

# COLLECTEURS D'ONDES POUR UHF

L'AVENEMENT prochain du second programme sur UHF et 625 lignes pose des problèmes techniques intéressants, mais aussi délicats au sujet des antennes.

En effet, la réalisation des antennes UHF donnera lieu à des études et à des mises au point sur des éléments fonctionnant entre 400 et 1 000 Mc/s et les techniciens auront à se mettre au courant de l'emploi des appareils de mesure spéciaux, beaucoup plus délicats et plus onéreux que ceux convenant en VHF. Il va de soi que les amateurs pourront difficilement acquérir ces appareils et devront se contenter de travaux réalisés d'après des descriptions pratiques d'antennes préalablement étudiées par des spécialistes.

Dans ce but, nous donnerons dans cet article quelques descriptions d'antennes UHF choisies parmi les plus efficaces, mais aussi se caractérisant par leur simplicité permettant leur réalisation par des techniciens non professionnels.

Il faut noter que l'antenne n'est pas le seul organe intervenant dans l'installation qui précède le récepteur. Il y a aussi le système de transmission des signaux depuis l'antenne jusqu'à l'entrée du téléviseur dont les pertes sont supérieures en UHF, ce qui oblige à choisir des câbles de transmission à faibles pertes spécialement destinés aux fréquences de 400 à 1 000 Mc/s. Enfin, dans les immeubles où il y a une installation collective d'antennes VHF, le problème de la réception des UHF comportera des solutions toutes onéreuses :

1° Remplacer l'installation actuelle VHF par une installation VHF-UHF avec deux groupes d'antennes, filtres séparateurs entre antennes, câbles de transmission à faibles pertes.

2° Laisser en place l'installation VHF et la « doubler » par une seconde installation UHF.

Etudions la réalisation des antennes individuelles pour UHF.

Les plus simples sont les antennes Yagi, analogues à celles adoptées en VHF.

## ANTENNES YAGI POUR UHF

Ces antennes sont de faibles dimensions car la longueur d'onde varie, en UHF, entre 75 cm (400 Mc/s) et 33 cm (900 Mc/s) et on sait que les éléments d'une antenne sont approximativement égaux ou inférieurs à  $\lambda/2$  (37,5 à 16,5 cm).

Il en résulte qu'une antenne UHF, à gain relatif égal, captera beaucoup moins de puissance qu'une antenne VHF et il faudra prévoir des antennes à grand gain relatif (plus de décibels) en ultra hautes fréquences. Nous avons déjà fait cette remarque au sujet des bandes I et III. On sait que dans la bande I, des antennes de 2 à 5 éléments donnent satisfaction généralement alors qu'en bande III on a besoin dans les cas difficiles d'antennes à 12 éléments et parfois 2 fois 12 éléments et même plus.

En UHF, une antenne à 64 éléments n'est pas chose rare surtout dans le cas de la bande V correspondant aux fréquences les plus élevées des ultra hautes fréquences.

Très heureusement, si le nombre des éléments est plus grand, les dimensions des cons-

tituants de l'antenne sont plus petits. La réalisation de l'antenne est plus aisée et à la portée de tous ceux qui savent monter un appareil électronique.

Les dimensions des antennes Yagi étant proportionnelles aux longueurs d'onde, il suffira d'appliquer une règle de trois pour les déterminer à partir de celles d'une antenne VHF ayant fait ses preuves.

Si, toutefois,  $B_0$  est la largeur de bande de l'antenne VHF et  $f_0$  la fréquence médiane de la bande, la **transposition** en UHF ne conser-

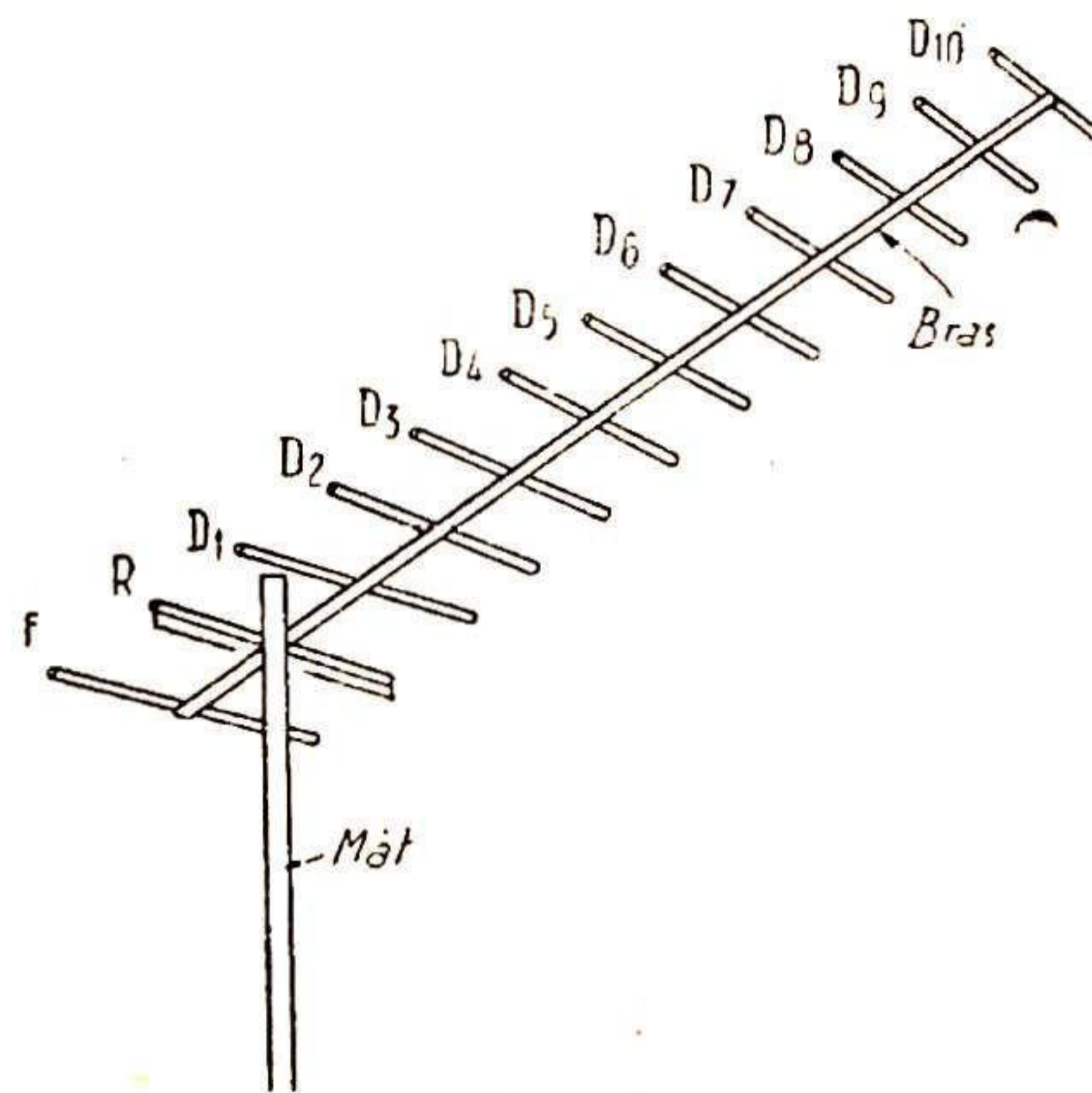


FIG. 1

vera pas la valeur de  $B$ , mais le rapport  $f_0/B_0$ .

Soit par exemple le cas d'une antenne VHF prévue pour  $f_0 = 200$  Mc/s et dont la largeur de bande est  $B_0 = 16$  Mc/s.

Si la fréquence médiane de l'antenne UHF obtenue par transposition (proportionnalité) est par exemple  $f_1 = 600$  Mc/s, sa largeur de bande  $B_1$  sera donnée par la relation :

$$\frac{B_1}{B_0} = \frac{f_1}{f_0}$$

Dans notre exemple,  $f_0 = 200$  Mc/s,  $f_1 = 600$  Mc/s et  $B_0 = 16$  Mc/s. On a, par conséquent :

$$B_1 = 3 B_0 = 48 \text{ Mc/s}$$

La largeur des canaux UHF est de 8 Mc/s en conformité avec le nouveau standard 625 F dans lequel la différence entre les deux portées  $f_i$  (image) et  $f_s$  (son) est :

$$\Delta f = 6,5 \text{ Mc/s}$$

Dans notre exemple, l'antenne, ayant une bande de 48 Mc/s, c'est-à-dire 6.8 Mc/s, pourra recevoir 5 à 6 canaux UHF de 8 Mc/s chacun.

La grande largeur de bande d'une antenne ainsi déterminée est une propriété utile, car une même antenne pourra servir pour la réception de plusieurs canaux adjacents et sa détermination nécessitera moins de précision pour les dimensions.

Il y a intérêt, toutefois, à ne pas trop élargir la bande d'une antenne Yagi, car plus la bande est large, moins grand est le gain de l'antenne considérée.

Nous donnons ci-après quatre tableaux indiquant les dimensions des antennes UHF à

6, 12, 18 et 24 éléments dont la largeur de bande est d'environ 24 Mc/s.

TABLEAU I  
Antennes 6 éléments

Longueur réflecteur	.....	F = $\lambda/2$
» radiateur	.....	R = 0,95 $\lambda/2$
» directeur 1	....	D <sub>1</sub> = 0,91 $\lambda/2$
» » 2	....	D <sub>2</sub> = 0,875 $\lambda/2$
» » 3	....	D <sub>3</sub> = 0,84 $\lambda/2$
» » 4	....	D <sub>4</sub> = 0,81 $\lambda/2$

TABLEAU II  
Antennes 12 éléments

Longueur réflecteur	.....	F = $\lambda/2$
» radiateur	.....	R = 0,95 $\lambda/2$
» directeur 1	....	D <sub>1</sub> = 0,91 $\lambda/2$
» » 2	....	D <sub>2</sub> = 0,91 $\lambda/2$
» » 3	....	D <sub>3</sub> = 0,875 $\lambda/2$
» » 4	....	D <sub>4</sub> = 0,875 $\lambda/2$
» » 5	....	D <sub>5</sub> = 0,84 $\lambda/2$
» » 6	....	D <sub>6</sub> = 0,84 $\lambda/2$
» » 7	....	D <sub>7</sub> = 0,81 $\lambda/2$
» » 8	....	D <sub>8</sub> = 0,81 $\lambda/2$
» » 9	....	D <sub>9</sub> = 0,79 $\lambda/2$
» » 10	....	D <sub>10</sub> = 0,79 $\lambda/2$

TABLEAU III  
Antennes 18 éléments

Longueur réflecteur	.....	F = $\lambda/2$
» radiateur	.....	R = 0,95 $\lambda/2$
» directeur 1	....	D <sub>1</sub> = 0,91 $\lambda/2$
» » 2	....	D <sub>2</sub> = 0,91 $\lambda/2$
» » 3	....	D <sub>3</sub> = 0,91 $\lambda/2$
» » 4	....	D <sub>4</sub> = 0,875 $\lambda/2$
» » 5	....	D <sub>5</sub> = » »
» » 6	....	D <sub>6</sub> = » »
» » 7	....	D <sub>7</sub> = 0,84 »
» » 8	....	D <sub>8</sub> = » »
» » 9	....	D <sub>9</sub> = » »
» » 10	....	D <sub>10</sub> = 0,81 »
» » 11	....	D <sub>11</sub> = » »
» » 12	....	D <sub>12</sub> = » »
» » 13	....	D <sub>13</sub> = 0,79 »
» » 14	....	D <sub>14</sub> = » »
» » 15	....	D <sub>15</sub> = » »
» » 16	....	D <sub>16</sub> = 0,75 »

TABLEAU IV  
Antennes à 24 éléments

Longueur réflecteur	.....	F = $\lambda/2$
» radiateur	.....	R = 0,95 $\lambda/2$
» directeur 1	....	D <sub>1</sub> = 0,91 $\lambda/2$
» » 2	....	D <sub>2</sub> = » »
» » 3	....	D <sub>3</sub> = » »
» » 4	....	D <sub>4</sub> = » »
» » 5	....	D <sub>5</sub> = 0,88 »
» » 6	....	D <sub>6</sub> = » »
» » 7	....	D <sub>7</sub> = » »
» » 8	....	D <sub>8</sub> = » »
» » 9	....	D <sub>9</sub> = 0,84 »
» » 10	....	D <sub>10</sub> = » »
» » 11	....	D <sub>11</sub> = » »
» » 12	....	D <sub>12</sub> = » »
» » 13	....	D <sub>13</sub> = 0,81 »
» » 14	....	D <sub>14</sub> = » »
» » 15	....	D <sub>15</sub> = » »
» » 16	....	D <sub>16</sub> = 0,79 »
» » 17	....	D <sub>17</sub> = » »
» » 18	....	D <sub>18</sub> = » »
» » 19	....	D <sub>19</sub> = 0,75 »
» » 20	....	D <sub>20</sub> = » »
» » 21	....	D <sub>21</sub> = 0,7 »
» » 22	....	D <sub>22</sub> = » »

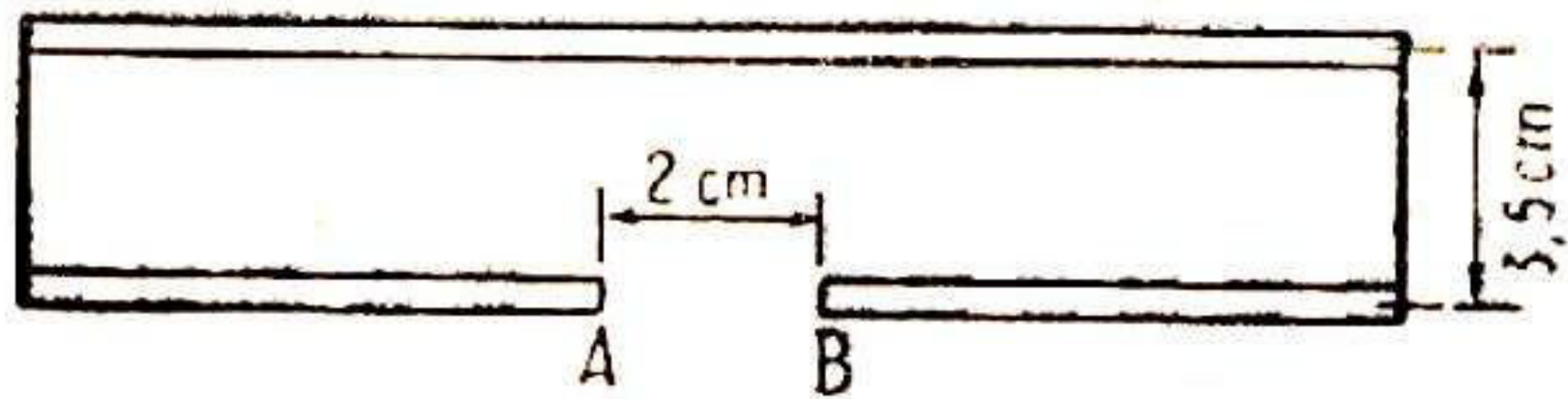


FIG. 2

La figure 1 donne l'aspect d'une antenne à 12 éléments sur laquelle on a indiqué la notation des éléments réflecteur F, radiateur R et directeurs  $D_1, D_2, D_3$ , etc.

L'écartement entre tous les éléments est de  $0,18 \lambda$  sauf celui entre radiateur et directeur 1, qui est de  $0,09 \lambda$ .

Il est recommandé de monter ces éléments sur un bras robuste. Son diamètre doit être de 3 cm au moins. Les tubes auront un diamètre de 4 à 8 mm. Pour le radiateur, nous recommandons le radiateur replié à deux tubes ou à 3 tubes.

Le réglage de l'adaptation s'effectuera en retouchant la distance entre radiateur et directeur 1.

On retouchera, ensuite, la distance entre radiateur et réflecteur. Nous rappelons sur les figures 2 et 3 la forme des radiateurs à 2 ou 3 éléments.

### DIMENSIONS NUMERIQUES

On ne sait pas encore actuellement quelles sont les fréquences des divers canaux fran-

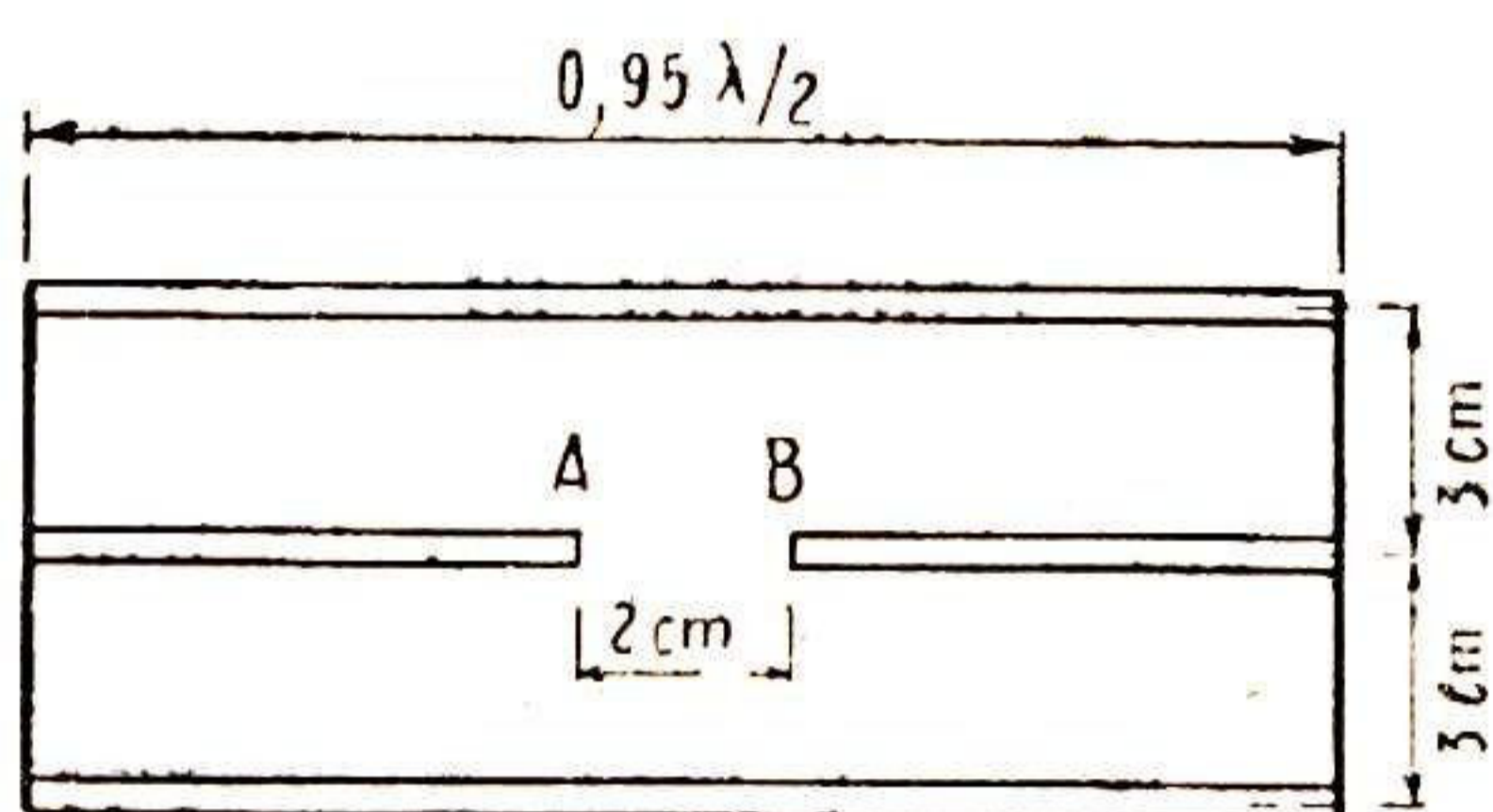


FIG. 3

çais UHF. Nous ne pouvons donc donner ici que des exemples de calcul d'antenne.

Soit le cas d'une antenne à 12 éléments destinée à la réception d'un canal dont la fréquence médiane :

$$f = \frac{f_1 + f_2}{2}$$

est égale à 500 Mc/s, ce qui correspond à  $\lambda = 60$  cm et  $\lambda/2 = 30$  cm.

Le tableau II donne les dimensions des 12 éléments. On a :

Longueur réflecteur ..	$\lambda/2$	= 30	cm
» radiateur ..	$0,95 \cdot 30$	= 28,5	cm
» $D_1$ et $D_2$ ..	$0,91 \cdot 30$	= 27,3	cm
» $D_3$ et $D_4$ ..	$0,875 \cdot 30$	= 26,25	cm
» $D_5$ et $D_6$ ..	$0,84 \cdot 30$	= 25,2	cm
» $D_7$ et $D_8$ ..	$0,81 \cdot 30$	= 24,3	cm
» $D_9$ et $D_{10}$ ..	$0,79 \cdot 30$	= 23,7	cm

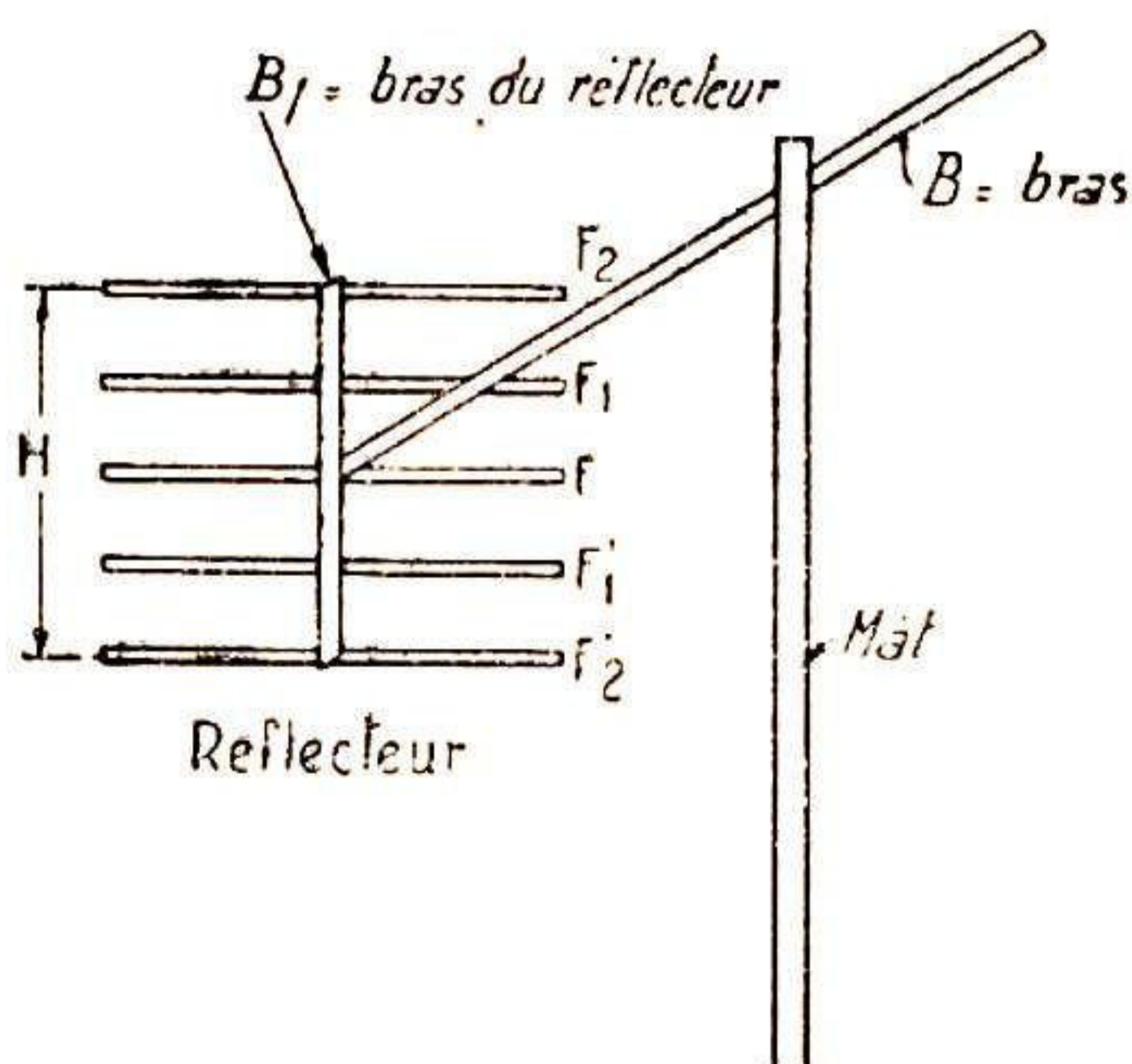


FIG. 4

L'écartement entre éléments est :  
 $0,18 \lambda = 0,18 \cdot 60 = 10,8$  cm  
 et celui entre radiateur et directeur 1 :  
 $0,09 \lambda = 5,4$  cm

Le gain, très approximatif de ces antennes est de 7 dB pour la 6 éléments, 11 dB pour la 12 éléments, 13 dB pour la 18 éléments et 15 dB pour la 24 éléments.

