

# **schémas électroniques utilisés en réception**

**PAR MICHEL BIBLOT**

**TOME 2**

**DETECTION ET CIRCUITS H.F.  
DISPOSITIFS SPECIAUX**

*Eyrolles*

**SCHÉMAS ÉLECTRONIQUES  
UTILISÉS EN RÉCEPTION**

**Tome II**

**Détection et circuits H.F. — Dispositifs spéciaux**

**Du même auteur :**

*Ouvrages parus*

— COURS DE TECHNOLOGIE RADIO (2 volumes)

Tome I *Matières d'œuvre et pièces détachées.*

Tome II *Matériels basse fréquence et d'exploitation radio.*

— TECHNOLOGIE TELEVISION

— SCHEMAS ELECTRONIQUES UTILISES EN RECEPTION (2 volumes)

Tome I *Circuits d'alimentation — Circuits B.F.*

*A paraître*

— NOTIONS ELEMENTAIRES D'ELECTRONIQUE

# **SCHEMAS ELECTRONIQUES UTILISES EN RECEPTION**

**Tome II**

**Détection et circuits H.F.  
Dispositifs spéciaux**

**Par**

**Michel BIBLOT**

Chef de groupe technique à la  
Radiodiffusion-Télévision Française  
Professeur à l'E.S.R. de Nancy

**ÉDITIONS EYROLLES**

61, boulevard Saint-Germain · PARIS V•

1963

# TABLE DES MATIERES

## TROISIÈME PARTIE

### CIRCUITS DETECTEURS

	<u>Pages</u>
<b>CHAPITRE PREMIER. — DETECTION OU DEMODULATION PAR DIODE DES SIGNAUX H.F. MODULES EN AMPLITUDE . . . . .</b>	<b>11</b>
I. Exemples de réalisations pratiques d'étages détecteurs classiques.	14
II. Montages spéciaux diminuant la distorsion de détection . . . . .	16
III. Détection des ondes modulées en amplitude par des signaux vidéo-fréquences (T.V.) . . . . .	18
<b>CHAPITRE II. — DETECTION OU DEMODULATION PAR TUBE TRIODE OU PENTHODE DES SIGNAUX H.F. MODULES EN AMPLITUDE . . . . .</b>	<b>21</b>
I. Détection par caractéristique de plaque ou détection plaque . . . . .	21
II. Détection par courant grille ou détection grille . . . . .	22
III. Détection SYLVANIA . . . . .	24
<b>CHAPITRE III. — DETECTION GRILLE AVEC REACTION ET SUPER-REACTION . . . . .</b>	<b>29</b>
I. Détection grille avec réaction . . . . .	29
II. Détection avec super-réaction . . . . .	32
<b>CHAPITRE IV. — NOTIONS SUR LES DETECTEURS DE SIGNAUX H.F. MODULES EN FREQUENCE (M.F.) . . . . .</b>	<b>36</b>
I. Discriminateur de phase . . . . .	37
II. Détecteur de rapport . . . . .	40

## QUATRIÈME PARTIE

### CIRCUITS OSCILLATEURS H.F. ET B.F.

<b>CHAPITRE PREMIER. — OSCILLATEURS H.F. D'UTILISATION COURANTE - ETAGES CHANGEURS DE FREQUENCE . . . . .</b>	<b>45</b>
I. Oscillateurs H.F. d'utilisation courante . . . . .	45
II. Etages changeurs ou convertisseurs de fréquence . . . . .	50

# SCHEMAS ELECTRONIQUES UTILISES EN RECEPTION

	<u>Pages</u>
CHAPITRE II. — MONTAGES OSCILLATEURS DIVERS . . . . .	58
I. Oscillateurs à résistances-capacités . . . . .	58
II. Oscillateurs de relaxation . . . . .	60

## CINQUIÈME PARTIE

### CIRCUITS HAUTE FREQUENCE

CHAPITRE PREMIER. — AMPLIFICATEURS DE TENSION SELECTIFS A BANDE ETROITE - AMPLIFICATEURS DE TENSION SELECTIFS A BANDE LARGE . . . . .	69
I. Amplificateurs de tension sélectifs à bande étroite . . . . .	69
II. Amplificateurs de tension sélectifs à bande large . . . . .	73
CHAPITRE II. — REGLAGE DE LA SENSIBILITE DES AMPLIFICATEURS H.F. . . . .	76
I. Commande de sensibilité ou commande de gain manuelle . . . . .	77
II. Commande automatique de sensibilité ou de gain . . . . .	82

## SIXIÈME PARTIE

### DISPOSITIFS ELECTRONIQUES PARTICULIERS

CHAPITRE PREMIER. — INDICATEURS VISUELS D'ACCORD . . . . .	91
I. Milliampèremètre utilisé comme indicateur d'accord . . . . .	91
II. Indicateur visuel d'accord par tube au néon . . . . .	92
III. Indicateur visuel à saturation magnétique . . . . .	93
IV. Indicateur d'accord cathodique . . . . .	95
CHAPITRE II. — CORRECTION AUTOMATIQUE D'ACCORD-DISPOSITIFS ANTIPARASITES . . . . .	99
I. Correction automatique d'accord. . . . .	99
II. Dispositifs antiparasites . . . . .	102
CHAPITRE III. — CIRCUITS CORRECTEURS EN AUDIOFREQUENCES . . . . .	105
I. Utilisation d'un réseau RC en liaison inter-étages . . . . .	107
II. Utilisation d'un réseau RC dans la chaîne de contre-réaction . . . . .	114

### BIBLIOGRAPHIE SOMMAIRE

Liste restreinte des ouvrages, revues spécialisées, publications dues aux constructeurs de matériels électroniques, auxquels les lecteurs pourront se reporter avec profit . . . . .	123
INDEX ALPHABÉTIQUE . . . . .	125

**TROISIEME PARTIE**

**CIRCUITS DETECTEURS**

## CHAPITRE PREMIER

# DETECTION OU DEMODULATION PAR DIODE DES SIGNAUX H.F. MODULES EN AMPLITUDE

### Rappels.

**Schéma de principe d'un étage détecteur** — La détection ou demodulation est un redressement de la tension H.F. modulée qui est effectué sur un récepteur radiophonique ou un téléviseur après le dernier étage amplificateur F.I. La détection peut être obtenue par une diode à vide ou par une diode cristalline ; le schéma de principe d'un étage détecteur de récepteur à modulation d'amplitude par diode à vide est donné dans la figure III-1 alors que le montage de la figure III-2 représente un étage détecteur utilisant une diode cristalline au germanium, type *1 N 48* par exemple.

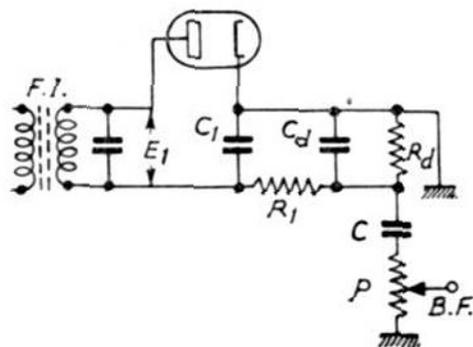


Fig. III-1. Schéma de principe d'un étage détecteur à diode à vide.

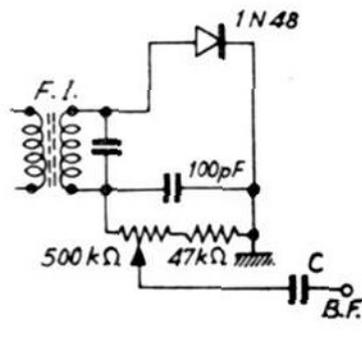


Fig. III-2. Schéma de principe d'un étage détecteur à diode cristalline.

### Valeurs des éléments.

$C_d$ , condensateur de détection: 50 à 300 pF, en T.V. :  
2 à 10 pF.

- $R_1 C_1$ , cellule de filtrage H.F. :  $R_1 = 20$  à  $100 \text{ k } \Omega$ ,  $C_1 = 50$  à  $200 \text{ pF}$ .  
 $R_d$ , résistance de détection :  $100$  à  $500 \text{ k } \Omega$ , en T.V. :  $1$  à  $10 \text{ k } \Omega$ .  
 $C$ , condensateur de liaison :  $10$  à  $50 \text{ nF}$ .  
 $P$ , potentiomètre de volume sonore :  $0,5 \text{ M } \Omega$ , à variation logarithmique, en général avec interrupteur (alimentation secteur).

**Types de détection** — L'étude théorique de la détection fait apparaître deux types de détection.

a) *La détection quadratique.*

Ce type de détection est à éviter par suite de la distorsion harmonique très importante dont il est affecté (25% en crête de modulation à 100%).

b) *La détection linéaire.*

Cette dernière qui est la seule souhaitable peut être obtenue de plusieurs façons :

— **détection « classe B »** soit par un tube électronique triode ou penthode dont le point de fonctionnement est réglé au cut-off (détection plaque), soit par une diode à vide ou une diode cristalline ;

— **détection par alignement ou détection par « condensateur shunté »** soit par l'espace cathode-grille d'une triode ou d'une penthode (détection par courant grille ou plus simplement détection grille), soit par une diode à vide ou une diode cristalline.

Le montage classique décrit dans les figures III-1 et III-2 est un étage détecteur par alignement <sup>(1)</sup>.

**Distorsion de détection** — L'examen du schéma de principe d'un étage détecteur montre que la charge de la diode en courant continu et en courant alternatif n'est pas la même :

- en courant continu, la charge est constituée par  $R_d$  ;
- en courant alternatif, la charge est constituée par la résistance équivalente  $R'$  formée par la résistance de détection shuntée par le potentiomètre  $P$  :

$$R' = \frac{R_d \cdot P}{R_d + P}.$$

Si on néglige l'influence de la résistance interne de la diode devant la résistance de charge ( $\rho = 5 \text{ k } \Omega$ ,  $R_d = 470 \text{ k } \Omega$ ), la composante con-

<sup>(1)</sup> L'étude de la détection est beaucoup plus complexe que celle de l'amplification ; pour l'étude théorique de la détection par alignement, voir par exemple : *Les Récepteurs de Radiodiffusion* par Y. ANGEL, Eyrolles.

tinue aux bornes de  $R_d$  est du même ordre de grandeur que la tension H.F.,  $E_1$ , appliquée à la diode et le courant continu qui traverse  $R_d$  a pour valeur :  $E_1/R_d$ .

Si la tension H.F. est modulée à un taux de modulation  $K$ , la composante B.F. détectée qui traverse  $R'$  a pour valeur :  $KE_1/R'$ .

Si l'on veut que la détection soit linéaire, il faut nécessairement que l'amplitude du courant B.F. soit au plus égale à la composante continue car, autrement, l'amplitude de la tension B.F. serait supérieure à l'amplitude de la tension H.F., il y aurait donc distorsion de détection puisque celle-ci ne serait plus linéaire. On voit que pour obtenir un signal B.F. sans distorsion, il faut que l'on ait :

$$\frac{KE_1}{R'} < \frac{E_1}{R_d}$$

on en tire :

$$K_{\max} = \frac{R'}{R_d}$$

Inversement, pour un taux de modulation donné, il y aura distorsion du signal B.F. si on a  $K > P/(R_d + P)$  ; on tire de cette inégalité qu'il y a distorsion lorsque :

$$P < \frac{K}{1-K} R_d$$

#### EXEMPLES :

1°) Dans le cas usuel, on a  $R_d = 0,47 \text{ M } \Omega$ ,  $P = 0,5 \text{ M } \Omega$  ; la distorsion apparaît pour un taux de modulation tel que :

$$K = \frac{R'}{R_d} = \frac{0,235}{0,47} = 0,5 \text{ ou } 50 \%$$

Cette solution est acceptable car le taux de modulation moyen en radiodiffusion est de 30%.

2°) On veut obtenir une reproduction fidèle jusqu'à un taux de modulation de 90% ; pour obtenir ce résultat, il faut soit diminuer la valeur de  $R_d$ , soit augmenter celle de  $P$ .

a) On fixe  $R_d = 0,47 \text{ M } \Omega$  ; il vient :

$$P = \frac{0,9}{1-0,9} \times 0,47 = 4,23 \text{ M } \Omega ;$$

pratiquement, on utilise un potentiomètre de 4 ou 5 M  $\Omega$ .

Pour une telle valeur de résistance de fuite de grille du premier tube amplificateur B.F. de tension, il y a naissance de distorsion harmonique par détection grille du signal B.F.

b) On fixe  $P = 0,5 \text{ M}\Omega$ ; il vient :

$$R_d = \frac{\frac{P}{K}}{1-K} = \frac{0,5}{9} \simeq 0,055 \text{ M}\Omega.$$

Pour cette valeur, la résistance équivalente à l'ensemble détecteur est de  $R_d/2 = 0,025 \text{ M}\Omega$ ; il en résulte un amortissement important du secondaire du dernier transformateur F.I., d'où une diminution du gain et de la sélectivité et une augmentation de la bande passante.

Les considérations ci-dessus expliquent pourquoi, en T.V., on est obligé de diminuer considérablement la valeur de la résistance de détection ( $R_d = 1 \text{ à } 10 \text{ k}\Omega$ ) pour éviter une distorsion inadmissible du signal vidéo fréquence détecté.

## I — EXEMPLES DE REALISATIONS PRATIQUES D'ETAGES DETECTEURS CLASSIQUES

### A — Utilisation de tubes diode-penthode ou diode-triode en détection et préamplification B.F.

1°) Tubes utilisés — 6 AT 6 — EAF 41 (42) — EBC 41 — EBF 80 — 6 Q 7 — 6 H 8 — EBF 2 — EBC 3 — CBL 6 (duodiode-penthode finale B.F.).

2°) Montage normal (fig. III-3) — Pour éviter la tension de retard à la détection due à la polarisation automatique, (ensemble  $R_k C_k$ ),

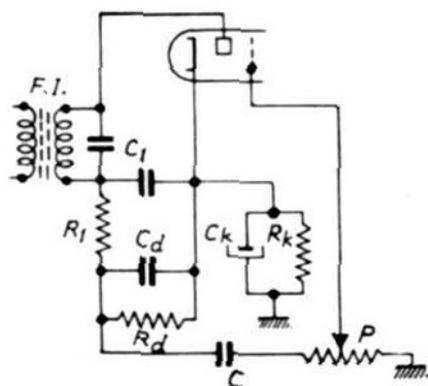


Fig. III-3. Etage détecteur normal d'un récepteur M.A.

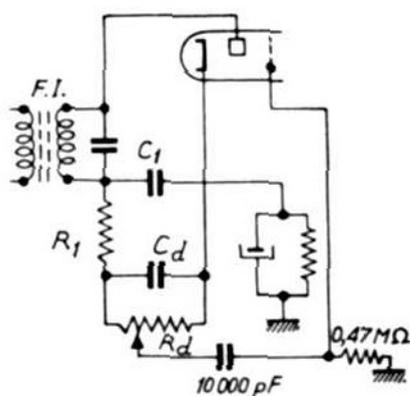


Fig. III-4. Dans ce montage, le potentiomètre de puissance est utilisé comme résistance de détection.

la résistance de détection  $R_d$  est ramenée à la cathode. Les valeurs restent celles indiquées ci-dessus dans le paragraphe *Valeurs des éléments*. Pour une résistance de détection normale (0,47 ou 0,56 M  $\Omega$ ) et un potentiomètre de 0,5 M  $\Omega$ , la distorsion de détection apparaît pour un taux de modulation de 50%.

### 3° Le potentiomètre de puissance est utilisé comme résistance de détection (fig. III-4).

#### Avantages :

A un niveau d'écoute normal, la distorsion se trouve diminuée puisque, dans ce cas, la résistance de charge  $R'$ , du point de vue de la composante B.F. détectée, se trouve réduite (voir ci-dessus : *Distorsion de détection*).

#### Inconvénients :

Le potentiomètre étant parcouru par une composante continue, il en résulte des crachements lorsqu'on le manœuvre, soit si cet élément n'est pas de bonne qualité, soit après un certain temps de fonctionnement (le contact entre le curseur et la piste graphitée est imparfait par suite de l'usure de celle-ci ou du dépôt d'une pellicule graisseuse isolante).

4° La partie triode ou penthode du tube multiple (diode-triode ou diode-penthode) est polarisée par la grille (fig. III-5) — Le point de fonctionnement de l'élément amplificateur B.F. est indépendant du signal H.F. modulé incident.

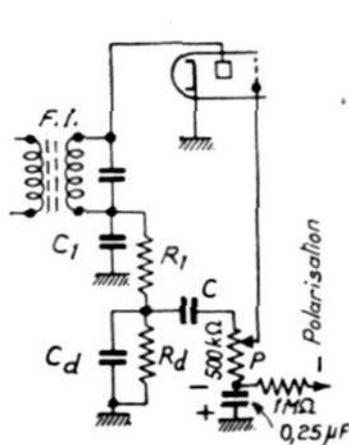


Fig. III-5. La partie triode ou penthode du tube multiple utilisé dans l'étage détecteur est polarisée par la grille.

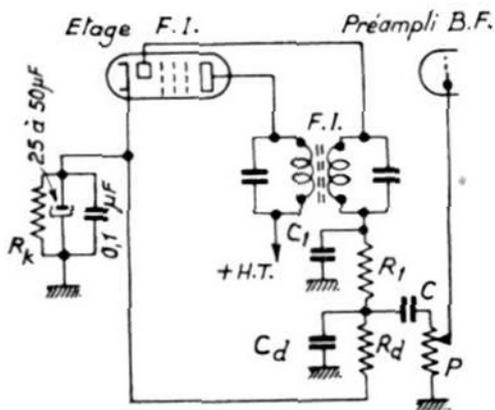


Fig. III-6. Utilisation d'un tube diode-penthode en détection et amplification F.I.

**B — Utilisation de tubes diode-penthode en détection et amplification F.I.**

Sur certains récepteurs, l'élément penthode du tube multiple est affecté à l'amplification à fréquence intermédiaire (fig. III-6). Le circuit cathodique étant parcouru à la fois par une composante H.F. et une composante B.F., on utilise deux condensateurs de découplage : celui de 25 ou 50  $\mu\text{F}$  est plus particulièrement chargé du découplage B.F. et celui de 0,1  $\mu\text{F}$  du découplage H.F.

**Tubes utilisés** — EBF 1 — EBF 2 — EBF 11 — EBF 32 — EBF 80/6 N 8 — EBF 83 — EBF 89/6 DC 8 — 6 H 8.

**II — MONTAGES SPECIAUX DIMINUANT LA DISTORSION DE DETECTION**

**Utilisation de tubes diode-penthode ou diode-triode en détection et préamplification B.F.**

1°) Le potentiomètre de puissance est utilisé à la fois comme résistance de détection et comme résistance de fuite de grille de l'élément préamplificateur B.F. (fig. III-7).

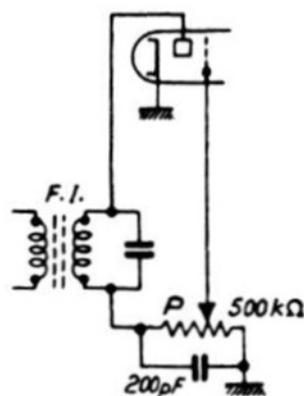


Fig. III-7. Le potentiomètre de puissance est utilisé comme résistance de détection et comme résistance de fuite de grille de l'élément préamplificateur B.F.

*Avantage :*

La distorsion de détection ne devrait apparaître théoriquement que pour un taux de modulation supérieur à 100% puisque, dans ce montage, on a  $R' = R_4$ .

*Inconvénients :*

La polarisation du tube préamplificateur B.F. est liée à l'amplitude de la tension alternative  $E_1$  incidente ce qui cause une certaine distorsion harmonique dans cet étage et limite l'amplitude admissible de la tension B.F. d'excitation grille. De plus, les inconvénients relatifs à l'usage du potentiomètre comme résistance de détection subsistent (voir ci-dessus).

2°) La tension B.F. détectée est prélevée sur une partie de la résistance de détection (fig. III-8 a).

**Avantages :**

Avec ce montage, le rapport  $R'/R_d$  est plus élevé et la distorsion apparaît pour un taux de modulation,  $K$ , tel que :

$$K = \frac{R'}{R_d} = \frac{0,50}{0,74} \simeq 0,67, \text{ soit } 67 \%,$$

au lieu de 50% dans le montage plus classique représenté dans la figure III-3. On peut retarder davantage l'apparition de la distorsion en diminuant la portion de  $R_d$  aux bornes de laquelle est prélevé le signal B.F. détecté. Si l'on prend par exemple  $R_d = 2 \times 0,47 \text{ M}\Omega$ , la distorsion de détection n'apparaît plus que pour :

$$K = \frac{0,7}{0,94} \simeq 75 \%$$

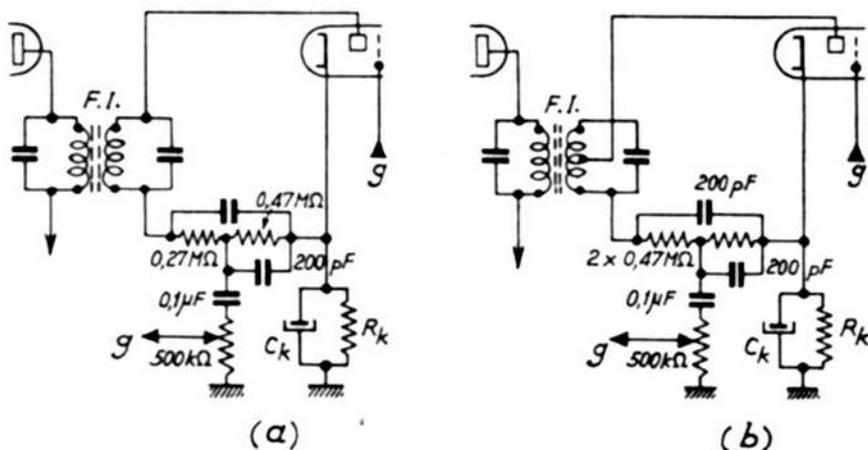


Fig. III-8. La tension B.F. est prélevée sur une partie de la résistance de détection :

- montage normal ;
- montage utilisant un transformateur F.I. à point milieu.

De plus, avec ce montage, l'amortissement du secondaire du dernier transformateur F.I. diminue, d'où une augmentation du gain de cet étage.

**Inconvénient :**

La tension B.F. d'excitation grille de l'étage préamplificateur B.F. diminue ; il convient toutefois de signaler que cette diminution est

compensée en partie par l'augmentation du gain de l'étage F.I. due à un amortissement moindre.

REMARQUE.

On peut encore diminuer cet amortissement en utilisant un transformateur F.I. comportant un secondaire à point milieu ce qui multiplie la résistance d'amortissement par 4 (fig. III-8b) ; l'augmentation du gain de l'étage F.I. qui en résulte permet de récupérer une partie importante du signal H.F. perdue en prélevant la tension d'attaque de la diode sur un demi-secondaire.

**3°) La détection est effectuée par un tube triode ou penthode, montage « Sylvania »** — Ce montage est étudié dans le chapitre suivant : **Détection ou démodulation par tube triode ou penthode des signaux H.F. modulés en amplitude.**

CONCLUSION.

L'étude pratique que nous venons de faire des étages détecteurs utilisant des diodes (à vide ou cristallines) montre que leur fonctionnement fait apparaître une distorsion harmonique non négligeable pour un taux de modulation supérieur à 50% ; différents artifices de montage permettent de pallier imparfaitement ce défaut. Ces détecteurs amortissent le secondaire du transformateur F.I. qui les alimente (la résistance d'amortissement équivalente pour un montage normal est  $R_d/2$ ). Pour obtenir une détection linéaire, l'amplitude de la tension H.F. d'attaque d'une diode à vide doit être de l'ordre de 1 V.

Dans tous les montages représentés, nous n'avons utilisé qu'une seule diode bien que certains des tubes cités soient des doubles diodes (triode ou penthode) ; dans ce cas, la deuxième diode est soit connectée en parallèle avec la première, soit affectée au contrôle automatique de volume C.A.V. (ou V.C.A.) comme nous le verrons dans le chapitre : **Réglage de la sensibilité des amplificateurs H.F.**

### III — DETECTION DES ONDES MODULEES EN AMPLITUDE PAR DES SIGNAUX VIDEOFREQUENCES (T.V.)

Les montages détecteurs en télévision présentent les caractéristiques suivantes :

— La fréquence intermédiaire images est généralement voisine de 28 MHz.

— Le signal vidéo fréquence détecté nécessite une bande passante qui s'étend de la composante continue à 9 ou 10 MHz (théoriquement 10,4 MHz pour la définition française à 819 lignes).

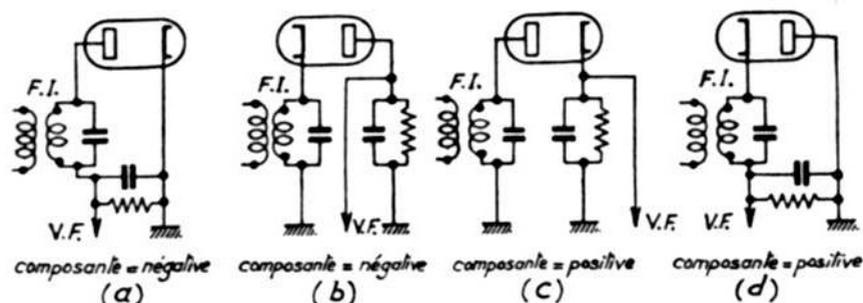


Fig. III-9. Détection T.V. série :

- a) et b) composante continue négative ;  
 c) et d) composante continue positive.

— La polarité de la tension détectée est liée à la réalisation de l'amplificateur en vidéo fréquences qui suit l'étage détecteur (de manière à ce que l'image reproduite par le cathoscope reste positive).

— On remplace souvent la diode à vide utilisée, genre 6 CN 7 — 6 AL 5/EB 91 — 6 BY 8, etc... par une diode cristalline au germanium, type 0 A 70 — 1 N 64 — SFD 106, etc...

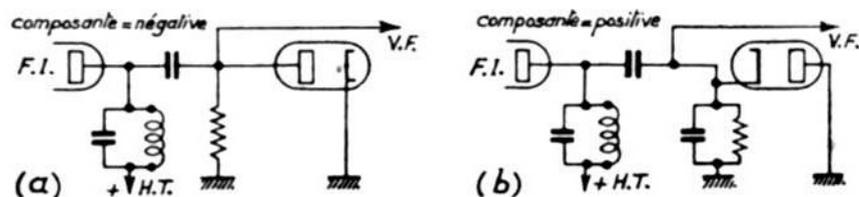


Fig. III-10. Détection T.V. parallèle :

- a) composante continue négative ;  
 b) composante continue positive.

