hz).

Reference address — Direction de référence (dans un ordinateur électronique).

Reference angle — Angle de référence.

Reference coupling — Couplage de référence (entre deux circuits).

Reference dipole — Dipôle de référence.

Reference direction — Direction, cap de référence.

Reference equivalent — Référence équivalente.

Reference input — Signal d'entrée de référence.

Reference level — Niveau de référence.

Reference line — Ligne de foi, de référence.

Reference noise — Bruit de référence (—90 dBm à 1 000 Hz).

Reference pressure — Pression de référence (1 atmosphère).

Reference recording — Enregistrement d'un programme radio avec contrôle permanent du niveau de référence.

Reference signal — Signal de référence.

Reference sound level — Niveau sonore de référence (voir « reference acoustic pressure »).

Reference source — Source de référence, échantillon de matière radioactive.

Reference stimulus — Excitation de référence (tension, phase, ou autre caractéristique appliquée à un système de téléviseur pour calibrage).

Reference telephonic — Puissance téléphonique de référence.

Reference temperature — Température de référence.

Reference tone — Signal sonore de référence.

Reference voltage — Tension de référence.

Reference volume — Volume (sonore) de référence.

Reference white — Blanc (couleur de référence).

Refile (to) — Retransmettre.

Reflect (to) — Réfléchir (une lumière, une onde).

Reflectance — Facteur de réflexion.

Reflected — Réfléchi.

Reflected-beam hinescope — Tube à rayons cathodiques à faisceau réfléchi (dans un radar).

Reflected ground wave — Onde réfléchie par le sol.

Reflected impedance — Impédance réfléchie (valeur de l'impédance qui apparaît au primaire d'un transformateur quand le secondaire est chargé par une impédance).

Relaxation length — Longueur de relaxation (d'un faisceau de neutrons).

Relaxation time — Temps de relaxation (d'un électron qui circule dans un métal).

Relay armature — Armature (partie mobile) d'un relais.

Relay broadcast — Relais de radiodiffusion ou retransmission.

Relay broadcast station — Station relais de radiodiffusion.

Relay computer — Calculateur électronique à relais.

Relay contact — Contact de relais.

Relay magnet — Relais à aimant.

Relay rack — Châssis porte relais.

Relay radar — Relais de retransmission d'émissions radar.

Relay reception — Relais de réception.

Relay spring — Ressort de relais.

Relay station — Station relais ou répétitrice (stations de liaison et de retransmission radio entre stations d'une même chaîne).

Relay station satellite — Station terrestre automatique, qui reçoit et retransmet sur commande à d'autres stations réceptrices; satellite relais.

Relay switch — Interrupteur relais.

Relay system — Appareillage de commutation à base de relais - station radio répétitrice.

Relay transmitter — Emetteur répétiteur (émetteur de liaison radio entre deux stations de la même chaîne).

Relay-type echo suppressor — Supprimeur d'écho à action discontinue.

Relay-type graphic instrument — Appareil enregistreur à relais.

Release — Dispositif électromagnétique d'ouverture automatique d'un circuit; ouverture d'un circuit, déclenchement.

Release circuit — Circuit de déclenchement.

Release factor — Facteur de déclenchement (pourcentage entre le courant d'ouverture ou de fermeture d'un relais et le courant nominal).

Release guard signal — Signal de ligne disponible (tonalité du téléphone).

Release time — Temps de déclenchement d'un relais.

Releasing current — Courant de déclenchement.

Releasing officer — Responsable des transmissions.

A nos lecteurs

CE QUE NOUS AVONS TENU

Depuis le 1er mars 1965, notre hebdomadaire a apporté régulièrement chaque jeudi, le contenu promis:

— **des rubriques** d'actualité, avec prédominance d'informations concernant l'exercice des métiers liés à l'électronique.

— **deux leçons de Radio:** l'une de « principes », l'autre de « réalisations ».

— **une troisième leçon** de pratique radio (applications) ou des tableaux ou abaques fort nombreux permettant de résoudre les cas pratiques des circuits radio.

— **un questionnaire** hebdomadaire se rapportant aux leçons données et publication des réponses correctes aux questions du numéro précédent, à la manière des périodiques posant des questions de jeux ou de culture à leurs lecteurs.

— **un dictionnaire technique anglais-français**, tantôt par 4 pages, tantôt par 2 pages, selon l'importance des matières à publier.