Le gain augmente assez peu en ajoutant d'autres éléments.

Pour augmenter encore le gain, il n'existe que deux moyens ; le premier consiste à réaliser des antennes à deux, trois, quatre, six ou 8 étages identiques et montés en parallèle. Chaque fois que l'on doublera le nombre des étages on augmentera le gain de 3 dB environ.

Le second moyen consiste à monter un réflecteur à plusieurs tubes, comme celui des antennes dièdres dont nous parlerons plus loin. Un exemple de réflecteur de ce genre est donné par la figure 4.

La valeur de H est de l'ordre de  $\lambda/2$ , valeur non critique.

Les figures 5 et 6 indiquent la forme de la courbe de réponse des antennes pour les ban-

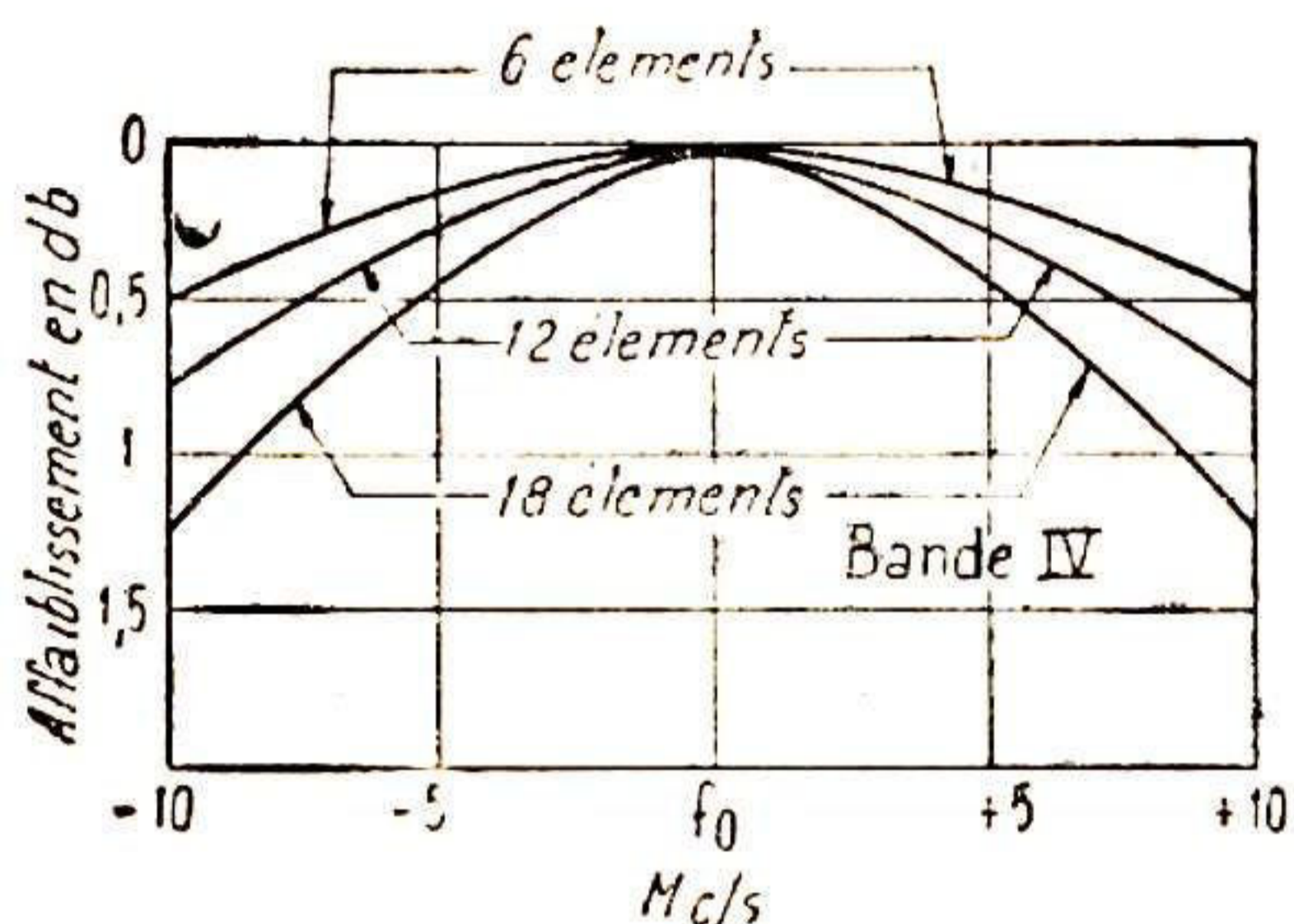


FIG. 5

des IV et V respectivement. Celle des antennes à 24 éléments sont à courbure plus grande.

Si l'on monte des antennes à plusieurs étages (ou nappes), on peut augmenter le gain d'une manière certaine. Comme les dimensions des antennes UHF sont réduites, l'encombrement d'une antenne à 2, 4, 8 et même 16 nappes n'est pas prohibitif.

Ainsi, avec un écartement de  $\lambda/2$ , dans le cas d'une antenne pour  $f = 500$  Mc/s, on a

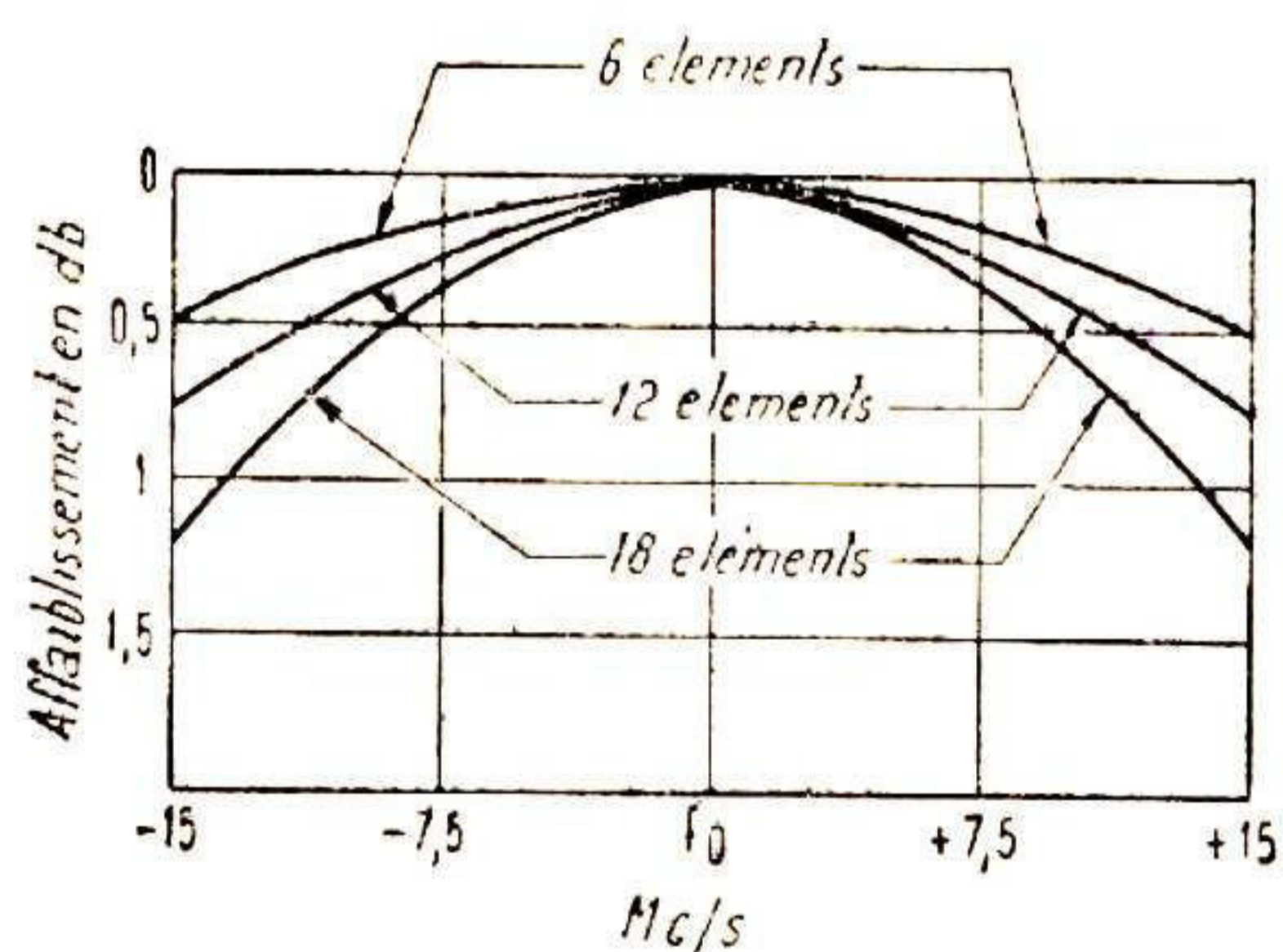


FIG. 6

$\lambda/2 = 30$  cm, et s'il y a 16 nappes superposées la hauteur totale de l'ensemble sera  $15 \cdot 30 = 450$  cm ou 4,5 m.

### ANTENNES DIEDRES

Ces antennes fournissent un grand gain, et une directivité très marquée. Leur construction est relativement facile surtout en UHF en raison de la réduction des dimensions.

En général, elles se composent d'un réflecteur et d'un radiateur demi-onde. Dans certains types, le dièdre est à ouverture de  $180^\circ$  et devient un plan.

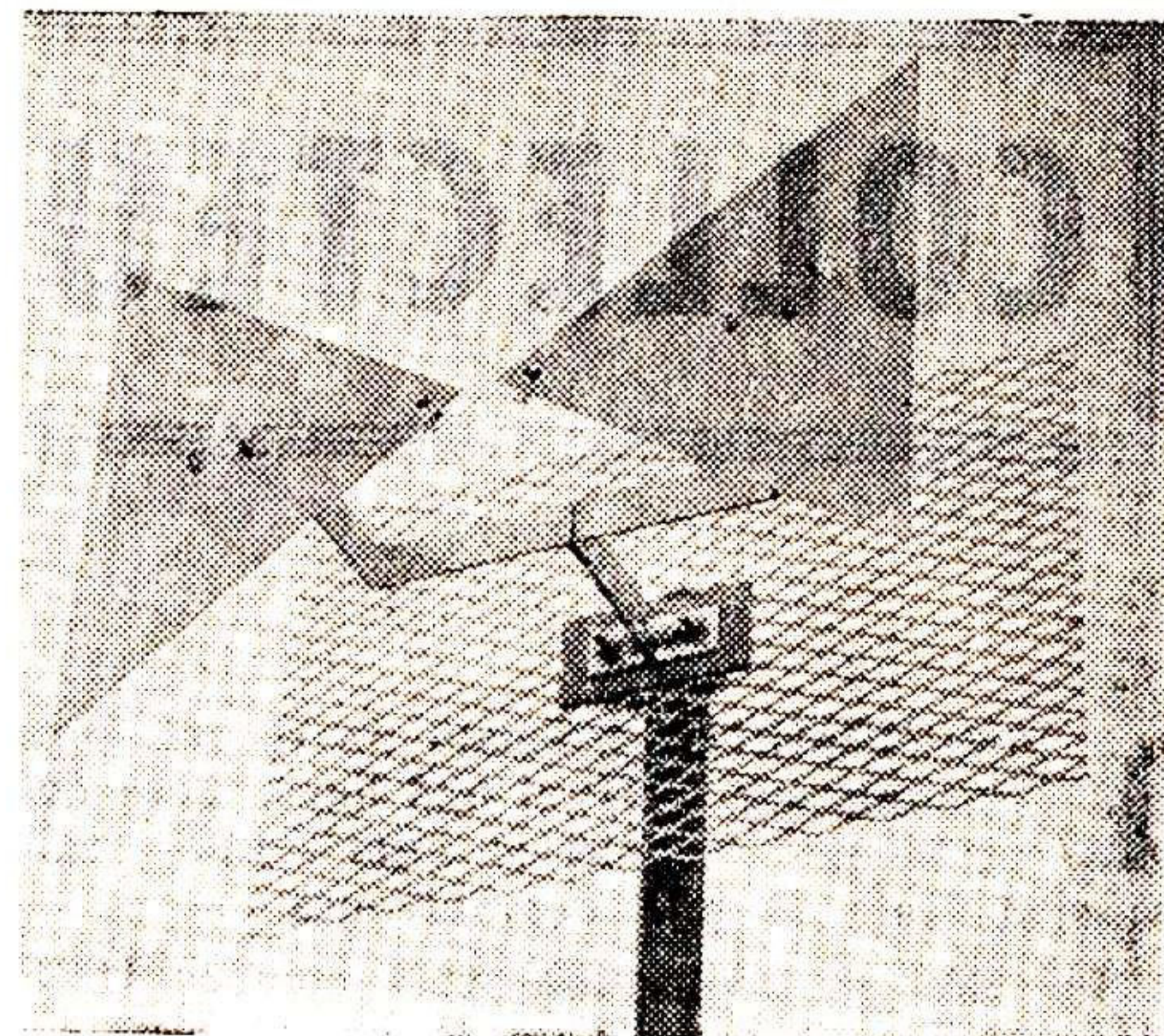


FIG. 7

Les figures 7 (antenne américaine SFD) et 8 donnent des exemples d'antennes dièdres, la première avec radiateur bitriangle et la seconde avec deux radiateurs rectilignes réalisant ainsi une antenne à deux étages. Dans les deux antennes, le réflecteur est plan.

L'antenne de la figure 9 est à quatre étages, radiateur en double V et réflecteur plan.

Celle de la figure 10 a un réflecteur réellement dièdre avec radiateur C, rectiligne, type demi-onde. Le gain est augmenté d'environ 3 dB chaque fois que l'on double le nombre des étages, chaque étage étant représenté par un radiateur.

### DIMENSIONS DES ANTENNES DIEDRES

Considérons l'antenne de la figure 10 et supposons que le radiateur est un dipôle demi-onde rectiligne. Dans ce cas le gain et la résistance de l'ensemble radiateur + réflecteur,

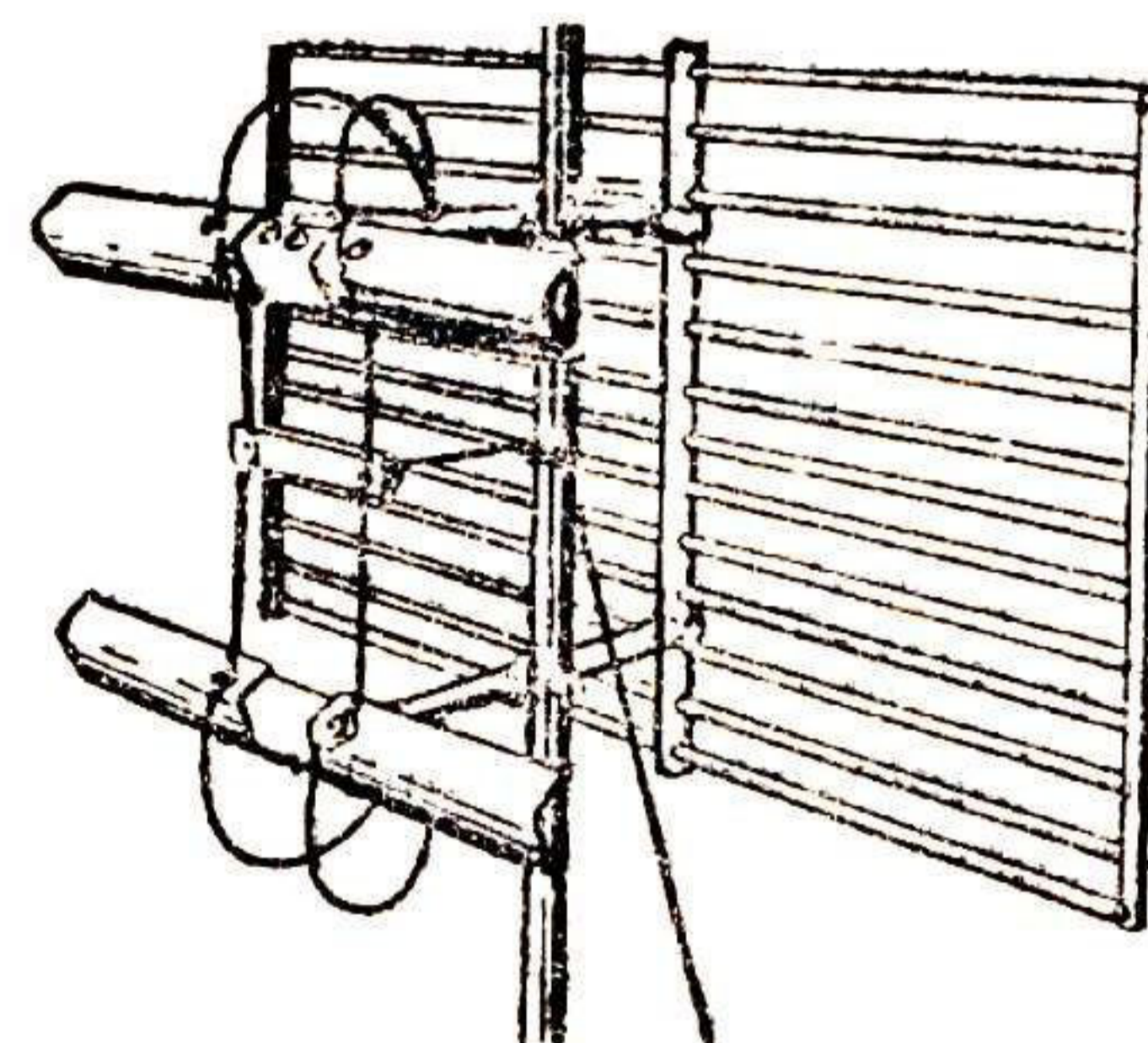


FIG. 8

dépendent de l'angle que font les deux moitiés du réflecteur.

Les courbes de la figure 11 indiquent le gain et la résistance aux bornes de branchement du dipôle en fonction de la distance mesurée en longueur d'onde, du centre de l'antenne à l'intersection des plans formant le réflecteur. La figure 12 montre les diverses dimensions intervenant dans la détermination de l'antenne.

Exemple : si  $S = 0,25 \lambda$  la résistance de l'antenne indiquée par la graduation de droite (voir figure 11) est de  $80 \Omega$  environ.

L'angle entre les deux plans du réflecteur est de  $90^\circ$ .

La figure 11 montre que le gain reste sensiblement égal depuis  $S = 0,05 \lambda$  jusqu'à  $S = 0,25 \lambda$ .

La résistance augmente progressivement. Elle est de  $72 \Omega$  pour  $S = 0,27 \lambda$ .

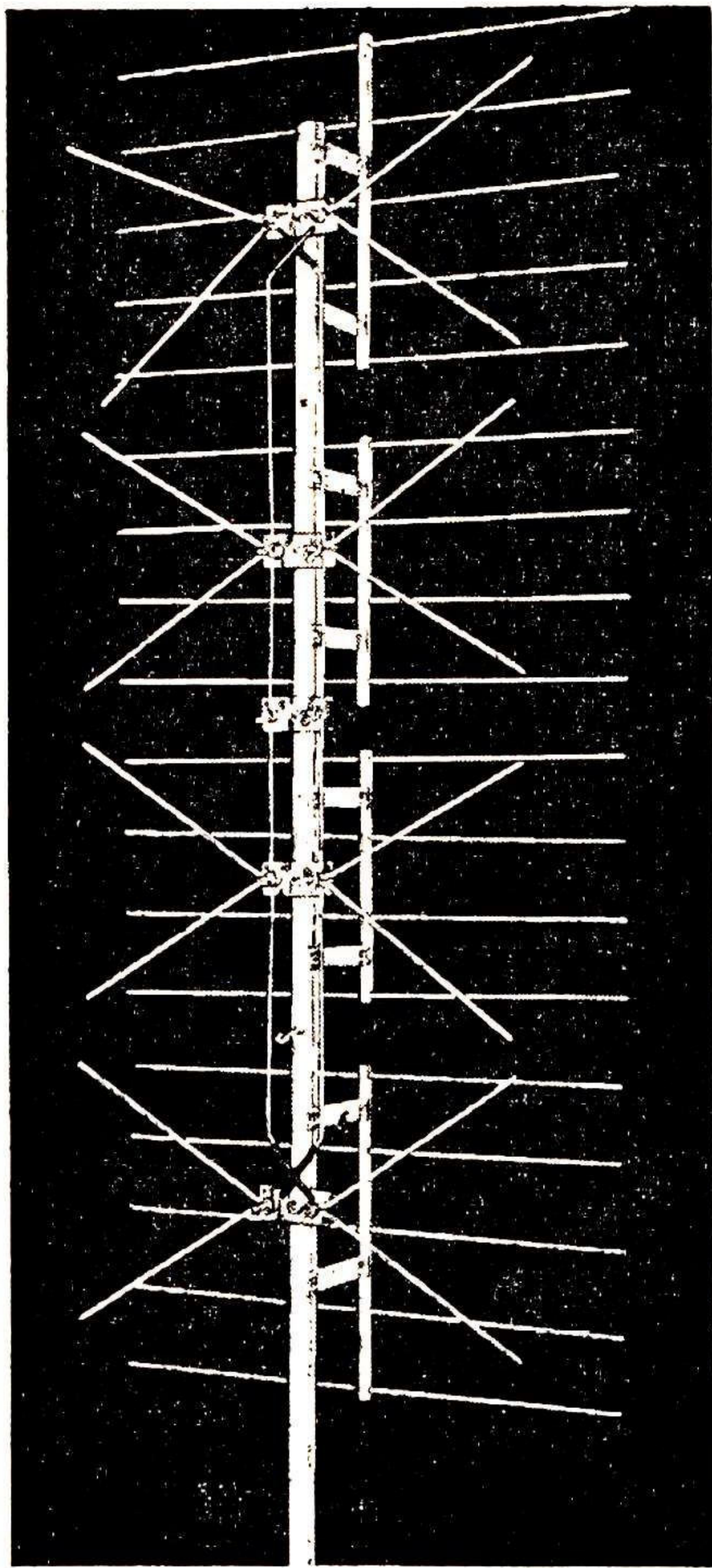


FIG. 9

Les autres dimensions sont : radiateur rectiligne  $0,95 \lambda/2$ . La longueur totale du réflecteur que nous désignerons par  $2L$  (voir figure 12) n'est pas critique. On la prendra entre  $3S$  et  $4S$ . La largeur du réflecteur qui est sa dimension parallèle au radiateur est généralement supérieure à  $\lambda/2$ . Si on désigne par  $H$  cette largeur on prendra  $H \geq S + \lambda/2$ .