— On ne prévoit aucun réglage de l'amplitude du signal vidéo fréquence détecté, le réglage du contraste étant effectué par le réglage du gain des étages amplificateurs F.I. images.

— On peut utiliser soit la *détection série* (fig. III-9 a, b, c, d), soit

la *détection parallèle* (fig. III-10 a, b) ; les figures III-11 a, b, c, montrent trois réalisations courantes de détecteurs à diode cristalline.

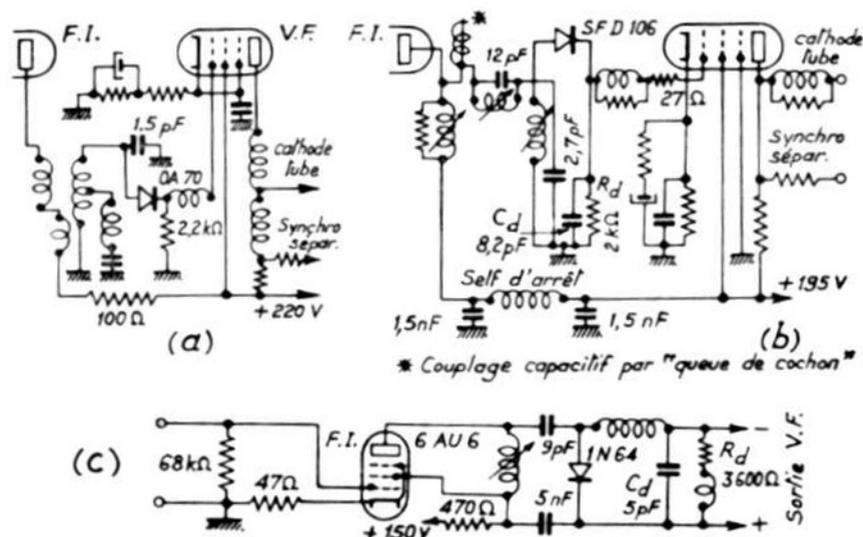


Fig. III-11. Détection T.V. par diode cristalline :

- type  $0A70$ , on remarquera le montage particulier du tube amplificateur V.F.  $EL183$  avec self de correction parallèle ;
- type  $SFD106$ , on remarquera l'usage de selfs de correction séries dans l'étage V.F. ;
- détection parallèle par une diode au germanium  $1N64$ , dans ce montage est représenté le dernier étage amplificateur F.I., voie images.

## CHAPITRE II

# DETECTION OU DEMODULATION PAR TUBE TRIODE OU PENTHODE DES SIGNAUX H.F. MODULES EN AMPLITUDE

### Généralités.

Pour éviter les inconvénients inhérents à la détection diode, on fait appel à l'un des types de détection suivants :

- *détection classe B ou détection plaque,*
- *détection grille,*
- *détection Sylvania.*

Les deux types cités en premier ne permettent pas d'éliminer tous les défauts rencontrés dans la détection diode, aussi ne sont-ils plus guère utilisés. La détection Sylvania, par contre, présente des qualités telles que son emploi est recommandé pour réaliser un récepteur à modulation d'amplitude de qualité.

## I — DETECTION PAR CARACTERISTIQUE DE PLAQUE OU DETECTION PLAQUE

### A — Rappels.

**Schéma de principe** — La détection plaque consiste à utiliser un tube dont le point de fonctionnement est réglé en classe *B*. Le courant plaque suivant l'enveloppe de la tension H.F. modulée appliquée à la grille, il en résulte une tension B.F. détectée aux bornes de la résistance de charge anodique (fig. III-12).

**Avantages** — Par suite de la polarisation très importante requise par le fonctionnement en classe *B*, le courant grille est constamment

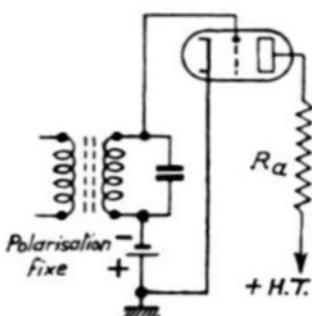


Fig. III-12. Schéma de principe d'un étage détecteur par caractéristique de plaque.

nul et l'impédance d'entrée de l'étage détecteur est très grande ; de ce fait, il n'y a aucun amortissement du circuit accordé qui l'attaque.

**Inconvénients** — La caractéristique  $I_a/V_g$  n'étant pas absolument linéaire, il y a distorsion des signaux B.F. détectés ; de plus, la sensibilité est assez réduite, ce qui nécessite une tension H.F. modulée d'amplitude importante.

### B — Exemple de réalisation pratique.

La figure III-13 montre la réalisation d'un étage détecteur par caractéristique de plaque utilisant une penthode 6 J 7 (d'après le récepteur GMR 1934) ; on remarquera le cavalier qui permet d'utiliser

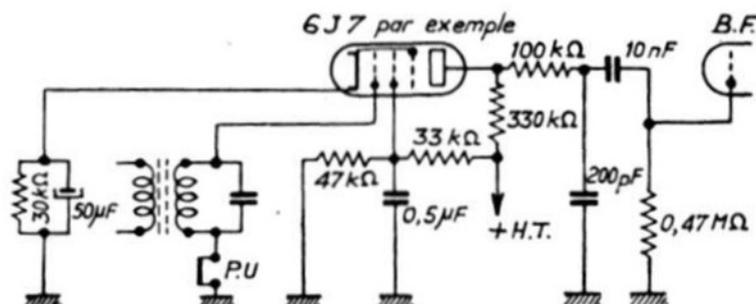


Fig. III-13. Exemple de réalisation d'un étage détecteur par caractéristique de plaque utilisant le tube octal 6 J 7.

un lecteur de disques que l'on branche entre les bornes P.U. Signalons également : la valeur élevée de la résistance de cathode qui fait fonctionner l'étage détecteur en pseudo-classe B, le pont diviseur d'alimentation de la grille écran et la cellule de filtrage H.F. montée dans le circuit anodique.

## II — DETECTION PAR COURANT GRILLE OU DETECTION GRILLE

### A — Rappels.

**Schéma de principe** — En assimilant l'espace cathode-grille d'une triode à une diode, on arrive au schéma équivalent de la figure III-14 ;

on voit que le tube assume à la fois la détection et une amplification B.F. de tension. L'étude théorique de la fonction détectrice montre que la détection obtenue est une détection par alignement des crêtes de la tension H.F. modulée sur le potentiel zéro.

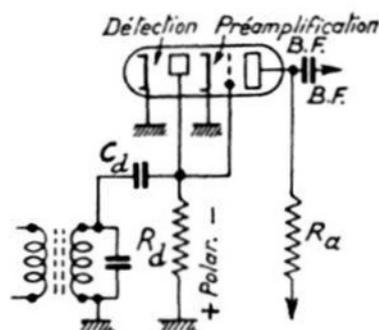


Fig. III-14. Schéma équivalent à un étage détecteur par courant grille.

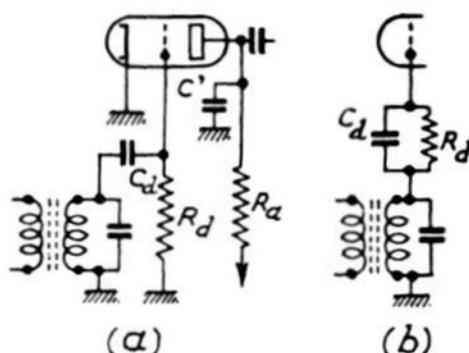


Fig. III-15. Branchements possibles du condensateur et de la résistance de détection.

L'ensemble condensateur et résistance de détection ( $C_d$  et  $R_d$ ) peut être monté suivant les deux variantes (a) et (b) de la figure III-15 dans lesquelles on a :

$$R_d = 1 \text{ à } 2 \text{ M } \Omega ;$$

$$C_d = 50 \text{ à } 500 \text{ pF} ;$$

$$C' = 50 \text{ à } 500 \text{ pF}.$$

**Avantages** — L'amortissement qui dépend de la valeur de  $R_d$  est plus faible que dans la détection diode par alignement. La distorsion des signaux B.F. détectés est assez faible, la détection obtenue étant sensiblement linéaire si les signaux incidents ont une amplitude suffisante. La sensibilité obtenue est environ quatre fois plus grande que dans la détection plaque.

**Inconvénient** — La polarisation du tube — dans sa fonction amplificatrice — est variable en fonction de l'amplitude du signal H.F. incident, ce qui cause une certaine distorsion harmonique — supérieure à celle produite par la détection diode — et limite l'amplitude de la tension H.F. admissible.

**B — Exemple de réalisation pratique.**

La figure III-16 montre la réalisation d'un étage détecteur par courant grille, la H.T. est de l'ordre de 100 V.

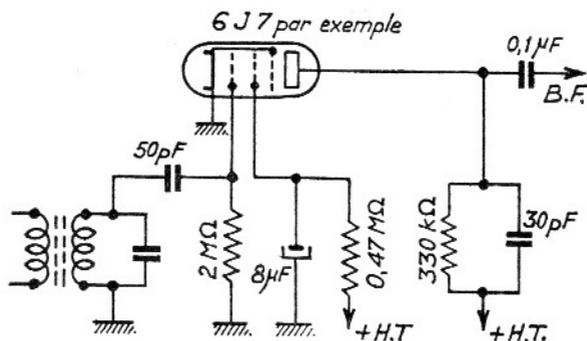


Fig. III-16. Exemple de réalisation d'un étage détecteur par courant grille utilisant, par exemple, le tube octal 6 J 7.

**III — DETECTION SYLVANIA**

**A — Rappels.**

**Schéma de principe** — La détection Sylvania peut être considérée en première approximation comme une détection plaque à charge cathodique, (on dit aussi *détection par retour de cathode*). La figure III-17 donne le schéma de principe de ce montage.

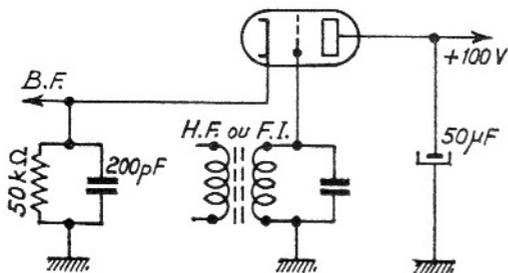


Fig. III-17. Schéma de principe d'un étage détecteur Sylvania.

**Avantages** — L'amortissement du circuit accordé qui délivre la tension H.F. à la grille est du même ordre que dans la détection plaque. La détection obtenue reste linéaire pour des tensions d'excitation grille comprises entre 0,5 V et quelques volts (ces valeurs dépendent du tube utilisé) ; la contre-réaction d'intensité due à la résistance de cathode

prises entre 0,5 V et quelques volts (ces valeurs dépendent du tube utilisé) ; la contre-réaction d'intensité due à la résistance de cathode

de valeur élevée non découplée du point de vue B.F. tend à annuler les distorsions produites par la courbure de la caractéristique du tube. La distorsion de détection due au fonctionnement en pseudo-classe *B* — le courant de repos ne s'annulant jamais complètement — n'apparaît que pour un taux de modulation voisin de 100%.

La sensibilité obtenue est supérieure à quatre fois celle de la détection plaque, elle est très légèrement supérieure à celle de la détection grille ; cette sensibilité se trouve en effet augmentée par suite de l'élévation du gain de l'étage F.I. précédent qui se trouve pratiquement doublé par rapport à celui obtenu avec la détection par diode.

**Inconvénients** — La détection Sylvania ne permet pas d'obtenir, sans tube supplémentaire, une tension continue négative par rapport à la masse pour la commande automatique d'antifading (C.A.V.).

Pour obtenir des résultats satisfaisants, il est indispensable que le potentiel anodique du tube détecteur soit parfaitement stable, une stabilisation locale de la tension plaque par un tube stabilisateur de tension est conseillée.

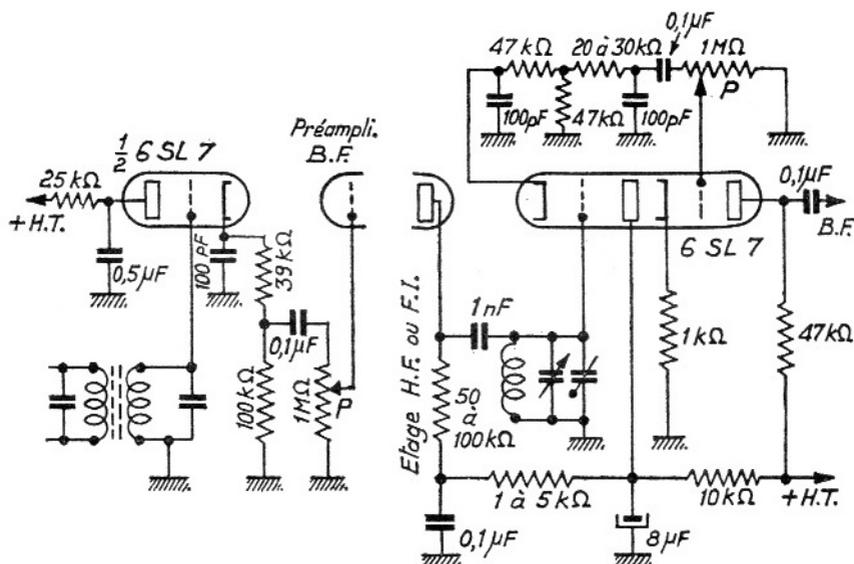


Fig. III-18. Exemple de réalisation simple d'un détecteur Sylvania utilisant un élément triode du tube octal 6SL7, double triode à cathodes séparées.

Fig. III-19. Dans ce montage, les deux éléments du tube 6SL7 sont utilisés, l'un comme détecteur Sylvania, l'autre comme préamplificateur B.F. ; dans le cas où l'étage d'excitation est un amplificateur F.I., le condensateur variable du C.O. est supprimé.

La tension d'excitation grille doit avoir une valeur telle que cette électrode ne devienne jamais positive car le courant grille qui en résulterait entraînerait une distorsion du signal B.F.

## B — Exemples de réalisations pratiques.

a) **Utilisation d'un tube octal double triode 6 SL 7** — La figure III-18 montre la réalisation simple d'une détection Sylvania utilisant un des éléments triodes du tube 6 SL 7. Le montage de la figure III-19 permet d'utiliser les deux éléments triodes, l'un comme détecteur, l'autre comme amplificateur B.F. de tension; dans le cas où ce montage serait utilisé après un étage F.I., le condensateur variable placé dans le circuit grille serait remplacé par un condensateur fixe.

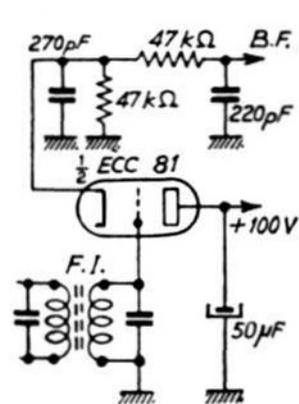


Fig. III-20. Détecteur Sylvania utilisant un élément du tube noval ECC 81/12 AT 7, double triode à cathodes séparées.

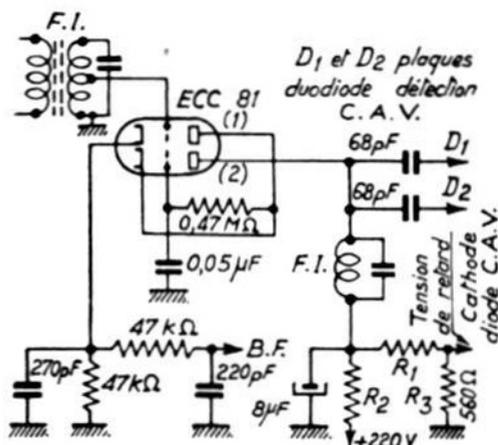


Fig. III-21. Etage détecteur Sylvania utilisant les deux éléments du tube ECC 81 en montage cascode, l'élément (2) amplifiant la résiduelle H.F. destinée à l'alimentation du détecteur de C.A.V.

b) **Utilisation d'un tube noval double triode ECC 81** — Dans la figure III-20 est représenté un étage détecteur Sylvania simple utilisant un des éléments triodes du tube ECC 81. Le montage de la figure III-21 utilise les deux éléments triodes en montage cascode. Ce montage permet d'obtenir la détection par l'élément (1) et l'amplification par l'élément (2) de la résiduelle haute fréquence (dans un montage normal, cette fréquence est la fréquence intermédiaire) qui est



amplificateur B.F. de tension et l'autre, monté en cascade avec l'étage détecteur, un amplificateur F.I. qui alimente l'étage détecteur fournissant la tension continue de C.A.V. Dans ce type de détection, la distorsion n'apparaît que pour un taux de modulation supérieur à 95%.

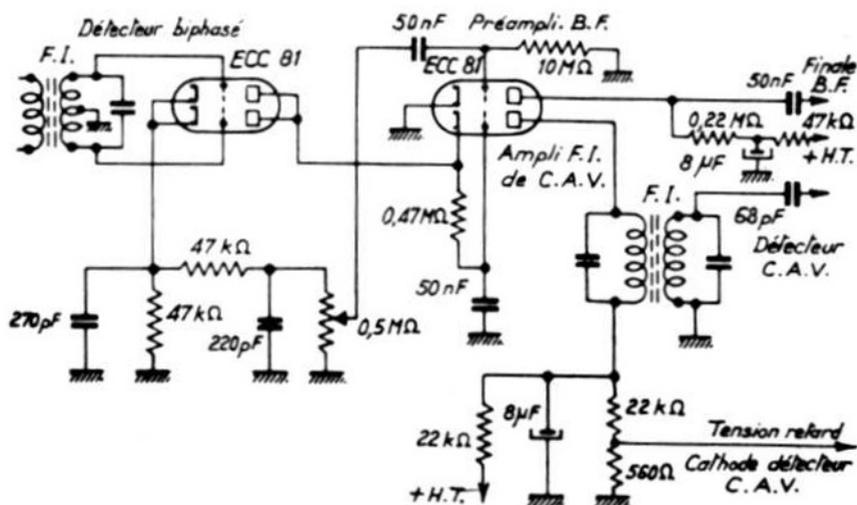


Fig. III-23. Décteur Sylvania biphasé (Radio Constructeur, Mai 1957).

## CHAPITRE III

# DETECTION GRILLE AVEC REACTION ET SUPER-REACTION

### I — DETECTION GRILLE AVEC REACTION

#### A — Principe.

La tension recueillie aux bornes de la résistance de charge plaque d'un étage détecteur par courant grille comporte une composante H.F. susceptible d'être reportée en phase avec la tension incidente dans le circuit d'entrée, d'où une réaction positive qui accroît le gain  $G'$  du tube :

$$G' = \frac{G}{1 - r \cdot G} ;$$

dans cette formule,  $r$  est le rapport de réaction, on voit que si le dénominateur  $1 - r \cdot G$  tend vers zéro, le gain  $G'$  peut être augmenté théoriquement indéfiniment. Pratiquement, le gain est augmenté dans une proportion élevée, mais le montage est d'autant plus instable que le gain ainsi obtenu est plus grand. Le réglage de  $G'$  peut se faire soit en agissant sur le gain initial  $G$ , soit sur le rapport de réaction  $r$ . Le tube fonctionne simultanément en amplificateur H.F., détecteur et amplificateur B.F. de tension.

#### 1°) Réglage de la réaction par variation du gain.

a) *Réglage de la tension d'écran (fig. III-24).*

La variation de gain du tube est obtenue par l'intermédiaire d'un potentiomètre, généralement de l'ordre de 500 k  $\Omega$ , qui constitue un diviseur de tension.

b) Réglage de la tension de cathode (fig. III-25).

Le réglage est, dans ce cas, effectué par l'intermédiaire du potentiomètre  $P$  qui fait partie du pont diviseur de tension constitué par l'ensemble  $R_k$ ,  $P$  et  $R_1$ .

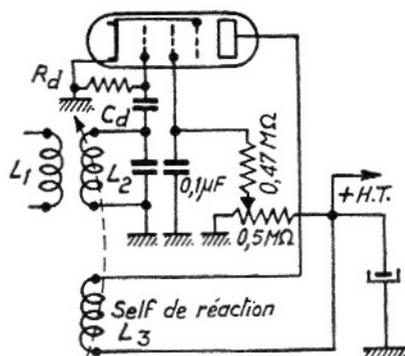


Fig. III-24. Réglage de la réaction par variation de la tension d'écran.

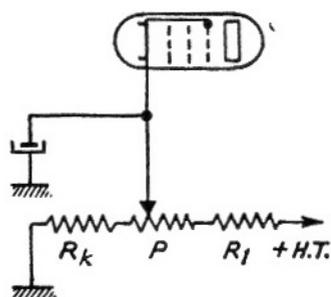


Fig. III-25. Réglage de la réaction par variation de la tension de cathode.

2°) Réglage de la réaction par variation du rapport de réaction.

a) Réglage par couplage variable (fig. III-26).

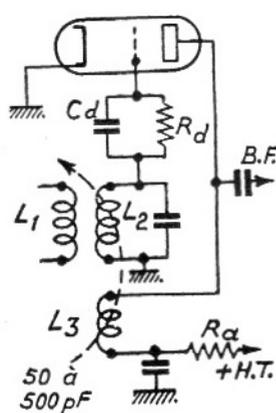


Fig. III-26. Réglage de la réaction par variation du rapport de réaction.

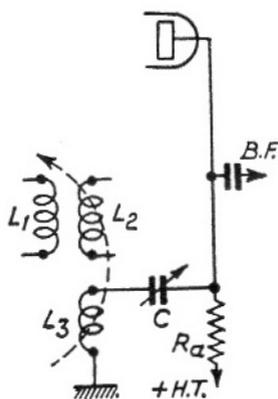


Fig. III-27. Réglage de la réaction par condensateur variable.

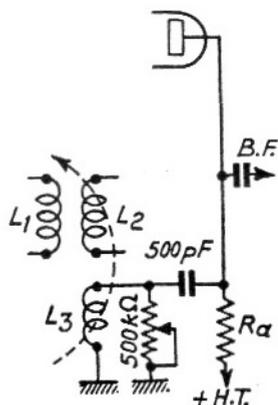


Fig. III-28. Réglage de la réaction par potentiomètre.

Le couplage entre la self de réaction  $L_3$  et la self grille  $L_2$  est rendu variable par un procédé mécanique quelconque.

b) *Réglage de la réaction par condensateur variable (fig. III-27).*

La tension de réaction dépend de la valeur du condensateur de réaction  $C$  ; pour pouvoir faire varier celle-ci, il suffit d'utiliser un condensateur variable.

c) *Réglage par potentiomètre (fig. III-28).*

Le potentiomètre branché en parallèle sur la self de réaction permet de faire varier la tension de réaction qui lui est transmise.

**Avantages du montage détecteur à réaction :**

— Gain élevé, on obtient avec un tube unique la même sensibilité qu'avec un récepteur à changement de fréquence comportant deux tubes de plus.

— Montage peu encombrant et peu coûteux.

**Inconvénients :**

— Montage instable, le réglage du taux de réaction modifie la fréquence de résonance du circuit accordé, ce qui nécessite d'effectuer deux réglages simultanés.

— Si aucune précaution spéciale n'est prise, il y a rayonnement dans l'antenne et risques de gêne pour d'autres récepteurs ; l'étage détecteur à réaction doit être précédé d'un étage amplificateur H.F. qui évite ce rayonnement (utilisation réglementée par la R.T.F.).

**B — Exemples de réalisations pratiques.**

**1°) Montage normal utilisant une penthode H.F. genre 6 K 7 — 6 M 7 — EF 9 — EF 80 — EF 89 — etc...** — Le montage pratique ne diffère guère du schéma de principe donné dans la figure III-26 ; la valeur de la résistance de charge anodique,  $R_a$ , est généralement de 270 à 330 k  $\Omega$ , celle du condensateur de détection,  $C_d$ , de 50 pF, celle de la résistance de détection,  $R_d$ , de 1 à 2,2 M  $\Omega$  et celle du condensateur de découplage H.F.,  $C'$ , de 50 à 500 pF. Le dosage de la réaction peut être obtenu par l'un des procédés indiqués ci-dessus, le plus simple étant celui du réglage du gain par variation de la tension d'écran.

**2°) Montage avec couplage par le circuit cathodique** — Ce montage est réalisé à la manière d'un oscillateur E.C.O. (fig. III-29) ; les valeurs indiquées correspondent à l'utilisation d'un tube octal 6 J 7, d'autres tubes peuvent, bien entendu, être utilisés pratiquement sans modifications.

3°) **Montage utilisant une double triode ECC 84 par exemple** — On a vu précédemment que le montage cascade pouvait être mis à profit avec une détection Sylvania, il peut aussi être utilisé avec une détection à réaction. La figure III-30 donne une réalisation possible de ce montage (Radio-Constructeur de décembre 1957).

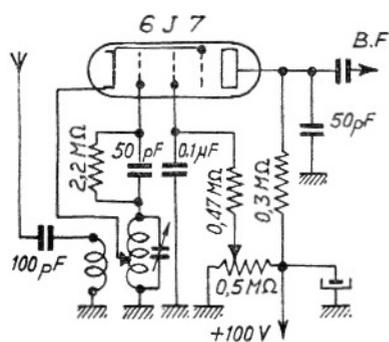


Fig. III-29. Détectrice à réaction utilisant une penthode, genre 6 J 7 par exemple.

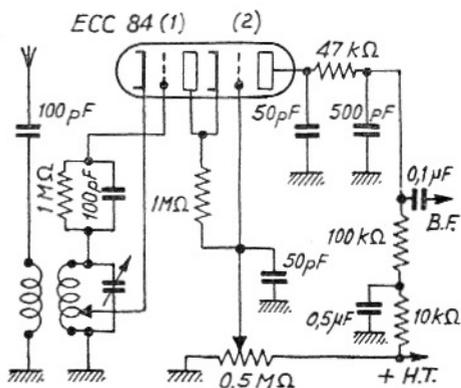


Fig. III-30. Détectrice à réaction utilisant les deux éléments du tube noval ECC 84 en montage cascade, l'élément (2) étant utilisé comme préamplificateur B.F.