Nos lecteurs savent que grâce à un double numérotage des pages, ils pourront réunir dans des dossiers distincts, ou dans des reliures, le dictionnaire d'une part, le cours radio d'autre part.

OU EN SERONS-NOUS au NUMERO 52 ?

Nous avons promis de faire un tour complet des questions de Radio en un an. C'est gagné: le n° 52 terminera le cours Radio, tel que nous l'avions conçu. Ceux qui se sont abonnés pour un an, 52 numéros (le plus souvent en déduisant le prix des fascicules qu'ils avaient acheté au n°) vont donc avoir pour 70 F. 52 fascicules d'une revue périodique vivante et « enseignante ».

ET AVEC QUOI CONTINUE-T-ON ?

Dès le numéro 53, donc sans aucune interruption, « Votre Carrière » magazine des futurs électroniciens, comprendra:

— toujours nos **rubriques** d'actualité avec chroniques des métiers d'électronique, mais plus particulièrement ceux liés à la télévision, aussi bien la télévision industrielle que la télévision grand public.

— **une ou deux leçons de télévision** « principes » et « réalisations ».

— un petit « cours d'oscillographie », indépendant que l'on peut relier à part.

— **une autre leçon TV** « pratique » permettant de construire soi-même un téléviseur deux chaînes, tube 59 cm. Ni « Votre Carrière » ni les Editions Chiron n'auront rien à voir dans la vente des pièces et elles n'y auront aucun intérêt. Mais, une maison bien connue et très sérieuse a accepté de fournir à nos lecteurs les pièces nécessaires correspondant aux plans que « Votre Carrière » publiera, sous la signature de notre Rédacteur et ami, Pierre Roques, ancien ingénieur en chef de l'une des plus grandes firmes de téléviseurs. Cette Maison fera une publicité dans nos colonnes, et les lecteurs intéressés s'adresseront directement à elle.

— la suite de notre **dictionnaire français-anglais**, par feuilles de 2 pages.

— la table des matières du cours radio (52 premiers numéros) passera par cartons de 4 pages au centre des numéros 53 et 54.

LA CADENCE

« Votre Carrière » seule de toute la presse de ce domaine a osé être hebdomadaire et continuera à l'être jusqu'au n° 52.

Cependant, nous remarquons que TOUS nos lecteurs posant des questions techniques, le font avec un décalage de six semaines à trois mois: autrement dit, beaucoup d'entre vous étudient en ce moment les numéros 30 à 40.

Ce sont les lecteurs qui sont essouffés: 32 pages à apprendre chaque semaine paraît beaucoup.

Nous pensons donc qu'il vaudrait mieux à partir du n°53 (1er mars 1966) une parution « tous les deux jeudis » dite semi-hebdomadaire.

La 2ème année de « Votre Carrière », télévision et oscillographie comprendra donc 26 numéros (du n° 53 au n° 78) abonnement 36 FF (Etranger: 46 FF), un numéro tous les 14 jours.

Nous espérons que cette cadence plaira à tous et facilitera l'étude d'une part, les réalisations pratiques d'autre part.

ET ENSUITE

Les métiers de l'électronique sont très divers: la radio et la télévision constituent les bases à posséder par tous.

En télévision, nos lecteurs commencent déjà à se familiariser avec l'asservissement. C'est dire que nous n'avons aucune peine à mettre en chantier la rédaction de la troisième année de l'électronique très pratique.

Mais nous en reparlerons en 1967.

mesurer c'est savoir !

(GEORGES OHM)