### EXEMPLE DE CALCUL

Soit à déterminer une antenne UHF du type de la figure 12 prévue pour  $f = 558 \text{ Mc/s}$ .

La longueur d'onde est  $300/558 = 0,536 \text{ m} = 53,6 \text{ cm}$  et  $\lambda/2 = 26,8 \text{ cm}$ .

On a ensuite, en suivant les indications données plus haut :

$S = 0,36 \lambda = 0,36 \cdot 53,6 = 19,3 \text{ cm}$ , pratiquement  $S = 20 \text{ cm}$ .

La longueur du radiateur est  $0,95 \lambda/2$  :  $0,95 \cdot 26,8 = 25,5 \text{ cm}$

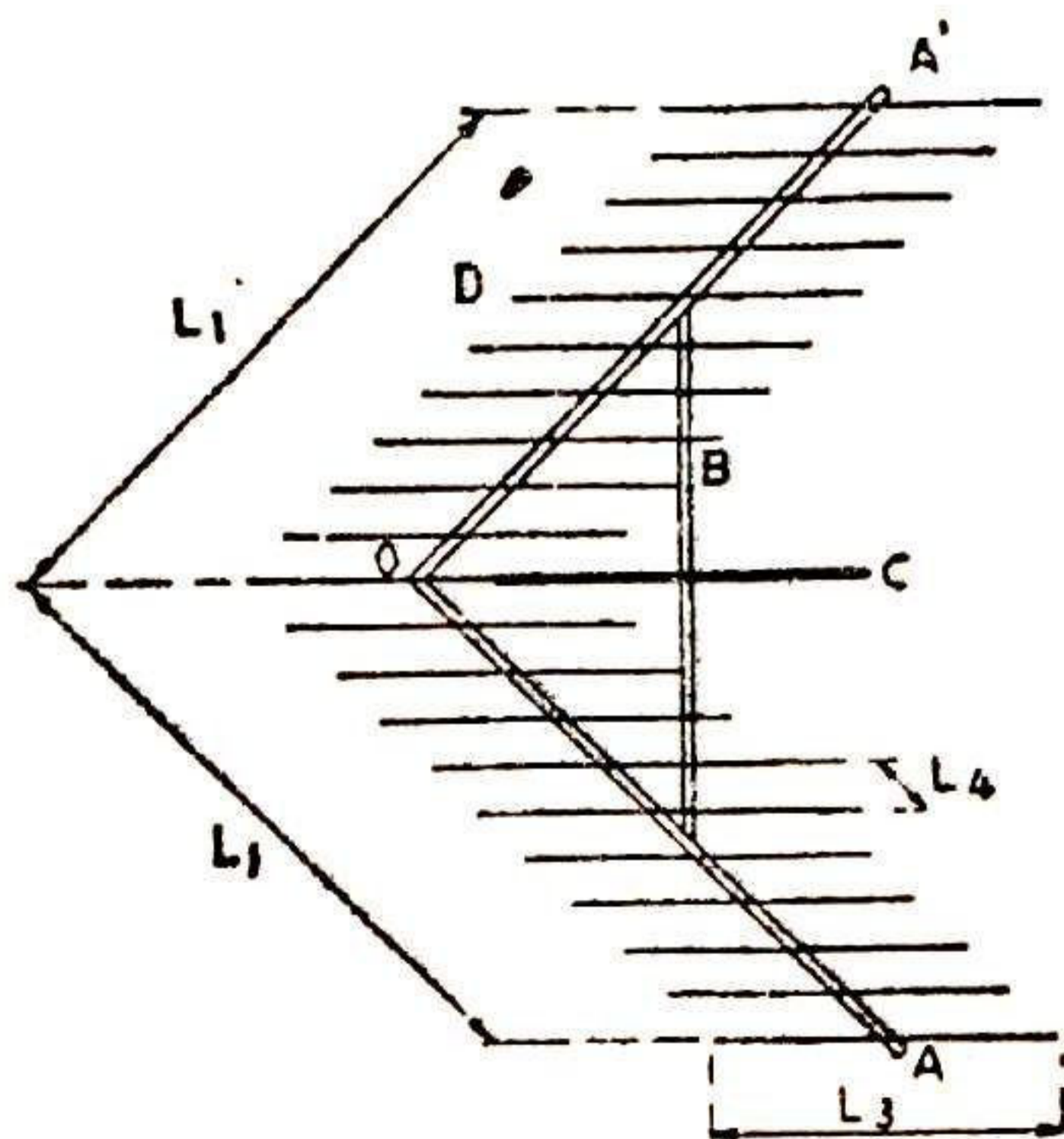


FIG. 10

En ce qui concerne la largeur  $H$ , il faut que :

$$H \geq S + \lambda/2,$$

$$\text{ou } H \geq 20 + 26,8 = 46,8.$$

Prenons  $H = 50 \text{ cm}$ .

La longueur totale  $2L$  est donnée par :

$$3S < 2L < 4S,$$

$$\text{ou } 60 < 2L < 80 \text{ cm}.$$

Prenons  $2L = 70 \text{ cm}$  ou  $L = 35 \text{ cm}$ .

Il n'est pas nécessaire de refaire les calculs

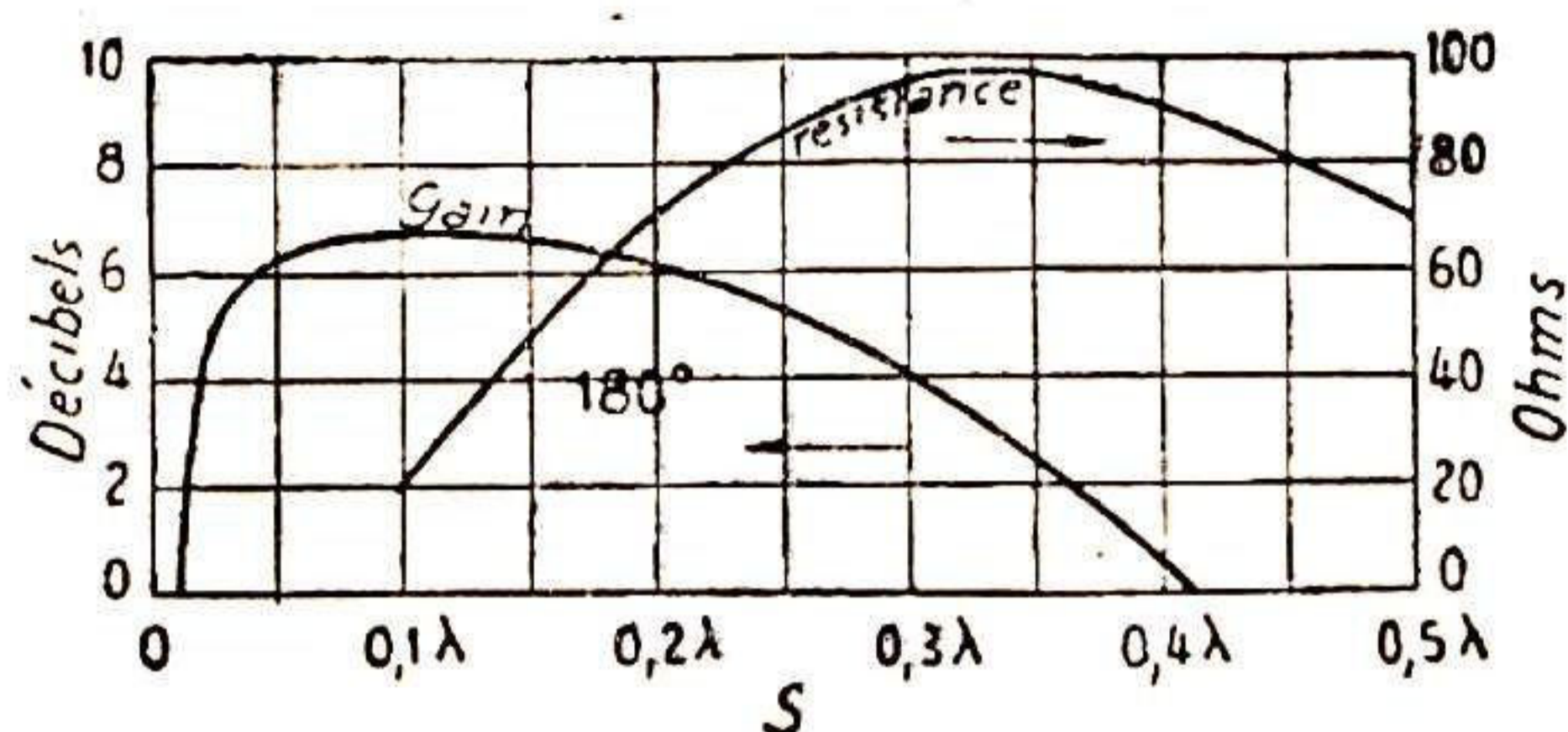


FIG. 11

chaque fois que l'on désire réaliser une antenne.

En effet, toutes les dimensions sont proportionnelles aux longueurs d'onde. Si l'on connaît les dimensions d'une antenne prévue pour une longueur d'onde  $\lambda_1$ , on déduit une dimension  $D_2$  d'une antenne prévue pour  $\lambda_2$  par la relation :

$$\frac{D_2}{D_1} = \frac{\lambda_2}{\lambda_1} = \frac{f_1}{f_2}$$

Le réflecteur est constitué par des tubes parallèles ou par un treillis métallique.

Le diamètre des tubes est peu critique : de 5 mm à 2 cm pour le radiateur et quelconque pour les tubes constituant le réflecteur pourvu que le réseau créé par les tubes soit serré. On montera, dans le cas d'une antenne de ce genre une vingtaine de tubes.

Pour d'autres angles que  $90^\circ$  les gains et les résistances sont différents.

Ainsi, pour un angle de  $45^\circ$ , le gain maxi-

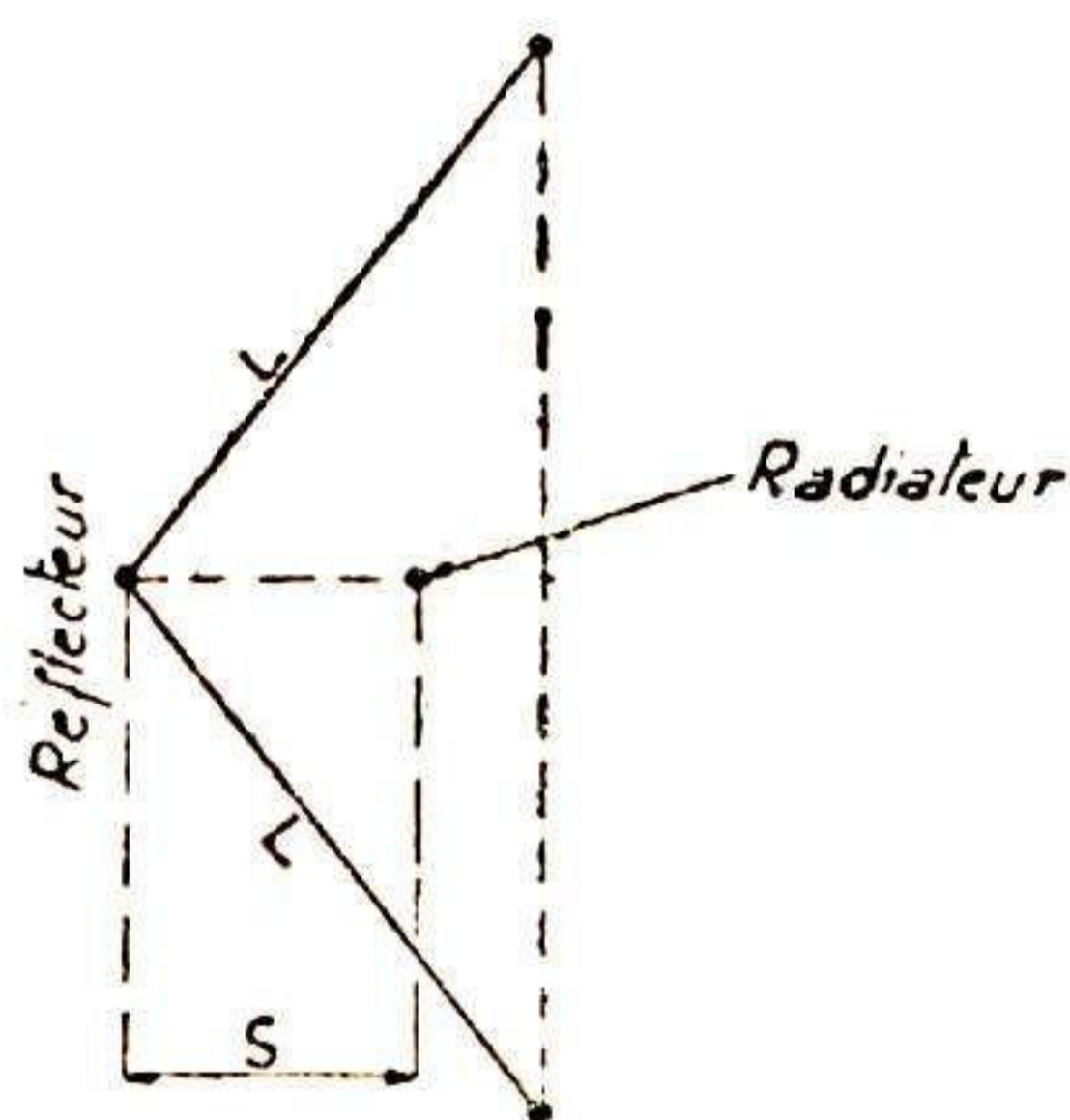


FIG. 12

mum est de 14 dB et on l'obtient pour  $S = 0,5 \lambda$ .

Dans ces conditions, la résistance n'est que de  $15 \Omega$  environ (courbes figure 13).

Pour un angle de  $60^\circ$ , le gain est de 12 dB tant que  $S$  est compris entre  $0,3 \lambda$  et  $0,5 \lambda$ , tandis que la résistance est de  $8 \Omega$  pour  $S = 0,3 \lambda$ , de  $30 \Omega$  pour  $S = 0,4 \lambda$ , et de  $70 \Omega$  pour  $S = 0,5 \lambda$ . Ces dernières données : angle  $60^\circ$ , gain de 13 dB et résistance de  $70 \Omega$  sont particulièrement intéressantes. (Figure 14.)

### IMPEDANCE DES ANTENNES DIEDRES

Comme dans toutes les antennes, la présence du réflecteur réduit l'impédance de  $n$  fois

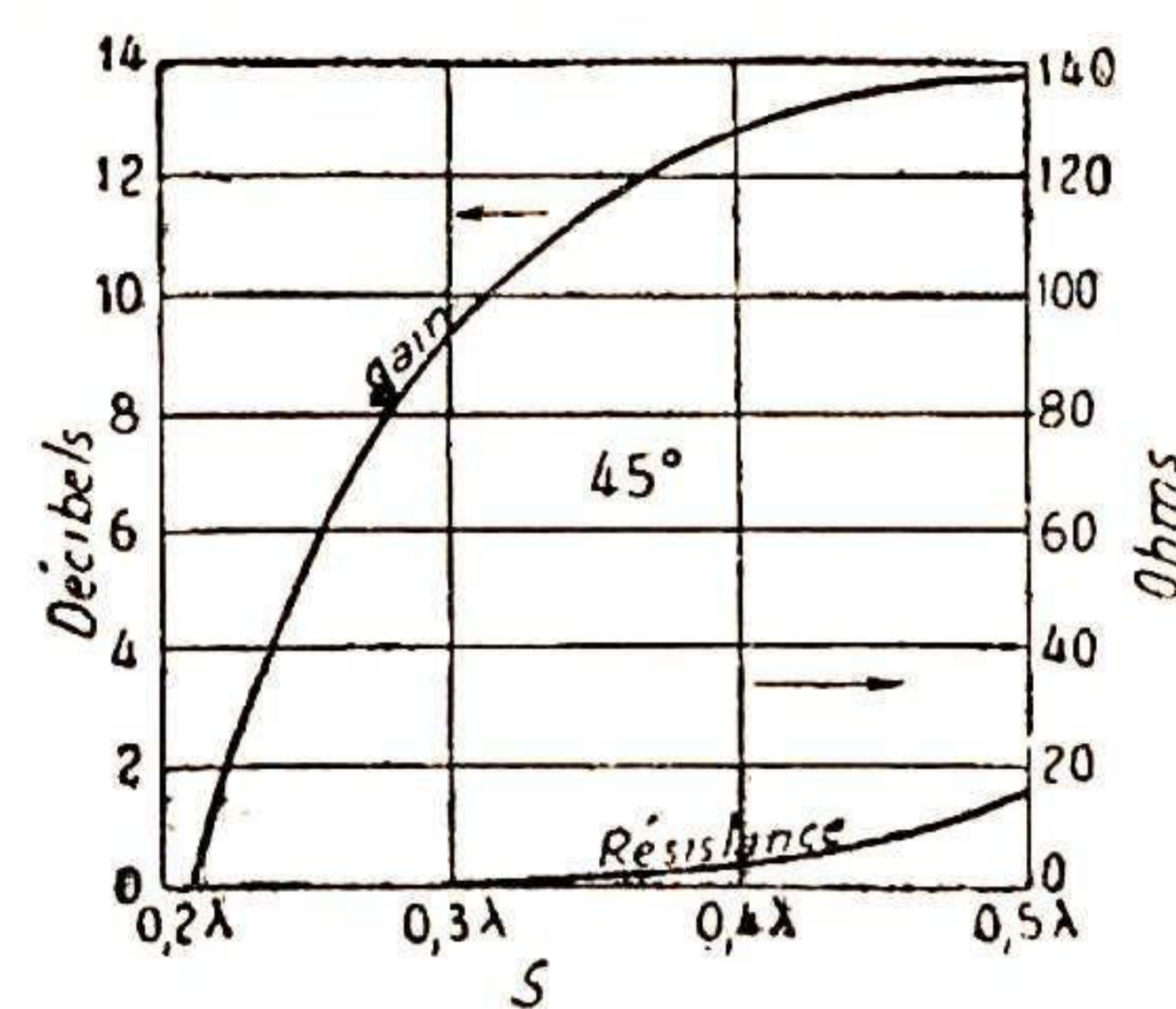


FIG. 13

et il faut par conséquent que celle du radiateur soit de  $75 \cdot n$  ohms pour que l'impédance globale de l'antenne soit de  $75 \Omega$ .

Si l'on connaît la valeur de  $n$  par documentation ou mesures, il suffira de réaliser des

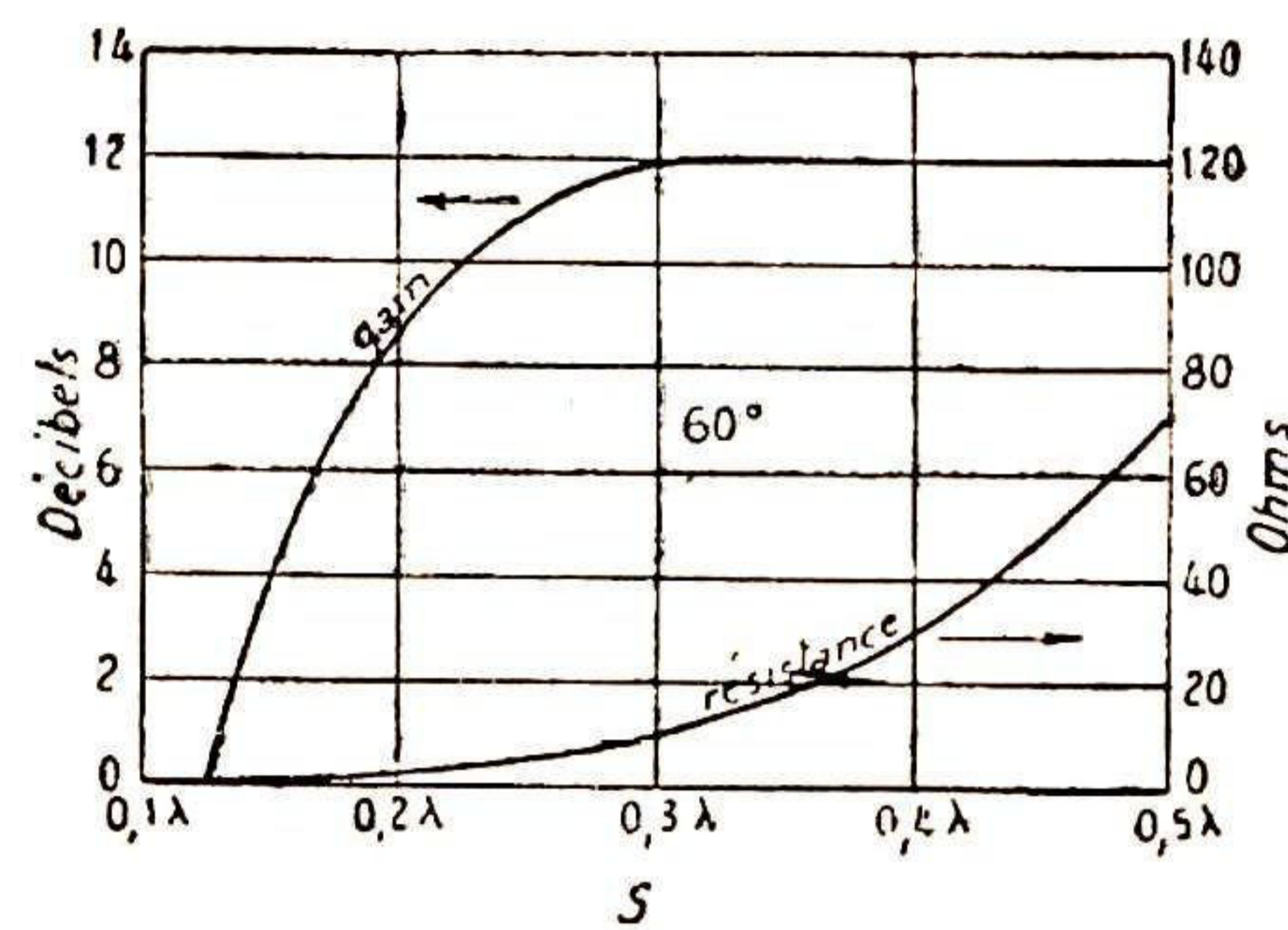


FIG. 14

radiateurs de  $75 \cdot n$  ohms d'après les méthodes maintes fois exposées dans nos articles.