## II — DETECTION AVEC SUPER-RÉACTION

### A — Principe.

Ce procédé de détection consiste à laisser volontairement « accrocher » l'auto-oscillateur constitué par l'étage détecteur à réaction pendant un temps très court.

On démontre que, pendant cet intervalle de temps, le signal H.F. appliqué à la grille du tube subit une amplification considérable<sup>(1)</sup>. Pour pouvoir restituer la modulation éventuelle du signal H.F. incident, il faut que le montage soit bloqué et débloqué alternativement à une fréquence grande devant celle de la B.F. ; pratiquement, on choisit une « fréquence de blocage » comprise entre 10 000 et 40 000 Hz.

(1) L'étude du fonctionnement d'un étage détecteur à super-réaction montre que l'amplification croît exponentiellement ; si  $u$  est la tension d'excitation H.F.,  $T$  la période correspondant à la fréquence de blocage,  $\theta$  la constante de temps qui dépend de la constitution du montage, la tension amplifiée,  $U$ , a pour valeur :  $U = u e^{T/\theta}$ , ( $e = 2,718...$ , base des logarithmes népériens).

Deux procédés de blocage sont utilisés : l'*autoblocage* et le *blocage séparé* grâce à un oscillateur local auxiliaire.

Il convient de signaler que le montage détecteur à super-réaction ne présente plus actuellement qu'un intérêt documentaire sauf pour les amateurs de radiocommande de modèles réduits ; il a fait la joie des amateurs de V.H.F. (30 à 300 MHz), il y a une vingtaine d'années, avant que le développement de la télévision et de la modulation de fréquence n'ait rendu ces fréquences très accessibles grâce, d'une part, à des tubes électroniques à faibles capacités d'entrée et de sortie et à faible résistance équivalente de souffle et, d'autre part, à des montages amplificateurs H.F. à gain élevé et faible facteur de bruit (amplificateur à grille à la masse, amplificateur cascade).

### **Avantages :**

- Gain très élevé, 100 dB pour certains montages, ce qui correspond à trois ou quatre tubes de plus pour un montage normal.
- Faible encombrement, prix de revient peu élevé.

### **Inconvénients :**

- Difficultés de mise au point (recherche de la fréquence de blocage donnant les meilleurs résultats).
- Mauvaise sélectivité.
- Distorsion harmonique importante des signaux B.F. détectés.
- Bruit de fond important, le fonctionnement d'un détecteur à super-réaction est caractérisé par l'audition d'un bruit ressemblant à celui d'une chute d'eau (bruits de fond très amplifiés dus aux résistances, surtout si elles sont du type « aggloméré », aux impédances des circuits oscillants et à la résistance équivalente de souffle du tube électronique utilisé).

### **REMARQUE.**

Les tubes utilisés dans ce genre de montage étaient assez difficiles à trouver au moment où une partie de la gamme V.H.F. était encore allouée à titre expérimental aux radio-amateurs ; on employait surtout un tube penthode, d'origine allemande, *RV 12 P/2000* dont certains modèles « descendaient » entre 0,75 et 0,5 m de longueur d'onde. Actuellement, de nombreux tubes triodes peuvent être utilisés soit dans les séries subminiature et miniature, soit dans la série noval : *EC 70* — *EC 80* — *EC 81* — *EC 91* — *EC 92* — *EC 93* ; on peut également utiliser des tubes doubles triodes : *ECC 81* — *ECC 84* — etc... Les triodes à chauffage direct *1 B 5* — *1 G 4* — *1 H 4* — *1 LE 3* — *3 A 5* (double triode) ou certaines penthodes montées en triodes *DL 96*

— 3 S 4/DL 92 — DL 67 (subminiature) etc... permettent de réaliser des récepteurs portatifs de très faibles dimensions, éventuellement adaptés à la radiocommande.

### B — Exemples de réalisations pratiques.

Voici, à titre indicatif, une réalisation possible du montage à auto-blocage et du montage à blocage séparé utilisant un tube noval double triode *ECC 84*.

**a) Montage à blocage séparé (fig. III-31)** — La première moitié du tube *ECC 84* est montée en détectrice à réaction (oscillateur E.C.O. par exemple, un montage Hartley conviendrait également), la seconde moitié constitue l'oscillateur de blocage, les éléments utilisés dans cette partie du montage devront permettre une oscillation de fréquence comprise entre 10 000 et 40 000 Hz. Des selfs d'arrêt H.F. seront insérées dans les connexions d'alimentation filament ainsi que dans la ligne H.T.

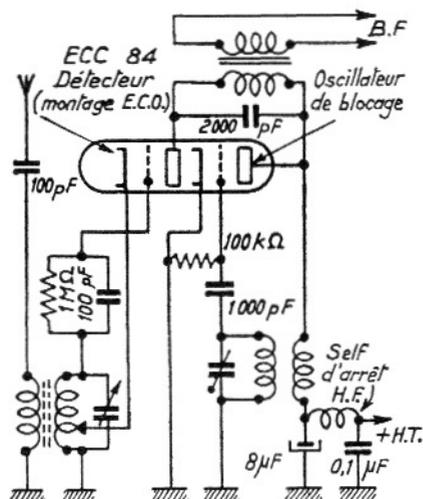


Fig. III-31. Détectrice à super-réaction à blocage séparé utilisant un tube noval *ECC 84/6 CW 7*.

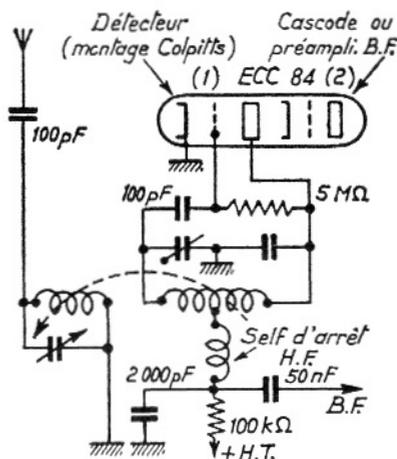


Fig. III-32. Détectrice à super-réaction à autoblocage utilisant un des éléments du tube *ECC 84/6 CW 7*, l'élément (2) peut être monté en cascade avec l'élément (1) ou en préamplificateur B.F. normal.

La prise de la connexion cathode de l'élément détecteur sera établie de façon à pouvoir être modifiée facilement (le nombre des spires comprises entre la masse et la prise cathode est de 1/3 à 1/5 du nombre total de spires).

**b) Montage à autoblocage (fig. III-32)** — L'étage détecteur, dans ce type de montage, est de préférence constitué par un étage oscillateur Colpitts qui présente l'avantage d'osciller très facilement sur des fréquences supérieures à 100 MHz ; dans ce cas d'ailleurs, les deux condensateurs du circuit oscillant sont constitués par les capacités d'entrée et de sortie du tube.

On remarquera que la résistance de fuite de grille oscillatrice est de valeur très élevée pour permettre l'autoblocage de l'oscillation ; de plus, pour favoriser le phénomène de relaxation <sup>(1)</sup> qui produit le blocage de l'oscillation du tube, cette résistance retourne à la plaque et non à la masse. La deuxième moitié du tube peut être utilisée soit en montage cascade avec la première moitié (schéma identique à celui de la figure III-30 en ce qui concerne la deuxième moitié du tube double triode), soit utilisée comme amplificateur B.F. de tension.

#### REMARQUE.

Dans chacun des montages ci-dessus (fig. III-31 et III-32), on peut remplacer la triode détectrice par une penthode étudiée pour la V.H.F. ; on peut utiliser, par exemple, un tube multiple penthode-triode comme le tube noval 9 CL 8 prévu pour un étage changeur de fréquence V.H.F. Le montage utilisant une penthode permet un réglage assez facile de la super-réaction par variation du potentiel d'écran.

---

(1) Du fait de la valeur élevée de la résistance de fuite de grille, les charges reçues par la grille ne s'écoulent que lentement et le potentiel de cette électrode devient très négatif (ce qui est favorisé par le retour à la plaque) bloquant l'oscillation ; l'oscillation étant supprimée, la grille redevient moins négative, le montage se débloque et ainsi de suite.

## CHAPITRE IV

# NOTIONS SUR LES DETECTEURS DE SIGNAUX H.F. MODULES EN FREQUENCE (M.F.)

### Généralités.

Les programmes des différents examens de l'Enseignement Technique prévoient une étude sommaire de la démodulation d'un signal modulé en fréquence ou en phase ; c'est pour répondre à cette partie des programmes officiels que nous abordons ici la démodulation de la M.F. (1).

Pour une étude plus approfondie, tout en restant au niveau de l'agent technique, voir par exemple :

- « *Emission et réception - Modulation de fréquence* » par G. MORAND - Technique et Vulgarisation.
- « *Le Récepteur à Modulation de Fréquence* » par J. CERF - Editions Chiron.
- « *Technique de la Modulation de Fréquence* » par H. SCHREIBER - Société des Editions Radio.
- « *Schémas de Récepteurs pour Modulation de Fréquence* » par R. DE SCHEPPER Société des Editions Radio, etc...

Le principe des différents détecteurs M.F. consiste à transformer une variation de fréquence (ou de phase) en une variation d'amplitude. Les différents détecteurs utilisés sont :

- les détecteurs *symétriques ou discriminateurs de phase*,
- les détecteurs *de rapport*,
- les détecteurs *multiplicatifs* (changement de fréquence par un tube ennéode — 9 éléments, soit 7 grilles — qui comporte 2 grilles de commande), etc...

Nous nous limiterons (suivant le programme du Brevet de Technicien Electronicien) à la description de quelques montages discriminateurs de phase et détecteurs de rapport.

(1) On utilise également l'abréviation F.M., d'origine anglo-saxonne.

### I — DISCRIMINATEUR DE PHASE

La figure III-33 donne le schéma de principe d'un détecteur symétrique ou discriminateur de phase. Si on examine ce schéma, on voit que chaque diode reçoit une tension alternative qui résulte de la combinaison de la tension fournie par la moitié de l'enroulement secondaire, d'une part et de la tension transmise par le condensateur  $C$ , d'autre part.

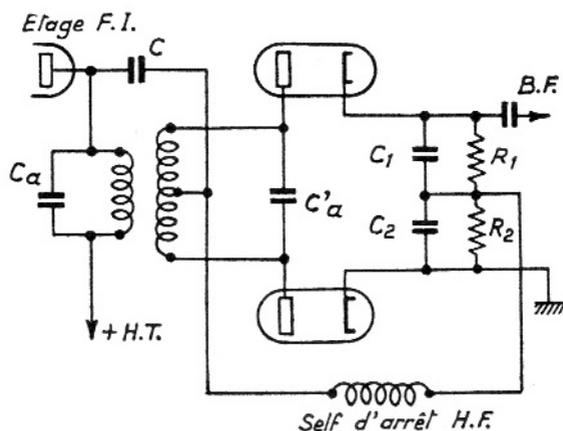


Fig. III-33. Schéma de principe d'un discriminateur de phase.

Les tensions fournies par le secondaire sont déphasées de  $180^\circ$  l'une par rapport à l'autre et de  $90^\circ$  par rapport à la composante ramenée par le condensateur  $C$  <sup>(1)</sup>; de ce fait, les tensions réellement appliquées à chaque diode sont égales lorsque la fréquence du signal H.F. incident est celle sur laquelle sont accordés primaire et secondaire. Dans ce cas, on ne recueille aucune tension à la sortie du discriminateur puisque les courants qui traversent les résistances  $R_1$  et  $R_2$  (de même valeur) sont de même amplitude et de sens opposé. Cette propriété explique pourquoi un récepteur M.F. est insensible aux parasites atmosphériques qui modulent les ondes en amplitude. Si la fréquence du signal H.F. incident vient à varier, la phase des tensions aux bornes du secondaire varie, par rapport à la tension ramenée du primaire par le condensateur  $C$ , en fonction du désaccord résultant de la variation

(1) Il ne faut pas confondre ici la tension de sortie secondaire — qui est en fait la tension présente aux bornes de  $C'a$  — avec la tension induite en série dans le secondaire ; à l'accord du secondaire, le courant qui traverse celui-ci est en phase avec la tension induite (laquelle est en opposition de phase avec la tension appliquée au primaire) et la tension de sortie qui est due à la chute de tension dans  $C'a$  est donc déphasée de  $90^\circ$  par rapport au courant secondaire et à la tension induite au secondaire. La tension de sortie est par conséquent déphasée de  $90^\circ$  par rapport à la tension appliquée au primaire.

de fréquence. L'étude des circuits accordés couplés montre en effet que la tension primaire et la tension de sortie secondaire ne sont en quadrature qu'à l'accord des deux circuits sur la même fréquence ; en cas de désaccord, les deux tensions aux bornes de chaque moitié de l'enroulement secondaire sont toujours déphasées entre elles de  $180^\circ$ , mais elles ne sont plus alors déphasées de  $90^\circ$  par rapport à la fraction de tension primaire ramenée par le condensateur  $C$ . Si la variation de phase ainsi produite est  $\varphi$ , la tension sur l'une des diodes — par rapport à la tension ramenée du primaire par  $C$  — est déphasée de  $90^\circ + \varphi$  et l'autre de  $90^\circ - \varphi$ . La combinaison entre ces tensions ( $1/2$  tension secondaire et tension ramenée par  $C$ ) n'a plus alors la même valeur sur chaque diode et l'on récupère, aux bornes de  $R_1 + R_2$ , un signal dont l'amplitude et la polarité sont fonctions de la variation de fréquence du signal H.F. incident.

La variation de fréquence du signal incident s'est transformée en un signal d'amplitude et de polarité variables qui n'est autre que le signal B.F. qui, à l'émission, modulait en fréquence le signal H.F. émis.

### Réalisations pratiques de discriminateurs de phase.

**1°) Montage usuel** — La figure III-34 donne une réalisation directement issue du schéma de principe. Le tube détecteur est soit une

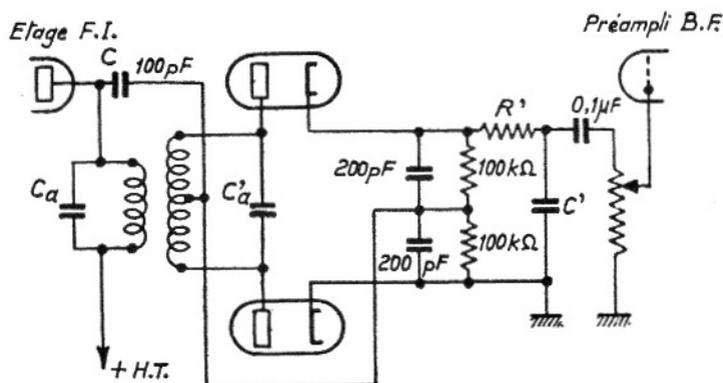


Fig. III-34. Exemple de réalisation d'un discriminateur de phase.

double diode à cathodes séparées, genre *6 AL 5*, soit deux diodes faisant partie d'un tube multiple, genre *EABC 80*, prévu également pour

la détection de la modulation d'amplitude. Un filtre de désaccentuation,  $R'C'$ , est inséré dans la liaison entre le discriminateur et l'étage préamplificateur B.F.; on prend, par exemple,  $C' = 1000 \text{ pF}$ <sup>(1)</sup>,  $R' = 47 \text{ k}\Omega$ .  $C_a$  et  $C_a'$  sont les capacités d'accord des circuits primaire et secondaire, la fréquence intermédiaire est en principe de 10,7 MHz.

REMARQUE.

La détection d'un signal modulé en fréquence par un discriminateur ne donne pas lieu à une composante continue à la sortie puisque la polarité de la tension aux bornes de  $R_1 + R_2$  varie en fonction de « l'excursion » de fréquence autour de la fréquence nominale.

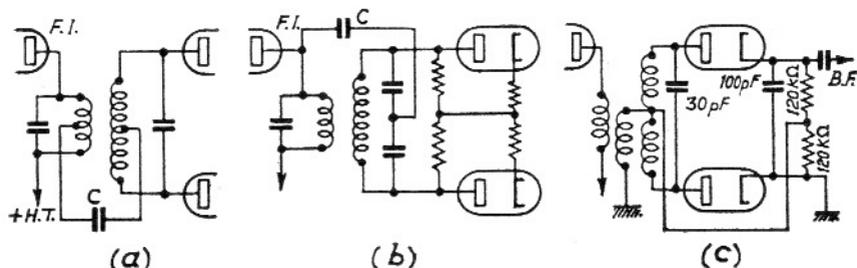


Fig. III-35. Variantes usuelles du montage discriminateur de phase :  
 a) le condensateur de couplage est branché entre les points milieux primaire et secondaire ;  
 b) le secondaire n'a pas de point milieu ;  
 c) le condensateur est remplacé par un enroulement de couplage.

2°) Variantes possibles.

a) Le condensateur de couplage  $C$  est branché entre point milieu primaire et point milieu secondaire (figure III-35a).

b) On utilise un secondaire sans point milieu (figure III-35b).

c) Le condensateur  $C$  est remplacé par un enroulement de couplage (figure III-35c).

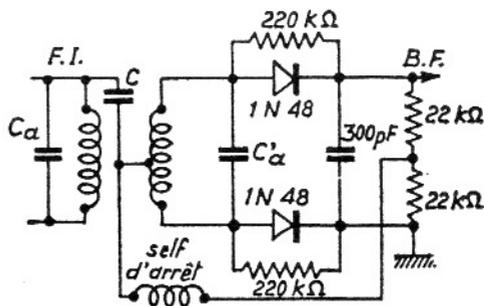


Fig. III-36. Discriminateur de phase équipé de diodes cristallines 1 N 48.

(1) Le filtre  $R'C'$  de désaccentuation produit un affaiblissement des fréquences aiguës compensant leur relèvement à l'émission (opération dite préaccentuation); en principe, la constante de temps de ce filtre est de  $50 \mu\text{s}$ , ce qui justifie les valeurs de  $R'$  et  $C'$ , indiquées ci-dessus; on prend aussi, ce qui revient au même  $R' = 100 \text{ k}\Omega$  et  $C' = 500 \text{ pF}$ .

Dans ce montage, la *tension de comparaison* est fournie par un enroulement de peu de spires en couplage serré avec le primaire, lequel n'est pas accordé, son amortissement étant trop important.

Dans le cas d'un récepteur portatif, les diodes à vide peuvent être remplacées avantageusement par des diodes cristallines au germanium (fig. III-36).

#### REMARQUE.

Le montage discriminateur de phase ne fournissant pas de composante continue, on doit recourir à un indicateur d'accord spécialement mis au point pour ce montage ; il s'agit du tube indicateur *6 AL 7* dont le branchement est représenté dans la figure III-37.

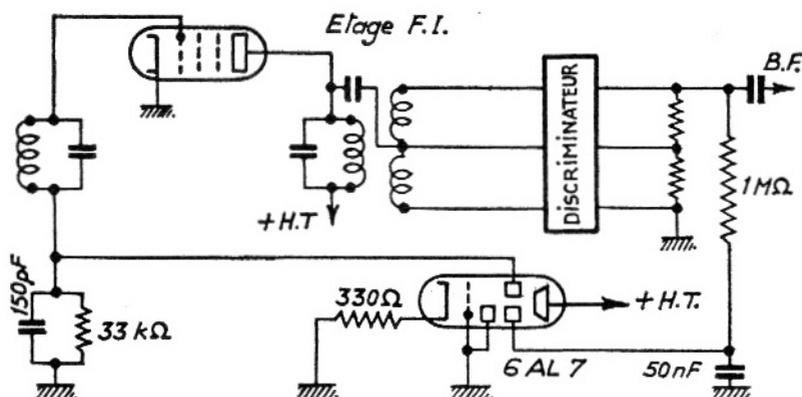


Fig. III-37. Branchement d'un tube indicateur d'accord *6 AL 7* spécialement étudié pour fonctionner avec un discriminateur de phase.

## II — DETECTEUR DE RAPPORT

Ce montage diffère du discriminateur de phase par la mise en série des deux diodes, ainsi que par le découplage de la résistance de charge par un condensateur de valeur élevée: 4 à 10  $\mu\text{F}$  (fig. III-38). La tension de comparaison est fournie par un enroulement de peu de spires en couplage serré avec le primaire. De par la disposition en série des diodes, leur circuit est parcouru par un courant continu dont la valeur dépend de la tension moyenne délivrée par le secondaire ; il en résulte une tension continue constante aux bornes du condensateur qui shunte la résistance de charge. En disposant convenablement une masse, on obtient une tension négative par rapport à la masse qui peut être utilisée pour réaliser une commande automatique de gain (C.A.G.) des

étages amplificateurs à fréquence intermédiaire et alimenter la grille d'un tube indicateur d'accord, genre *EM 80* ou *EM 84* (secteurs lumineux en forme de « massues » pour le premier et en forme de deux zones rectangulaires qui se déplacent l'une vers l'autre pour le second).

Lorsque la fréquence du signal H.F. incident varie, le rapport des tensions (d'où le nom de détecteur de rapport) aux bornes de chaque diode cesse d'être égal à 1 et il apparaît, entre le point de jonction des condensateurs de détection et la masse, un signal d'amplitude variable qui reflète la variation de fréquence du signal incident ; il y a donc naissance d'une détection de la tension modulée en fréquence et restitution du signal B.F. correspondant à cette modulation.

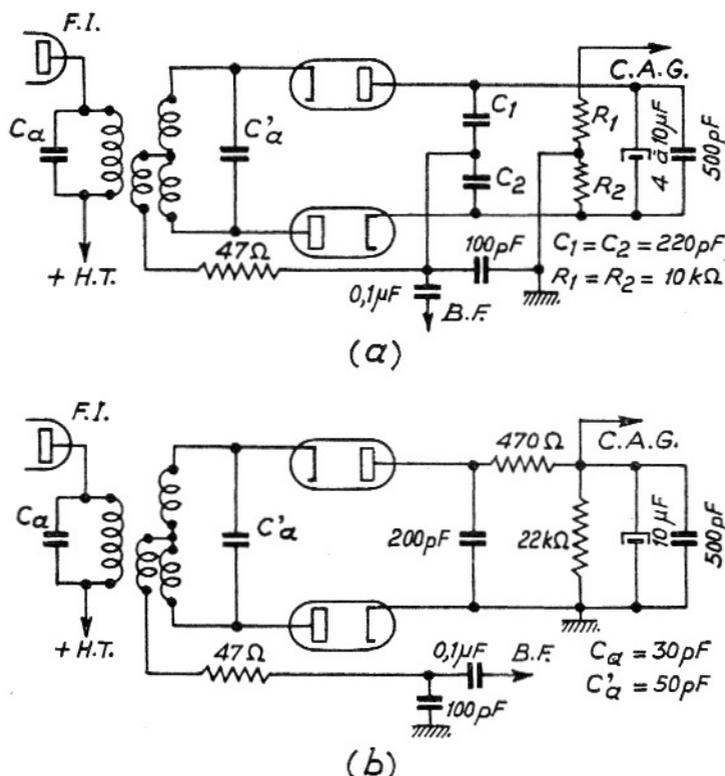


Fig. III-38. Détecteurs de rapport :

a) détecteur symétrique b) détecteur dissymétrique.

Généralement, on préfère prélever le signal B.F. sur le point milieu du secondaire, ce qui revient au même puisqu'il y a connexion entre les deux points considérés.



QUATRIEME PARTIE

**CIRCUITS OSCILLATEURS H.F. ET B.F.**

## CHAPITRE PREMIER

# OSCILLATEURS H.F. D'UTILISATION COURANTE ETAGES CHANGEURS DE FREQUENCE

### I — OSCILLATEURS H.F. D'UTILISATION COURANTE

#### Généralités.

En radioélectricité, on utilise un certain nombre de montages oscillateurs H.F. pour fournir une oscillation parfaitement sinusoïdale destinée soit à l'émission (étage pilote d'un émetteur), soit aux appareils de mesure (générateurs H.F. ou hétérodynes, ponts d'impédance H.F., « Q » mètres, etc...), soit enfin à la réception dans les étages changeurs de fréquence ; ce sont ces derniers que nous allons principalement envisager ici.

#### A — Principaux montages oscillateurs.

Ces montages sont assez nombreux, mais on utilise principalement, dans l'étage changeur de fréquence d'un récepteur, les oscillateurs suivants :

##### 1°) Pour un récepteur M.A.

Oscillateur à grille accordée désigné par l'abréviation « T.G. » (de l'anglais « tuned grid », grille accordée).

Oscillateur à plaque accordée « T.P. » (« tuned plate », plaque accordée).

Oscillateur à couplage électronique « E.C.O. » (« electronic cell oscillator » ou « electron coupled oscillator »).

On utilise également, mais très rarement, l'oscillateur à plaque et grille accordées « T.P.T.G. » ; dans ce montage, le couplage entre les circuits grille et plaque est assuré par la capacité interne grille-plaque  $C_{ga}$  du tube.

## SCHEMAS ELECTRONIQUES UTILISES EN RECEPTION

Les schémas de ces différents montages sont donnés dans la figure IV-1.

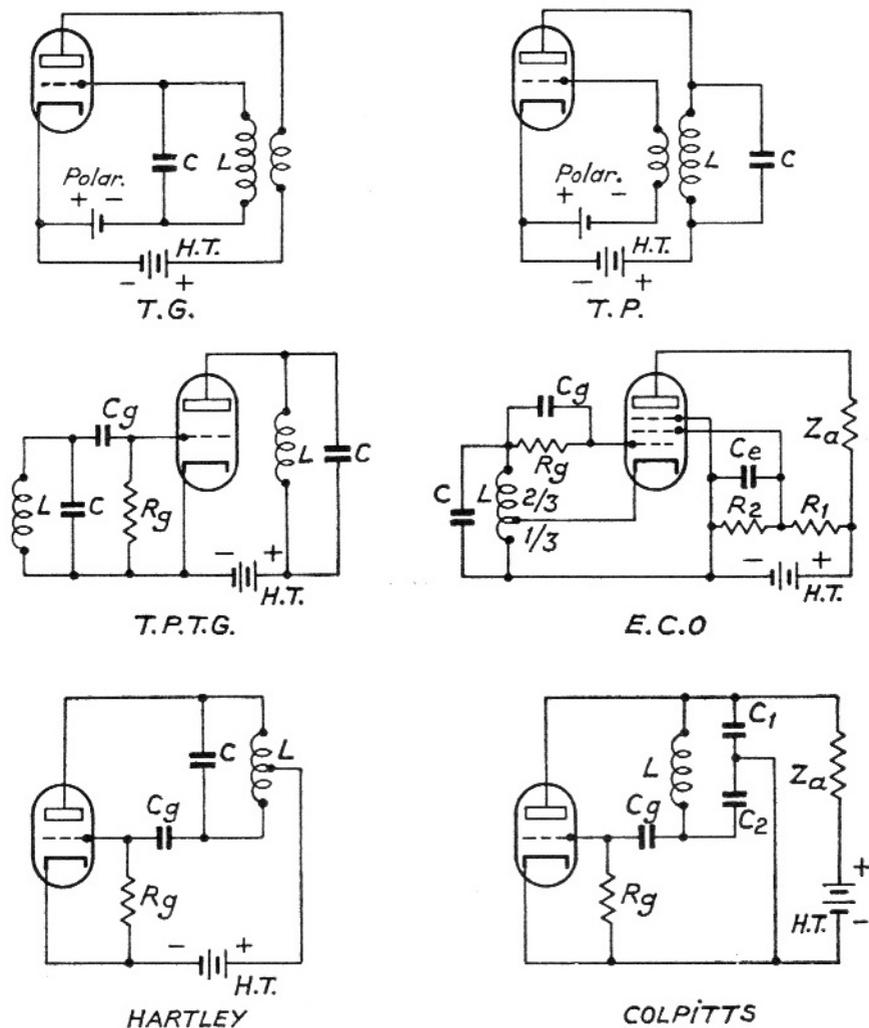


Fig. IV-1. Principaux montages oscillateurs.