CONSULTEZ

RADIO-CONTROLE

IL VOUS EXPOSERA LES AVANTAGES MULTIPLES DE SA GAMME D'APPAREILS DE MESURE

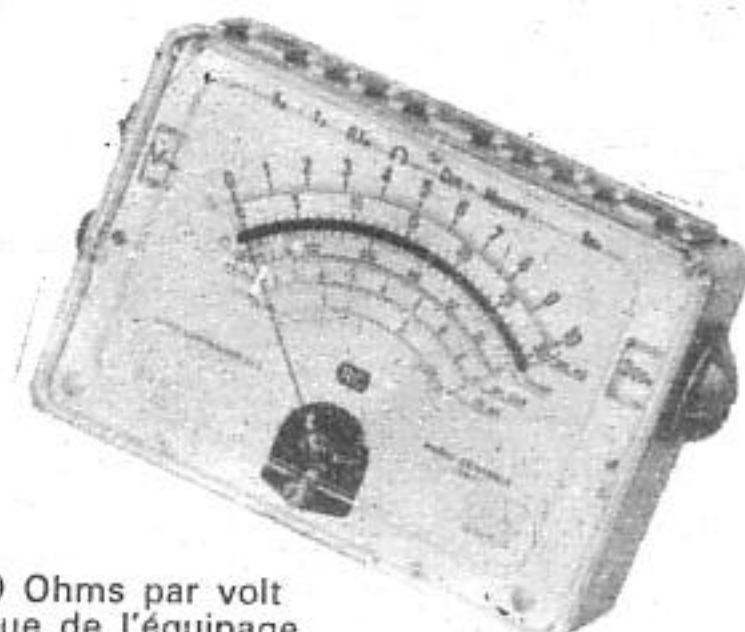
VOICI LE

**SUPER CONTROLEUR
DE POCHE
TYPE SC 3**

50.000 Ω par Volt !

Ses avantages :

- Suppression des pivots, crapaudines et spiraux
- Résistance interne de 50.000 Ohms par volt
- Protection statique automatique de l'équipage à cadre mobile
- Grand cadran à échelles multiples
- Les sensibilités 300 millivolts et 1 volt en continu 225.000 et 50.000 Ω
- Ohmmètre 4 gammes
- Cache transparent en plexiglas incassable
- Dimensions 160 x 115 x 55 mm
- Poids : 0,850 Kg



EN VENTE CHEZ TOUS LES BONS REVENDEURS RADIO

RADIO-CONTROLE

CATALOGUE GRATUIT SUR DEMANDE

141, RUE BOILEAU - LYON (6^e)