Rappelons que les radiateurs à un tube ont une résistance de  $75 \Omega$ , ceux à deux tubes de même diamètre  $300 \Omega$ , ceux à 3 tubes  $600 \Omega$ , en V  $200$  à  $300 \Omega$ , en cône  $200$  à  $600 \Omega$  suivant ouverture du cône, etc.

L'emploi des radiateurs bicône permet d'élargir la bande de l'antenne.

Dans le cas d'antennes à plusieurs étages, comme celles des figures 8 et 9, ou celles où les étages sont placés côte à côte, le réflecteur est commun à tous les étages, ce qui diminue l'encombrement total.

### EXEMPLE PRATIQUE

Une antenne avec réflecteur dièdre a été réalisée et mise au point expérimentalement.

L'aspect de cette antenne est donné par la figure 10 et son profil est montré par la figure 15.

AO et A'O sont les bras métalliques faisant un angle de  $90^\circ$  et réunis au point O. Ces bras supportent les tubes du réflecteur, tous

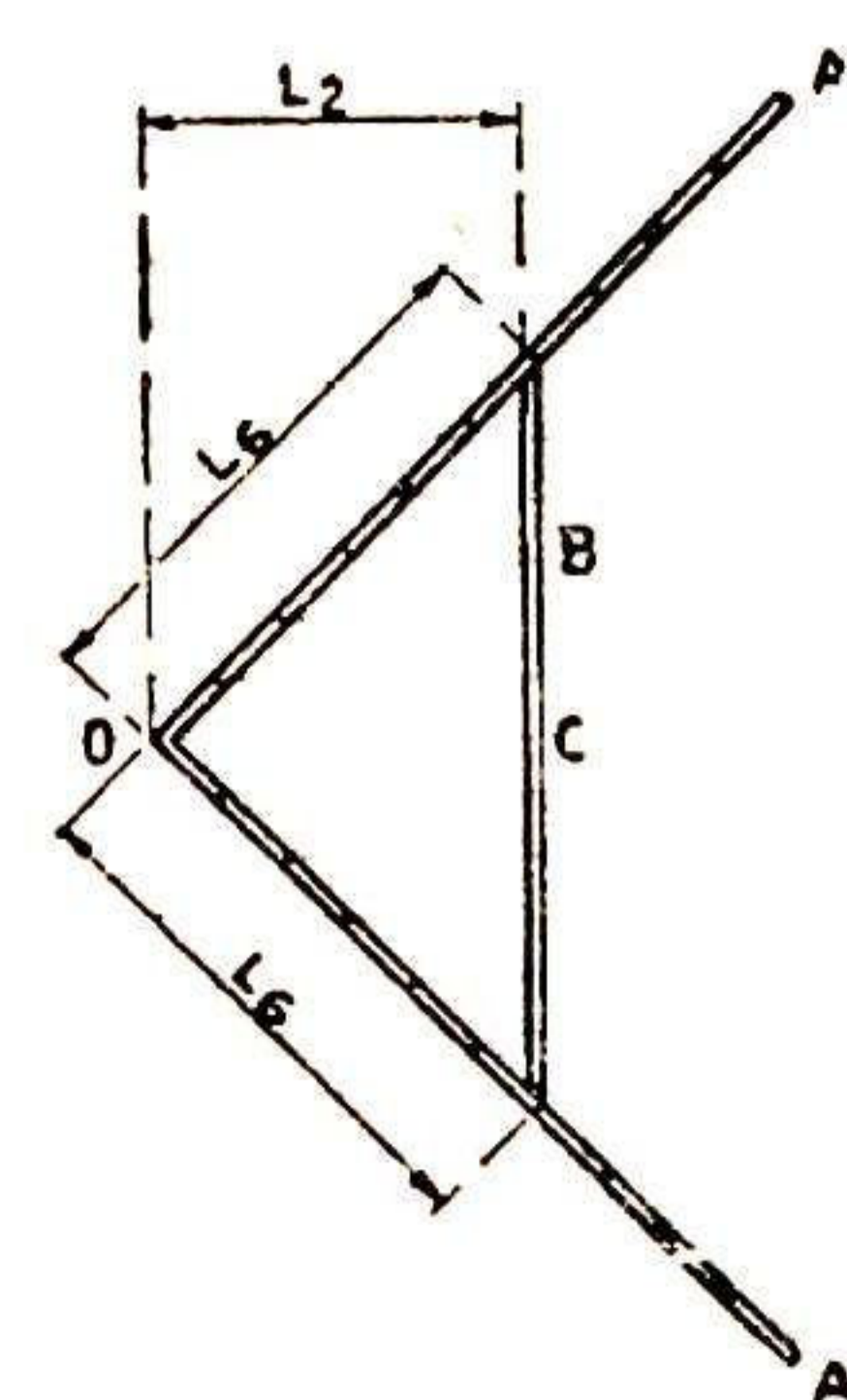


FIG. 15

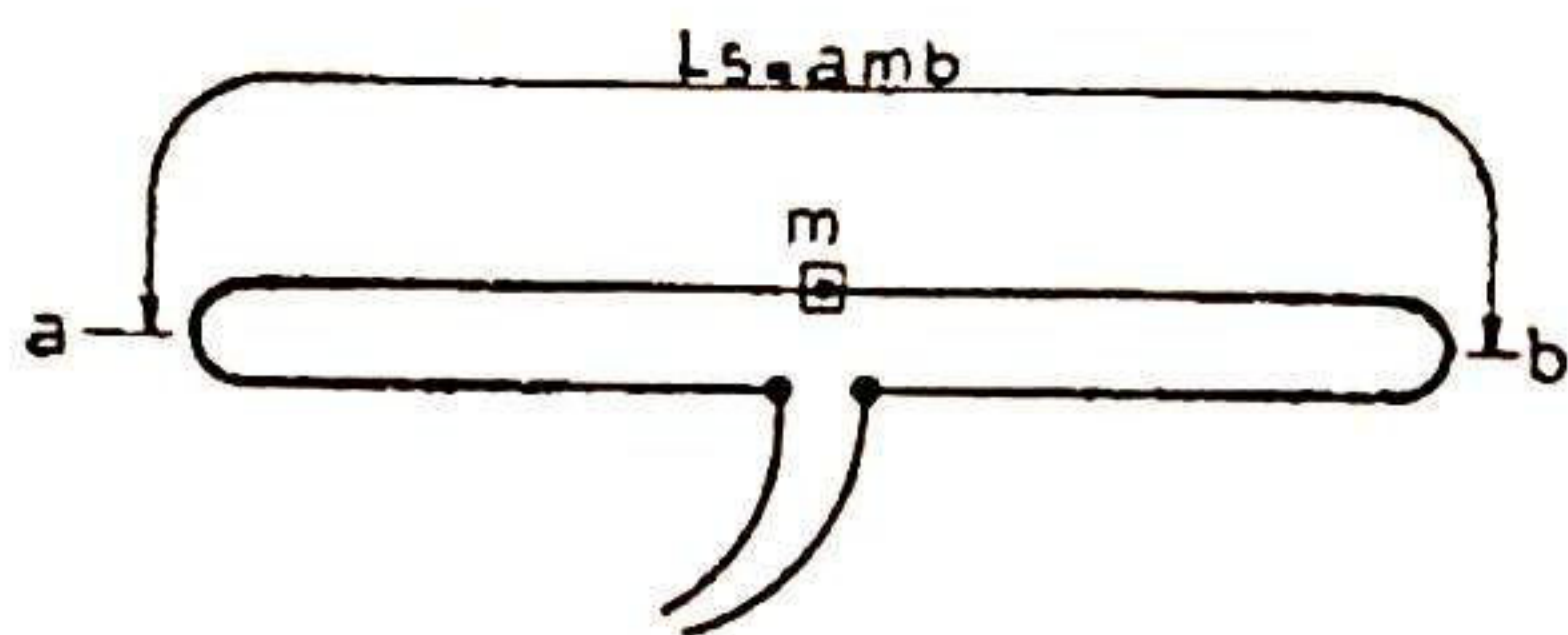


FIG. 16

identiques et parallèles et au nombre de 21 (ce nombre n'est pas critique et peut être augmenté ou diminué).

Les tubes et les bras sont réunis électriquement, tous ces éléments étant métalliques et fixés ensemble sans aucun isolant intermédiaire. Le bras B est isolant. Il sert à maintenir le réflecteur et le radiateur dipôle C. Ce radiateur a la forme indiquée par l'une des figures 16 ou 17 suivant l'impédance désirée. Tous les tubes constituant le réflecteur et le radiateur sont perpendiculaires au plan de la figure 15. Il va de soi que le dipôle C se monte au milieu du bras B.

La figure 18 représente le réflecteur développé sur un plan, c'est-à-dire en le supposant non replié.

Nous indiquons les diverses dimensions des éléments entrant dans la composition de cette antenne, en fonction de la fréquence  $f$ , milieu de la bande que l'on désire recevoir. La fré-

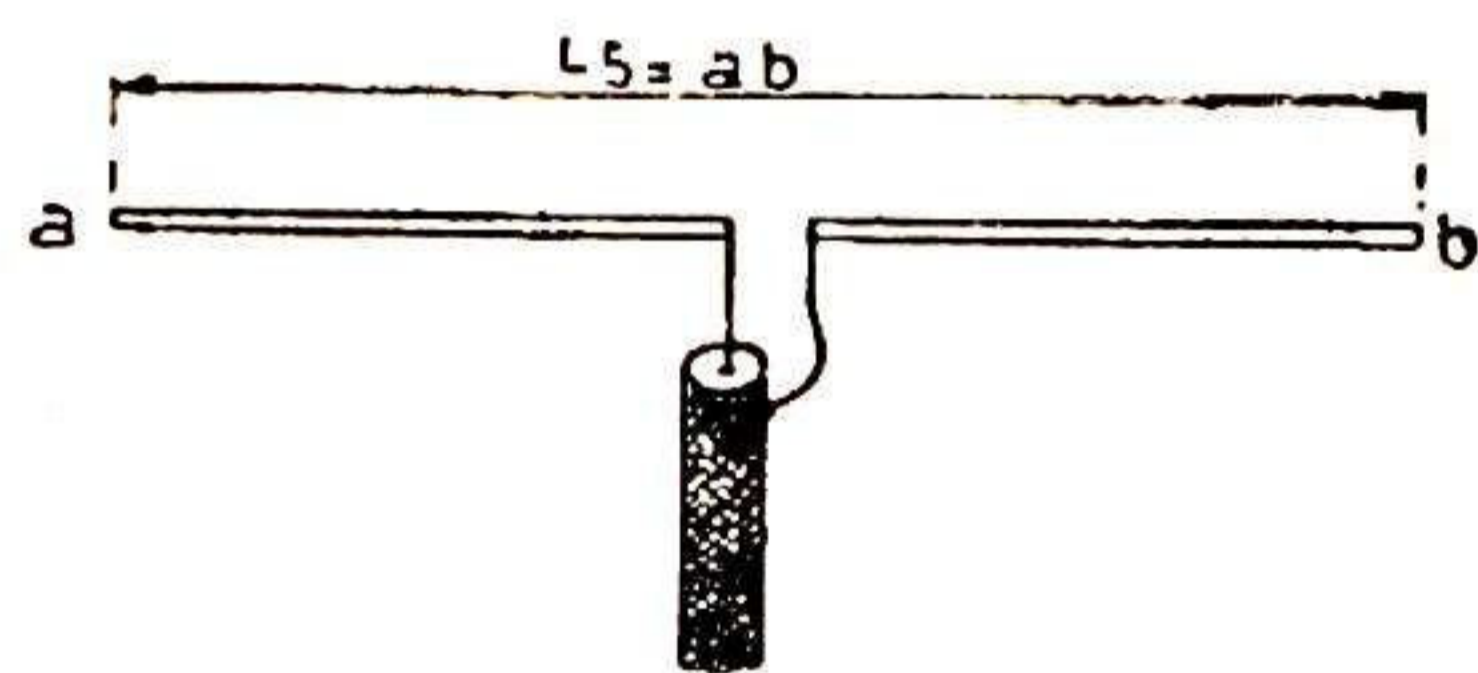


FIG. 17

quence étant mesurée en Mc/s, la dimension est mesurée en centimètres.

Longueur minimum de chaque moitié de réflecteur :  $L_1 = 23\,470/f$ .

Longueur de chaque bras métallique :  $L_2 = 23\,470/f$ .

Distance du dipôle au point O :  $L_3 = 10\,058/f$ .

Largeur minimum des tubes réflecteurs :  $L_4 = 16\,764/f$ .

Distance maximum entre les tubes du réflecteur :  $L_5 = 2\,794/f$ .

Dimension des dipôles :  $L_6 = 14\,059/f$ .

Angle entre les deux plans du réflecteur :  $90^\circ$ .

Il est facile de voir, l'angle étant de  $90^\circ$ , que la longueur totale du bras isolant B est  $2L_2$  et que l'on a :

$$L_6 = 1,42 L_2$$

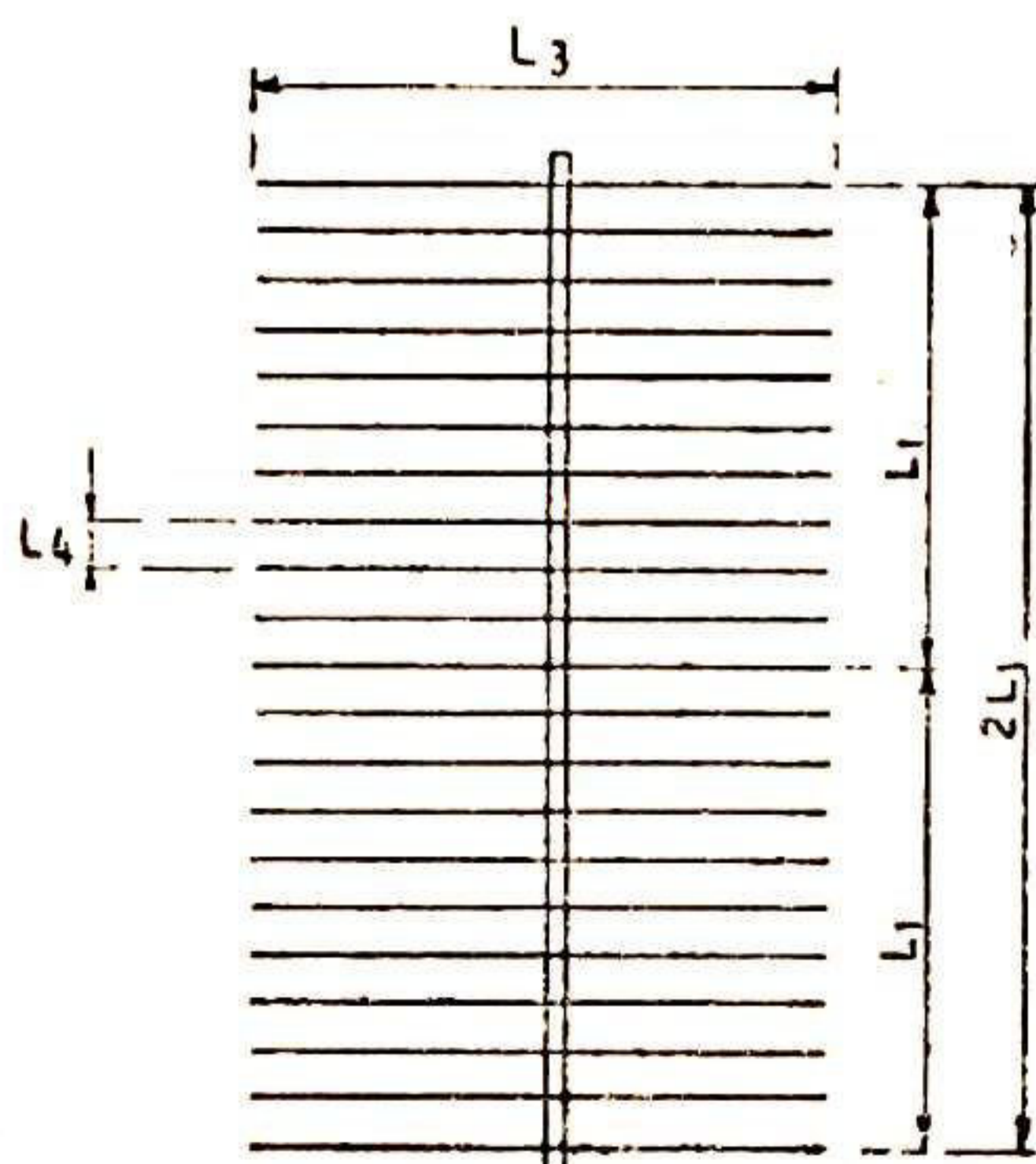


FIG. 18

Remarquons que les dimensions  $L_1$  et  $L_2$  sont des valeurs minima. On peut les augmenter, avec avantage si on le désire, sans rien changer, bien entendu, aux autres dimensions.

La distance entre tubes réflecteurs,  $L_5$ , est une valeur maximum. Cette valeur correspond à 21 tubes. Si l'on monte un nombre plus grand,  $L_5$  deviendra plus faible.

Le diamètre des tubes constituant le réflecteur et le radiateur n'est pas critique. Il peut être de l'ordre de 0,3 à 1 cm suivant fréquence pour la réception d'une seule émission de TV.

En augmentant le diamètre du dipôle de la figure 17, on augmente également la largeur de bande. On prendra par exemple  $d = L_6/10$ .

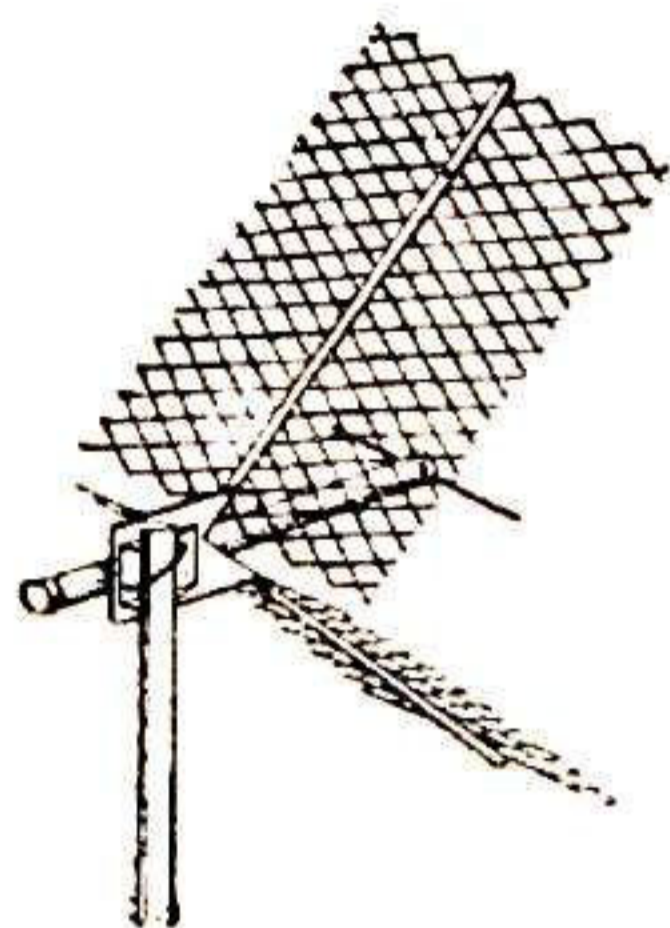


FIG. 19

Nous avons indiqué plus haut que la longueur totale du radiateur demi-onde est  $L_6 = 14\,059/f$ . Dans le cas du dipôle replié de la figure 16,  $L_6$  représente la longueur  $a + b$ , c'est-à-dire une partie rectiligne plus les deux demi-parties recourbées extrêmes. La distance entre les deux tubes parallèles du dipôle replié n'est pas critique tant que ces tubes ont le même diamètre. Elle peut être de l'ordre de  $L_6/10$ .

La résistance des radiateurs est  $72 \Omega$  pour le dipôle rectiligne et  $300 \Omega$  pour le dipôle replié.