**2°) Pour un récepteur M.F. (ou partie de récepteur combiné M.A. et M.F.) ou un téléviseur.**

Oscillateurs Hartley ou Colpitts (fig. IV-1).

REMARQUE.

L'alimentation H.T. de la plaque d'un tube oscillateur peut être faite soit en série, soit en parallèle avec la self plaque.

**B — Rappels de notions technologiques et pratiques concernant les étages oscillateurs.**

**1°) Rôle de la résistance de fuite de grille oscillatrice** — Pour améliorer le rendement d'un étage oscillateur et obtenir une tension H.F. de sortie suffisante (5 à 8 V eff.), on fait fonctionner le tube utilisé en

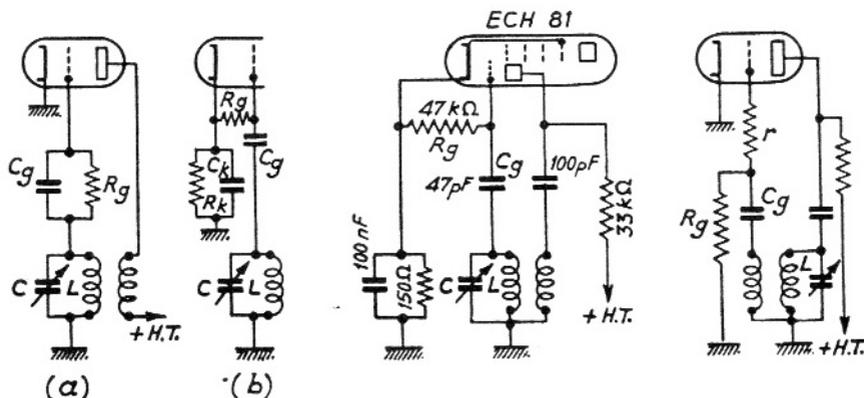


Fig. IV-2. Polarisation d'un étage oscillateur :

- a) branchement de la résistance de fuite de grille dans le circuit grille ;
- b) branchement de la résistance de fuite de grille entre grille et cathode.

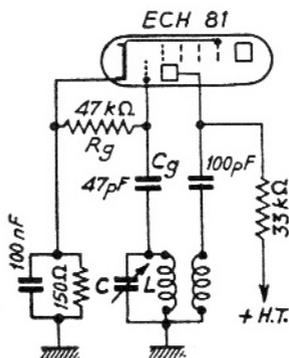


Fig. IV-3. Montage oscillateur utilisé dans l'étage changeur de fréquence d'un récepteur M.A.

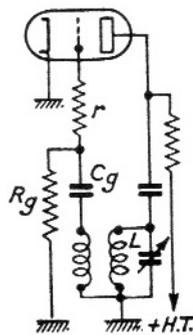


Fig. IV-4. Insertion d'une résistance d'amortissement dans le circuit grille.

classe B ou mieux, en classe C ; les brèves impulsions de courant anodique ainsi obtenues suffisent à entretenir les oscillations du circuit oscillant LC placé soit dans le circuit grille, soit dans le circuit anodique. Pour obtenir la tension négative de polarisation, on insère une résistance R<sub>g</sub> de valeur convenable — 22 à 100 kΩ suivant le tube oscillateur utilisé — dans le circuit grille (fig. IV-2a) ou, ce qui revient au même, entre grille et masse ; si le tube utilisé est un tube multiple, cette résistance est placée entre grille et cathode (fig. IV-2b). Pour que cette résistance n'amortisse pas le circuit grille, on la shunte par un condensateur C<sub>g</sub> dont la valeur est de l'ordre de 50 pF pour les fréquences d'oscillation couvrant les gammes normales de réception en

M.A. et de l'ordre de 15 à 50 pF pour les fréquences d'oscillation correspondant à la réception de la gamme M.F. ou de la télévision.

La figure IV-3 montre la réalisation du montage oscillateur normalement utilisé dans un récepteur à M.A. ; le tube combiné utilisé est soit une triode-heptode, genre 6 E 8 — 6 A J 8/ECH 81 — ECH 83, soit une triode-hexode, genre ECH 3, soit une heptode, genre 6 B E 6/EK 90.

**2°) Elimination du glissement de fréquence et de la variation de la tension de sortie** — Pour éviter le glissement de fréquence dû aux variations de la tension secteur et, éventuellement, à l'action du C.A.V. appliqué à la partie modulatrice du tube changeur de fréquence, on a recours au montage à plaque accordée. Pour rendre plus constante la tension de sortie dans une gamme de fréquences donnée, on insère une résistance d'amortissement non découplée entre la grille et son circuit (fig. IV-4) ; cette résistance  $r$ , dont la valeur est comprise entre 80 et 100  $\Omega$  environ, provoque un amortissement de la self grille croissant avec la fréquence. On évite ainsi, avec un oscillateur normal, l'accrochage qui se produit éventuellement pour la fréquence la plus élevée de la gamme reçue (condensateur variable entièrement ouvert).

D'autres artifices sont quelquefois utilisés également pour rendre plus constante la tension d'oscillation (fig. IV-5 et IV-6).

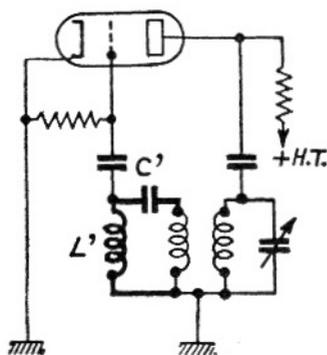


Fig. IV-5. Utilisation d'un circuit oscillant supplémentaire  $L' C'$  pour stabiliser la tension d'oscillation.

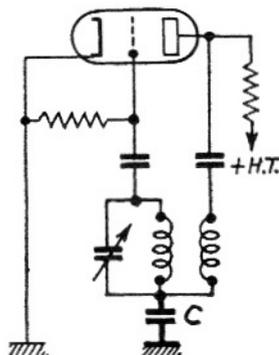


Fig. IV-6. Utilisation d'un couplage capacitif additionnel entre les selfs grille et plaque.

*a) Utilisation d'un circuit oscillant supplémentaire  $L' C'$  (fig. IV-5).*

Ce circuit (en traits gras dans la figure IV-5) est accordé sur une fréquence inférieure à la plus basse des fréquences couvertes par l'oscillateur ; si on s'arrange pour que le couplage entre la self grille et la

self plaque soit juste suffisant pour entretenir les oscillations aux fréquences les plus élevées de la gamme couverte, la surtension croissante aux bornes de  $L'$ , au fur et à mesure que la fréquence d'oscillation décroît, permet de compenser la diminution de la tension alternative de grille et donc de maintenir constante la tension de sortie.

*b) Utilisation d'un couplage capacitif additionnel entre les selfs grille et plaque (fig. IV-6).*

Aux fréquences élevées, le couplage reste uniquement inductif (lequel, comme ci-dessus, aura été prévu juste suffisant pour permettre l'entretien des oscillations) alors qu'il devient capacitif — du fait du condensateur  $C$  (représenté en traits gras dans la figure IV-6) — au fur et à mesure que la fréquence décroît, ce qui permet également de maintenir constante la tension alternative de grille, donc en définitive la tension de sortie.

### C — Oscillateurs à quartz.

Pour obtenir des oscillations sinusoïdales H.F. de fréquence précise <sup>(1)</sup> et stable, on a recours aux oscillateurs à quartz dans lesquels le circuit oscillant  $LC$  est remplacé par un cristal de quartz ou de tourmaline.

Rappelons qu'un cristal oscillateur est constitué d'une mince lamelle de quartz ou de tourmaline parallélépipédique serrée entre deux électrodes.

La fréquence de résonance d'un quartz dépend de sa nature, de son épaisseur et de sa coupe (principalement : coupe en X, coupe en Y, coupe AT).

Les deux principaux montages oscillateurs à quartz sont :

- l'oscillateur T.P.T.G. dans lequel le cristal remplace le circuit  $LC$  de grille ;
- l'oscillateur Pierce qui est semblable au montage Colpitts, le cristal remplaçant le circuit  $LC_1C_2$ .

#### REMARQUE.

En réception, on utilise également des filtres de bande à quartz en liaison inter-étages (généralement entre deux étages F.I.) permettant d'obtenir, suivant le réglage du filtre, soit une bande passante

<sup>(1)</sup> La précision atteint très facilement  $10^{-6}$  ; si le quartz est placé dans une enceinte calorifugée dont la température est réglée par un thermostat, la stabilité de fréquence peut être de  $10^{-7}$  à  $10^{-8}$ .

étroite — quelques centaines de hertz — soit une bande passante large, soit un affaiblissement très important, 30 à 40 dB, sur une fréquence donnée de la bande transmise.

## II — ETAGES CHANGEURS OU CONVERTISSEURS DE FREQUENCE

### A — Rappel.

Le changement de fréquence consiste à transformer la fréquence des signaux reçus par l'antenne en une fréquence unique, dite fréquence intermédiaire ou moyenne fréquence.

On distingue :

1°) **La réception hétérodyne des signaux télégraphiques ou autodyne** — Pour rendre audibles les signaux télégraphiques en ondes entretenues pures, on fait appel au changement de fréquence hétérodyne qui consiste à obtenir une fréquence unique, de quelques centaines de hertz, par battement entre la fréquence incidente et la fréquence de l'oscillateur local.

2°) **La réception superhétérodyne des signaux modulés en amplitude, en fréquence ou en phase par une modulation en audiofréquences (radiophonie) ou en vidéofréquences (télévision)** — Pour permettre une amplification plus aisée des signaux modulés reçus, on convertit leur fréquence en une fréquence intermédiaire qui est de :

a) 455 kHz pour la réception des signaux radiophoniques modulés en amplitude ;

b) 10,7 MHz pour la réception des signaux radiophoniques modulés en fréquence ;

c) 28 MHz pour la voie vision et 39,15 MHz pour la voie son pour la réception de la télévision ; les chiffres cités ici peuvent varier légèrement en fonction de la marque du téléviseur.

### B — Réception superhétérodyne infradyne et supradyne.

Si on a :

$F_1$ , la fréquence du signal incident,  
 $F_2$ , la fréquence de l'oscillateur local,  
 $F.I.$ , la fréquence intermédiaire,

— le changement de fréquence est dit « infradyne » lorsque :

$$F_1 - F_2 = F. I. ;$$

— le changement de fréquence est dit « supradyne » lorsque :

$$F_2 - F_1 = F. I.$$

### C — Différents procédés de conversion de fréquence utilisés dans la réception superhétérodyne.

1°) **Changement de fréquence par un tube unique, oscillateur-modulateur, à une seule grille de commande** — Différents montages utilisant ce principe peuvent être réalisés soit avec une triode, soit avec une penthode ; ce type de changement de fréquence, dit *additif*, utilisé dans les premiers récepteurs superhétérodynes est à nouveau employé dans l'étage changeur de fréquence de certains téléviseurs et de récepteurs à modulation de fréquence.

2°) **Changement de fréquence par deux tubes séparés ou par un tube à grilles multiples ou par un tube combiné** — Dans ce mode de changement de fréquence, les fonctions oscillateur local et modulateur (du point de vue théorique, le changement de fréquence peut être assimilé à une modulation des signaux incidents par le signal H.F. délivré par l'oscillateur local, le phénomène de modulation procédant lui-même de la détection) sont remplies soit par deux tubes séparés, soit par deux éléments d'un tube multiple ou d'un tube combiné.

Suivant que les signaux incidents et de l'oscillateur local sont introduits dans l'étage mélangeur ou modulateur sur la même grille ou sur deux grilles séparées, le changement de fréquence est dit *additif* dans le premier cas et *multiplicatif* dans le second.

Les tubes utilisés sont :

a) *dans le cas de tubes séparés* : une triode pour l'oscillateur local, une triode, une bigrille (anciens montages), une penthode, une hexode ou une heptode pour l'étage mélangeur ;

b) *dans le cas d'un tube à grilles multiples ou d'un tube combiné* : une hexode, une heptode, une octode ou une ennéode dans le premier cas, une double triode, une triode-penthode, une triode-hexode ou une triode-heptode dans le cas d'un tube combiné.

D — Montages pratiques d'étages changeurs de fréquence, type additif<sup>(1)</sup>

1°) Par tube unique.

a) Montage tropadyne (fig. IV-7).

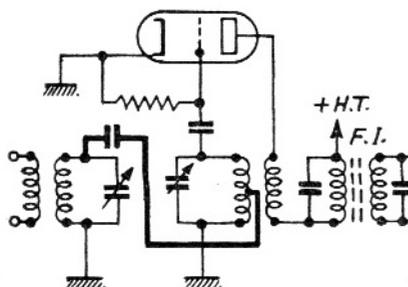


Fig. IV-7. Changement de fréquence additif tropadyne.

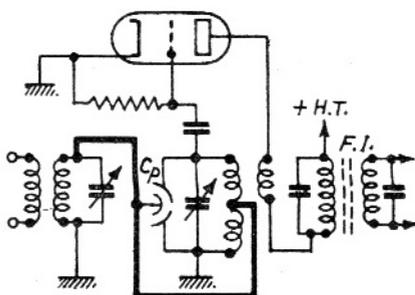


Fig. IV-8. Changement de fréquence additif stroboddyne.

Dans ce montage, il y a couplage capacitif (en traits gras dans la figure IV-7) entre le circuit oscillant « accord » et le circuit oscillant « oscillateur ». Ce type de changement de fréquence est utilisé dans certains montages à transistors.

b) Montage stroboddyne (fig. IV-8).

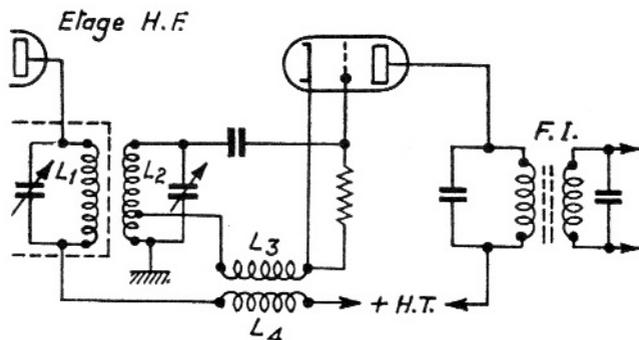


Fig. IV-9. Changement de fréquence additif à modulation cathodique.

Ce montage diffère du précédent par la liaison directe (en traits gras dans la figure IV-8) entre le circuit accord et le circuit oscillateur ;

(1) Voir par exemple : *Changement de fréquence additif dans les récepteurs M.A.*, Radio Constructeur, Mars-Avril 1959.

le condensateur compensateur  $C_p$  qui assure l'équilibrage du circuit oscillateur est, par exemple, du type « papillon ».

c) *Montage à modulation cathodique (fig. IV-9).*

Dans ce montage, le signal incident est appliqué dans le circuit cathodique d'un tube oscillateur E.C.O. triode ou penthode, par couplage entre les selfs  $L_1$  et  $L_2$ .

2°) **Par tubes séparés ou par tubes combinés** — Le changement de fréquence, type additif par tubes séparés, est très souvent utilisé dans l'étage changeur de fréquence d'un récepteur à M.F. ou d'un téléviseur ; pratiquement, au lieu d'utiliser deux tubes, on utilise un tube combiné double triode ou triode-penthode (fig. IV-10).

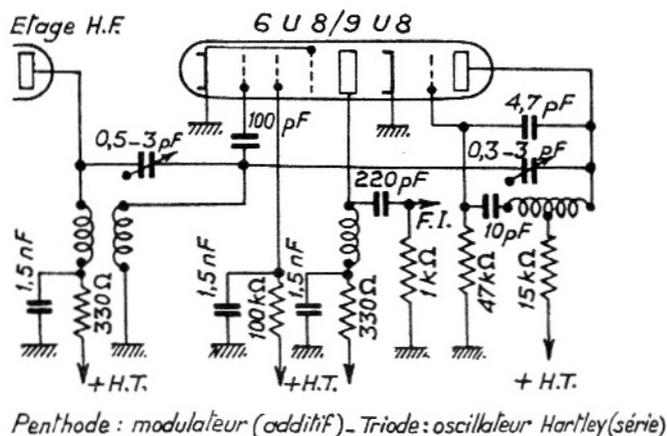


Fig. IV-10. Changement de fréquence additif par un tube combiné triode-penthode, genre 6 U 8.

La figure IV-10 (rotacteur RADIO-BELVU) qui donne l'exemple d'un tel montage employé dans l'étage changeur de fréquence d'un téléviseur utilise l'un des tubes noval triode-penthode suivants : 6 BL 8 / ECF 80, 6 U 8 ou 9 U 8 / PCF 82 ; il convient de remarquer que, dans le cas d'un téléviseur, l'étage changeur de fréquence est pratiquement toujours précédé d'un étage amplificateur H.F. du type cascade.

La figure IV-11a donne l'exemple d'un changement de fréquence par double triode pour un récepteur radiophonique en modulation de fréquence ; le couplage entre la partie oscillatrice et la partie modulatrice est assuré par les capacités inter-électrodes du tube. Un couplage supplémentaire entre la partie oscillatrice et la partie modulatrice peut

être obtenu par une « queue de cochon »  $C_f$  dont la capacité est de 2 pF (fig. IV-11b). Les doubles triodes utilisées sont principalement : ECC 81/12 AT 7 ou ECC 85/6 AQ 8.

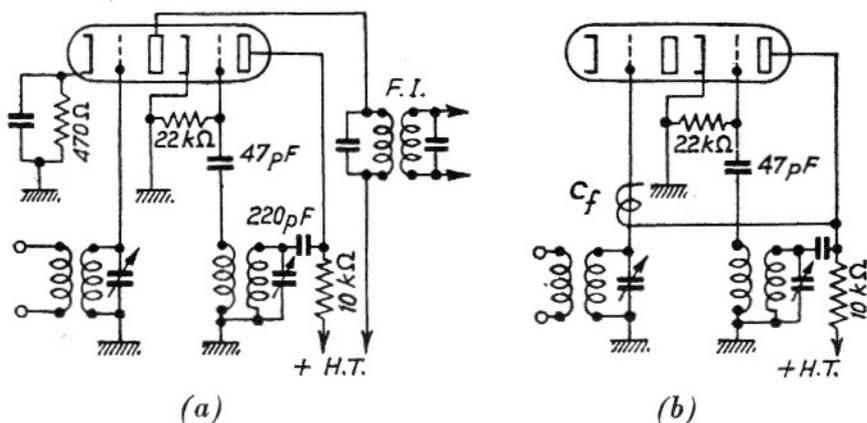


Fig. IV-11. Changement de fréquence additif par double triode :

- a) le couplage entre la partie oscillatrice et la partie modulatrice est assuré par les capacités inter-électrodes du tube ;
- b) le couplage est obtenu par une capacité  $C_f$  de faible valeur.

## E — Montages pratiques d'étages changeurs de fréquence, type multiplicatif.

### 1°) Par tube unique à grilles multiples.

#### a) Montages utilisant une penthode.

La grille de commande reçoit le signal incident alors que l'oscillation locale est obtenue :

- soit par couplage anode-grille suppressieuse,
- soit par couplage anode-grille écran,
- soit par couplage anode-cathode.

Dans ces trois variantes possibles, le circuit oscillateur anodique peut être placé soit en série, soit en parallèle avec le primaire du transformateur à fréquence intermédiaire. Il convient de signaler que ces différents montages ne sont guère utilisés.

#### b) Montages utilisant une hexode.

Le signal incident peut être appliqué soit sur la première grille, l'oscillation locale étant obtenue par les troisième et quatrième grilles,



bigrille (modulatrice). On utilisa plus tard une triode (oscillatrice) et une penthode (modulatrice) <sup>(1)</sup>, puis ensuite une triode (oscillatrice) et une hexode (modulatrice) ou une heptode.

La figure IV-14 montre la réalisation d'un étage changeur de fréquence utilisant une triode oscillatrice, genre 6 C 5 et une heptode modulatrice 6 L 7.

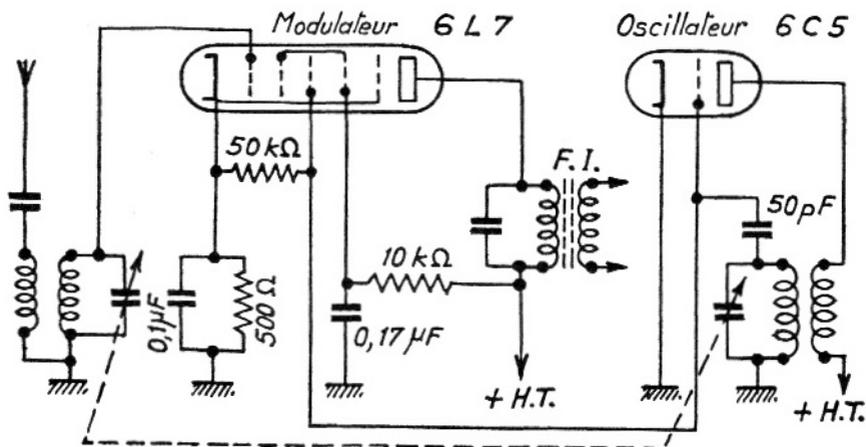


Fig. IV-14. Changement de fréquence multiplicatif par tubes séparés.

**3°) Par tubes combinés** — Le changement de fréquence, type multiplicatif par tubes combinés, est surtout utilisé dans l'étage changeur de fréquence des récepteurs radiophoniques en modulation d'amplitude. Les tubes employés dans ce but sont principalement :

- série octale : 6 E 8, triode-heptode ;
- série transcontinentale : ECH 3, triode-hexode ;
- série rimlock : E(U)CH 41, triode-hexode ;
- série noval : E(U)CH 81, triode-heptode.

Les schémas correspondant à l'utilisation de ces tubes sont donnés dans la figure IV-15.

<sup>(1)</sup> Ce montage est parfois utilisé pour la réception des ondes métriques car il présente une plus grande sensibilité que celle obtenue avec un tube combiné allié à un rapport signal/bruit de fond (facteur de bruit) favorable.

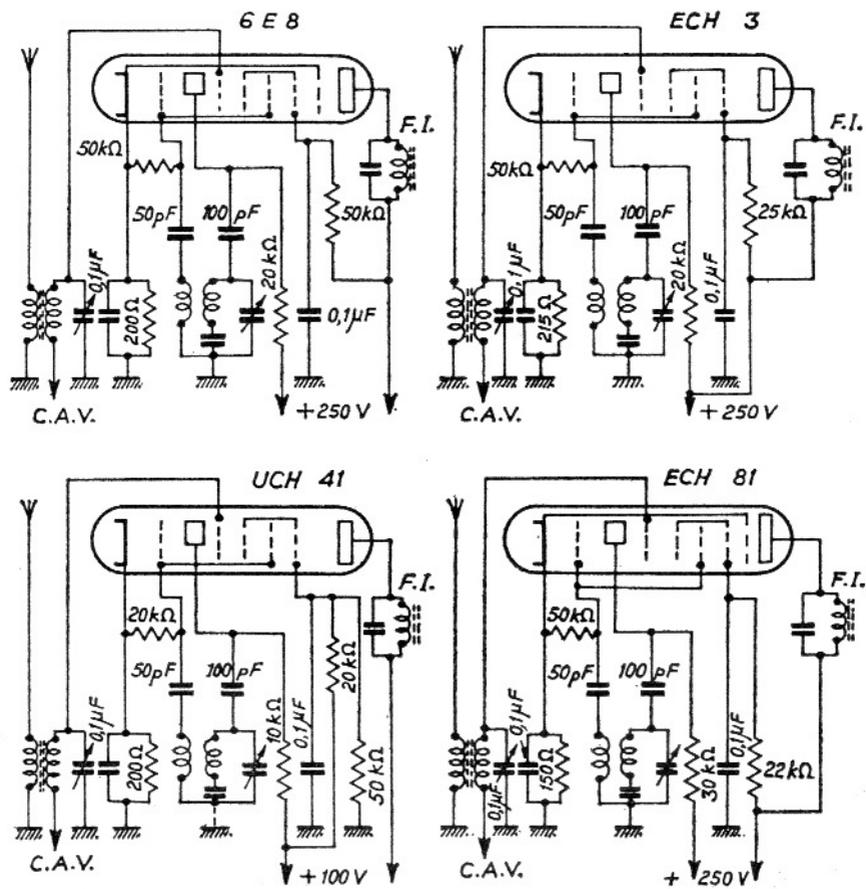


Fig. IV-15. Changement de fréquence multiplicatif par tubes combinés :  
6 E 8 - ECH 3 - UCH 41 - ECH 81.

## CHAPITRE II

### MONTAGES OSCILLATEURS DIVERS

#### I — OSCILLATEURS A RESISTANCES — CAPACITES

##### A — Principe.

Ces montages, dits encore *oscillateurs à réseau déphaseur*, sont constitués d'un tube amplificateur fermé sur lui-même par l'intermédiaire d'un circuit, formé de résistances et de capacités, dans lequel les condensateurs sont connectés soit en série (fig. IV-16a), soit en parallèle (fig. IV-16b).