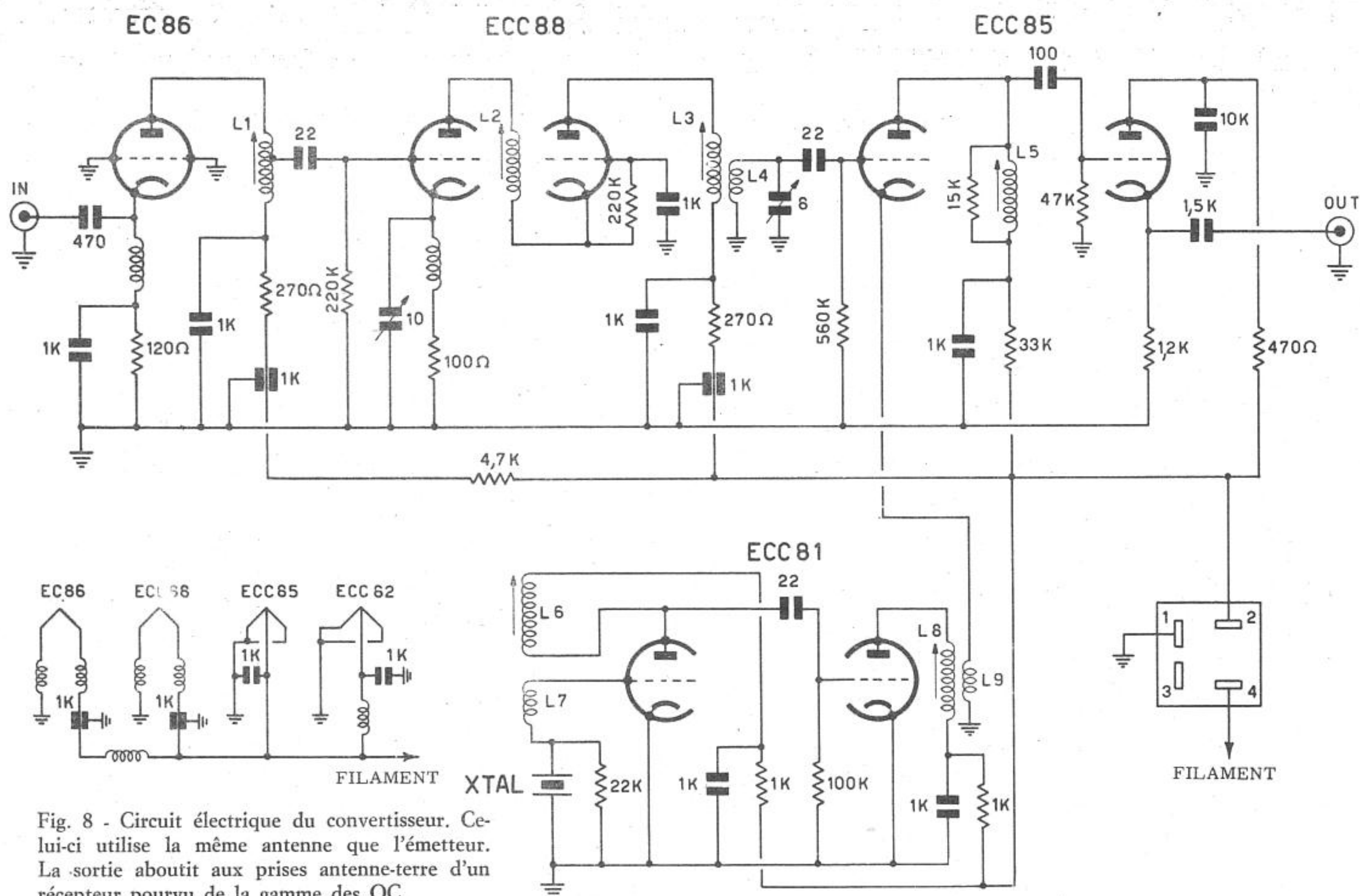
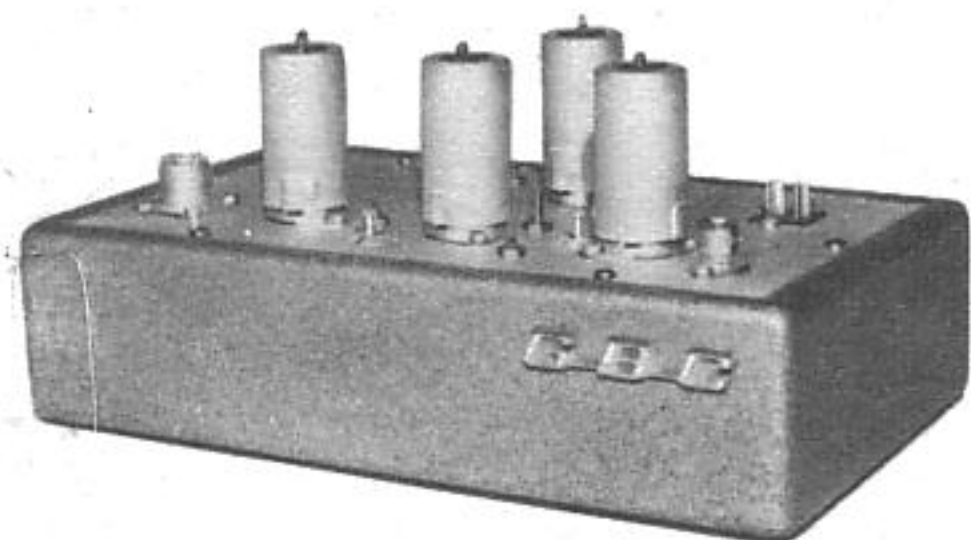


Fig. 8 - Circuit électrique du convertisseur. Celui-ci utilise la même antenne que l'émetteur. La sortie aboutit aux prises antenne-terre d'un récepteur pourvu de la gamme des OC.

tions principales: l'amplificateur à large bande, l'étage mélangeur et l'oscillateur local. Dans notre cas, l'amplificateur à large bande se compose de deux tubes: un EC86 déjà cité et un ECC88 (double triode) équipant un amplificateur du type « cascade ».

Le tube EC86, dont la pente est de 14 mA/V, joue un double rôle: il amplifie le signal et augmente le rapport signal/bruit. Ce tube et celui qui suit, ont également pour rôle d'assurer la largeur de bande désirée, c'est-à-dire la réponse linéaire sur toutes les fréquences comprises entre 144 et 146 MHz. Ce résultat a été obtenu au moyen d'un amortissement adéquat des circuits accordés L1 et par une mise au point soignée.

Fig. 9 - Aspect du convertisseur entièrement monté.



Dans l'étage convertisseur (la première section du tube ECC85), se produit le mélange du signal provenant de l'antenne avec celui produit par l'oscillateur

local. Pour cette étage aussi on a recours à une triode afin de réduire au minimum le bruit de fond de cet étage.

L'inductance L5 existant dans le circuit de plaque du convertisseur est accordée sur la fréquence de sortie.