**Exemple de détermination.** — Soit  $f = 500$  Mc/s avec  $\lambda = 60$  cm,  $\lambda/2 = 30$  cm.

En utilisant les données générales indiquées plus haut, on trouve :

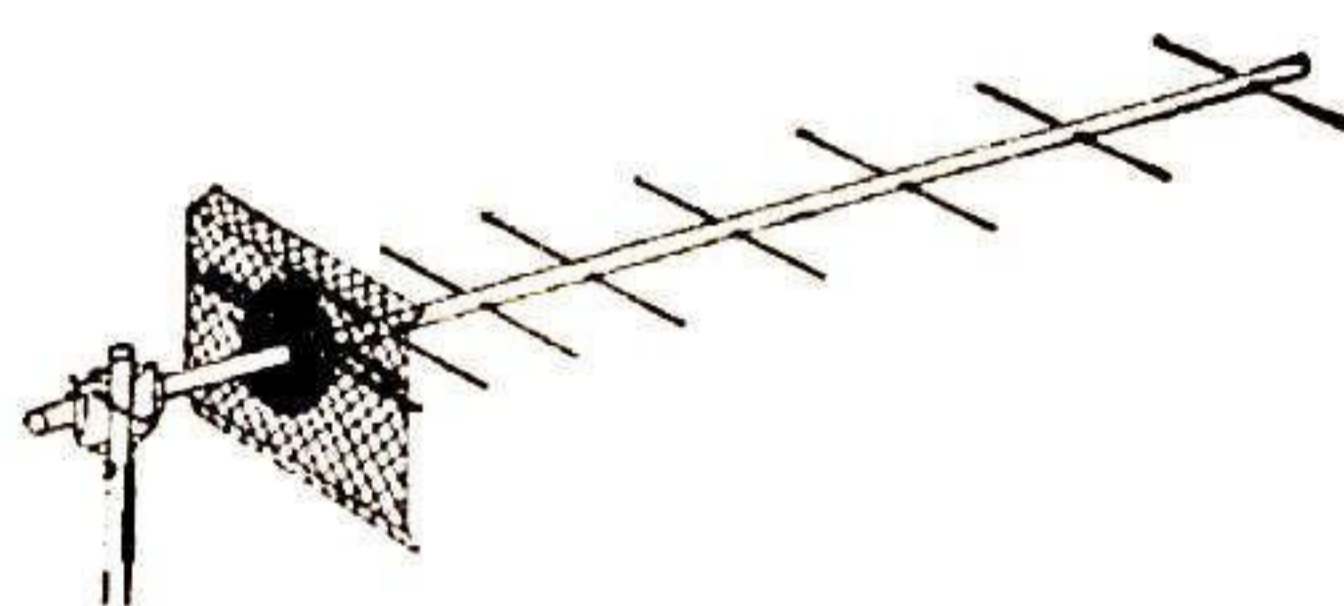


FIG. 20

$$L_1 = \frac{23\,470}{500} = 47 \text{ cm}$$

$$L_2 = \frac{10\,058}{500} = 20 \text{ cm}$$

$$L_3 = \frac{16\,764}{500} = 33 \text{ cm}$$

$$L_4 = \frac{2\,794}{500} = 5,6 \text{ cm}$$

$$L_5 = \frac{14\,059}{500} = 28 \text{ cm}$$

ce qui représente sensiblement  $0,95 \lambda/2$ .

$$L_6 = 1,42 L_2 = 1,42 \cdot 20 = 28,2 \text{ cm}$$

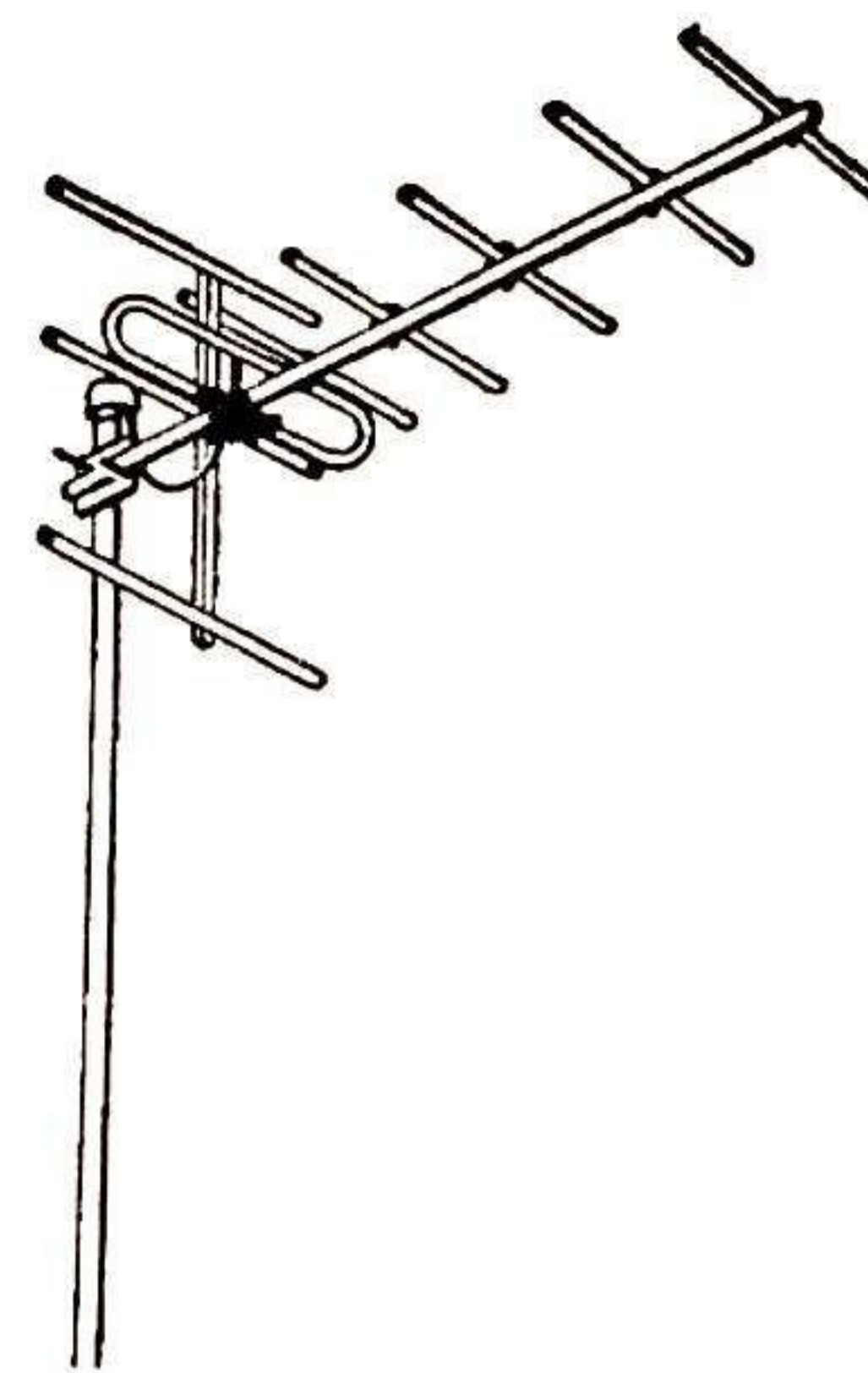


FIG. 21

## ANTENNES COMMERCIALES

Les figures ci-après montrent l'aspect de quelques antennes réalisées par des fabricants spécialisés :

Figure 19 : Antenne Diéla dièdre, les deux plans du réflecteur étant constitués par de la toile métallique et le radiateur étant un dipôle rectiligne.

Figure 20 : Antenne Diéla Yagi avec réflecteur plan en toile métallique.

Figure 21 : Antenne Yagi fabriquée par Wisi (Lyon) et comportant un réflecteur à 3 tubes, un radiateur replié et 5 directeurs.

Figure 22 : Antennes allemandes Fuba (Günzburg) à 23, 15, 11 et 7 éléments.

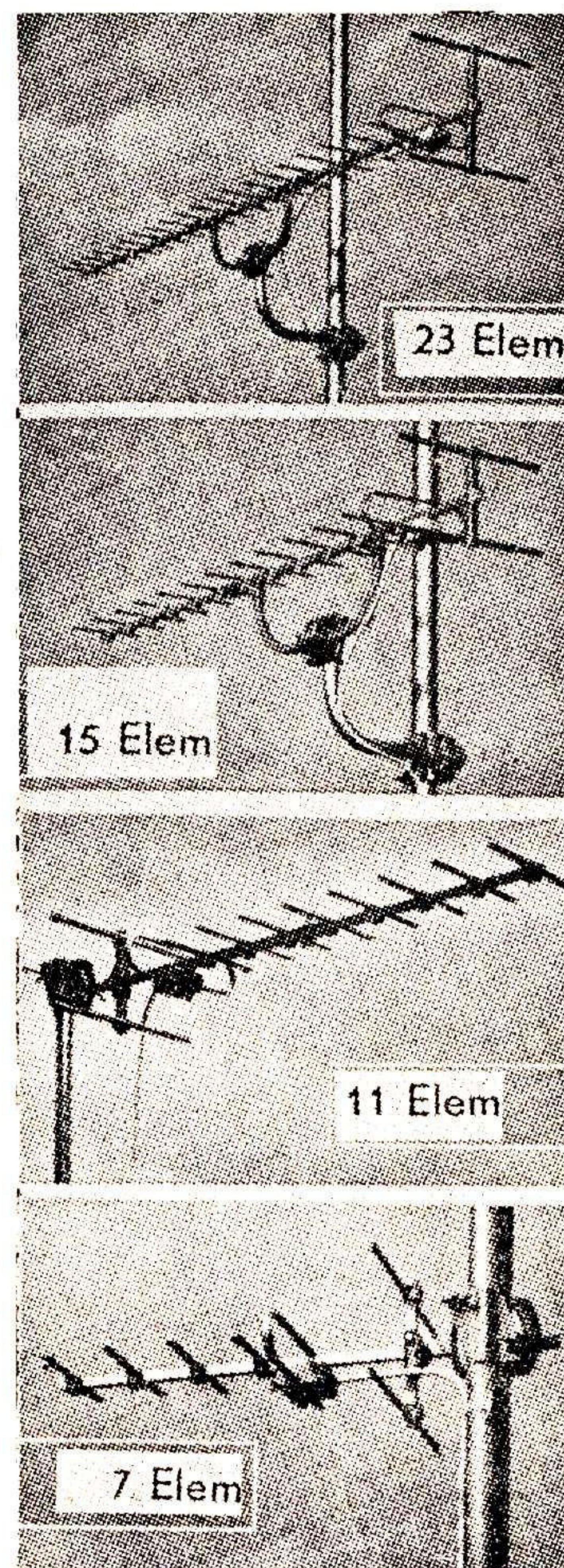


FIG. 22

# TECHNIQUE des TÉLÉVISEURS à TRANSISTORS

**D** EPUIS l'année dernière, la télévision à transistors a fait des progrès considérables, ce qui justifie la publication de la présente étude dans laquelle nous décrivons de nouveaux circuits à grand rendement pouvant être incorporés dans des téléviseurs commerciaux.

La TV à transistors existe depuis 1953, mais c'est depuis 1960 seulement que l'on trouve des transistors convenant réellement à cette technique et non des modèles destinés à d'autres emplois et plus ou moins adaptés à la télévision.

Plusieurs fabricants américains et européens de transistors ont créé des modèles spéciaux, les uns fonctionnant avec plein

continu qui peuvent fournir des tensions jusqu'à 20 000 V si nécessaire.

Rappelons également la création de tubes cathodiques spéciaux pour les téléviseurs à transistors ne nécessitant que des signaux VF réduits pour la modulation de lumière.

Nous décrivons ci-après deux séries de montages TV à transistors.

La première série traitera des dispositifs américains, importés d'ailleurs en France, et la seconde des dispositifs mis au point par les techniciens français des laboratoires d'application de nos grands fabricants de transistors.

Nous nous limiterons aux circuits des récepteurs image et son.

tes les valeurs des éléments qui nous ont été communiquées.

Il s'agit d'un tuner recevant les canaux des bandes I et III donc à VHF (45 à 230 Mc/s). La possibilité de recevoir les UHF peut être envisagée dès maintenant avec des dispositifs convertisseurs à diodes.

Le tuner Sickles de la figure 1 est le type Mark 6 T.

Voici quelques détails sur sa composition. L'entrée d'antenne est prévue par une impédance de 75 Ω. Cette entrée est asymétrique, d'où possibilité d'utiliser un câble coaxial reliant l'antenne à l'entrée du tuner.

En pratique, un téléviseur à transistors sera, dans la plupart des cas, portable, donc uti-

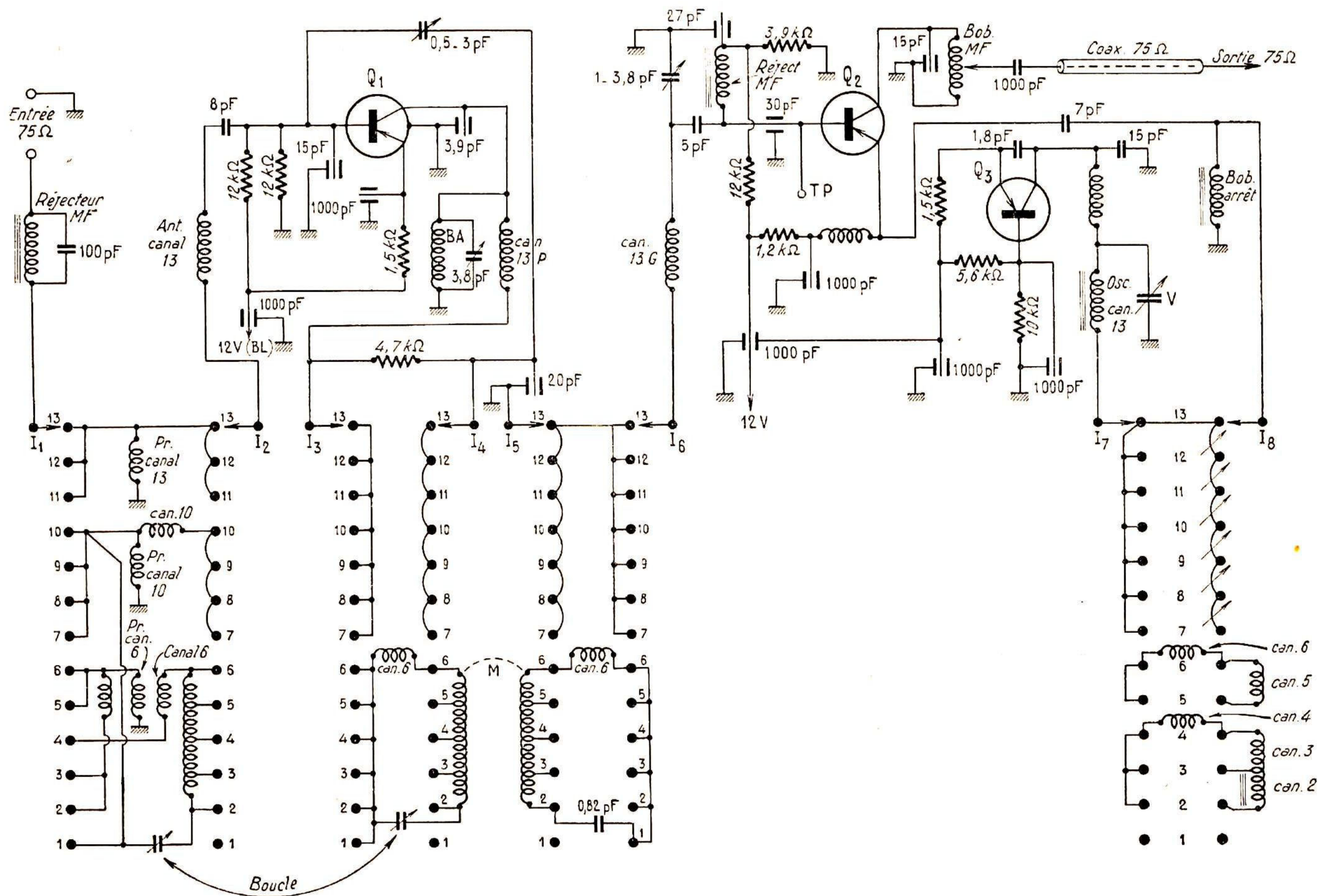


FIG. 1

rendement aux fréquences adoptées dans les montages TV :

- 46 à 240 Mc/s en HF ;
- 30 à 40 Mc/s environ en MF image ;
- 5,5 Mc/s en MF son à modulation de fréquence et 30 à 40 Mc/s en MF son à modulation d'amplitude ;

Large bande jusqu'à 10 Mc/s en vidéo-fréquence avec possibilité d'obtenir jusqu'à 70 V de VF à la sortie.

D'autres transistors fournissent d'excellents résultats dans des bases de temps, dans les circuits de synchronisation et dans les amplificateurs BF des récepteurs de son.

Enfin, les diverses tensions, supérieures aux 12 V fournis par la batterie, sont obtenues également à l'aide des transistors, montés dans les dispositifs convertisseurs continu à

## TECHNIQUE AMERICAINE

Dans la technique américaine, les transistors convenant spécialement dans les montages TV sont notamment du type MADT et MESA.

Parmi les blocs tuners VHF à plusieurs canaux réalisés avec les transistors MADT, il convient de mentionner ceux de Philco et de Sickles.

Comme on le sait, Philco est le fabricant des transistors MADT et son bloc est destiné à démontrer les performances de ces transistors. Sickles est un spécialiste des bobinages et son bloc est étudié pour être incorporé dans les téléviseurs à transistors fabriqués industriellement en série.

Voici à la figure 1 le schéma du bloc Sickles, sur lequel nous avons indiqué tou-

lisant une antenne inspirée des antennes autoradio, à un ou deux brins télescopiques. Cette antenne sera montée sur le téléviseur même et son impédance devra être ajustée soigneusement à 75 Ω en vue de la meilleure adaptation.

Si cette dernière est obtenue, on aura le maximum de rendement de cette antenne au point de vue puissance transmise et qualité de l'image.

Dans la connexion au point opposé à la masse de l'entrée, on a inséré un éliminateur accordé sur la fréquence de la bande MF convenant le mieux.

Comme le condensateur d'accord est de 100 pF, il est facile de déduire à l'aide de la formule de Thomson la valeur du coefficient de self-induction de la bobine.

On remarque ensuite le pôle  $I_1$  du commutateur  $I_1$  à  $I_8$  à 8 pôles et 13 directions.

Ce commutateur est analogue à ceux préconisés depuis très longtemps par la RCA pour ses blocs VHF utilisés dans ses téléviseurs à lampes. C'est, en somme, un commutateur à galettes, mais à faibles pertes. Entre les points de contact de ces galettes on a monté des bobines ou des spires uniques de telle sorte que dans chaque position l'accord soit réalisé sur le canal correspondant. Des bobines additionnelles sont prévues pour certains canaux, destinés à améliorer le couplage d'antenne et l'adaptation.

Le transistor  $Q_1$  du type T 1561 (ou d'un type paru par la suite dans la série MADT), est l'amplificateur haute fréquence suivant le montage émetteur commun, entrée à la base et sortie au collecteur.

Dans le circuit de base, on trouve la bobine d'antenne du canal 13 (le plus « haut » en fréquence) est le diviseur de tension alimentant cette électrode composé de deux résistances de 12 k $\Omega$ .

Toute l'alimentation de ce tuner s'effectue sur 12 V. La polarisation de l'émetteur est assurée par 1,5 k $\Omega$  avec un découplage de 1 000 pF.

Remarquer le branchement à la masse du blindage du transistor  $Q_1$ .

Dans le circuit de collecteur de  $Q_1$ , on trouve un condensateur fixe d'accord de 3,9 pF, la bobine d'arrêt BA accordée par 3,8 pF, la bobine « Canal 13 P » qui sert au couplage entre étage HF et étage modulateur  $Q_2$ .

Ce couplage est surtout destiné aux canaux 13 et voisins de la bande III.

Pour les canaux à fréquence plus basse de la bande I, il y a le couplage par boucle des condensateurs ajustables placés aux contacts 1 et 2 des galettes du commutateur.

On notera la présence du circuit de neutralisation de l'étage HF, comportant la capacité variable de 0,5 à 3 pF, monté entre la base de  $Q_1$  et le circuit de collecteur de ce même transistor.

Le signal HF amplifié est transmis à la base de  $Q_2$  type T 1600 ou types suivants améliorés par l'intermédiaire des couplages magnétiques et électrostatiques mentionnés plus haut.

Dans le circuit d'entrée du modulateur, on a monté un second réjecteur MF. Un point d'essai TP est connecté à la base de  $Q_2$  monté avec émetteur commun.

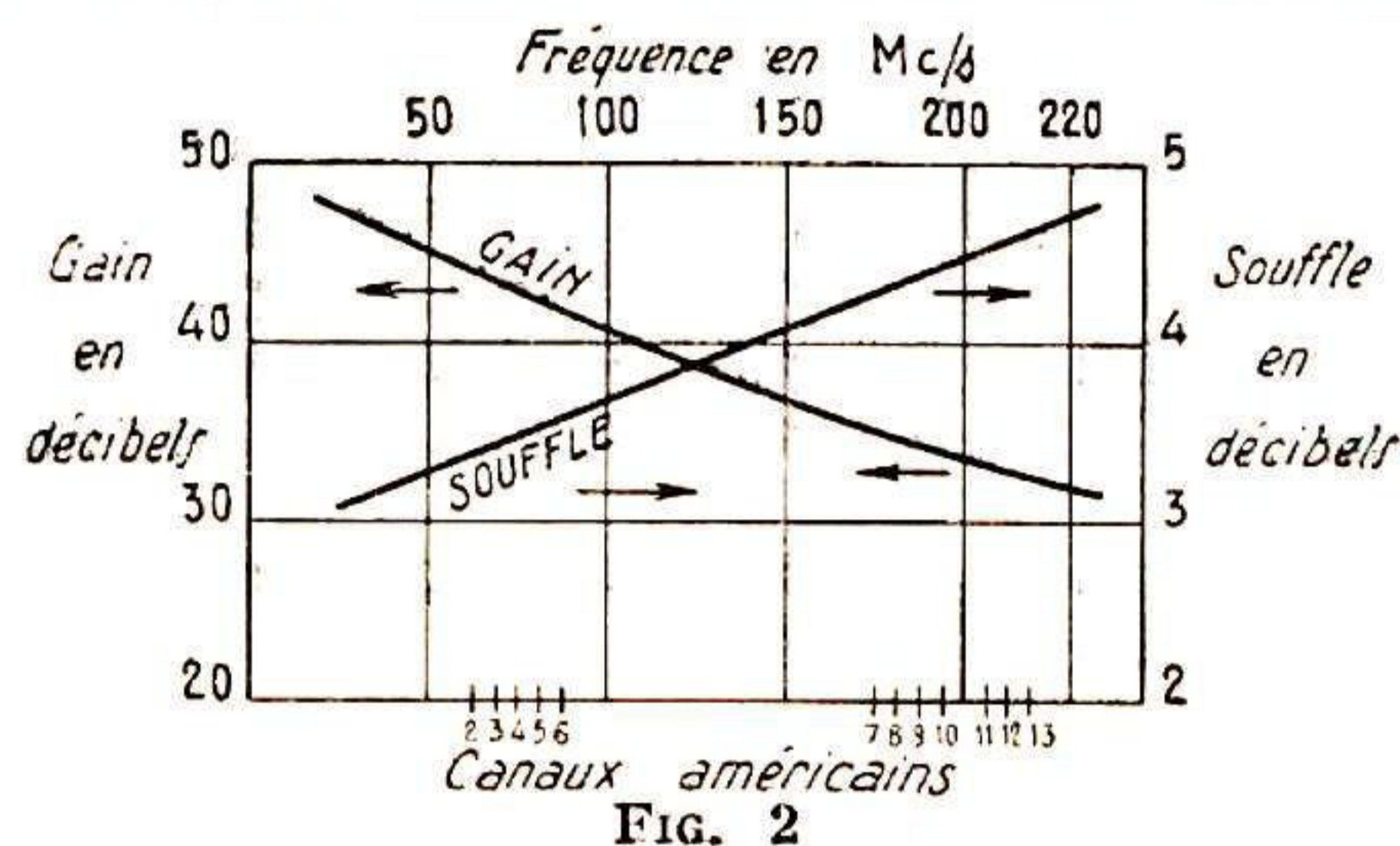
Le couplage entre modulateur et oscillateur s'effectue dans le circuit d'émetteur de  $Q_2$  relié par 7 pF au circuit collecteur de l'oscillateur  $Q_3$ .

On prélève le signal MF sur la bobine MF reliée par 1000 pF à un câble de 75  $\Omega$  conduisant à l'entrée de l'amplificateur MF image.

Remarquer sur l'ensemble des commutateurs  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  et  $I_4$  le couplage par les bobines « CAN 13 p » et « CAN. 13 p », ensuite celui par la mutelle M dans les positions des canaux 6 et inférieurs. Il n'y a pas de canal 1.