Pour que le montage puisse osciller, il faut que ce réseau déphaseur introduise un déphasage de  $180^\circ$  qui, s'ajoutant au déphasage de  $180^\circ$  produit par le tube, permet ainsi de renvoyer une fraction de la tension alternative de sortie en phase dans le circuit grille (fig. IV-17).

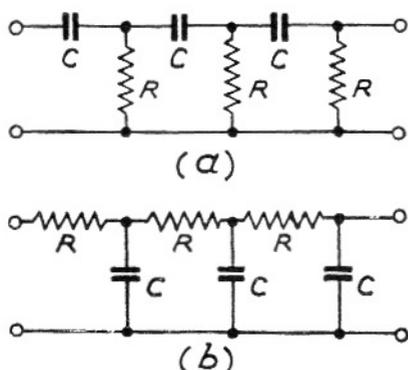


Fig. IV-16. Réseaux déphaseurs utilisés dans un oscillateur à résistances-capacités : a) les condensateurs sont connectés en série ; b) les condensateurs sont connectés en parallèle.

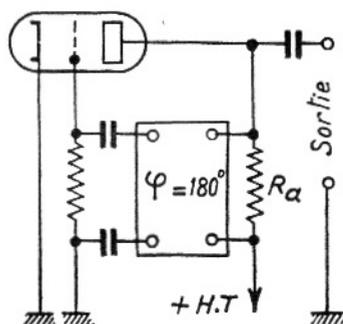


Fig. IV-17  
Schéma de principe d'un oscillateur à résistances-capacités.

L'affaiblissement propre d'un réseau déphaseur étant de l'ordre de 30 dB, il faut de surcroît, pour qu'il y ait oscillation, que le gain du tube soit au moins égal à cette valeur.

L'oscillation est sinusoïdale si la réaction ainsi obtenue ne reste positive que pour la fréquence d'oscillation du montage <sup>(1)</sup> ; si, au contraire, la réaction reste positive pour une bande importante de fréquences, on obtient une oscillation de relaxation que l'on peut synchroniser sur la fréquence d'un signal appliqué dans le circuit grille.

Les oscillateurs à résistances-capacités sont surtout utilisés pour produire des oscillations B.F. comprises entre 10 et 100 000 Hz ; des artifices de montage permettent d'obtenir des oscillations que l'on peut considérer comme parfaitement sinusoïdales (taux de K.F. < 0,01%).

### B — Réalisation pratique.

La figure IV-18 donne la réalisation d'un oscillateur basse fréquence à résistances-capacités utilisant le tube noval penthode EF 80/6 BX 6.

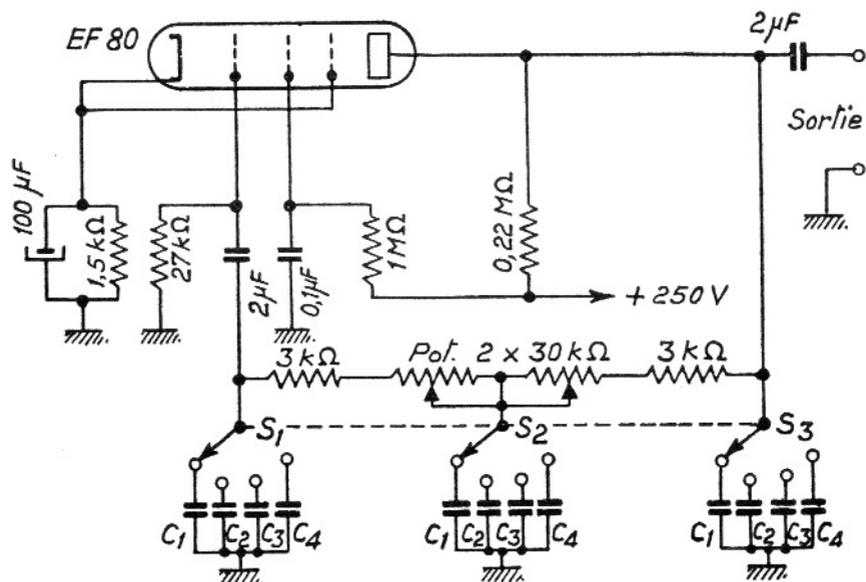


Fig. IV-18. Exemple de réalisation d'un oscillateur sinusoïdal basse fréquence à résistances-capacités utilisant le tube noval EF 80/6 BX 6.

(1) Les oscillateurs à pont de Wien et à pont en double T constitués également par un amplificateur comportant un réseau de réaction et un réseau de contre-réaction à résistances-capacités remplissent parfaitement cette condition et permettent d'obtenir ainsi des oscillations sinusoïdales B.F.

L'intervalle de fréquences compris entre 10 et 100 000 Hz est couvert en quatre gammes par un commutateur sélecteur ( $S_1, S_2, S_3$ ) qui met en service les capacités  $C_1, C_2, C_3, C_4$  dont les valeurs sont :

$$\begin{aligned} C_1 &= 500 \text{ nF (ou, si l'on préfère, } 0,5 \text{ } \mu\text{F)}; \\ C_2 &= 50 \text{ nF}; \\ C_3 &= 5 \text{ nF}; \\ C_4 &= 500 \text{ pF}. \end{aligned}$$

Le réglage de fréquence, ou vernier, à l'intérieur d'une gamme est assuré par un potentiomètre double de 30 k $\Omega$ . La tension de sortie est de l'ordre d'une dizaine de volts efficaces.

## II — OSCILLATEURS DE RELAXATION

### Généralités.

Indépendamment des oscillations sinusoïdales H.F. ou B.F., on utilise, en électronique, des oscillations périodiques non sinusoïdales, dites oscillations de relaxation, dont les plus utilisées sont (fig. IV-19) :

- les signaux en dents de scie (fig. a),
- les signaux carrés (fig. b),
- les signaux rectangulaires (fig. c).

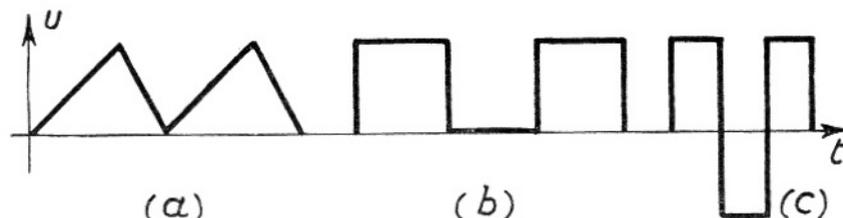


Fig. IV-19. Signaux de relaxation utilisés en électronique :

- a) signaux en dents de scie ;
- b) signaux carrés ;
- c) signaux rectangulaires.

### A — Oscillateurs de relaxation, en dents de scie, à thyatron.

Les signaux en dents de scie peuvent être obtenus soit directement (relaxateur à tube stabilisateur à gaz, relaxateur à thyatron avec ou sans penthode de linéarisation, relaxateur à tube à vide), soit indirectement par l'intermédiaire de signaux rectangulaires dont on modifie la forme par un circuit résistance-capacité. Les relaxateurs fournis-

sant directement des signaux en dents de scie sont surtout utilisés comme base de temps dans les oscilloscopes ; la fréquence des oscillations produites peut être synchronisée sur la fréquence — ou un multiple de cette fréquence — d'un signal extérieur appliqué convenablement au montage relaxateur. La forme du signal de synchronisation peut être quelconque : sinusoïdale, rectangulaire, impulsions à front raide, etc... Il importe seulement que sa fréquence soit supérieure à la fréquence de récurrence <sup>(1)</sup> du signal produit par le relaxateur.

**Exemple de réalisation pratique** — Pour illustrer ce type de montage, nous donnons dans la figure IV-20, un schéma classique de base de

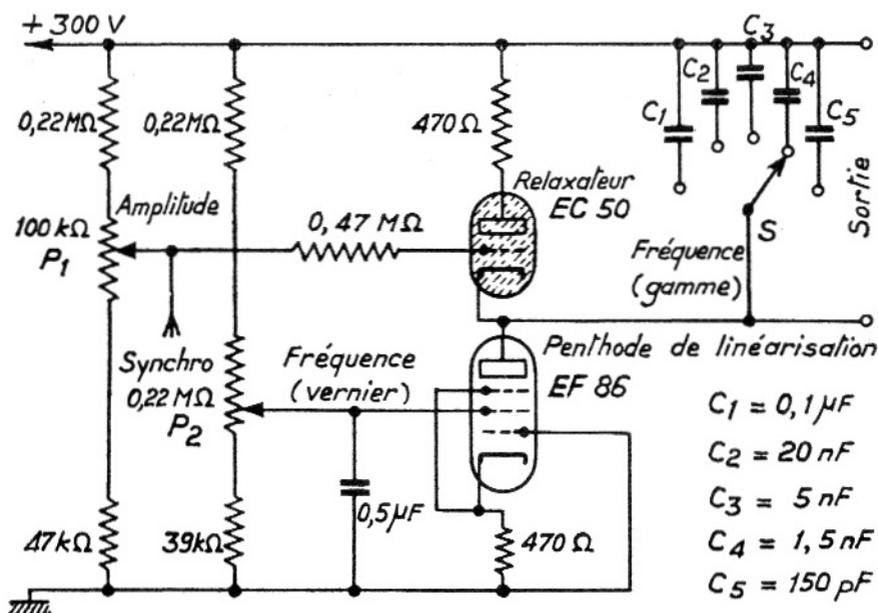


Fig. IV-20. Exemple de réalisation d'un oscillateur de relaxation en dents de scie constituant la base de temps d'un oscilloscope ; le montage comprend un thyatron relaxateur, *EC 50* et une penthode de linéarisation des signaux, *EF 86/6 CF 8*.

temps pour oscilloscope utilisant un thyatron à gaz, *EC 50*, et une penthode de linéarisation des signaux en dents de scie, *EF 86*. L'amplitude des signaux produits est réglée par le potentiomètre *P<sub>1</sub>* et leur fréquence par bonds, entre 20 et 30 000 Hz environ, par un com-

(1) On appelle fréquence de récurrence d'un signal alternatif périodique non sinusoïdal la fréquence de sa composante fondamentale.

mutateur sélecteur  $S$  qui met en service les condensateurs  $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5$ , dont les valeurs sont :

$$\begin{array}{ll} C_1 = 100 \text{ nF}; & C_4 = 1,5 \text{ nF}; \\ C_2 = 20 \text{ nF}; & C_5 = 150 \text{ pF}. \\ C_3 = 5 \text{ nF}; & \end{array}$$

Le réglage de fréquence à l'intérieur d'une gamme est obtenu par l'intermédiaire du potentiomètre  $P_1$ .

La synchronisation peut être soit intérieure à l'oscilloscope (synchronisation sur la fréquence ou un multiple de la fréquence du secteur alternatif), soit extérieure à l'oscilloscope.

#### REMARQUE.

Les thyratrons ne sont pratiquement pas utilisés dans les bases de temps des récepteurs de télévision ; on leur préfère les relaxateurs à tube à vide dont les deux montages utilisés sont : l'oscillateur bloqué ou « blocking » et le multivibrateur.

### B — Oscillateurs bloqués.

Le principe de ce type d'oscillateur, dit « blocking », procède du montage détecteur à super-réaction que nous avons vu précédemment. Pour obtenir le blocage régulier de l'oscillation, il faut que le couplage entre les circuits grille et plaque d'un oscillateur classique soit très serré et que la constante de temps du circuit constitué par la résistance de fuite de grille et le condensateur qui la découple soit grande. On améliore la linéarité des signaux en dents de scie produits par ce montage en connectant le point « froid » de la résistance de fuite de grille au + H.T. au lieu de la masse.

Les circuits oscillants grille et plaque sont constitués par le primaire et le secondaire d'un transformateur, dit transformateur de blocking, dont le rapport de transformation est généralement de 1/1<sup>(1)</sup>. La capacité du circuit oscillant est constituée par la capacité répartie des bobinages et la capacité parasite due au câblage.

#### Exemples de réalisations pratiques.

##### a) Base de temps verticale (images) d'un téléviseur.

La figure IV-21 donne la réalisation d'une base de temps verticale d'un téléviseur utilisant un tube triode (*ECL 82* ou *1/2 ECC 82*) ; le potentiomètre  $P$  permet de régler la fréquence de récurrence du mon-

(1) Voir du même auteur : *Technologie télévision*, chapitre Transformateurs lignes, images et de blocking, Editions Eyrolles.

tage ; la fréquence de relaxation (50 Hz) est fixée par les « tops » de synchronisation images.

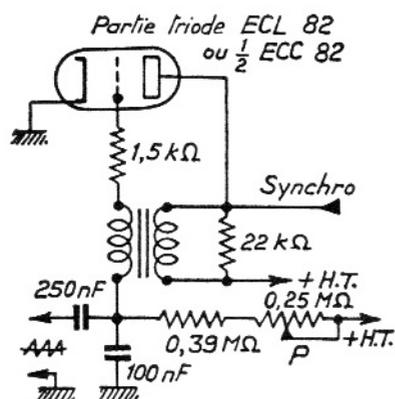


Fig. IV-21. Base de temps verticale d'un téléviseur à oscillateur bloqué.

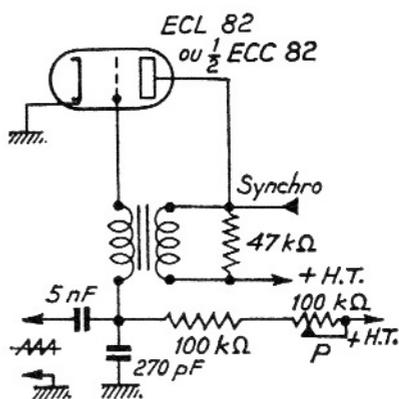


Fig. IV-22. Base de temps horizontale d'un téléviseur à oscillateur bloqué.

b) Base de temps horizontale (lignes) d'un téléviseur.

La figure IV-22 donne la réalisation d'une base de temps horizontale d'un téléviseur ; avec les valeurs indiquées, la fréquence de récurrence, réglable par le potentiomètre *P*, peut varier entre 10 000 et 30 000 Hz environ ; la fréquence de relaxation (20 475 Hz pour la T.V. Française à haute définition) est, bien entendu, fixée par les « tops » de synchronisation lignes.

C — Multivibrateurs.

Un oscillateur de relaxation multivibrateur est constitué par deux tubes amplificateurs montés en cascade, la sortie de cet ensemble étant réunie à l'entrée. Le montage relaxateur multivibrateur délivre des signaux rectangulaires dont la fréquence de relaxation peut être synchronisée sur celle d'un signal de synchronisation extérieurement appliqué. Les signaux rectangulaires ainsi obtenus peuvent être transformés pour fournir des oscillations de formes diverses à l'aide de circuits de transformation appropriés.

Les multivibrateurs peuvent être utilisés dans de nombreuses applications de l'électronique : réglage de circuits à large bande passante, commutateurs électroniques, diviseurs de fréquence, circuits de comptage, etc...

Ils sont, de plus, utilisés couramment dans les bases de temps horizontale et verticale d'un téléviseur moyennant la transformation des signaux rectangulaires en signaux en dents de scie. Pour obtenir cette transformation, on applique le signal rectangulaire de sortie du multivibrateur à un circuit résistance-capacité et l'on obtient une tension en dents de scie aux bornes du condensateur (circuit intégrateur).

**Exemples de réalisations pratiques.**

*a) Multivibrateur Abraham-Bloch.*

Ce multivibrateur est monté comme un amplificateur normal à deux tubes dont la sortie est réunie à l'entrée par un condensateur de réaction  $C_r$  (fig. IV-23) ; au lieu d'utiliser deux tubes séparés, on peut

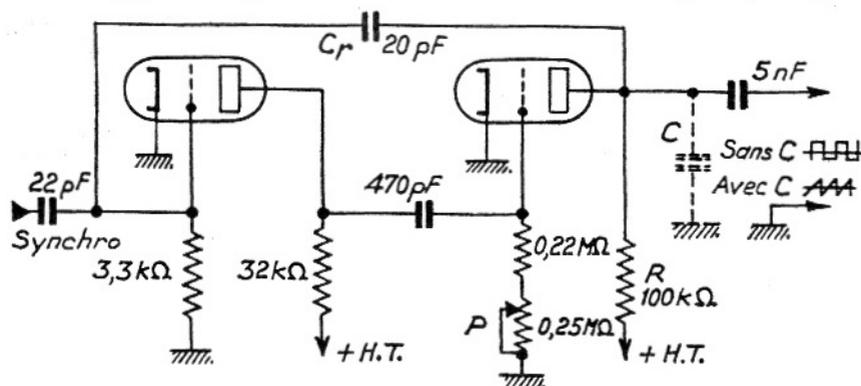


Fig. IV-23. Exemple de réalisation d'un multivibrateur Abraham-Bloch ; le réseau RC permet de transformer les oscillations rectangulaires produites en dents de scie.

employer une double triode, genre *ECC 82* par exemple. Avec les valeurs indiquées, la fréquence de récurrence réglable par le potentiomètre  $P$  peut varier entre 10 000 et 30 000 Hz. Pour obtenir à la sortie des signaux en dents de scie, il suffirait de placer un condensateur,  $C$ , (dont la valeur serait comprise entre 100 et 1000 pF) entre la plaque de l'étage de sortie et la masse (en pointillés dans la figure IV-23) ; on aurait constitué ainsi une base de temps horizontale de téléviseur.

*b) Multivibrateur de Potter ou à couplage cathodique.*

Le multivibrateur Abraham-Bloch décrit ci-dessus est assez rarement utilisé ; on lui préfère le multivibrateur à couplage cathodique dans lequel une des liaisons est constituée par un couplage direct des cathodes des deux tubes (fig. IV-24).

En pratique, on utilise soit un tube double triode, soit un tube combiné triode-penthode, genre *ECL 80* par exemple. La figure IV-24

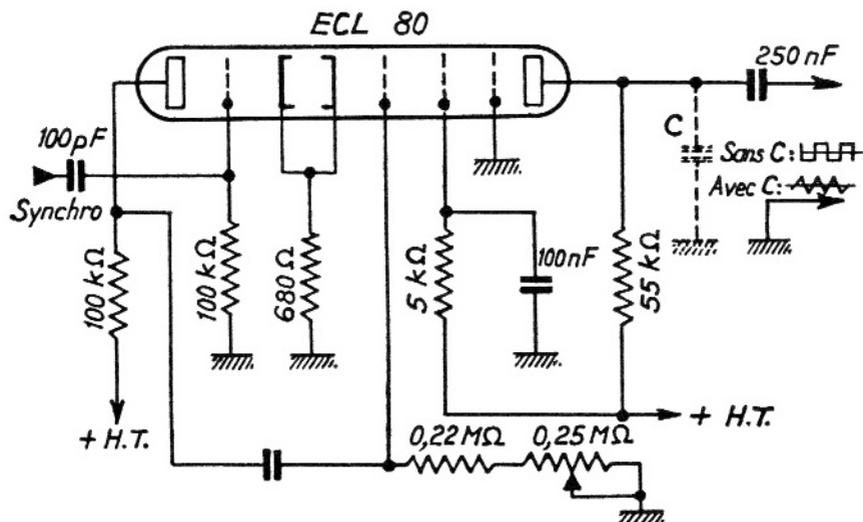


Fig. IV-24. Exemple de réalisation d'un multivibrateur de Potter ou à couplage cathodique ; l'adjonction du condensateur *C* permet d'obtenir des oscillations de relaxation en dents de scie.

représente un multivibrateur à couplage cathodique dont la fréquence de récurrence réglée par le potentiomètre de  $0,25 \text{ M}\Omega$  est de l'ordre de 50 Hz ; ce montage peut être transformé en base de temps verticale (images) d'un téléviseur par adjonction d'un condensateur, *C*, dont la valeur est de l'ordre de  $0,1 \mu\text{F}$  (en pointillés dans la figure IV-24).

**CINQUIEME PARTIE**

**CIRCUITS HAUTE FREQUENCE**

## CHAPITRE PREMIER

# AMPLIFICATEURS DE TENSION SELECTIFS A BANDE ETROITE — AMPLIFICATEURS DE TENSION SELECTIFS A BANDE LARGE

### I — AMPLIFICATEURS DE TENSION SELECTIFS A BANDE ETROITE

#### Généralités.

Un amplificateur H.F. <sup>(1)</sup> de tension peut fonctionner soit en classe *A*, soit en classe *B*, soit même en classe *C*, à condition d'utiliser un circuit accordé comme impédance de charge. Par contre, lorsqu'il s'agit d'amplifier un signal H.F. modulé en amplitude, on ne peut employer que la classe *A* ou la classe *B* <sup>(2)</sup>, à condition d'utiliser un circuit accordé comme impédance de charge, car seule une bande étroite de fréquences doit être amplifiée ; théoriquement, si  $F_0$  est la fréquence porteuse, la bande passante doit être comprise entre :  $F_0 - 4,5$  kHz et  $F_0 + 4,5$  kHz. Dans cet intervalle de fréquences, on peut considérer que l'impédance de charge constituée par le circuit accordé reste constante. Dans les étages amplificateurs H.F. à bande étroite de récepteurs en modulation d'amplitude, on utilise uniquement des étages fonctionnant en classe *A* sans courant grille.

En principe et sauf indications contraires, les caractéristiques et les exemples d'utilisation des tubes électroniques de réception donnés par un lexique correspondent aux conditions de fonctionnement ci-dessus.

Dans les étages amplificateurs H.F. à bande étroite d'émetteurs en modulation d'amplitude, on utilise au contraire uniquement la classe *B*, le plus souvent avec courant grille ; on constate, dans ces étages, un

<sup>(1)</sup> Pour éviter toute confusion avec la bande de fréquences comprise entre 3 et 30 MHz, désignée par l'abréviation H.F., on tend à utiliser maintenant le vocable radiofréquence, R.F.

<sup>(2)</sup> La classe *C* peut être employée dans certaines conditions, en particulier taux de modulation inférieur à 50 %, si l'on admet une certaine distorsion.

affaiblissement des signaux modulés soit par des fréquences basses (en dessous de 100 Hz), soit par des fréquences élevées (au-dessus de 10 000 Hz). Ces problèmes étant particuliers à l'émission, nous ne les traiterons pas davantage.

### Utilisation des étages amplificateurs H.F. en réception.

Les récepteurs en modulation d'amplitude classiques n'utilisent pas en principe d'étages amplificateurs H.F. avant changement de fréquence, sauf pour les récepteurs de trafic, les postes portatifs et les postes voitures où pour ces deux derniers, une plus grande sensibilité est nécessaire pour pallier la faible hauteur effective des antennes ou cadres de réception utilisés. Il est plus facile d'effectuer l'amplification des signaux H.F. modulés après l'étage convertisseur de fréquence ; le ou les étages affectés à cette amplification sont dits étages amplificateurs à fréquence intermédiaire ou plus simplement amplificateurs F.I. (ou M.F., suivant l'ancienne appellation : moyenne fréquence ; cette dénomination est à proscrire pour éviter tous risques de confusion avec le sigle M.F. désignant la modulation de fréquence).

### Liaisons utilisées entre étages amplificateurs de tension.

1°) **Amplificateur apériodique** — Pour des raisons d'économie ou d'encombrement, on utilise quelquefois des étages H.F. à liaison par résistance (ou self d'arrêt H.F.) capacité. La figure V-1 donne un exemple de réalisation d'une telle liaison entre l'étage H.F. d'entrée d'un récepteur et l'étage convertisseur de fréquence. On remarquera l'usage d'un montage Bourne pour exciter la grille de cet étage H.F. ; ce montage est d'ailleurs également employé si le premier étage H.F. du récepteur est l'étage convertisseur de fréquence lui-même.

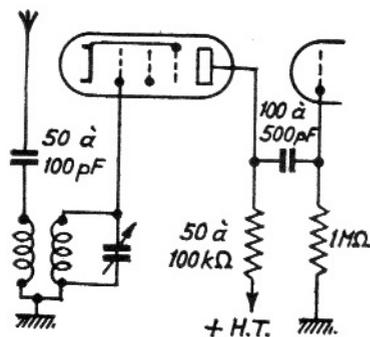


Fig. V-1. Amplificateur H.F. apériodique.

2°) **Amplificateur à liaison par transformateur H.F. accordé** — Ce montage est pratiquement le seul utilisé dans les liaisons entre étages H.F. que ce soit entre un étage H.F. et l'étage convertisseur de fréquence, ou entre ce dernier et un étage F.I., ou encore entre deux étages F.I., ou enfin entre le dernier étage F.I. et l'étage détecteur.

La seule difficulté rencontrée dans ce mode de liaison consiste à obtenir une sélectivité suffisante alliée à la transmission d'une bande de fréquences d'au moins 9 kHz sans affaiblissement. L'impédance de charge constituée par un transformateur H.F. ou F.I. accordé est de l'ordre de 200 k $\Omega$ .

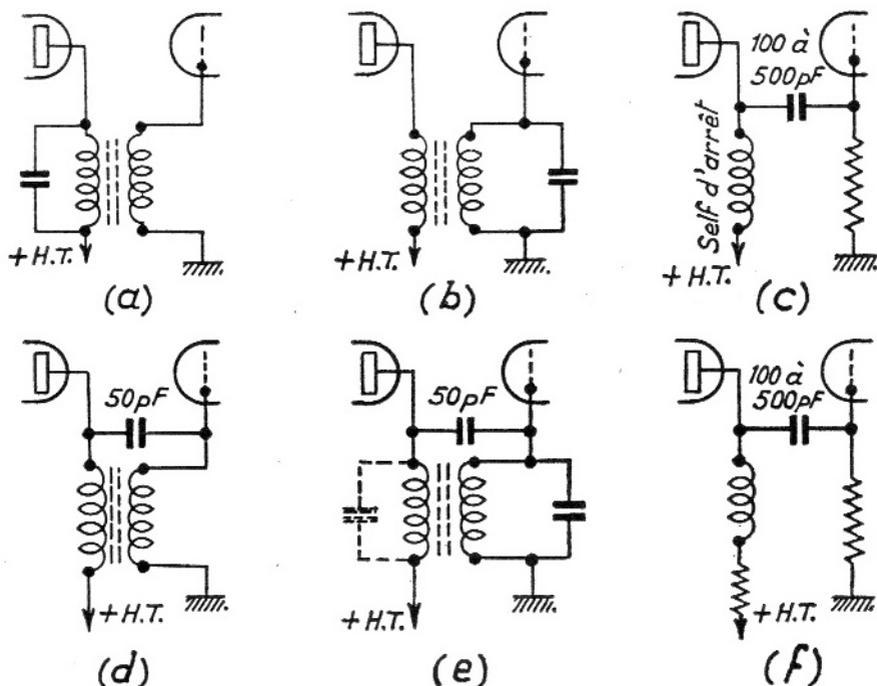


Fig. V-2. Principaux types de liaisons entre étages amplificateurs H.F. :

- a) transformateur H.F. à primaire accordé ;
- b) transformateur H.F. à secondaire accordé ;
- c) liaison aperiodique par self d'arrêt ;
- d) et e) couplages capacitifs additionnels au sommet des bobinages ;
- f) liaison avec une self de correction pour les fréquences élevées.