La seconde triode du ECC85 est montée en amplificateur à charge cathodique (« cathode follower ») qui joue simultanément le rôle d'étage séparateur et d'adaptateur d'impédance entre le convertisseur et le récepteur branché à la sortie.

L'oscillateur local se compose, lui aussi, d'une double triode, du type ECC81; la première section fonctionne en oscillateur à quartz (pour obtenir la stabilité maximale de fréquence) et la seconde en multiplicateur de fréquence, afin de porter celle-ci à la valeur convenable.

Comme le convertisseur n'a pas d'alimentation, il est nécessaire d'utiliser une source d'alimentation extérieure. En ce qui concerne l'emploi pratique, il suffit de relier la sortie du convertisseur à l'entrée du récepteur extérieur (entre l'antenne et la terre), au moyen d'un câble blindé ayant une longueur la plus petite possible. Le récepteur doit être prévu pour la réception de la gamme de fréquences fournie par le convertisseur. Etant donné la réponse linéaire entre les deux limites indiquées, l'accord, répétons-le sera effectué en agissant exclusivement sur la commande du récepteur.

— LES FOURNISSEURS DE VOTRE MATERIEL —

ELECTRONIQUE MONTAGE

111, BD RICHARD LENOIR - PARIS XI^e
(métro oberkampf)
SPÉCIALISTE MODULES RÉUSSITE COMPLÈTE
TOUS LES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES
EXPÉDITION PROVINCE

Amateurs, Installateurs, Dépanneurs,
les valises de dépannage Radio TV Sptés
PAUL sont en vente dans toute la France.
5 modèles.
Adresse de nos Agents sur simple demande.

Spécialités Ch. PAUL - 28, rue Raymond Lefebvre
MONTREUIL (Seine) Tél. : 287-54-16

CIBOT RADIO

1 à 3, RUE DE REUILLY - PARIS 12^e
TEL. : DID. 66-90
TOUT L'OUTILLAGE
POUR L'ÉLECTRONIQUE

Catalogue complet de pièces détachées : 5 F

Catalogue de Kit

Ensemble de pièces détachées

Du poste à galène au téléviseur

EXPÉDITION A LETTRE LUE PARIS-PROVINCE

RADIO-BEAUGRENELLE

6, RUE BEAUGRENELLE - PARIS 15^e
Tél. : 828.58.30
TOUTE LA PIÈCE DÉTACHÉE RADIO
LAMPES-TRANSISTORS-TÉLÉVISION
EXPÉDITION PROVINCE
Envoi du tarif contre 3 timbres-lettre

MIEUX QU'UN CATALOGUE !

Tous ceux qui s'intéressent à la radio se doivent de posséder
le **MEMENTO ACER**
VÉRITABLE DIGEST DE L'ÉLECTRONIQUE
TOUTES LES PIÈCES DÉTACHÉES
TOUTE UNE GAMME DE MONTAGE EN KIT
Envoi contre 6F pour frais
ACER 42bis, rue de Chabrol - PARIS 10^e



80 PAGES contre 2.50 en timbres pour frais d'envoi
● HIFI (amplis - HP - tuners FM - enceintes
acoustiques) ● Grand choix de pièces
détachées ● Appareils de mesures ●
Outillage ● Appareils électriques ● De
nombreuses réalisations ● Sur place : un
choix énorme à des prix "champion".

Comptoirs CHAMPIONNET

14, RUE CHAMPIONNET - PARIS 18^e
Tél. ORN. 52-08 - C.C.P. 12.358.30 Paris
Métro : Porte de Clignancourt et Simplon

RETEXKIT

CONSTRUISEZ-LE VOUS-MÊME
KIT POUR RADIO-AMATEURS
KIT D'APPAREILS ÉLECTRONIQUES

Demandez notre catalogue
sans engagement de votre part

TERA-LEC 51, RUE DE GERGOVIE
PARIS-14^e - SEG. 09-00

MAGNETIC-FRANCE

SPÉCIALISTE DU "KIT"
PIÈCES DÉTACHÉES POUR :

Tuners, magnétophones, amplis, orgue élec-
tronique, chambre d'échos, réverbérateurs.