L'oscillateur utilise un transistor  $Q_3$  du type T 1597 ou un modèle amélioré. Il est monté avec base commune et bobinages sélectionnés par le commutateur  $I_1$ - $I_8$  insérés dans le circuit du collecteur.

Le signal local d'oscillateur est engendré par couplage entre le circuit collecteur et celui



d'émetteur de  $Q_3$ , effectué à l'aide d'un condensateur de 1,8 pF.

Comme il a été dit plus haut, le signal local est appliqué à l'émetteur du modulateur  $Q_2$ .

Les divers condensateurs de 1 000 pF sont utilisés dans la plupart des cas pour le découplage, certains comme liaisons.

Des mesures ont permis de se rendre compte des résultats que l'on pourra attendre de ce tuner.

Le tableau I donne des indications numériques sur le facteur de souffle, le gain en décibels, la réjection de la fréquence image, la réjection de la moyenne fréquence, le réglage du vernier d'accord V de l'oscillateur (en Mc/s), le rapport des ondes stationnaires (VSWR) maximum et minimum et enfin le rayonnement du signal de l'oscillateur en  $\mu V/m$ .

On remarquera sur ce tableau que le gain est d'autant meilleur que la fréquence est plus basse, ce qui est normal, et que le facteur de souffle diminue (moins de souffle) avec la fréquence.

Les valeurs du facteur de souffle sont remarquables et constituent un progrès par rapport aux valeurs mesurées sur des blocs antérieurs.

Le rayonnement de l'oscillateur se maintient dans les limites imposées par le F.C.C., organisme américain des normes.

Une commande automatique de gain peut être appliquée à l'étage HF de ce tuner moyennant quelques modifications.

Dans d'autres blocs, étudiés par Sickles et les ingénieurs de Philco-Lansdale, on a encore amélioré les performances en réduisant le facteur de souffle à 2,6 db seulement à 200 Mc/s (bande III).

La figure 2 indique le gain et le facteur de souffle pour les divers canaux et fréquences.

### EMPLOI DES TRANSISTORS MESA

Les transistors Mesa permettent également la réalisation de tuners multicanaux pour téléviseurs à transistors.

Voici aux figures 3 et 4 un schéma complet de tuner utilisant des transistors Texas. Les valeurs des bobines sont celles qui conviennent au canal 13. Nous donnons ci-après des indications sur les caractéristiques des éléments des figures 3 et 4.

Capacités :  $C_1$  : 25 pF ;  $C_2$  : 5,6 pF ;  $C_3$  : 1 000 pF ;  $C_4$  : variable 1 à 8 pF ;  $C_5$  : 4,7 pF ;  $C_6$  : 1 000 pF ;  $C_7$  : 10 pF ;  $C_8$  : 1 à 8 pF variable ;  $C_9$  : 150 pF ;  $C_{10}$  : 1 000 pF ;  $C_{11}$  : 2 000 pF ;  $C_{12}$  : capacité parasite ;  $C_{13}$  : 20 pF ;  $C_{14}$  : 1,5 pF ;  $C_{15}$  : 1 pF ;  $C_{16}$  : 0,5 à 4 pF ;  $R_{17}$  : 100 pF ;  $R_{18}$  : 1 000 pF.

Résistances :  $R_1$  : 1,5 k $\Omega$  ;  $R_2$  : 8,2 k $\Omega$  ;  $R_3$  : 1,5 k $\Omega$  ;  $R_4$  : 1,2 k $\Omega$  ;  $R_5$  : 8,2 k $\Omega$  ;  $R_6$  : 2,2 k $\Omega$  ;  $R_7$  : 1,5 k $\Omega$ .

Transistors :  $Q_1$  : 2 N 1398 ;  $Q_2$  : 2 N 1399 ;  $Q_3$  : 2 N 1400.

Bobines (canal 13) :  $L_1$  : 22 000 pH ;  $L_2$  : 42 000 pH ;  $L_3$  : bob. d'arrêt : 6,8  $\mu H$  ;  $L_4$  : 3,7  $\mu H$  ;  $L_5$  : 8,8  $\mu H$  ;  $L_6$  : 0,5 à 1  $\mu H$  ;  $L_7$  : bob. arrêt : 2,7  $\mu H$  ;  $L_8$  : 63 000 pH (pH = picohenry = 1/1 000 000  $\mu H$ ,  $\mu H$  = microhenry = 1/ 1 000 000 henry).

Voici quelques détails sur les schémas des figures 3 et 4 du tuner à transistors mesa.

L'antenne de 75 est reliée par coaxial de même impédance à une prise de la bobine d'entrée  $L_1$ , effectuée pour obtenir la meilleure adaptation.

Le transistor HF,  $Q_1$  type 2 N 1398 Texas, est monté avec base commune, entrée à l'émetteur et sortie au collecteur. La polarisation de base est assurée par le circuit CAG et celle de l'émetteur par  $R_1$ , résistance qui amortit également  $L_1$  et détermine la largeur de bande.

Un filtre de bande  $L_2$ - $L_3$  à couplage magnétique effectue la liaison entre l'étage HF et l'étage modulateur à transistor  $Q_2$  type 2N1399. Celui-ci est monté avec émetteur commun.

Le signal HF amplifié est appliqué à la

TABLEAU I. — CARACTERISTIQUES DU BLOC-TUNER

Canal	Facteur de souffle (dB)	Gain (dB)	Reject image (dB)	Reject MF (db)	Gamme vernier (Mc/s)	T.O.S. max.	T.O.S. min.	Ray. osc. $\mu V/m$
2	4,8	34,5	62	> 70	3,1	2,4	1,8	=
3	4,8	32,5	75	> 70				
4	5,2	31,8	80	> 70	3,5	2,4	2,2	10
5	5,3	30	80	> 70				15
6	5,2	29	70	> 70	4,2	1,8	1,8	20
7	9,1	24	63	> 70	5,5	2,2	2,2	49
8	9,9	23	70	> 70				55
9	9,9	22,8	75	> 70				70
10	10,1	22,4	78	> 70	4,9	2,8	2,5	42
11	9,8	22	78	> 70				77
12	10,1	21,8	80	> 70				60
13	10,4	21,5	80	> 70	3,8	2,4	2	75

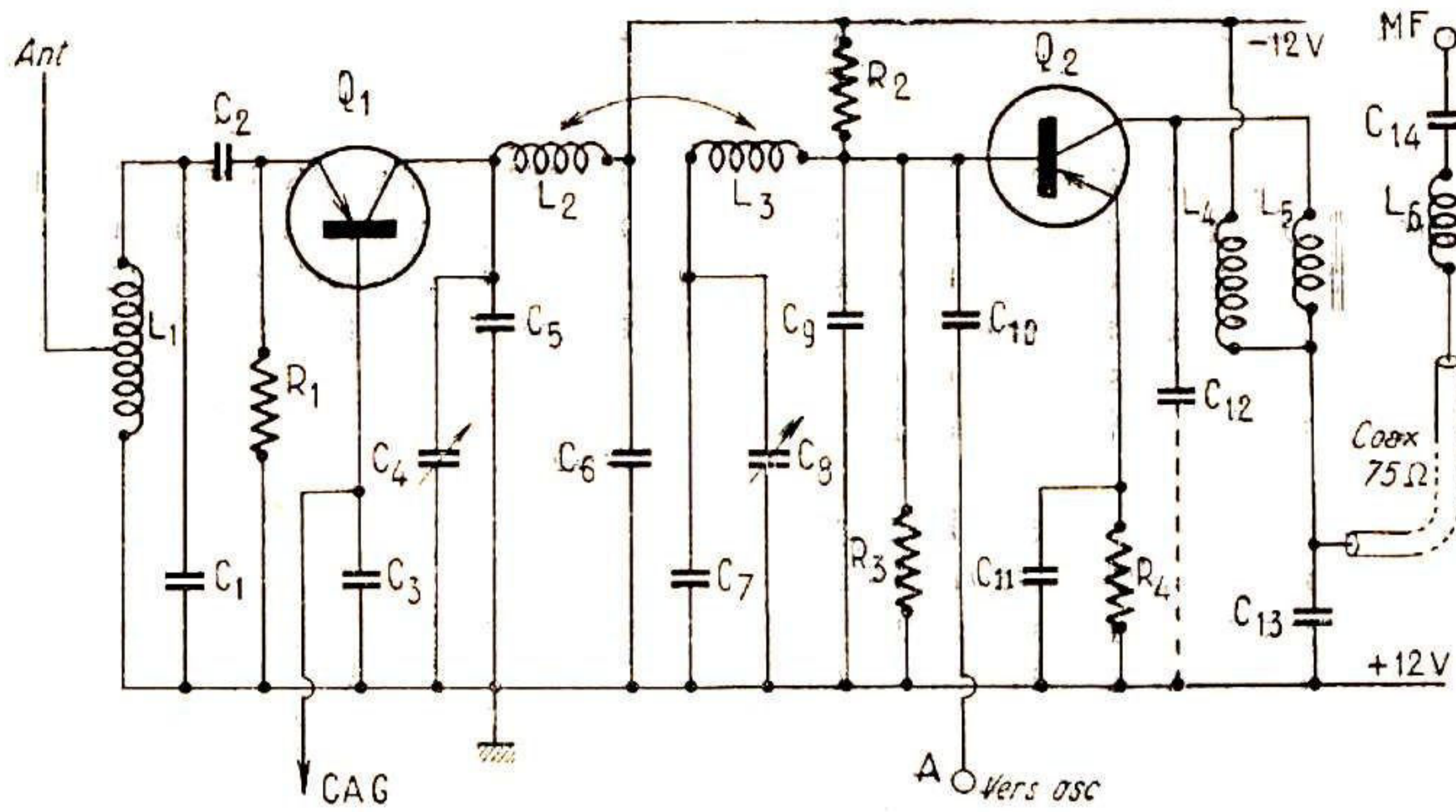


FIG. 5

base ainsi que celui de l'oscillateur local transmis par  $C_{10}$ .

Le signal MF est disponible au collecteur tandis que l'émetteur est polarisé par  $R_4$  et découplé par  $C_{11}$ .

On voit sur le schéma de la figure 4 que l'oscillation est obtenue par couplage à l'aide de  $C_{15}$  entre le collecteur et l'émetteur.

La bobine accordée d'oscillateur est  $L_9$  et on a monté en parallèle sur cette bobine une autre bobine  $L_7$  variable permettant l'accord vernier.

L'alimentation de ce tuner nécessite 12 V, tension qui semble devenir standard dans les téléviseurs à transistors.

**SCHEMAS MF IMAGE**

Un grand nombre de schémas d'amplificateurs MF accordés sur une fréquence de l'ordre de 45 Mc/s sont réalisables avec les transistors de différentes conceptions : mesa, madt,

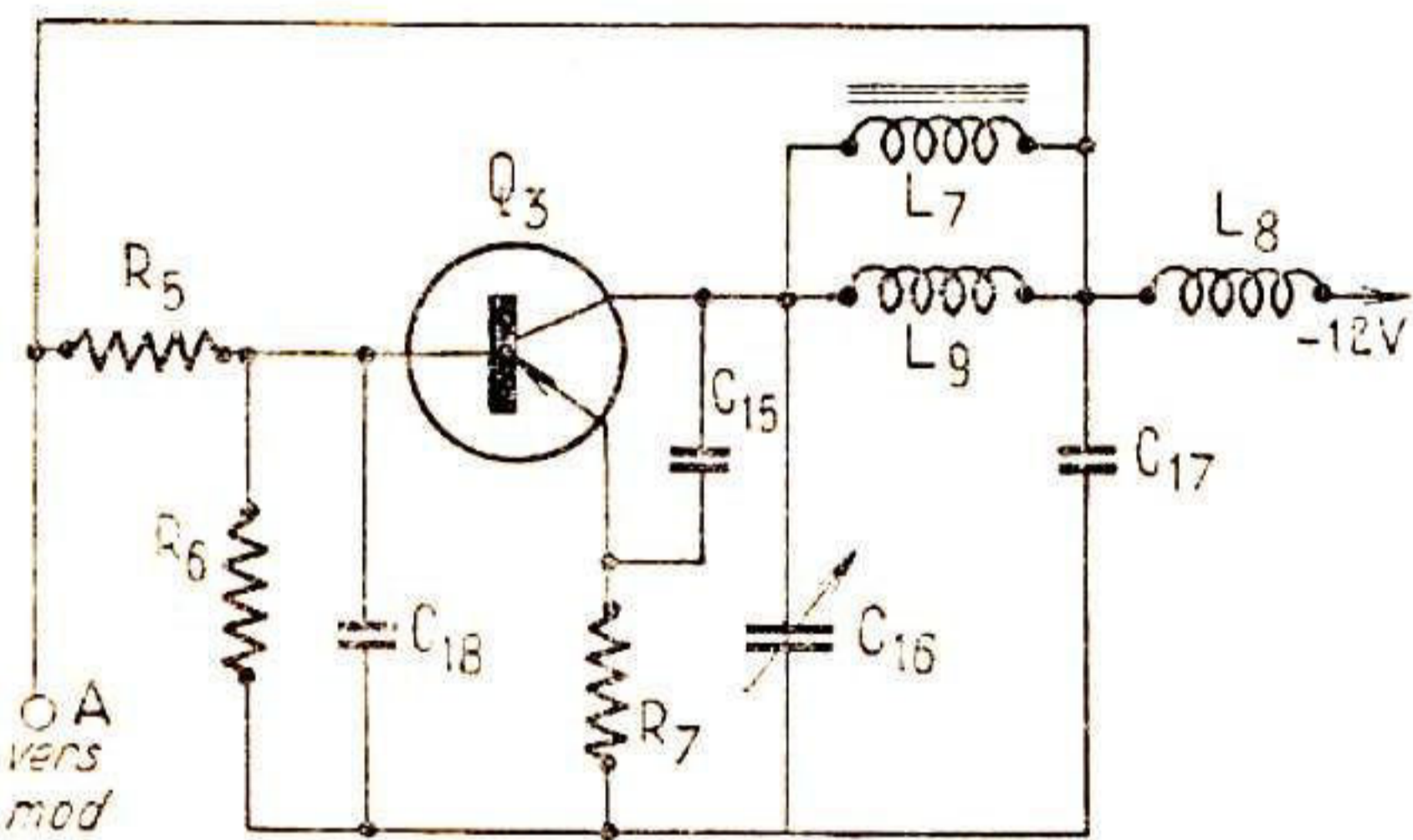


FIG. 4

drift, etc., qui fonctionnent avec un excellent rendement à cette fréquence relativement basse.

Nous donnons à la figure 5 le schéma d'un étage MF à large bande accordé sur 45 Mc/s.

Les valeurs des éléments sont :  $C_1$  : 1 000 pF ;  $C_2$  : 5 000 pF ;  $C_3$  : 3 pF ;  $C_4$  : 8,2 pF ;  $C_5$  : 470 pF ;  $R_1$  : 330  $\Omega$  ;  $R_2$  : 2,2 k $\Omega$  ;  $T_1$  et  $T_2$ , transformateurs MF ;  $Q_1$  : T 1693 Sprague.

Le montage comporte un condensateur de neutralisation  $C_4$  monté entre la base et le primaire de  $T_2$ .

On obtient un gain de 18 à 24 décibels avec cet étage si la bande est de 1,7, 2 ou 2,2 Mc/s respectivement.

Pour des largeurs de bande supérieures, par

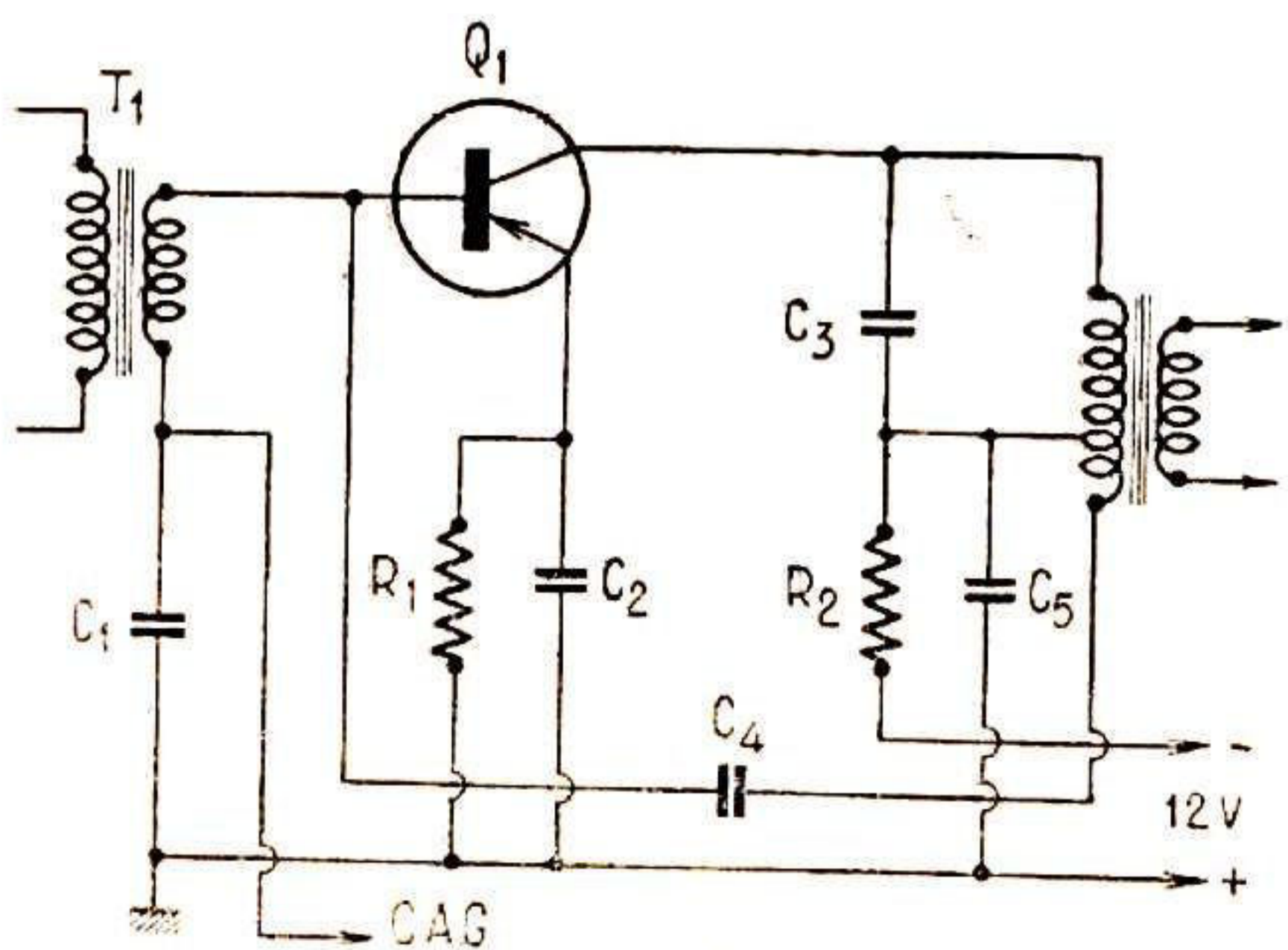


FIG. 5

exemple 8 Mc/s, le gain est diminué et un nombre plus grand d'étages MF est nécessaire.

**AMPLIFICATEUR VIDEO-FREQUENCE**

Voici, à la figure 6, le schéma d'un ampli-

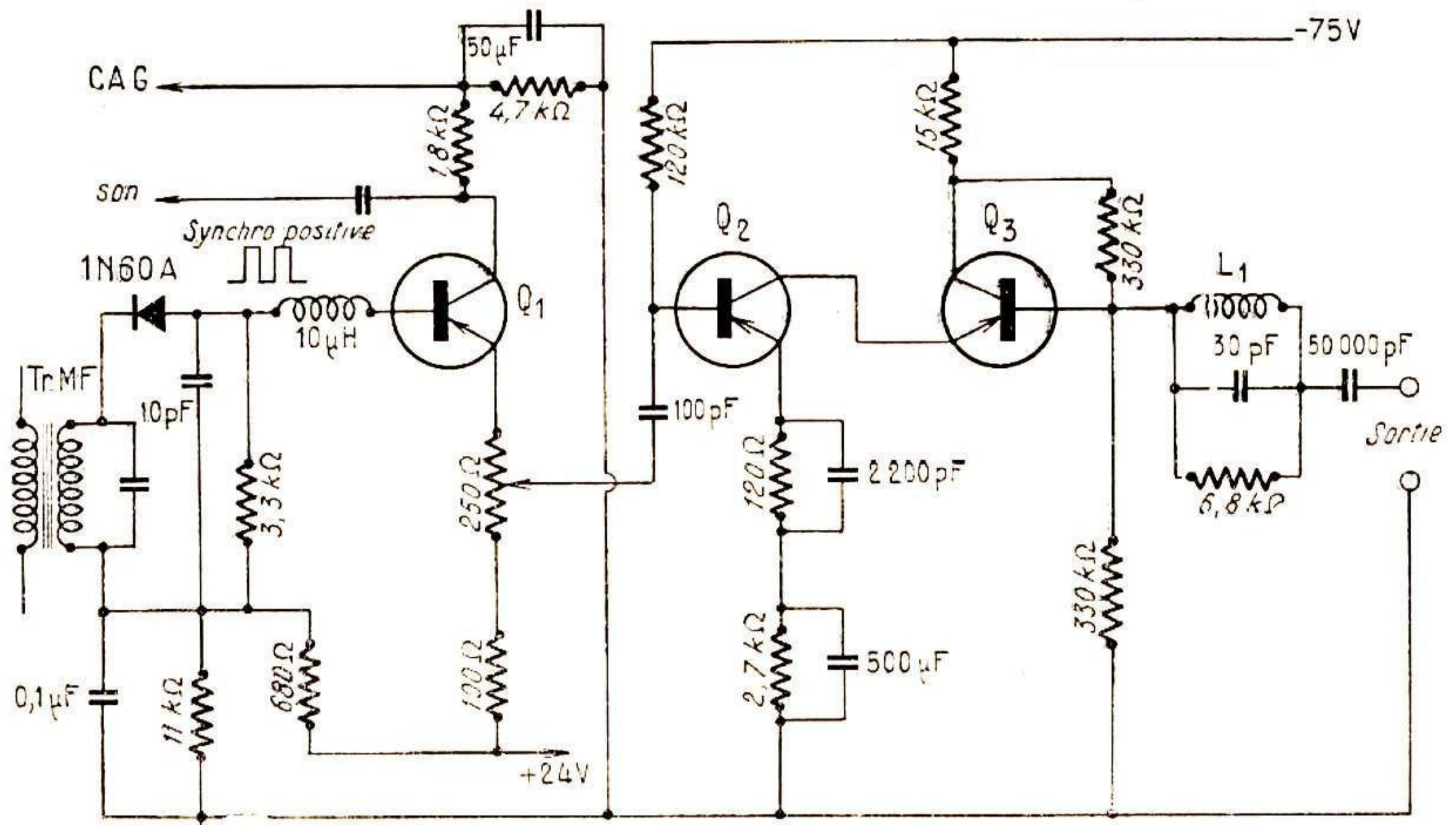


FIG. 6

ficateur VF à trois transistors, préconisé par Sprague (Radiophon-France).