Il convient de signaler, pour terminer, qu'il existe d'autres modes de liaisons (fig. V-2) <sup>(1)</sup> :

- liaison à transformateur H.F. à primaire accordé (fig. V-2a) ;
- liaison à transformateur H.F. à secondaire accordé (fig. V-2b) ;

(1) Pour une étude plus approfondie des circuits de liaisons entre étages H.F. ou F.I., voir d'une part : *Cours de Radioélectricité* Tomes II et III, par G. THALMANN, Editions S.P.E.S. et d'autre part : *Bases du Dépannage* Tome II par W. SOROKINE, Société des Editions Radio et enfin, du même auteur : *Cours de Technologie Radio* Tome I, Editions Eyrolles.

- liaison apériodique par résistances (résistance de charge plaque et résistance de fuite de grille) — capacité (fig. V-1) ;
- liaison apériodique par self d'arrêt (charge plaque) — résistance (résistance de fuite de grille) — capacité (fig. V-2c) ;
- liaisons mixtes (transformateur H.F. apériodique et liaison capacitive au sommet des bobinages (fig. V-2d), transformateur à primaire ou secondaire accordés et liaison capacitive au sommet (fig. V-2e), dans certains cas, on utilise même des couplages mixtes avec liaison supplémentaire par self ou par résistance ;
- liaison avec self de correction (fig. V-2f) pour les fréquences élevées (voir relèvement des fréquences élevées en vidéofréquences, chapitre des circuits correcteurs.

**Exemples de réalisations pratiques.**

Les différents montages d'étages amplificateurs H.F. sélectifs à bande étroite (étages H.F. et F.I. d'un récepteur à M.A.) ne diffèrent

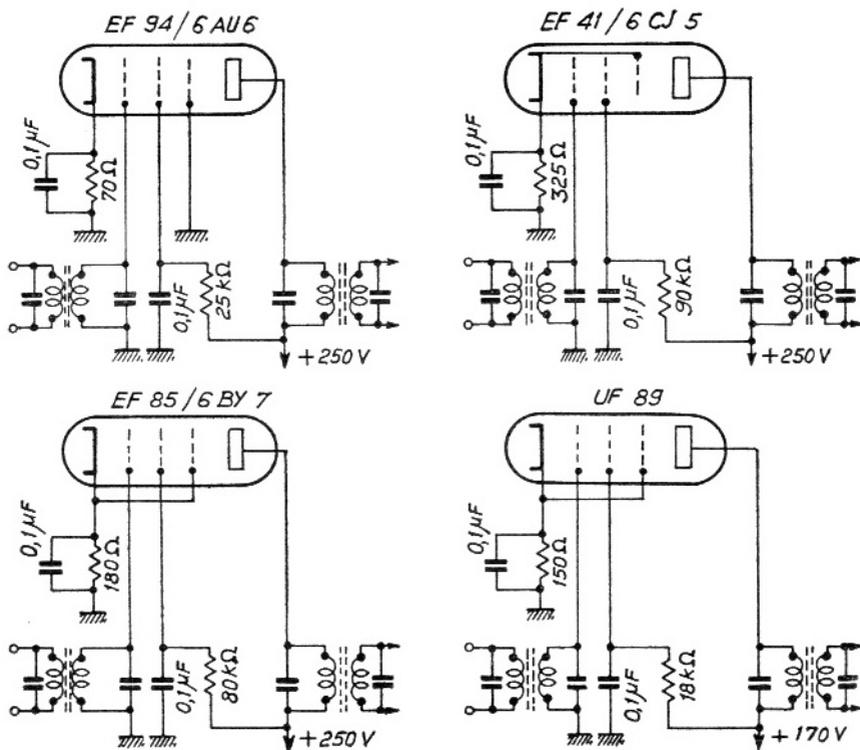


Fig. V-3. Etages amplificateurs H.F. ou F.I. utilisés dans les récepteurs M.A. employant les tubes : EF 94/6 AU 6 — EF 41/6 CJ 5 — EF 85/6 BY 7 — UF 89.

que par le mode de liaison choisi et la manière dont le circuit d'anti-fading leur est appliqué ; cette dernière question est traitée en détail dans le chapitre suivant : *Réglage de la sensibilité des amplificateurs H.F.* La figure V-3 représente 4 montages amplificateurs H.F. ou F.I. d'usage courant utilisant les tubes pentodes : *EF 94 — EF 41 — EF 85 — UF 89* ; le gain de ces étages est compris entre 40 et 45 dB.

## II — AMPLIFICATEURS DE TENSION SELECTIFS A BANDE LARGE

L'amplification H.F. ou F.I. des signaux modulés en fréquence requiert une bande passante de 200 kHz environ et celle des signaux modulés en amplitude par un signal vidéo fréquence, 10 MHz environ. Pour obtenir une bande passante aussi importante, on a recours soit à des circuits couplés amortis, soit à des circuits accordés décalés (les différents circuits sont accordés sur des fréquences différentes régulièrement espacées de façon à étendre la bande transmise sans affaiblissement).

En M.F., on utilise surtout des liaisons par transformateur H.F. à primaire et secondaire accordés ou des liaisons par circuit plaque accordé, capacité de liaison et résistance de fuite de grille.

En télévision, on utilise soit des liaisons à transformateurs accordés surcouplés ou décalés, soit des liaisons par circuit bouchon (dans la plaque ou dans la grille), capacité de liaison et résistance (résistance de charge plaque ou de fuite de grille suivant l'emplacement du circuit bouchon).

### **Amplification H.F. avant changement de fréquence à bande large.**

Pour la réception des signaux modulés en fréquence ou par un signal vidéo fréquence, il importe d'utiliser avant changement de fréquence un ou plusieurs étages amplificateurs H.F. caractérisés, non seulement par une bande passante large, mais aussi et surtout par un facteur de bruit <sup>(1)</sup> aussi faible que possible sous peine de rendre parfaitement inutile le gain apporté par ces étages. En effet, si le facteur de bruit, de l'étage d'entrée particulièrement, est trop élevé, le signal utile de sortie de cet étage risque d'être « noyé » dans le bruit de fond lorsque le signal incident est faible.

(1) Le facteur de bruit (ou coefficient de bruit) est mesuré par le rapport des rapports signal/bruit à l'entrée et à la sortie de l'étage amplificateur H.F. ; sa valeur optimale est évidemment égale à 1 ou 0 dB. A titre indicatif, signalons que le facteur de bruit de l'étage cascade de la figure V-4b est de 9 dB.

Pour obtenir une amplification importante alliée à un facteur de bruit faible, on fait appel aux montages amplificateurs à excitation cathodique (ou à grille à la masse) et surtout, depuis plusieurs années, au montage dit *cascode*.

**Montage amplificateur H.F. cascode** — Un montage amplificateur cascode est constitué par deux tubes triodes ou, plus généralement, par un tube double triode à cathodes séparées spécialement conçu pour cet usage, genre : *6 BQ 7/8 BQ 7* — *ECC 84/6 CW 7* — etc... Le premier élément triode, appelé triode d'entrée, est monté comme un tube amplificateur H.F. normal, alors que le deuxième élément, dit triode de sortie, est excité par la cathode (fig. V-4).

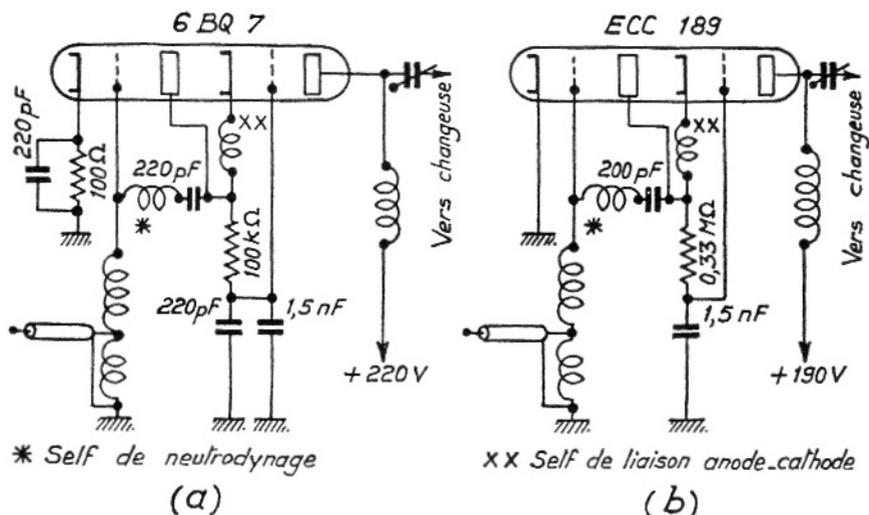


Fig. V-4. Réalisations courantes d'un étage cascode de téléviseur utilisant les tubes noval doubles triodes :

- a) *6 BQ 7/ECC 180* ;
- b) *ECC 189*.

Les deux éléments du montage cascode étant ainsi connectés en série du point de vue alternatif, la réaction entre l'entrée et la sortie du montage est très faible, ce qui permet d'obtenir un gain assez important allié à un faible facteur de bruit. Dans le montage cascode simplifié usuel, les deux triodes sont également en série du point de vue alimentation en courant continu et, de ce fait, l'élément de sortie travaille avec un potentiel de cathode « flottant » pour lequel le tube doit être prévu. La cathode de cette triode étant au même potentiel que l'anode de la triode d'entrée, une polarisation convenable de la triode

de sortie est obtenue en ramenant une tension positive de valeur convenable sur sa grille, laquelle est mise à la masse du point de vue alternatif par un condensateur de découplage de valeur convenable. Dans certains montages cascodes, on fixe le potentiel de cette cathode en utilisant une liaison par capacité et l'on effectue son retour à la masse à travers une self d'arrêt ou un circuit accordé. Les figures V-4a et b donnent deux réalisations courantes d'un étage cascode utilisant les tubes noval doubles triodes 6 BQ 7/ECC 180 et ECC 189.

La self de neutrodynage permet de neutraliser l'effet de réaction dû à la capacité grille-plaque de l'élément d'entrée évitant ainsi l'accrochage du montage. Le condensateur de 220 pF évite la transmission d'une tension continue à la grille du premier tube.

## CHAPITRE II

# REGLAGE DE LA SENSIBILITE DES AMPLIFICATEURS H.F.

### Généralités.

La tension recueillie par une antenne de réception peut varier de  $1 \mu\text{V}$  à  $1 \text{V}$  (limites extrêmes), soit un rapport de  $10^6$ . Si le récepteur a un gain tel que, pour  $1 \mu\text{V}$  à l'entrée, on ait  $1 \text{V}$  à la sortie des étages H.F. (chaîne H.F. complète : étage H.F., étage changeur de fréquence, étage(s) F.I.), on aura  $10^6 \text{V}$  à l'entrée de l'étage détecteur pour une tension d'entrée de  $1 \text{V}$ . Bien entendu, cette conclusion est parfaitement théorique ; néanmoins, on conçoit facilement qu'il est nécessaire de pouvoir réduire le gain des différents étages situés avant la détection, soit manuellement, soit automatiquement. Pour parvenir à ce résultat, quel que soit le mode d'action choisi, on utilise des tubes électroniques à pente variable.

**Tubes à pente variable** — On appelle tubes à pente variable, ceux dont la pente varie régulièrement en fonction de la tension de polarisation.

EXEMPLE, tube *EF 41* :

Pour une H.T. de  $250 \text{V}$  et  $U_s = 100 \text{V}$ , la pente en fonction de la polarisation est donnée par le tableau ci-dessous :

Polarisation (V)	Pente (mA/V)
- 2,5	2,2
- 5	1
- 10	0,2
- 20	0,1
- 26	0,001

Comme le gain d'un étage amplificateur penthode est proportionnel à la pente du tube, en faisant passer la polarisation de  $-2,5$  à  $-26$  V, on diminue le gain dans le rapport :  $2,2/0,001 = 2\ 200$ .

Si la même variation de polarisation est appliquée à deux tubes *EF 41*, ce rapport devient :  $2\ 200^2 \simeq 5 \cdot 10^6$ . On voit ainsi que, même en se limitant à une variation de tension de polarisation moindre, on peut pallier très facilement une variation de la tension d'entrée de  $10^6$ .

REMARQUE.

Si, comme il est d'usage courant, l'écran du tube *EF 41* est alimenté à partir de la H.T. par une résistance série dont la valeur normale est de  $90\text{ k}\Omega$ , la pente ne varie que de  $2,2$  à  $0,09\text{ mA/V}$  quand la polarisation passe de  $-2,5$  V à  $-26$  V ; pour obtenir la valeur minimale de  $0,001\text{ mA/V}$  citée dans le tableau ci-dessus, la polarisation doit être de  $-40$  V.

I — COMMANDE DE SENSIBILITE OU COMMANDE DE GAIN MANUELLE

A — Réglage du gain par variation de la polarisation automatique de cathode.

1°) Valeur de  $R_k$  — Le circuit cathodique (figure V-5) comporte une résistance de polarisation  $R_k$  établie pour donner une polarisation correspondant au gain maximal de l'étage considéré.

En reprenant l'exemple, cité ci-dessus, du tube *EF 41*, le gain maximal est obtenu pour : H.T. =  $250$  V,  $U_e = 100$  V,  $I_a = 6\text{ mA}$ ,  $I_e = 1,7\text{ mA}$ , polarisation =  $-2,5$  V ; ces valeurs issues des courbes caractéristiques du tube sont données pour une alimentation de la grille écran par une résistance série de  $90\text{ k}\Omega$ . Pour obtenir une polarisation de  $2,5$  V, il faut une résistance  $R_k$  telle que :

$$2,5 = R_k \cdot 10^{-3} (6 + 1,7),$$

soit :

$$R_k = \frac{2500}{7,7} \simeq 330\ \Omega.$$

2°) Valeur du potentiomètre  $P$  — Le potentiomètre de réglage du gain doit fournir avec la résistance  $R_k$  une polarisation correspondant au gain minimal souhaité ; deux cas peuvent se présenter, suivant que

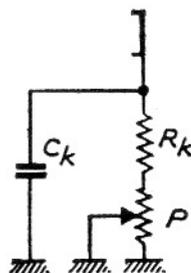


Fig. V-5. Réglage du gain d'un étage H.F. par variation de la polarisation automatique de cathode.

le tube est alimenté avec une tension d'écran fixe <sup>(1)</sup> ou une tension d'écran variable (résistance série).

a) *Tension d'écran fixe.*

Pour une H.T. de 250 V et une tension d'écran fixe de 100 V, on doit avoir si l'on se fixe une variation de gain dans le rapport 10/1 : polarisation — 10 V (pente = 0,2 mA/V au lieu de 2 mA/V pour la polarisation minimale de — 2,5 V), pour cette valeur  $I_a = 0,6$  mA,  $I_s = 0,25$  mA ; dans ces conditions, il vient :

$$\text{Résistance totale de cathode} = \frac{10}{10^{-3}(0,6 + 0,25)} \simeq 11\,700 \, \Omega,$$

soit, en tenant compte de la valeur de  $R_k$  calculée ci-dessus :

$$P = 11\,700 - 330 = 11\,370 \, \Omega.$$

En pratique, on utilisera un potentiomètre bobiné — car lorsque la partie utilisée de sa résistance est faible, le courant qui la traverse est voisin de 7,7 mA — de 15 000 à 20 000  $\Omega$ .

b) *Tension d'écran variable ( $R_s = 90$  k  $\Omega$ ).*

D'après les caractéristiques du tube, pour une H.T. de 250 V et une résistance d'écran de 90 k  $\Omega$ , la polarisation nécessaire pour obtenir une pente de 0,2 mA/V est de — 20 V.

Dans les conditions d'utilisation ci-dessus et pour cette polarisation, on a :  $I_a = 1,5$  mA et  $I_s = 0,5$  mA, d'où :

$$\text{Résistance totale de cathode} = \frac{20}{10^{-3}(1,5 + 0,5)} = 10\,000 \, \Omega.$$

En tenant compte de la résistance normale de polarisation, on voit que, dans ce cas, un potentiomètre bobiné de 10 000  $\Omega$  suffira.

REMARQUE.

Dans un téléviseur, ce procédé est fréquemment utilisé pour régler le gain des étages F.I. (réglage de contraste) ; dans ce cas, le potentiomètre est commun aux circuits cathodiques des 2 ou 3 tubes amplificateurs F.I. vision (fig. V-6) <sup>(2)</sup>.

<sup>(1)</sup> Dans le cas d'une alimentation d'écran par pont diviseur de tension, on peut considérer que la tension d'écran reste fixe quelle que soit la polarisation du tube si le courant maximal d'écran est faible devant l'intensité absorbée par le diviseur considéré seul (cf chapitre : *Alimentation des grilles écran*, Tome 1).

<sup>(2)</sup> Comme il s'agit d'une commande manuelle, on peut utiliser éventuellement dans les étages F.I. vision d'un téléviseur des tubes pentodes qui ne sont pas à pente variable, EF 80/6 BX 6 par exemple (fig. V-6).

3°) **Inconvénients de ce montage** — On ne peut obtenir des valeurs de polarisation très élevées, donc des gains faibles, car la somme  $I_a + I_s$  diminue très rapidement ce qui conduit à une très grande valeur ohmique pour le potentiomètre bobiné utilisé ; or, ceux-ci ne sont couramment fabriqués que jusqu'à 50 000  $\Omega$ , ce qui est très insuffisant.

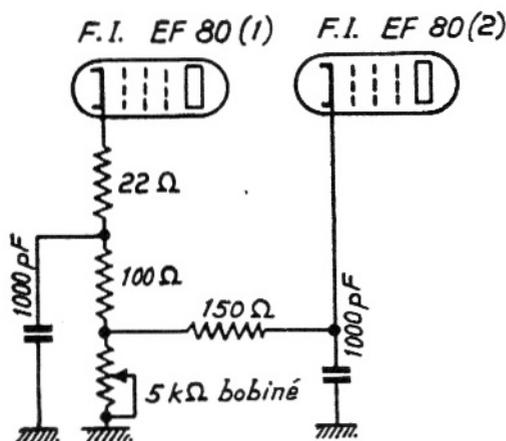


Fig. V-6. Réglage du contraste dans un téléviseur.

#### EXEMPLE :

Soit à obtenir avec le tube *EF 41* une pente de 0,001 mA/V. Pour cela, avec une tension d'écran fixe de 100 V, il faut une polarisation de -26 V ; pour cette valeur et dans les conditions d'utilisation ci-dessus, on a :  $I_a = 1,5 \mu\text{A}$  et  $I_s \approx 0,5 \mu\text{A}$ . Dans ce cas, le potentiomètre devrait avoir une valeur de 13 M $\Omega$ . Pour une alimentation d'écran par une résistance d'écran de 90 k $\Omega$ , la polarisation à obtenir serait de -60 V environ, alors que l'on aurait  $I_a = 2 \mu\text{A}$  et  $I_s = 1,5 \mu\text{A}$ , soit une valeur de 20 M $\Omega$  pour le potentiomètre.

L'utilisation de potentiomètre au graphite est également impossible car au moment où la partie de résistance en service est faible, il y a surcharge de celle-ci, naissance de crachements et destruction rapide de la piste graphitée.

4°) **Applications pratiques** — Ce procédé de réglage de gain est utilisé dans certains récepteurs à amplification directe anciens et dans les récepteurs de trafic. La figure V-7 donne une réalisation utilisée dans quelques récepteurs américains importés en France et dans des

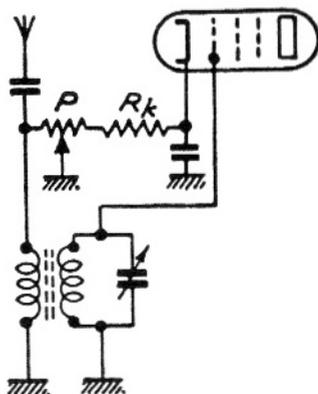


Fig. V-7. Réglage du gain de l'étage d'entrée d'un récepteur M.A. utilisé dans certains récepteurs à amplification directe.

appareils de construction française (marque JICKY par exemple). Le potentiomètre de gain est monté dans l'étage H.F. équipé d'un tube *6 K 7*, les autres tubes du montage étant *6 J 7* (détection grille), *25 L 6* (amplification B.F.), *25 Z 6* (valve).

Le potentiomètre au graphite utilisé a une valeur de  $500\text{ k}\Omega$  et la résistance  $R_k$  est de  $170\ \Omega$ .

Lorsque le curseur du potentiomètre est à droite, la polarisation du tube est minimale et le gain maximal.

Lorsque le curseur est à gauche, la polarisation est maximale, l'antenne est à la masse et le gain est nul.

## B — Réglage du gain par variation de la polarisation par le moins.

**1°) Sur un tube** — Ce procédé permet d'assurer une indépendance complète entre la polarisation du tube et les débits d'anode et d'écran ce qui évite les inconvénients signalés ci-dessus. La figure V-8 donne un exemple de réalisation de ce montage appliqué, par exemple, au premier tube amplificateur H.F. d'un récepteur.

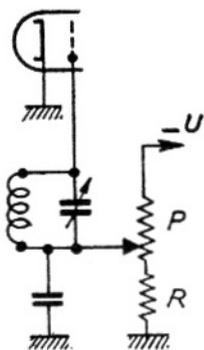


Fig. V-8. Réglage du gain d'un étage H.F. par variation de la polarisation par le moins.

Si l'on dispose d'une tension négative  $U$ , de  $40\text{ V}$  environ, on pourra obtenir le gain minimal de pratiquement n'importe quel tube H.F. à pente variable : *6 K 7* — *6 M 7* — *EF 9* — *EF 41* — *EF 89* — *EF 92* — etc... Si on reprend l'exemple du tube *EF 41*, on utilisera les éléments suivants :

- $P$ , potentiomètre bobiné :  $50\ 000\ \Omega$  ;
- $R$ , résistance de polarisation minimale :  $4700\ \Omega$  ;
- $U$ , tension négative obtenue par redresseur séparé :  $-30\text{ V}$ .

Dans ces conditions, la polarisation du tube peut varier entre  $-2,5\text{ V}$  et  $-30\text{ V}$  ; si la tension d'écran du tube est fixée à  $100\text{ V}$ , la pente variera de  $2,2\text{ mA/V}$  à moins de  $0,001\text{ mA/V}$  ; si l'écran est alimenté par une résistance série de  $90\text{ k}\Omega$ , la pente ne variera plus que de  $2,2\text{ mA/V}$  à  $0,06\text{ mA/V}$ .

La polarisation minimale du tube pourrait être obtenue par la cathode grâce à une résistance  $R_k = 330\ \Omega$  ; dans ce cas, la résistance  $R$  serait bien entendu supprimée.

Pour des raisons d'économie, on pourrait utiliser un potentiomètre au graphite au lieu d'un potentiomètre bobiné.

**2°) Sur plusieurs tubes** — Le réglage de gain obtenu par variation de la polarisation de plusieurs étages amplificateurs est surtout utilisé

dans les récepteurs de trafic et dans les téléviseurs (contraste). La figure V-9 donne une réalisation du réglage de contraste utilisé dans un téléviseur. Nous avons choisi ce montage pour montrer que l'on peut faire agir la commande de gain sur des étages de nature différente :

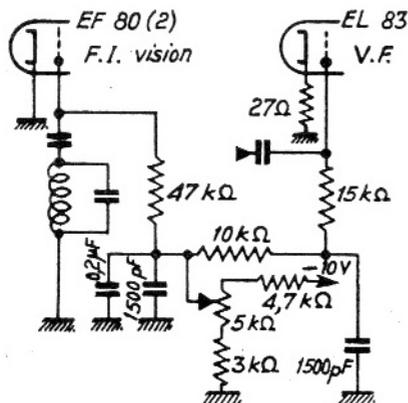


Fig. V-9. Réglage du contraste d'un téléviseur par variation de la polarisation par le moins du dernier étage amplificateur F.I. vision et de l'étage amplificateur V.F.

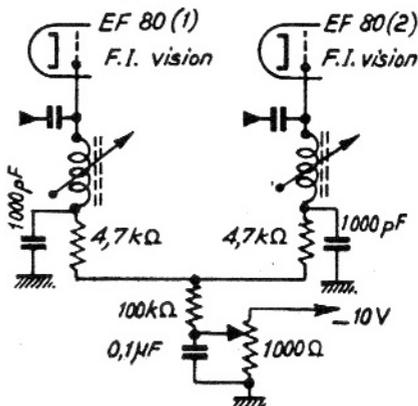


Fig. V-10. Réglage du contraste par variation de la polarisation des deux étages F.I. vision.

ici, tube amplificateur F.I. voie images d'une part, et amplificateur V.F. (vidéofréquence), d'autre part. La figure V-10 donne l'exemple d'une réalisation plus classique, la commande de gain jouant sur les deux premiers tubes amplificateurs F.I. voie images.

### C — Réglage du gain par variation de la tension continue appliquée à la cathode.

Nous avons vu, dans le chapitre traitant de la polarisation des tubes électroniques, que dans certains montages la cathode était soumise à une d.d.p. positive élevée par rapport à la masse et que, pour obtenir une polarisation normale, il fallait ramener sur la grille une certaine tension positive par rapport à la masse. Dans ce procédé de réglage de gain, on applique volontairement une tension continue positive réglable à la cathode, ce qui permet

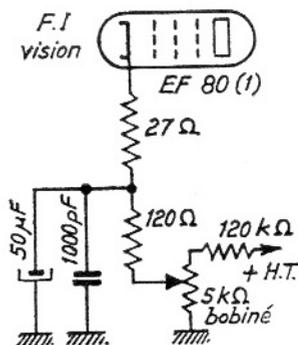


Fig. V-11. Réglage du gain d'un étage F.I. d'un téléviseur par variation de la tension continue appliquée à la cathode.

de modifier la polarisation du tube, donc son gain. Ce système possède tous les avantages du montage de réglage de gain par variation de la polarisation par le moins et, en plus, il ne nécessite pas de tension négative séparée. La figure V-11 donne une réalisation possible appliquée au premier tube amplificateur F.I., voie images, d'un téléviseur (contraste); ce montage pourrait être utilisé également dans un récepteur radiophonique, par exemple dans le premier étage H.F. ou dans l'étage amplificateur F.I.