- Lampes
- Transistors

SERVICES ET CONSEILS TECHNIQUES

175, RUE DU TEMPLE - PARIS-3^e
ARChives 10-74 Métro : Temple, République

COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES
Radio-Télévision • Industrie • Télécommande
Châssis Haute Fidélité • Amplis • Tuners FM

RADIO-VOLTAIRE

GROSSISTE OFFICIEL "COPRIM TRANSCO"
GROSSISTE TUBES INDUSTRIELS "RADIOTECHNIQUE"
155, Avenue Ledru-Rollin, PARIS-11^e ROQ. 98-64
R.C. 1234567890 - N° de J. 1234567890 - N° de J. 1234567890 - C.P. 5408-71 PARIS

EMY-RADIO

Spécialiste des grandes marques d'importation
Téléviseurs - Récepteurs - Transistors - Magnétophones
Electrophones - HI-FI - Enceintes acoustiques - Emetteurs
récepteurs - Interphones, etc...
Toutes expéditions en province. Catalogue de nos prix sur
simple demande - 19, rue de l'Ancienne Comédie
PARIS 6^e Tél. : DAN. 63-05

POUR TOUS VOS BESOINS EN COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES ET ENSEMBLES A MONTER SOI-MÊME

AUX CONDITIONS LES PLUS AVANTAGEUSES GRACE A NOTRE FORMULE DE VENTE DIRECTE

Magasins pilotes :

80, BD HAUSSMANN - PARIS-8^e

9, BD ST-GERMAIN - PARIS-5^e

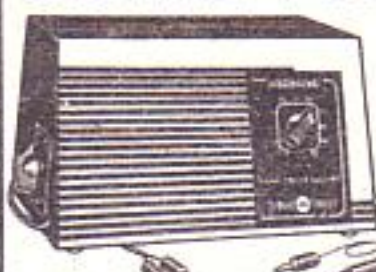
COGEREL

Départements :
VENTE PAR CORRESPONDANCE
COGEREL - DIJON (cette adresse suffit)

DOCUMENTATION GRATUITE SUR DEMANDE :

Catalogue KITS - CTR 8-493 - Catalogue PD - CTR 9-492
(joindre 4 timbres pour frais d'envoi)

RÉALISEZ VOS
POSTES A TRANSISTORS
LAMPOMETRE
SIGNAL TRACER



CONTROLEUR
UNIVERSEL



Economie
Sécurité
Réussite
assurée

Pièces détachées, en ensembles
complets, ou séparées avec schéma
et plans très détaillés

Documentation CA - contre 1,20 F en timbres

TECHNIQUE SERVICE

fermé le lundi
Métro
Charonne

17, Passage Gustave-Lepeu, Paris-11 - Tél. : ROQ. 37-71

CENTRAL-RADIO

35, rue de Rome - PARIS 8^e
522 12-00 et 12-01 CCP 728-45

Expédie dans toute la France toutes
les pièces détachées - Appareils de
mesure et l'outillage du Radio-
électricien.

CATALOGUE contre 4 timbres,
conseillers techniques à votre
disposition à nos magasins.

LE GRAND SPECIALISTE

des Petits Montages Récepteurs de Radio
et de la Radiocommande des Modèles Réduits.
- Ouvrages pour débutants -
Envoi du catalogue général contre 3 F
PERLOR-RADIO
16, R. Hérold, Paris (1^{er}) - Tél. CEN. 65-50

POUR
RECTA REUSSIR RECTA
A
COUP SUR ?
ESSAYEZ AVEC NOS
SCHEMAS
GRANDEUR
NATURE

MONTAGES FACILES

AMPLIS GUITARE 3 A 50 W
125 SCHÉMAS DE LAMPES
REMISE 25 à 30 %
SUR LAMPES-MAGNÉTOPHONES

Documentation complète c. 4,50 TP

Soc. **RECTA**

37, Av. LEDRU-ROLLIN - PARIS-12^e

NORD RADIO

TOUTES LES PIÈCES DÉTACHÉES ET
ACCESSOIRES DES MEILLEURES MARQUES
A DES PRIX IMBATTABLES

TÉLÉVISEURS - RÉCEPTEURS à transistors
AMPLIS HI-FI - ELECTROPHONES
MAGNÉTOPHONES - INTERPHONES, etc...
Vendus en "KIT" et en ordre de marche.

139, RUE LA FAYETTE, PARIS-10^e
Tél. TRUdaine 89-44 - Autobus et Métro : GARE DU NORD

TOUS LES MAGNÉTOPHONES
(GRUNDIG, PHILIPS, etc.)
TÉLÉVISEURS - ENCEINTES ACOUSTIQUES
PLATINES TOURNE-DISQUES, etc. (Consultez-nous).