L'analyse du schéma permet d'identifier la diode détectrice 1N60A suivie de la charge VF de 3,2 k $\Omega$  et de la bobine de correction série de 16  $\mu$ H reliée à la base de  $Q_1$  T 1737.. Ce transistor possède deux sorties, l'une au collecteur pour le signal son à 4,5 Mc/s obtenu par le procédé interporteuses et l'autre à l'émetteur pour le signal VF amplifié.

Le curseur du potentiomètre de contraste de 250  $\Omega$  est relié par 100  $\mu$ F à la base du transistor  $Q_2$  type T 1738 qui avec  $Q_3$  du même type, constitue un étage final doubleur de tension VF fournissant à la sortie un signal VF de 55 V crête à crête.

La polarité du signal à la base de  $Q_1$  étant négative (impulsions synchro positives), celle du signal de sortie est de polarité positive avec synchro négative.

Remarquer les deux tensions d'alimentation + 25 V et - 75 V qui sont fournies par des dispositifs convertisseurs à transistors alimentés sur 12 V.

**TECHNIQUE FRANÇAISE**

Dans notre numéro spécial d'octobre 1960, nous avons décrit le téléviseur Thomson réalisé avec des transistors français de cette marque.

Depuis cette réalisation, le Département Semi-conducteurs de Thomson a amélioré cet appareil expérimental pour lequel il présente une nouvelle version de la partie récepteur image et son.

La tension VF fournie par la sortie de l'amplificateur vidéo-fréquence peut moduler convenablement un tube cathodique normal de 110° à écran de 54 cm.

Un tuner a été étudié en vue de reansations industrielles ultérieures.

Voici une analyse rapide du montage Thomson.

**LE TUNER**

Son schéma est donné par la figure 7 sur laquelle sont indiquées les valeurs des éléments.

Il comprend l'amplificateur HF, le modulateur et l'oscillateur.

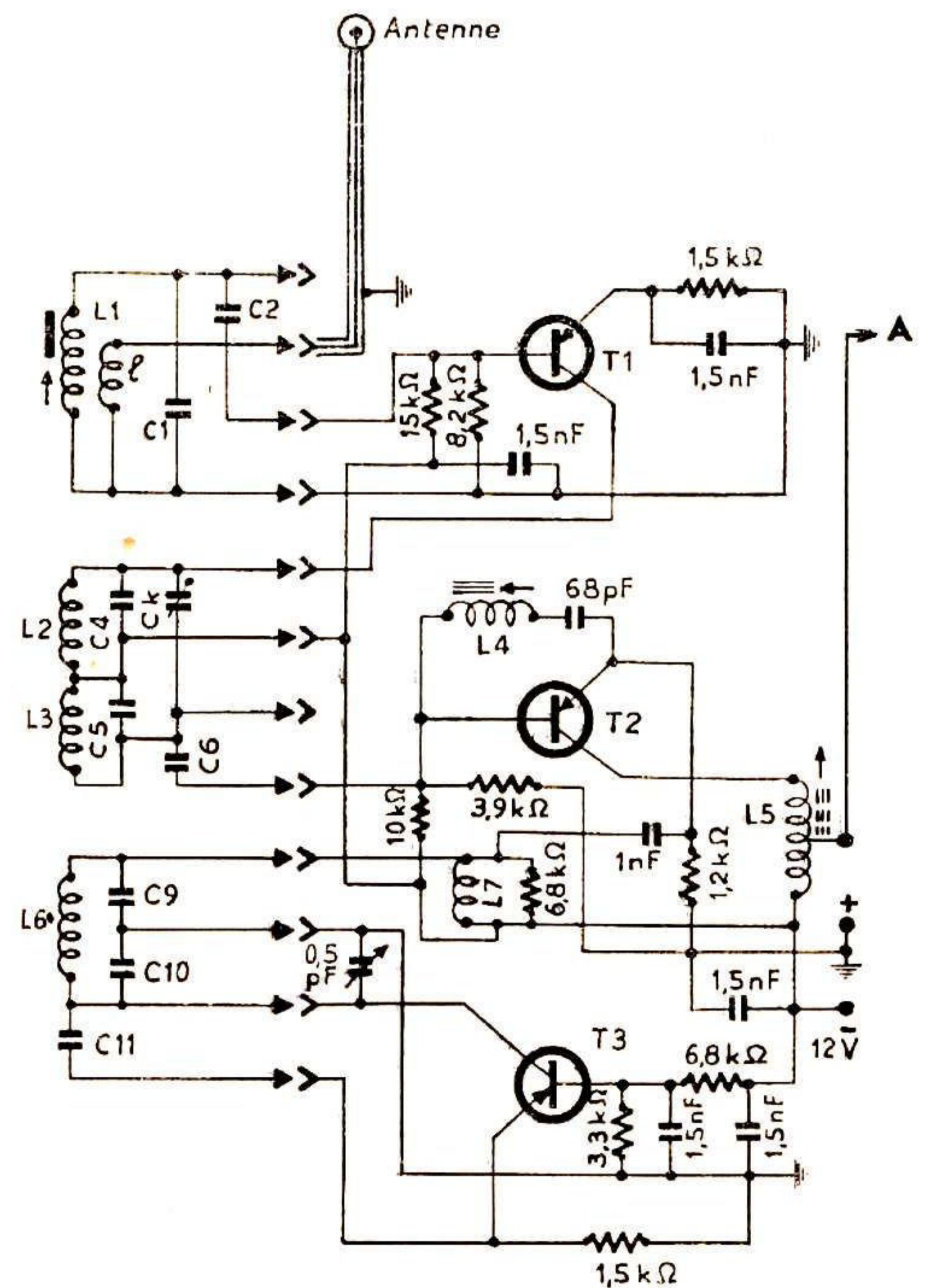
On ne commute que les trois bobines, tandis que les condensateurs ne changent pas dans la même bande (I ou III).

On a déterminé les caractéristiques pour 55 Mc/s dans la bande I et 188 Mc/s dans la bande III.

Les courbes de réponse du tuner dans le cas des canaux directs ou inversés sont données par les figures 8 et 9. Sur ces courbes, on a indiqué les écarts entre porteuses image et son.

Les courbes en pointillé sont les courbes

globales vision du récepteur avec atténuation de 6 dB sur la fréquence porteuse image.



	pF	C1	C2	C4	Ck	C5	C6	C9	C10	C11
BANDE I		4,7	15	4,7	3,5	0	12	220		3,3
BANDE II		4,7	2,2	15	2,5	15	2,7	100	4,7	2,2

FIG. 7

On calcule les fréquences oscillatrices à l'aide des formules ci-après. Canaux directs :

$$f_n = f_s + f_{ms} = f_1 + f_{m1}$$

dans laquelle :

$f_1$  = fréquence porteuse son.

$f_i$  = fréquence porteuse image.

$f_{ms}$  = fréquence porteuse MF son.

$f_{m1}$  = fréquence porteuse MF image.

$f_n$  = fréquence de l'oscillateur.

Canaux inversés :

$$f_n = f_s - f_{ms} = f_1 - f_{m1}$$

Le schéma fonctionnel du tuner est donné par la figure 10.

Entrée : circuit accordé simple avec liaison

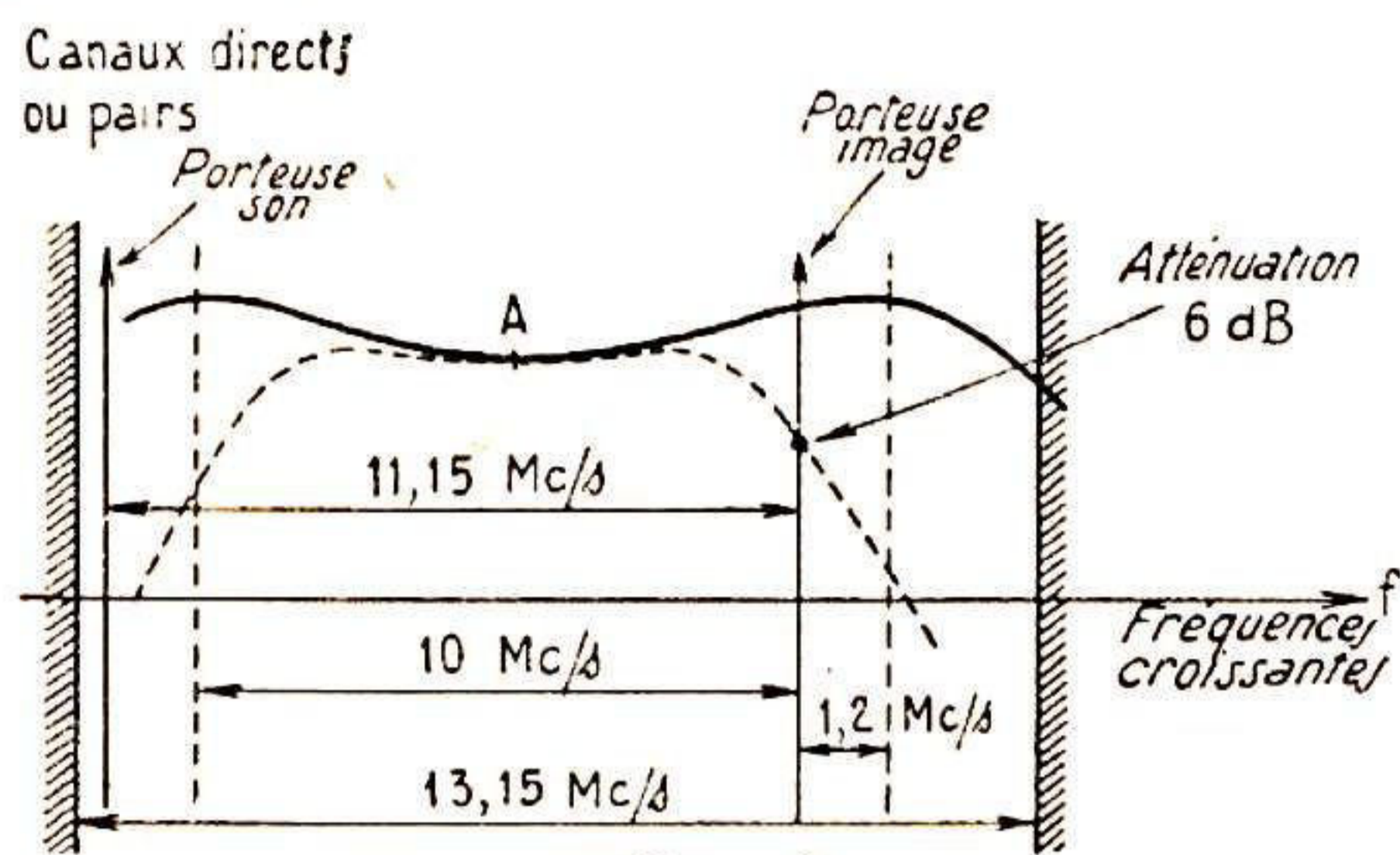


FIG. 8

par condensateur. Bande passante 30 Mc/s.

Liaison : à deux circuits accordés surcouplés, bande entre sommets 11,2 Mc/s.

Sortie : circuit accordé simple bande passante 40 Mc/s.

Dans l'étage HF, le point de fonctionnement du transistor est déterminé par  $I_c = 2,5$  mA et  $V_{cc} = 8,5$  V.

Le coefficient de surtension en charge du circuit d'entrée est :  $Q_c = 1,85$  à  $f = 55$  Mc/s et  $Q_c = 6,3$  à  $f = 185$  Mc/s.

Les pertes du même circuit sont données par la formule :

$$P = 20 \log \frac{Q_o}{Q_o - Q_c} \text{ (décibels)}$$

On trouve 0,25 dB pour la bande I et 0,4 dB pour la bande III.

Pour les mêmes bandes, la résistance d'amortissement R est 300  $\Omega$  (55 Mc/s) et 750  $\Omega$  (185 Mc/s).

On la calcule à l'aide de la formule :

$$R = \frac{1}{2\pi f C} \cdot \frac{Q_o Q_c}{Q_o - Q_c}$$

C étant la capacité totale d'accord du circuit. On a C = 60 pF (bande I) et 150 pF (bande III).

Le condensateur d'appoint  $C_1$  vaut 4,7 pF dans les deux bandes.

Les rapports de transformation sont :

$$\text{Bande I} \quad n = \sqrt{\frac{600}{75}} = 2,8$$

$$\text{Bande III} \quad n = \sqrt{\frac{1500}{75}} = 4,5$$

La capacité de liaison  $C_2$  vaut 15 pF pour la bande I et 2,2 pF pour la bande III.

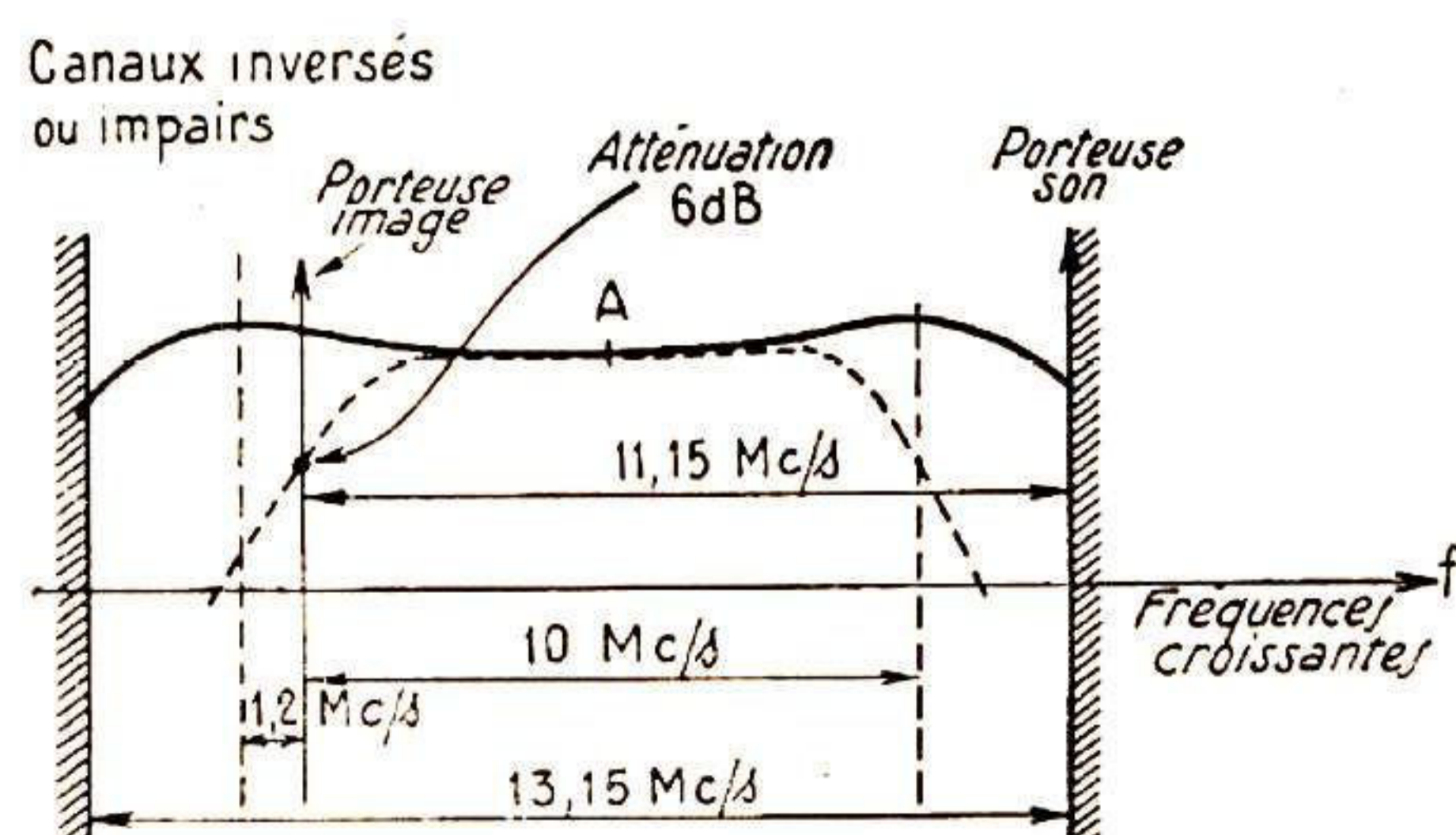


FIG. 9

Dans le circuit de liaison  $L_2 L_3$  on accorde le primaire avec  $C_4 = 4,7$  pF (15 pF en bande III) et le secondaire avec  $C_5 =$  rien en bande I et 15 pF en bande III.

Les coefficients de surtension sont respectivement 6,2 et 21 et la bande passante 9 Mc/s et 9 Mc/s.

On obtient les gains en puissance de 12 et 10 dB. L'oscillateur fonctionne avec base commune, l'oscillation étant entretenue par  $C_{11}$  monté entre collecteur et émetteur.

La tension du signal local est appliquée au modulateur  $T_2$ . Elle est de 200 mV efficaces environ.

Le mélangeur  $T_2$  reçoit, à la base, le signal incident et le signal local à l'émetteur, tandis que le signal MF est obtenu au collecteur. Le point A relie le tuner à l'entrée MF du montage de la figure 11.

Le gain de conversion est de 6 dB en bande I et 5 dB en bande III. Le facteur de souffle moyen est 7 décibels.

### AMPLIFICATEUR MF

Son schéma est donné par la figure 11 et il comprend quatre transistors 25T1 avec accord sur la même fréquence, soit 33 Mc/s. Les trois premiers étages ont des circuits simples ayant la même bande passante; le dernier est chargé par un double circuit surcouplé de façon à améliorer la sélectivité.

Dans les étages à circuits simples les trois transistors de ces étages sont polarisés à 2 mA. Pour ce point de fonctionnement et à cette fréquence, la résistance du réseau paral-

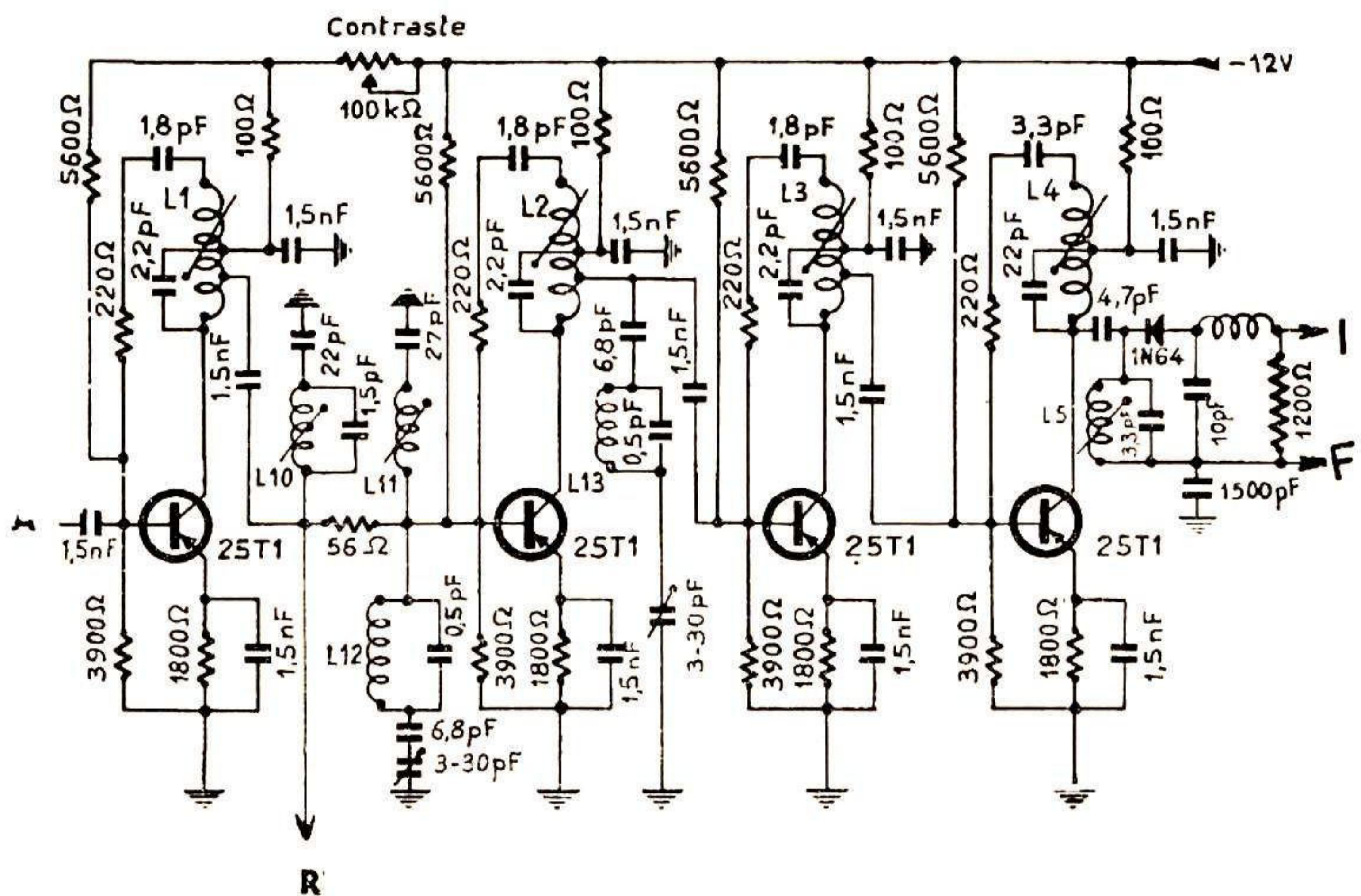


FIG. 11

èle équivalent est égale à 150  $\Omega$  pour l'entrée et 3 000  $\Omega$  pour la sortie. Les capacités parallèles sont respectivement 20 pF et 2 pF.

Montrons qu'en étant adapté la bande passante donnée par ces étages est compatible à celle nécessaire pour obtenir la bande totale qui doit être 9 Mc/s à -6 dB.

Etant à l'adaptation, la résistance d'amortissement du circuit accordé est égale à 3 000

$\Omega$ . Sur ce circuit on a une petite capacité de 2,2 pF pour atténuer la dispersion sur la capacité de sortie; cette dernière de valeur 2 pF se trouvant directement en parallèle sur le circuit accordé, la capacité totale d'accord est environ 5 pF.

Le coefficient de surtension en charge de chacun de ces circuits est par conséquent :  $Q_c = RC\omega = 1500 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 2\pi \cdot 33 \cdot 10^6$  d'où :  $Q_c = 1,5$ .

Leur bande passante à -3 dB est donc :

$$B_o = \frac{33}{1,5} = 22 \text{ Mc/s}$$

La bande passante donnée par ces trois circuits est donnée par la formule :

$$B = 22 \sqrt{2^{1/3}} - 1$$

On trouve :  $B = 11$  Mc/s.