## II — COMMANDE AUTOMATIQUE DE SENSIBILITE OU DE GAIN

### Terminologie.

En radio, on utilise les termes suivants :

Commande automatique de volume : C.A.V. (ou V.C.A. ou A.V.C.) <sup>(1)</sup>.

Commande automatique de sensibilité : C.A.S.

Commande automatique de gain : C.A.G.

Antifading.

Régulation automatique de gain.

### REMARQUE.

Le terme C.A.G. est surtout utilisé pour la commande automatique de gain des étages F.I. et, éventuellement, H.F. d'un récepteur (ou partie de récepteur) prévu pour la réception des ondes modulées en fréquence; en effet, dans la gamme d'ondes correspondante (bande II: généralement 87,5 à 100 MHz), le fading peut être considéré comme inexistant.

En télévision, on utilise également, et pour les mêmes raisons que dans la remarque ci-dessus, les termes C.A.G. et C.A.S.

### But et principe de la régulation automatique de gain d'un récepteur radiophonique.

**But** — Cette régulation automatique de gain a pour but de pallier les variations d'amplitude du signal H.F. recueilli par l'antenne de réception, variations dues au fading, ce qui permet à la fois aux étages H.F., F.I. et détecteur d'être excités par un signal suffisant et de ne pas être saturés; le réglage du volume sonore s'effectue, on le sait, après la détection.

<sup>(1)</sup> On utilise également la dénomination « contrôle automatique de volume » ce qui justifie l'usage du genre masculin pour le sigle C.A.V.

**Principe** — Pour obtenir la régulation automatique du gain, en fonction de l'amplitude du signal reçu par l'antenne, on utilise la composante continue négative obtenue à la détection pour polariser les étages H.F. et F.I. du récepteur, ce qui nécessite bien entendu l'emploi de tubes à pente variable.

**Schéma de base (fig. V-12)** — Pour éliminer les composantes H.F. et B.F. présentes avec la composante continue aux bornes de la résistances de détection  $R_d$ , on insère dans la ligne de C.A.V. une cellule de filtrage  $R_1 C_1$ . Si plusieurs tubes sont soumis à l'action « du C.A.V. », on ajoute une cellule de découplage entre chaque tube (fig. V-13). On a usuellement :

$$R_1 = R_2 = 0,47 \text{ à } 1 \text{ M } \Omega ;$$

$$C_1 = C_2 = 0,1 \text{ } \mu\text{F.}$$

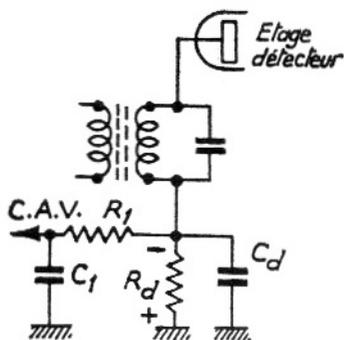


Fig. V-12. Schéma de principe de la régulation automatique de gain d'un récepteur M.A.

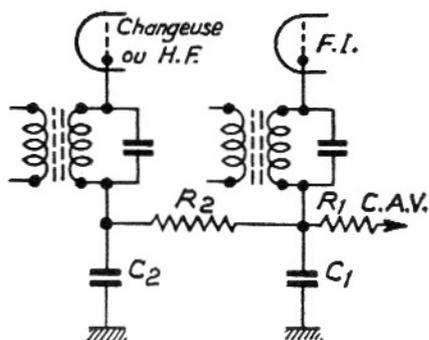


Fig. V-13. Cellule de découplage insérée dans la ligne C.A.V. entre chaque tube soumis à son action.

### Application du C.A.V. en parallèle ou en série.

L'application du C.A.V. à la grille d'un tube H.F. ou F.I. peut se faire soit en série, soit en parallèle avec le circuit accordé (fig. V-14a et b).

Si on applique le C.A.V. à la grille de commande du tube changeur de fréquence, on préférera le montage parallèle qui produit un glissement de fréquence moindre (la variation de la polarisation du tube modifie, on le sait, la pente du tube, mais aussi sa capacité d'entrée ce qui occasionne une variation de la fréquence de résonance des circuits accord et oscillateur).

### C.A.V. prévu pour fading lent ou rapide.

Sur certains récepteurs de trafic, trois positions d'antifading sont prévues : antifading hors circuit, fading lent, fading rapide. Les cir-

cuits  $R_1 C_1$ ,  $R_2 C_2$ , etc... introduisent un certain retard entre le moment où la tension négative apparaît aux bornes de la résistance de détection et celui où le C.V.A. est appliqué aux grilles des tubes soumises à son action. Ce temps de retard,  $t$ , a pour valeur :

$$t = \frac{R \cdot C}{\text{secondes} \quad \text{ohms} \quad \text{farads}}$$

Ce temps est de 0,1 seconde pour une cellule de découplage telle que  $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$  et  $C_1 = 0,1 \mu\text{F}$ .

Pour un fading lent, on prend une valeur de capacité plus grande :  $1 \mu\text{F}$  par exemple.

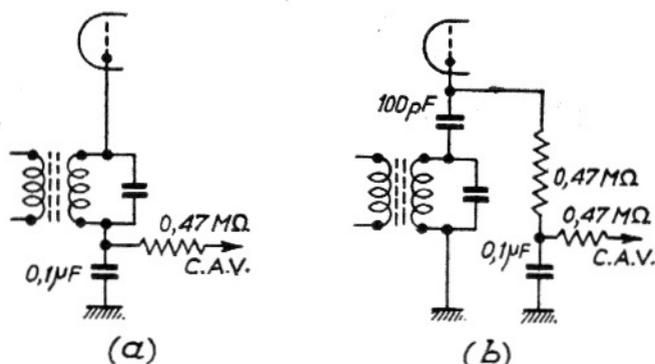


Fig. V-14. Application du C.A.V. à un tube amplificateur H.F. :

- a) en série dans le circuit grille ;
- b) en parallèle avec le circuit oscillant de grille.

Pour un fading rapide, on est contraint de diminuer le temps de retard du C.A.V. car, si celui-ci est du même ordre de grandeur que la période du fading, il en résulte une augmentation apparente de ce dernier. On a donc intérêt à réduire la constante de temps de la cellule de découplage  $R_1 C_1$ , ainsi, bien entendu, que celle de  $R_2 C_2$ , etc..., mais on risque alors un filtrage insuffisant de la composante B.F. Pour combattre un fading rapide, on prendra par exemple :  $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $C_1 = 0,01 \mu\text{F}$ .

### C.A.V. non différé.

On appelle C.A.V. non différé le système de régulation automatique de gain qui agit quel que soit le niveau du signal incident. Ce procédé présente l'inconvénient de réduire le gain du récepteur, même dans le cas où les signaux reçus sont faibles.

On obtient un C.A.V. non différé quand le retour de la résistance de détection se fait en un point présentant un potentiel égal à celui de la cathode de la diode affectée à l'antifading (fig. V-15). Si le tube utilisé comporte deux diodes, celles-ci sont connectées en parallèle.

**C.A.V. différé ou retardé.**

Pour éliminer l'inconvénient ci-dessus, on s'arrange pour que la diode affectée à l'antifading soit bloquée pour la réception des signaux faibles. Pour obtenir ce résultat, il suffit qu'en l'absence de signal sur la plaque de la diode, cette électrode soit négative par rapport à la cathode. Cette condition est très facile à remplir soit en ramenant une certaine tension positive dite *tension de retard* sur la cathode, soit, dans le cas de l'utilisation d'un tube multiple à cathode commune, en reliant directement à la masse le retour de la résistance de détection d'antifading  $R$  (fig. V-16, la partie C.A.V. est représentée en traits gras).

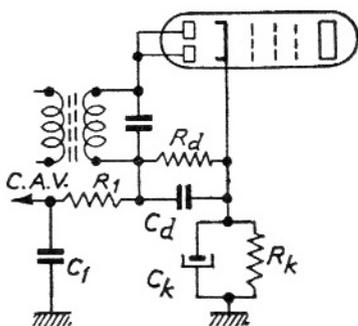


Fig. V-15. C.A.V. non différé.

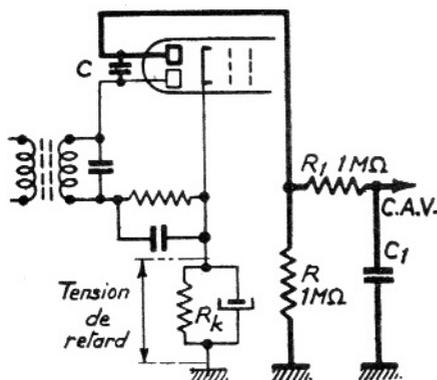


Fig. V-16. C.A.V. différé.

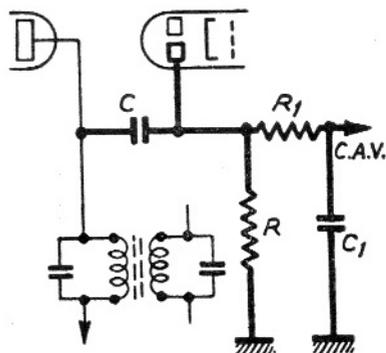


Fig. V-17. Réduction de l'amortissement secondaire du dernier transformateur F.I.

Dans ce montage, la tension de retard est égale à la polarisation cathodique obtenue par la résistance commune de cathode  $R_k$ . On peut également obtenir une action différée du C.A.V. en associant celui-ci à une polarisation semi-automatique des étages R.F. ; dans ce cas, le retour de la résistance de détection d'antifading  $R$  (fig. V-16) est

effectué, à travers une cellule de découplage constituée par un condensateur de 50 à 100 nF et une résistance de l'ordre de 1 MΩ, en un point convenablement choisi du pont diviseur de polarisation dont la d.d.p. par rapport à la masse constitue la tension de retard. La diode d'antifading est alimentée par un condensateur *C* dont la valeur est comprise généralement entre 50 et 100 pF.

Pour obtenir un amortissement comparable du primaire et du secondaire du transformateur F.I., on peut prélever la tension d'excitation de la diode d'antifading sur le primaire par l'intermédiaire d'un condensateur *C* de faible valeur, 10 à 20 pF par exemple (fig. V-17, la partie C.A.V. est représentée en traits gras); en pratique, dans certains montages, cette capacité est obtenue par deux fils isolés torsadés sur une longueur de 1,5 cm (queue de cochon).

### C.A.V. amplifié.

Pour obtenir une plus grande efficacité du système antifading, il faut augmenter l'amplitude du signal de C.A.V. relativement à l'amplitude de la composante B.F. Différents procédés peuvent être utilisés dans ce but :

- étage F.I. supplémentaire au seul bénéfice de la diode d'antifading ;
- étage amplificateur en courant continu chargé d'amplifier le signal de C.A.V. ; dans ce cas, la tension continue à amplifier appliquée à la grille du tube amplificateur en courant continu devra être positive pour tenir compte de l'inversion de phase due à ce tube (fig. V-18).

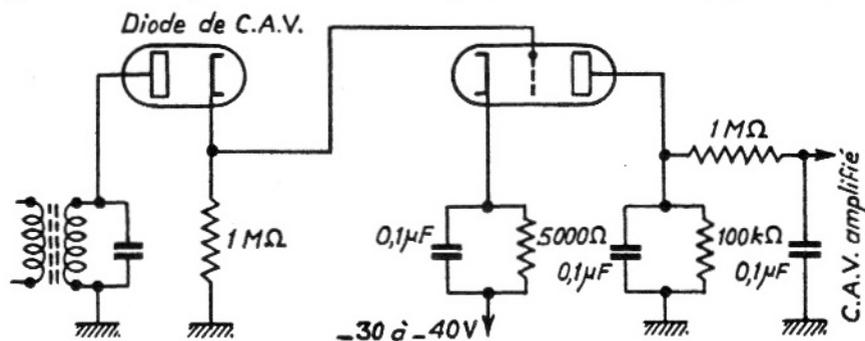


Fig. V-18. C.A.V. amplifié.

### C.A.V. appliqué au tube préamplificateur B.F.

Ce procédé permet une régulation très efficace, mais il est peu utilisé car il se traduit par une distorsion harmonique assez importante,

due au fonctionnement, avec une polarisation variable qui risque de faire fonctionner le tube dans une partie très courbée de sa caractéristique.

REMARQUE.

Il ne faut jamais supprimer le C.A.V. pour augmenter le gain d'un récepteur, mais rechercher la cause de la diminution de gain ; on élimine seulement le C.A.V. dans l'opération d'alignement du récepteur.

SIXIEME PARTIE

**DISPOSITIFS ELECTRONIQUES  
PARTICULIERS**

## CHAPITRE PREMIER

### INDICATEURS VISUELS D'ACCORD

#### Généralités.

La plupart des récepteurs actuels comportent un indicateur visuel d'accord destiné à faciliter le réglage précis de l'appareil sur chaque émission à recevoir. On sait en effet que, du fait de l'action du C.A.V., il est difficile de déterminer l'accord exact à l'oreille puisque la diminution du signal dû à un léger désaccord est compensée par une augmentation corrélative du gain de l'appareil. Or, si les circuits du récepteur ne sont pas exactement accordés, le signal H.F. modulé appliqué à l'étage détecteur présente une certaine distorsion dont le minimum est difficile à déceler par une oreille non exercée.

Tous les systèmes indicateurs visuels d'accord sont basés sur la diminution du courant anodique d'un tube résultant de l'action du C.A.V. dont on sait que la tension passe par un maximum négatif à l'accord exact sur la porteuse de l'émission à recevoir.

#### I — MILLIAMPEREMETRE UTILISE COMME INDICATEUR D'ACCORD

L'indicateur visuel le plus simple est constitué par un milliampèremètre inséré dans le circuit anodique du tube amplificateur F.I. (fig. VI-1). Pour préserver l'appareil contre une surintensité éventuelle, on le shunte par une résistance de quelques centaines d'ohms.

L'appareil de mesure utilisé n'a pas besoin d'être gradué puisque l'accord est obtenu pour la déviation minimale relative de l'aiguille. Pour des raisons d'esthétique, l'ai-

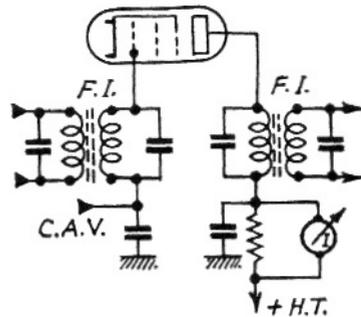


Fig. VI-1. Milliampèremètre utilisé comme indicateur d'accord.

guille de l'appareil est remplacée par une palette opaque (milliampèremètre à ombre) située devant une lampe de cadran et dont l'ombre projetée sur un verre dépoli visible de l'extérieur du récepteur permet une lecture facile de la déviation minimale.

## II — INDICATEUR VISUEL D'ACCORD PAR TUBE AU NEON

On peut remplacer le milliampèremètre par un tube au néon spécial (Tunéon, Tunescope, marques commerciales) à trois électrodes qui est constitué d'une cathode froide  $K$ , d'une anode principale  $A_1$  et d'une anode auxiliaire d'amorçage  $A_2$  (fig. VI-2a). L'anode auxiliaire  $A_2$  produit en permanence une légère décharge et maintient le tube ionisé. Le potentiel de repos de l'anode  $A_1$  étant un peu inférieur à la tension d'amorçage, la plus ou moins grande illumination du tube dépendra de la variation de ce potentiel au-dessus de la valeur d'amorçage, ce qui permet d'utiliser ce tube comme indicateur d'accord dans un récepteur radiophonique par exemple.

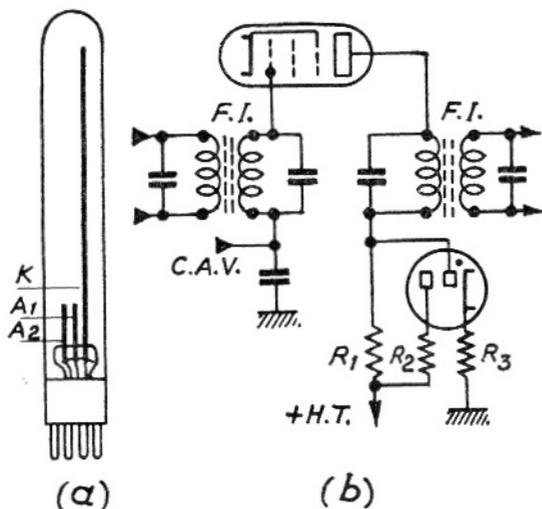


Fig. VI-2. Branchement d'un indicateur visuel d'accord par tube au néon.

La figure VI-2b permet de se rendre compte de la façon pratique dont il est fait usage d'un indicateur de synchronisation au néon dans le circuit anodique du tube F.I. soumis à l'action du C.A.V. Le potentiel de l'anode  $A_1$  dépend de la chute de tension dans la résistance  $R_1$  qui elle-même est liée à la valeur de la tension de C.A.V. Quand la tension de C.A.V. augmente, le courant anodique diminue ainsi que la chute de tension dans  $R_1$ ; le potentiel de l'anode  $A_1$  se rapproche donc davantage de celui de la H.T. et le tube s'illumine d'autant plus que la tension de C.A.V. est plus grande.

Les caractéristiques d'un indicateur de synchronisation au néon, genre 4662 (Philips), sont :

Tension d'allumage de l'anode auxiliaire . . . . .	165 à 190 V.
Tension de service de l'anode principale . . . . .	150 à 170 V.
Courant de l'anode principale . . . . .	2 mA.
Courant de l'anode auxiliaire . . . . .	40 à 50 $\mu$ A.

Pour une H.T. de 250 V, les éléments ont généralement les valeurs suivantes :

- $R_1 = 10 \text{ à } 25 \text{ k } \Omega$  suivant le tube F.I. utilisé ;
- $R_2 = 1 \text{ M } \Omega$  ;
- $R_3 = 20 \text{ k } \Omega$ .

### III — INDICATEUR VISUEL A SATURATION MAGNETIQUE

Ce système, dit encore indicateur d'accord par *lampe pilote*, est basé sur la variation d'impédance du secondaire d'un transformateur abaisseur de tension à faible courant magnétisant qui est placé en série (fig. VI-3a) ou en parallèle (fig. VI-3b) avec une ou plusieurs lampes

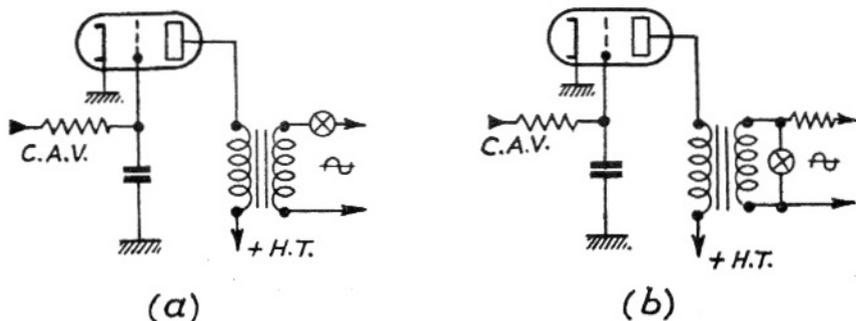


Fig. VI-3. Indicateur visuel à saturation magnétique avec branchement de la lampe de cadran soit en série (a), soit en parallèle (b).

de cadran alimentées sous une tension alternative convenable. Le primaire de ce transformateur est placé en série dans le circuit anodique d'un tube triode ou penthode dont la grille est commandée par le C.A.V.

Lorsque le récepteur n'est pas à l'accord, la tension de C.A.V. est très faible ; le tube n'étant pas polarisé débite un courant suffisant pour provoquer la saturation du circuit magnétique du transformateur. La perméabilité du noyau magnétique diminue ainsi que l'impédance du secondaire. L'illumination d'une lampe cadran placée en parallèle sur

l'enroulement devient pratiquement nulle puisqu'elle est alors shuntée par une faible impédance. Au contraire, une lampe de cadran placée en série avec le secondaire s'illumine puisque l'impédance placée en série avec elle diminue. L'accord peut donc, suivant le montage, être observé par un maximum ou un minimum d'éclairement. Le système *Colorama* (fig. VI-4) employé sur certains récepteurs U.S.A. anciens utilise deux groupes de lampes de cadran ; les unes, vertes, sont montées en parallèle avec le secondaire, les autres, rouges, sont montées en série. Lorsque le récepteur est désaccordé, le cadran est éclairé en rouge alors qu'à l'accord, il s'illumine en vert. Les ampoules de cadran utilisées sont prévues pour les tensions suivantes :

- lampes vertes : 3, 3 V ;
- lampes rouges : 5, 5 V.

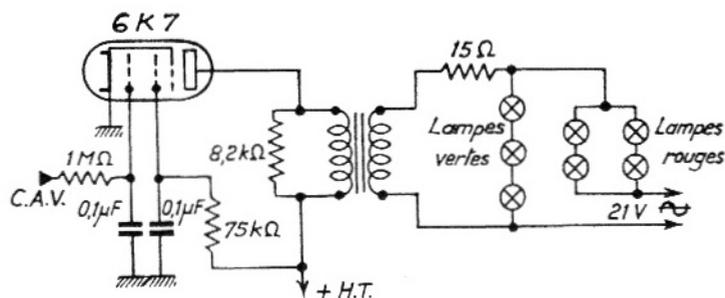


Fig. VI-4. Dispositif d'indicateur visuel à saturation magnétique *Colorama*.

On voit que, pour que les trois lampes vertes s'allument, il faut que la tension aux bornes de l'ensemble soit supérieure à 10 V alors qu'il faut au moins 11 V aux bornes de l'ensemble des lampes rouges pour qu'elles s'allument.

A l'accord du récepteur, le transformateur n'est pas saturé ; l'impédance du secondaire à 50 Hz est alors de l'ordre de 300 Ω et les lampes vertes shuntées par une impédance assez grande s'allument entraînant une forte diminution de la tension aux bornes de l'ensemble des lampes rouges qui s'éteignent pratiquement complètement. Si le récepteur est désaccordé, l'impédance secondaire devient très faible ; les lampes vertes s'éteignent et ce sont les lampes rouges qui s'allument.

## IV — INDICATEUR D'ACCORD CATHODIQUE

## A — Rappel de la constitution d'un tube d'accord cathodique.

Rappelons qu'un tube indicateur d'accord cathodique (on dit également : indicateur de syntonie ou, dans le langage courant, « oeil magique ») est constitué, dans sa partie inférieure, d'une triode dont la plaque *P* est connectée électriquement à une ou plusieurs électrodes de déviation *D* placées entre la cathode commune *K* et l'écran *E* de la partie tube cathodique (fig. VI-5). Dans les tubes indicateurs classiques (*EM 4*, *EM 34*, *6 AF 7*, etc...), l'écran est constitué par une coupelle métallique dont la face tournée vers l'extérieur du tube est recouverte d'une couche fluorescente donnant généralement une lumière verte. Les électrodes de déviation, appelées couteaux, sont au nombre de deux dans les tubes à sensibilité unique et de quatre pour les tubes à double sensibilité. Dans ce dernier cas, les tubes comportent deux éléments triodes dont l'un est à gain faible et l'autre à gain élevé ce qui permet d'obtenir un réglage aussi facile pour les stations bien ou mal reçues.

Dans la figure VI-5 qui donne une vue en coupe partielle d'un trèfle cathodique, on a, pour simplifier la représentation, fait seulement figurer un élément triode et deux couteaux.

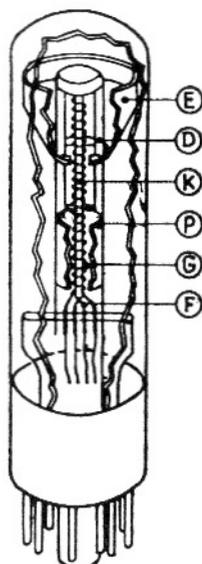


Fig. VI-5. Vue en coupe partielle d'un indicateur cathodique, genre *6 AF 7*.

## B — Fonctionnement d'un tube d'accord cathodique.

L'écran est relié directement à la H.T. alors que la plaque de l'élément triode est connectée à la H.T. à travers une résistance de l'ordre de 0,5 à 1 M $\Omega$  (fig. VI-6). Si le récepteur n'est pas à l'accord, l'élément triode n'est pas polarisé et il se produit une chute de potentiel importante dans la résistance; les électrodes défectrices étant moins positives que l'écran devient fortement le flux électronique et l'écran est presque complètement sombre.

Si l'on se rapproche de l'accord, la tension négative de C.A.V. appliquée à la grille de commande de la triode entraîne

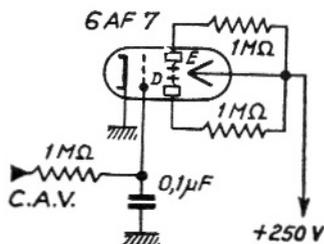


Fig. VI-6. Branchement du tube indicateur *6 AF 7*.



polarisation ainsi obtenue soit juste égale à celle du tube combiné ; en l'absence de tension de C.A.V., il n'y a donc aucune tension continue entre cathode et grille du tube indicateur et ce dernier fonctionne même pour les stations faiblement reçues. Une solution encore meilleure consiste à polariser la grille de l'élément préamplificateur B.F. à partir d'une « polarisation par le moins » convenable, ce qui permet de mettre directement à la masse les cathodes du tube indicateur et du tube combiné éliminant ainsi tous risques de mauvaise polarisation de l'élément amplificateur et de « retard » dans le fonctionnement de l'indicateur d'accord.

### D — Autres usages des trèfles cathodiques.

Ces tubes peuvent également remplacer un appareil de mesure dans la recherche d'un équilibre électrique (indicateur de zéro d'un pont de mesure) ou être utilisés pour déceler la présence d'une tension continue ou alternative. L'impédance d'entrée très élevée du système de contrôle constitué à l'aide d'un tube indicateur visual permet de ne pas perturber le montage dans lequel il est inséré. On peut augmenter considérablement la sensibilité du système de contrôle considéré en faisant précéder le tube indicateur d'un amplificateur de tension.