Le gain moyen de ces étages est 15 dB. Notons toutefois que la liaison du premier au

second transistor, la résistance série de 56  $\Omega$ , fait perdre environ 2 dB. Cette résistance se justifie par la présence de plusieurs réjecteurs sur cette liaison. On a connecté sur la prise du premier bobinage le circuit de prélèvement de la porteuse son et un circuit réjecteur destiné à améliorer la sélectivité hors de

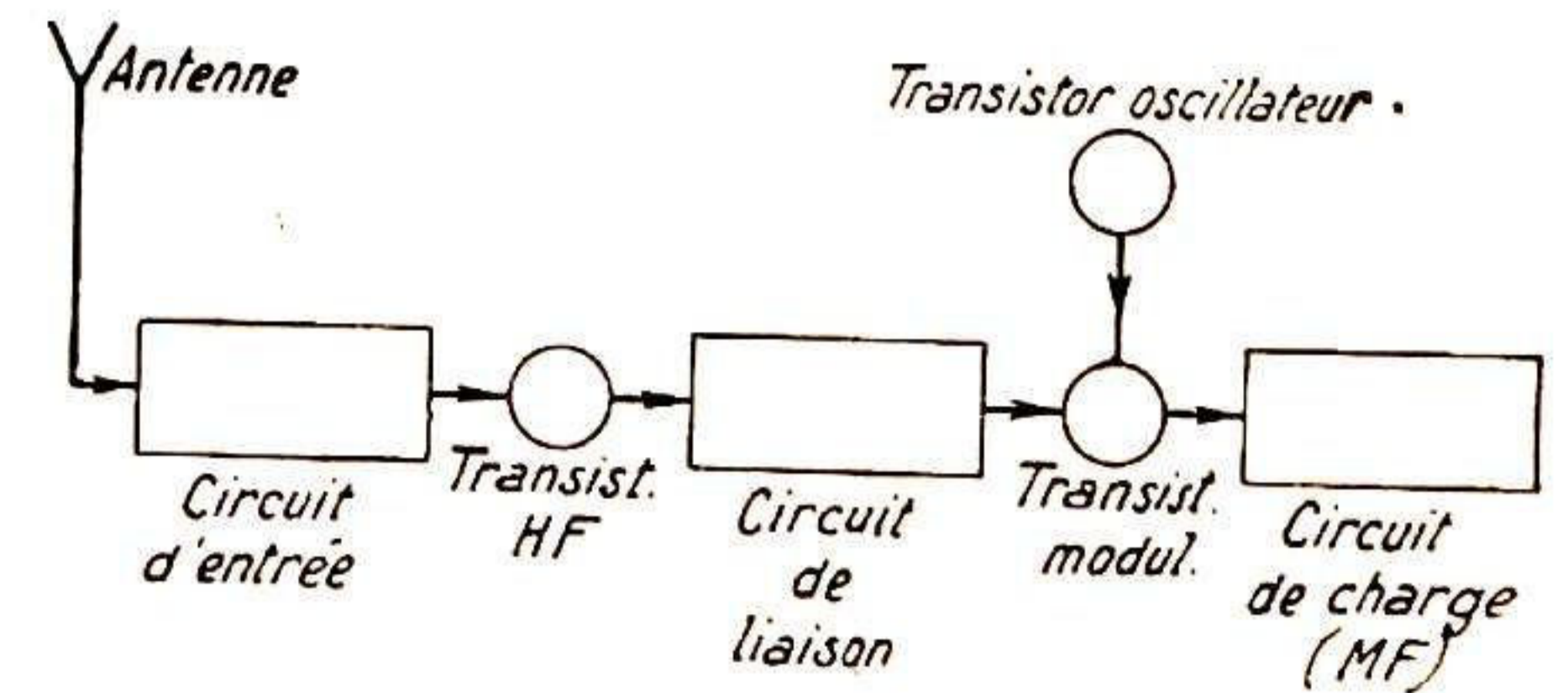


FIG. 10

la bande. De l'autre côté de la résistance de 56  $\Omega$  sur la base du second transistor on trouve un autre réjecteur son et un circuit d'atténuation de la porteuse vision. Notons qu'il y a un autre réjecteur son sur la prise du second circuit.

Le neutrodynage de ces trois étages est identique et réalisé par une capacité de 1,8 pF avec une résistance de 220  $\Omega$ .

Les bobinages de ces trois circuits sont identiques.

Le rapport de transformation permet l'adaptation.

$$n = \sqrt{\frac{3000}{150}} = 4,5$$

La liaison du bloc VHF au transistor d'entrée se fait par capacité.

Dans le dernier étage MF on utilise un transistor à plus forte dissipation et plus faible résistance de saturation. Son courant de polarisation est 5 mA. La résistance du réseau parallèle équivalent est égale à 100  $\Omega$  pour l'entrée et 1 000  $\Omega$  pour la sortie. Les capacités parallèles sont respectivement 40 pF et 4 pF. Notons qu'il y a une légère désadaptation à l'entrée, le transformateur précédent étant fait pour voir 150  $\Omega$ .

Le circuit de charge est un double circuit surcouplé dont la bande entre bosses est 5 Mc/s et le creux à -3 dB.

La bande passante à -3 dB du primaire ou du secondaire pris séparément et non couplés est 6 Mc/s. Les pertes d'insertion de ce circuit sont de 0,5 dB environ.

Le circuit de neutrodynage est réalisé par une capacité de 3,3 pF en série avec 220  $\Omega$ .

La détection comprend une diode 1N64 avec un rendement de 40%. La tension de crête maximum VF est 0,7 V.

L'amplificateur MF image a un gain de puissance avant détection de 58 dB et une



bande passante, y compris le tuner, de 9 Mc/s à 6 dB.

### AMPLIFICATEUR MF SON

Il comprend trois étages 25 T1, centrés sur 39,65 Mc/s, les circuits étant des auto-transformateurs accordés simples (voir figure 12).

Le courant de polarisation est de 2 mA comme pour les transistors de la voie image; les impédances d'entrée et de sortie étant sensiblement les mêmes qu'à 33 Mc/s, les rapports de transformation sont identiques.

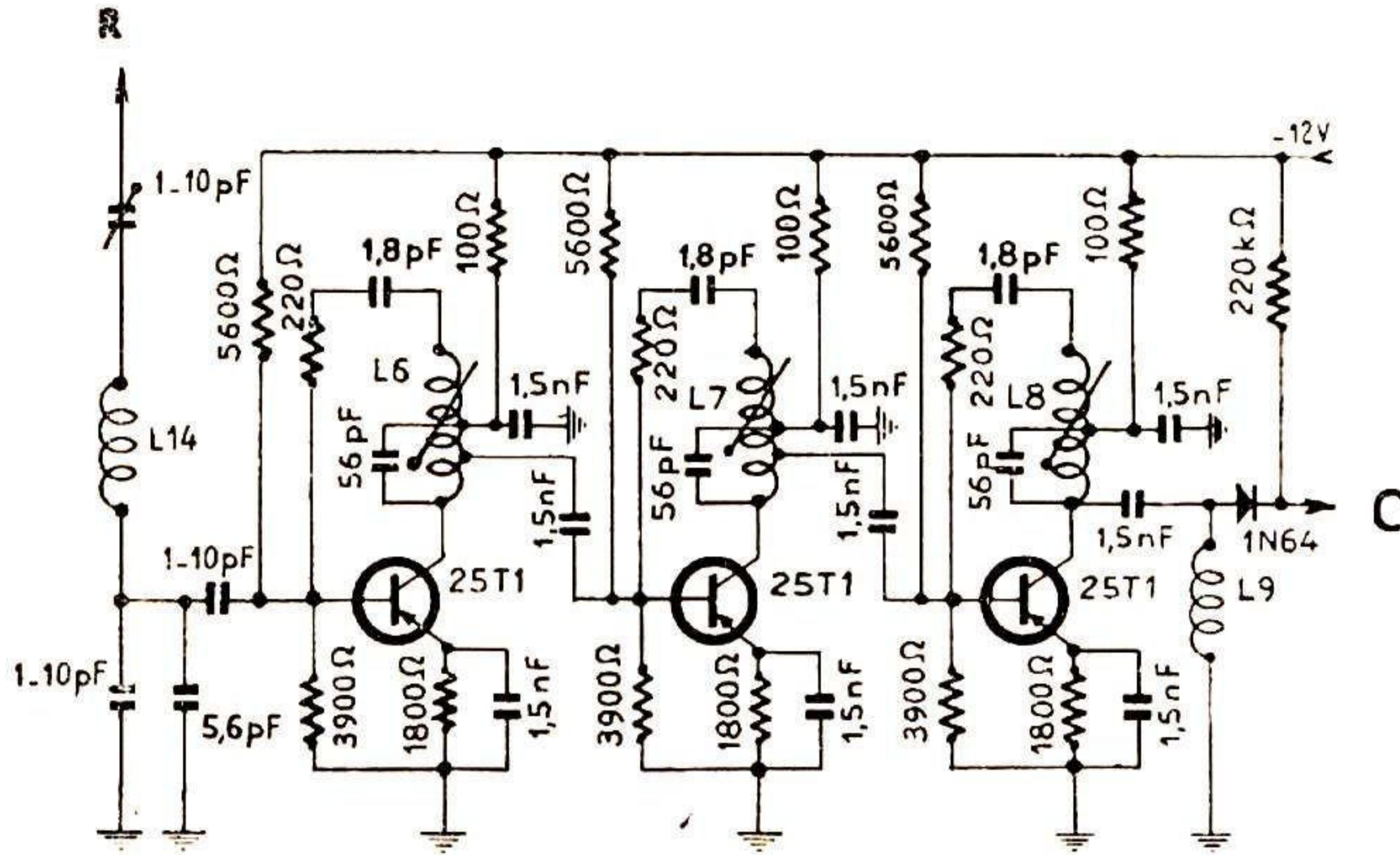


FIG. 12

La bande passante de chaque circuit est 9,75 Mc/s environ et la bande globale de 600 kc/s.

Les étages sont neutrodynés et le réseau de neutrodynage est constitué d'une capacité de 1,8 pF et d'une résistance série de 220 Ω.

La détection se fait par une diode 1N64; cette diode est légèrement polarisée par le pont 5 000 Ω — 220 kΩ.

Le gain en puissance avant détection des trois étages seuls est 45 dB.

Le signal son est appliqué au point 12 que

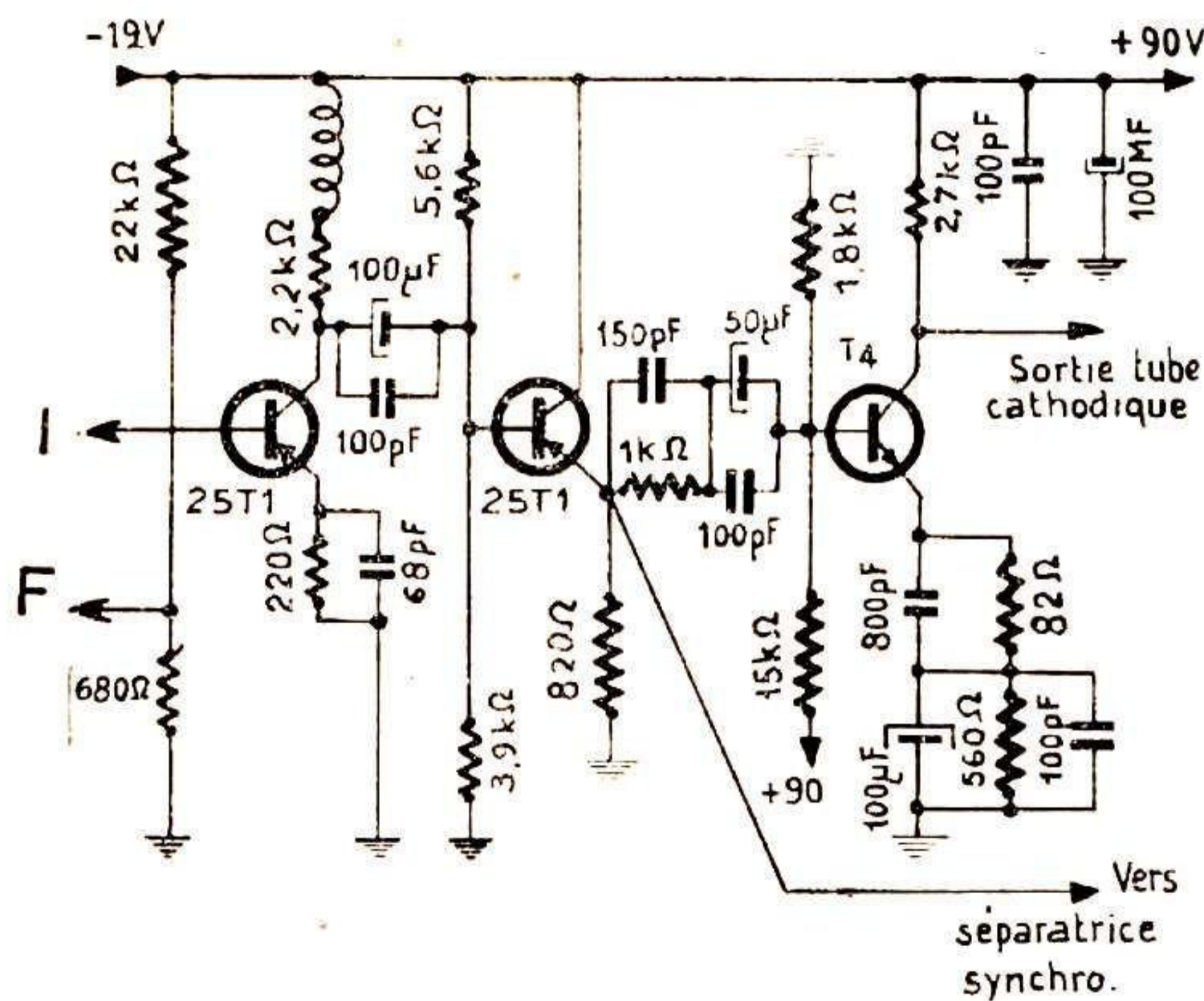


FIG. 13

On retrouve sur le schéma de l'amplificateur MF image de la figure 11.

### AMPLIFICATEUR VIDEO-FREQUENCE

L'amplificateur vidéo-fréquence comprend trois étages :

..a) L'étage d'entrée en émetteur commun (transistor 25T1);

b) Un étage collecteur commun (transistor 25T1);

..c) L'étage de sortie en émetteur commun (transistor Si 2N1335).

Considérons d'abord ce dernier qui est particulièrement important car il doit fournir un signal VF d'amplitude suffisante.

Le second étage permet d'attaquer le transistor de sortie sous une faible impédance. La bande passante de ce dernier étage seul ne dépend pas de son impédance d'entrée mais est faite par le réseau de sortie.

Le transistor utilisé ayant une fréquence de coupure de 170 Mc/s on peut admettre que dans la bande de fréquence utilisée, l'impédance de sortie varie peu avec la fréquence. Au point de fonctionnement utilisé cette impédance est relativement grande devant la charge.

La bande passante si l'étage n'était pas à contre-réaction serait donnée par la formule bien connue :

$$B = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1)$$

où R est la résistance de charge; C la somme de la capacité de sortie du transistor  $C_s$ , de la capacité d'entrée du tube cathodique  $C_i$  et des capacités parasites  $C_p$ .

En introduisant une résistance de contre-réaction d'émetteur  $R_E$ , la bande passante devient  $B_c$ ; on démontre que :

$$BCR = B (1 + g_m R_E) = \frac{1 + g_m R_E}{2\pi RC} \quad (2)$$

où  $g_m$  est la pente interne du transistor au

A l'entrée de l'étage on trouve en série avec le transistor un réseau parallèle 1 000 Ω - 150 pF pour limiter le niveau à l'attaque du dernier étage, la tension sur l'émetteur du deuxième transistor devant être élevée pour attaquer l'étage séparateur de synchronisation.

Noter que l'on trouve en série avec  $R_E$  dans l'émetteur une résistance de 50 Ω, découplée, pour augmenter la stabilité du courant continu.

### ETAGE VF D'ENTREE

Pour ne pas amortir la diode de détection et travailler à fort niveau, on préfère que le premier étage présente à l'entrée une impédance trop forte, la bande étant alors faite par leur résistance ajustée. On fait pour cela une contre-réaction d'intensité dans le premier étage. Elle est réalisée par une résistance  $R_E$  de 220 Ω découplée par 68 pF.

L'impédance d'entrée pour les basses fréquences est approximativement :

$$R_{11} = R_{110} (1 + g_m R_E)$$

Au point de fonctionnement pour des niveaux faibles on a :

$$\alpha_0 I_e \text{ (mA)}$$

$$g_m = \frac{25}{25} \text{ A/V} = 80 \text{ mA/V}$$

D'où :

$$1 + g_m R_E = 17$$

$$R_{110} = 700 \Omega$$

Soit :

$$R_{11} = 12\,000 \Omega$$

Cette valeur diminue lorsque la fréquence augmente.

La bande passante, pour une impédance d'entrée de 700 Ω avec 100 pF en parallèle est donné par la formule habituelle. On trouve 2 Mc/s.

S'il y a contre-réaction elle monte à 34 Mc/s. En pratique ces deux bandes sont plus faibles car  $g_m$  aux niveaux considérés est inférieure à la valeur indiquée.

La bande passante est en réalité déterminée par le réseau de sortie du premier transistor.

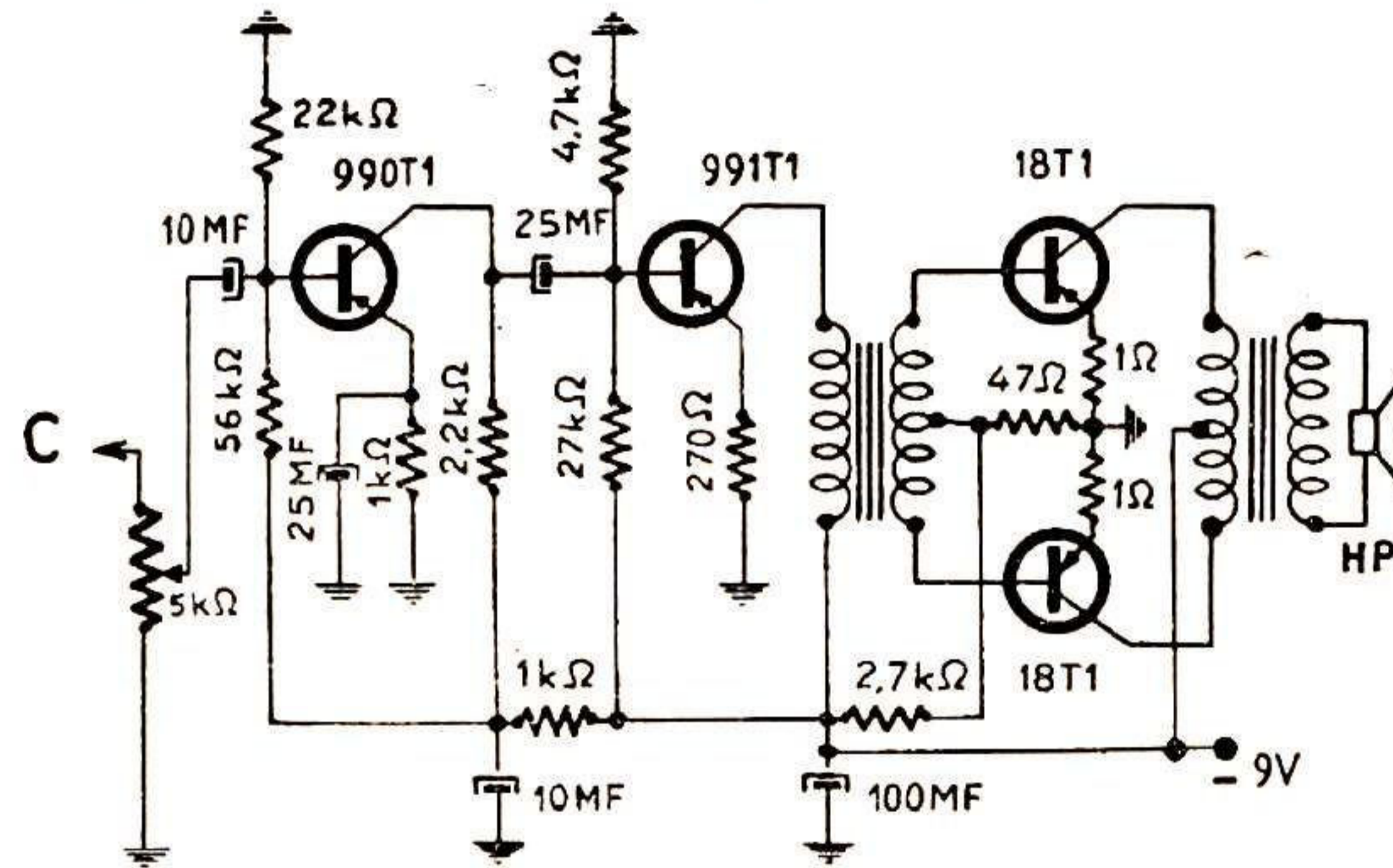


FIG. 14

point de fonctionnement donné, à faible niveau.

La résistance  $R_E$  est choisie pour obtenir la compensation et l'on a :

$$R_E C_E = RC \quad (3)$$

$C_E$  étant la capacité en shunt sur  $R_E$ .

Il est difficile de connaître  $g_m$  pour l'amplitude des signaux considérés. On a par ailleurs :

$$C_s = 4 \text{ pF} \quad C_i = 8 \text{ pF} \quad C_p = 5 \text{ pF}$$

d'où :

$$C = 17 \text{ pF}$$

Dans ces conditions, la bande passante BCR est, pour  $R_E = 82 \Omega$ , de l'ordre de 20 Mc/s avec  $R = 2\,800 \Omega$ .

De la relation 3) on tire pour  $R_E = 82 \Omega$   $C_E = 600 \text{ pF}$ , en fait  $C_E = 800 \text{ pF}$ .

La tension de sortie maximum que l'on s'impose est 50 V crête à crête. La variation du courant collecteur de cet étage est donc

$$\Delta i_c = \frac{50}{2\,800} \text{ A} = 18 \text{ mA}$$

Le courant de polarisation en fait est 11 mA.

Il faudrait faire un calcul analogue au réseau d'entrée mais cela est rendu difficile par le fait que l'impédance de sortie varie avec la fréquence.

La bande passante est de l'ordre de 10 Mc/s à -3 dB, valeur augmentée par la bobine de correction série.

Voici les caractéristiques de l'amplificateur VF Thomson :

Bande passante à -6 dB: 10 c/s à 10 Mc/s. Tension de sortie maximum: 50 V crête à crête.

Niveau maximum à l'entrée: 0,6 V crête à crête.

Niveau correspondant sur la sortie de synchronisation: 2 V crête à crête.

Pour le récepteur d'image tout entier, il faut une tension efficace de 150 μV à l'entrée pour obtenir 40 V crête à crête de signal VF.

Le rapport signal/bruit est de 20 dB pour le niveau VF mentionné.

L'amplificateur BF est représenté par le schéma de la figure 14.