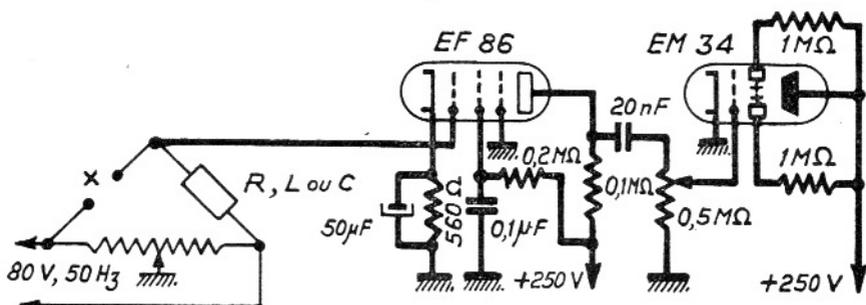


Fig. VI-8. Utilisation d'un trèfle cathodique comme indicateur de zéro dans un pont de mesure.

1°) **Indicateur de zéro** — On constitue un indicateur de zéro très sensible et de très haute impédance d'entrée (plusieurs centaines de mégohms) à l'aide du montage représenté dans la figure VI-8 ; ce dernier est utilisé dans presque tous les ponts de mesure dits ponts d'atelier.

2°) **Contrôle de la valeur relative d'une tension alternative** — Pour contrôler le niveau de la tension B.F. appliquée, dans un magnétophone, à la tête d'enregistrement, on fait appel, dans les appareils du secteur

« Grand Public », à un trèfle cathodique monté conformément à la figure VI-9. Le montage est établi de telle sorte que le trèfle se ferme presque complètement pour le niveau maximal admissible. La constante de temps du circuit grille de l'indicateur cathodique est suffisamment élevée de manière à permettre une observation facile du niveau

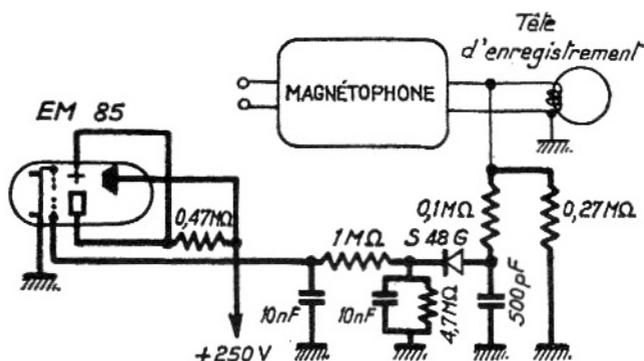


Fig. VI-9. Utilisation d'un trèfle cathodique comme indicateur de niveau B.F.

B.F. éliminant les variations trop rapides (« tremblements »). Un filtre inséré dans le circuit permet d'éliminer la composante H.F. de prémagnétisation.

Le système indicateur de niveau B.F. représenté dans la figure VI-9 peut ne pas être connecté aux bornes de la tête d'enregistrement, mais éventuellement à la sortie de l'étage amplificateur de tension qui excite l'étage alimentant la tête d'enregistrement.

## CHAPITRE II

# CORRECTION AUTOMATIQUE D'ACCORD DISPOSITIFS ANTIPARASITES

### I — CORRECTION AUTOMATIQUE D'ACCORD

#### A — Principe.

Nous avons vu, dans le chapitre précédent consacré aux indicateurs visuels d'accord, qu'il était très important que les circuits H.F. d'un récepteur à modulation d'amplitude ou de fréquence soient exactement accordés sur la station à recevoir. La correction automatique d'accord, dite aussi commande automatique de fréquence (C.A.F.), consiste à modifier la fréquence de l'oscillateur local d'un récepteur superhétérodyne en fonction du désaccord des circuits ce qui tend à ramener automatiquement le signal à fréquence intermédiaire à sa fréquence nominale. L'emploi de la C.A.F. qui est pratiquement inexistant dans les récepteurs à modulation d'amplitude se développe par contre dans les récepteurs ou adaptateurs (tuners) prévus pour la réception de la modulation de fréquence.

Il convient de signaler que le dispositif de C.A.F. convient particulièrement pour les récepteurs à modulation de fréquence car ces appareils comportent le plus souvent un discriminateur qui fournit une tension continue proportionnelle en sens et en valeur au désaccord des circuits du discriminateur par rapport à la fréquence du signal F.I. incident. Cette tension de commande agit soit sur un tube à glissement de fréquence faisant partie de l'oscillateur local, soit sur un élément semi-conducteur spécial (diode à jonction  $p-n$  au silicium appelée parfois *Varicap*) dont la capacité dépend de la tension continue qui lui est appliquée et qu'il suffit de brancher en parallèle avec le condensateur variable oscillateur ou en série avec la self oscillatrice de l'oscillateur local.

Pour éviter que la C.A.F. soit plus agissante pour les stations dont la réception est puissante que pour les stations faiblement reçues, il convient de faire précéder le système discriminateur d'un étage limiteur d'amplitude dont une brève étude sera faite ci-après ce qui a également pour avantage de rendre la C.A.F. insensible à l'action des parasites.

En modulation d'amplitude, la C.A.F. est quelquefois utilisée dans les récepteurs à stations pré-réglées ou dans les postes voitures.

### B — Système C.A.F. utilisé avec un tube de glissement.

Dans certaines conditions de montage (fig. VI-10a), un tube pentode, hexode ou octode est équivalent à une réactance dont la valeur dépend de la pente du tube. On sait que dans un montage où la résistance interne du tube utilisé est grande devant l'impédance de charge, la pente  $S$  de celui-ci dépend uniquement de la tension appliquée à la grille de commande ou éventuellement à la grille supresseuse.

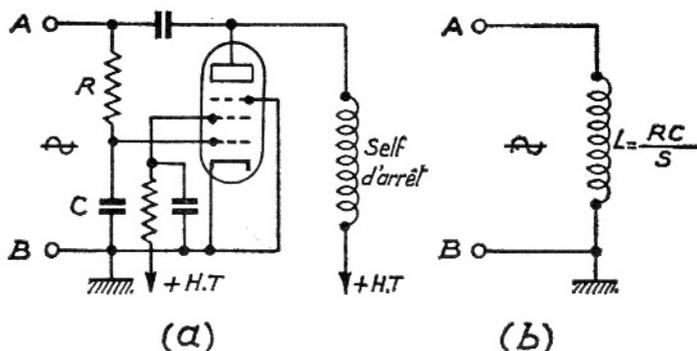


Fig. VI-10. Montage d'un tube électronique équivalent à une réactance.

Dans le montage de principe de la figure VI-10a, on démontre que si  $R > 1/C \omega$  pour la fréquence du signal alternatif appliqué entre les points A et B, la réactance du tube est équivalente à une self (fig. VI-10b) dont la valeur est donnée par l'expression :

$$L = \frac{RC}{S}.$$

Lorsqu'on applique la tension de C.A.F. au tube de glissement, il en résulte une variation de la réactance de self de celui-ci qui peut être

mise à profit pour faire varier la fréquence de l'oscillateur local du superhétérodyne. La figure VI-11, représente un dispositif de correction automatique d'accord pour récepteur M.A. utilisant une penthode de glissement, genre 6 J 7.

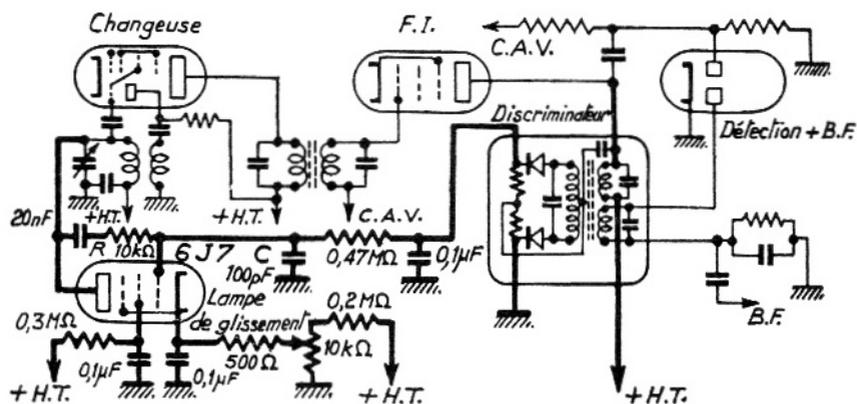


Fig. VI-11. Dispositif de correction automatique d'accord utilisant un tube de glissement.

La polarisation automatique par la cathode complétée par une tension positive obtenue à partir de la haute tension sera ajustée de telle façon, qu'en l'absence de C.A.F., la fréquence de l'oscillateur local corresponde à l'accord exact du récepteur. Le système ainsi décrit permet de pallier un désaccord de  $\pm 4,5$  kHz environ pour les gammes kilométriques et hectométriques.

### C — Système de C.A.F. utilisant une diode Varicap.

Un certain nombre de téléviseurs ou de récepteurs à modulation de fréquence utilise maintenant un système de C.A.F. qui met à profit la variation de capacité d'une diode au silicium spéciale (OA 200 — BA 102, La Radiotechnique — Varicap 20, U.S.A.).

La figure VI-12 donne un exemple de réalisation de contrôle automatique de fréquence dans un téléviseur utilisant une diode BA 102 en série avec l'enroulement oscillateur. La réduction de la variation de la fréquence d'accord est de 1/10 pour la bande I et de 1/25 pour la bande III. On remarquera que le discriminateur fournissant la tension de C.A.F. est alimenté par le signal F.I. de la voie son, la bande passante de la voie images étant trop large pour permettre une action précise de la C.A.F. à la suite d'un désaccord.

Dans un récepteur M.F. (fig. VI-13), on dispose d'une tension de commande obtenue à la sortie B.F. d'un discriminateur qu'il suffit de filtrer avant de l'appliquer à la diode de C.A.F.

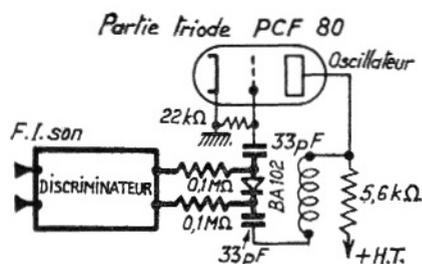


Fig. VI-12. Montage d'une diode à capacité variable avec la tension dans le système de C.A.F. d'un téléviseur.

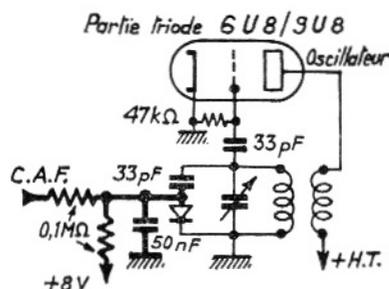


Fig. VI-13. Dans un récepteur M.F., une tension de commande de C.A.F. est disponible, après filtrage, à la sortie du discriminateur.

## II — DISPOSITIFS ANTIPARASITES

### A — Principe.

De nombreux dispositifs antiparasites (écrêtage par diodes, penthode saturée, blocage de l'amplification F.I. etc...) ont été expérimentés sans grand succès dans les récepteurs à modulation d'amplitude. Le développement de la réception de la modulation de fréquence a nécessité la mise au point de dispositifs limiteurs d'amplitude, dits aussi écrêteurs. Le système actuellement le plus utilisé est celui de la penthode saturée dans lequel la limitation d'amplitude est assurée soit par courant grille pour les alternances positives, soit par blocage d'anode pour les alternances négatives. L'ensemble  $RC$  placé suivant les deux variantes (a) et (b) de la figure VI-14 produit une détection grille qui détermine une chute de potentiel dans la résistance  $R$  rendant la grille d'autant plus négative que le signal incident est de plus grande amplitude, d'où blocage de l'amplification pour les alternances positives. L'écran étant fortement sous-alimenté (10 à 20 V), le recul de grille est de l'ordre de 1 V ce qui entraîne un écrêtage des alternances négatives par blocage d'anode. La constante de temps du circuit  $RC$  placé dans le circuit grille détermine le temps de réponse de l'étage limiteur face aux variations d'amplitude du signal incident.

Une faible constante de temps convient aux parasites en forme de fronts raides ; on prendra par exemple :  $R = 25 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 50 \text{ pF}$ .

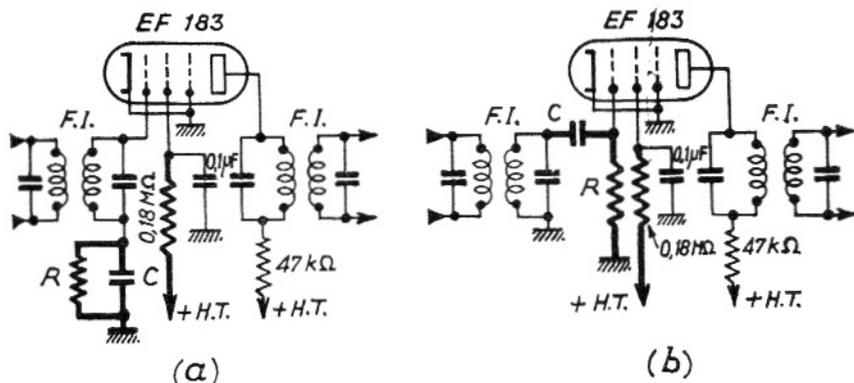


Fig. VI-14. Dispositif limiteur d'amplitude à penthode saturée :

- ensemble  $RC$  en série avec le circuit grille ;
- $R$  en parallèle avec le circuit grille.

Une constante de temps élevée permet d'éliminer des parasites produisant de lentes variations d'amplitude du signal incident ; on prendra par exemple :  $R = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 100 \text{ pF}$ . Les étages limiteurs s'insèrent dans la chaîne F.I. avant l'étage discriminateur. Suivant l'efficacité souhaitée, le système limiteur se compose d'un ou deux étages (dans ce cas, on prévoit chacun d'eux avec une constante de temps convenant, l'une pour les parasites rapides, l'autre pour les parasites lents) ; leur gain est faible, de l'ordre de 6 dB par étage environ.

L'efficacité d'un tel système limiteur est telle que la tension délivrée au discriminateur est sensiblement constante dès que les signaux d'entrée sont supérieurs à  $10 \mu\text{V}$ .

## B — Pourquoi faut-il utiliser un limiteur dans un récepteur à modulation de fréquence?

On peut en effet se poser cette question puisque nous avons dit que les discriminateurs et détecteurs de rapport étaient insensibles à un signal incident modulé en amplitude. Dans ce cas, en réalité, ces montages ne délivrent pas de signal de sortie B.F. uniquement pour un signal incident dont la fréquence porteuse est rigoureusement celle d'accord du transformateur F.I. attaquant l'étage redresseur M.F. Il en résulte, dans le cas d'un signal incident modulé en fréquence et dont l'amplitude

est affectée de fluctuations dues à des parasites, que la condition d'accord exact n'est plus remplie ce qui se traduit par un signal B.F. altéré par la modulation parasite. Dans le cas du détecteur de rapport, ce défaut est peu sensible par suite de la présence du condensateur de valeur comprise entre 4 et 10  $\mu$ F branché en parallèle sur la résistance de charge. Si l'usage d'un ou plusieurs étages limiteurs n'est pas indispensable avec un détecteur de rapport, il n'en est pas de même avec un discriminateur, c'est ce qui explique pourquoi nous venons de consacrer cette brève étude aux dispositifs antiparasites.

#### REMARQUE.

La tension continue obtenue par détection aux bornes de la résistance  $R$  de l'étage F.I. limiteur peut être utilisée pour faire fonctionner un indicateur d'accord spécial *6 AL 7*, dit : « balance magique » (voir la figure III-37 donnée précédemment). La grande électrode déflectrice est alimentée par la tension continue issue de l'étage limiteur ; une des petites électrodes est reliée à la masse, l'autre à la sortie B.F. du détecteur.

En l'absence de signal F.I., les tensions appliquées sur les électrodes déflectrices sont nulles et l'on observe sur l'écran deux rectangles lumineux allongés égaux. En cas de désaccord, la petite électrode est soit positive, soit négative et l'on observe alors deux rectangles inégaux. A l'accord exact, les deux rectangles redeviennent égaux et leur longueur est d'autant plus petite que l'amplitude de la porteuse du signal F.I. est plus grande.

## CHAPITRE III

# CIRCUITS CORRECTEURS EN AUDIOFREQUENCES

### Généralités.

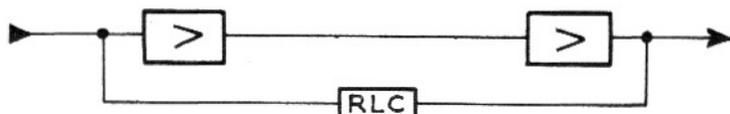
Dans un grand nombre d'applications, il est nécessaire de corriger ou de modifier la courbe de réponse amplitude-fréquence d'un ensemble ou d'un sous-ensemble électronique amplificateur de tension ou de puissance en audiofréquences : amplificateur de lecteurs de disques, amplificateur de lecture et d'enregistrement de magnétophone, préamplificateur B.F. de récepteur radiophonique ou de téléviseur (dans ce cas, les circuits correcteurs considérés sont dits *circuits de tonalité*), amplificateur à bande étroite pour générateur B.F. de signaux sinusoïdaux, etc... Indépendamment des corrections de la courbe de réponse amplitude-fréquence, des corrections de forme des signaux sont souvent nécessaires pour obtenir une reproduction exempte de distorsion harmonique ; ce résultat est obtenu par les circuits de contre-réaction désignés par l'abréviation C.R., en tension ou en intensité affectant tout ou partie de la gamme des fréquences transmises (C.R. non sélective ou C.R. sélective).

Certains principes définis dans l'étude théorique des circuits correcteurs en audiofréquences sont applicables, moyennant adaptation, en vidéofréquences ; le problème est, dans ce cas, plus complexe, la bande passante s'étendant de la composante continue à des fréquences de 10 à 11 MHz. En pratique, dans les récepteurs de télévision, ces filtres correcteurs sont réduits à leur plus simple expression puisqu'on utilise uniquement des inductances dites *selfs de correction ou de compensation vidéofréquences*. La self de compensation entrant en résonance avec les capacités d'entrée et de sortie des tubes électroniques augmentées de la capacité parasite due au câblage permet de relever la courbe de réponse des étages amplificateurs en vidéofréquences pour les fréquences élevées de la bande à transmettre. A titre indicatif, nous don-

nerons plus loin, dans le paragraphe *Relèvement des fréquences élevées*, les trois types de « compensation » utilisés dans les « étages vidéo » des téléviseurs.



Fig. VI-15. Réseau *RLC* en liaison inter-étages.



*Chaîne de C.R.*

Fig. VI-16. Réseau *RLC* inséré dans une chaîne de C.R.

**Procédés utilisés** — Deux procédés peuvent être utilisés pour modifier la courbe de réponse B.F. d'un ensemble électronique :

1°) insertion d'un filtre de transmission, formé par un réseau *RLC* : résistance-self-capacité, dans la chaîne directe de liaison entre étages (fig. VI-15) ;

2°) insertion d'un réseau *RLC* dans une chaîne de contre-réaction (fig. VI-16).

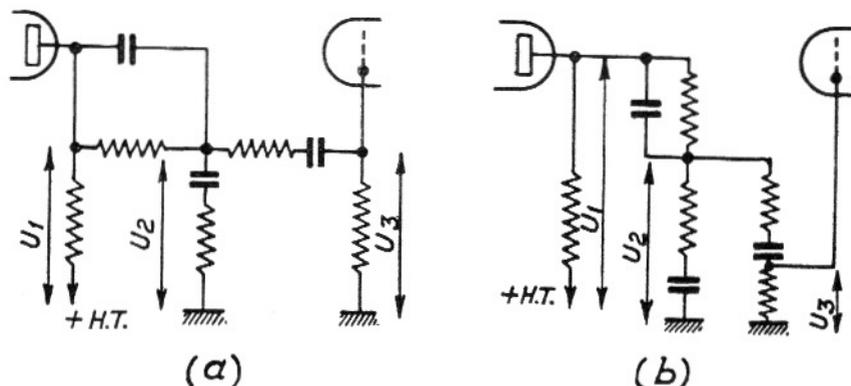


Fig. VI-17. Un réseau *RC* inséré dans une liaison inter-étages peut être ramené à une suite de diviseurs de tension ; les figures (a) et (b) en donnent deux exemples possibles.

Chaque réseau peut en général, dans les deux procédés ci-dessus, être ramené en première approximation à une suite de diviseurs de

tension dont le rapport varie avec la fréquence (fig. VI-17a et b). Dans les exemples choisis, nous nous sommes limités aux réseaux  $RC$  qui sont les plus utilisés.

## I — UTILISATION D'UN RESEAU RC EN LIAISON INTER-ETAGES

### Atténuation des fréquences élevées (fig. VI-18).

L'atténuation obtenue dépend de  $C$  et de  $P$  ; on prend en général :

- $P = 50\text{ k}\Omega$  pour une finale B.F.,
- $P = 500\text{ k}\Omega$  pour une préamplificatrice B.F.,
- $C = 10\ 000\text{ pF}$  pour une finale B.F.,
- $C = 1\ 000\text{ pF}$  pour une préamplificatrice B.F.

### Atténuation des fréquences basses (position parole ou voix).

Pour obtenir l'atténuation des fréquences basses, il suffit de diminuer la capacité de liaison ou de placer un autre condensateur en série

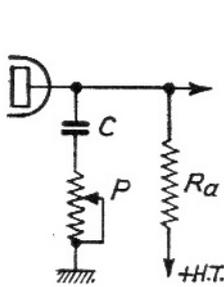


Fig. VI-18. Atténuation des fréquences élevées.

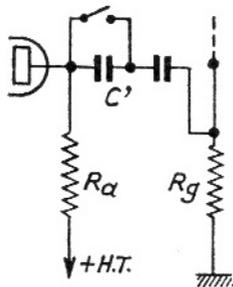


Fig. VI-19. Atténuation des fréquences basses.

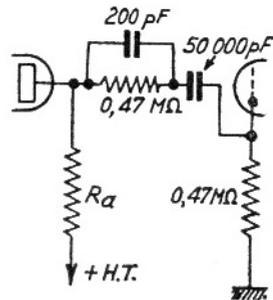


Fig. VI-20. Relèvement des fréquences élevées.

qui est court-circuité (fig. VI-19) dans la position musique (courbe de réponse droite). En se reportant aux courbes représentées dans la figure II-3 (Chapitre : *Amplificateur de tension en audiofréquences*. Tome 1), on voit par exemple que, pour obtenir une atténuation de 6 dB à 100 Hz, le condensateur de liaison doit avoir une valeur de l'ordre de 2000 pF pour une résistance de fuite de grille de  $R_g = 0,47\text{ M}\Omega$  ; on en déduit facilement la valeur à donner à  $C'$  si on a  $C = 50\ 000\text{ pF}$  :

$$C' = \frac{50\ 000 \times 2\ 000}{50\ 000 - 2\ 000} \approx 2\ 000\text{ pF}.$$

**Relèvement des fréquences élevées.**

On parvient à ce résultat en diminuant la tension d'excitation grille du tube aval pour les fréquences basses et moyennes (fig. VI-20).

Le mécanisme du fonctionnement de ce filtre est très simple.

Pour les fréquences basses, la capacité de 200 pF présente une réactance très élevée : 16 M $\Omega$  à 50 Hz, 8 M $\Omega$  à 100 Hz, 4 M $\Omega$  à 200 Hz et l'affaiblissement de transmission déterminé par le pont diviseur formé par les deux résistances de 0,47 M $\Omega$  est de 2, soit - 6 dB, auxquels il faut ajouter l'affaiblissement apporté par le condensateur de liaison de 50 000 pF ; en se reportant aux courbes représentées dans la figure II-3, Tome 1, on trouve un affaiblissement total de - 7,5 dB à 16 Hz, - 6,5 dB à 160 Hz.

Pour les fréquences moyennes, la capacité de 200 pF ne peut plus être négligée par rapport à la résistance de 0,47 M $\Omega$  placée en série dans la liaison inter-étages ; en effet, la réactance de cette capacité est de 2 M $\Omega$  à 400 Hz, 1 M $\Omega$  à 800 Hz, 0,8 M $\Omega$  à 1 000 Hz, 0,532 M $\Omega$  à 1 500 Hz, 0,40 M $\Omega$  à 2 000 Hz. Pour cette dernière fréquence, la réactance du condensateur de liaison est de 1 600  $\Omega$  (valeur négligeable devant la résistance de fuite de grille) et le pont diviseur est alors constitué approximativement par une résistance de 0,2 M $\Omega$  et la résistance de fuite de grille de 0,47 M $\Omega$ , d'où un affaiblissement de l'ordre de 2 dB.

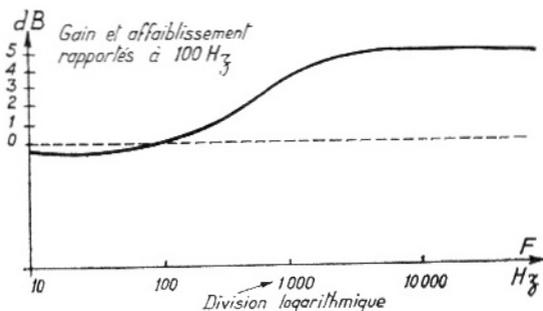


Fig. VI-21. Courbe de réponse obtenue avec le correcteur de la figure VI-20.

Pour les fréquences élevées, l'affaiblissement de transmission est très faible ; en effet, à 10 000 Hz, la réactance du condensateur de 200 pF est de 80 000  $\Omega$  et l'impédance de l'ensemble RC est voisine de 70 000  $\Omega$  ; l'affaiblissement qui résulte du pont diviseur formé par cette impédance et la résistance de fuite de grille est de l'ordre de 1,2 dB. A 16 000 Hz, l'affaiblissement n'est plus que de 1 dB environ.

Tout se passe donc comme si les fréquences supérieures à 2000 Hz étaient relevées de 4 à 6 dB (fig. VI-21). On peut, bien entendu, obtenir un relèvement plus important au prix d'une perte de gain plus élevée pour les fréquences basses et moyennes.

### Relèvement des fréquences élevées en vidéofréquences.

La correction par self, dont nous avons brièvement parlé dans les généralités de ce chapitre, bien qu'applicable également en B.F., n'est que très peu usitée dans ce cas ; trois types de compensation des fréquences élevées en vidéofréquences sont possibles :

- compensation parallèle (fig. VI-22a) ;
- compensation série (fig. VI-22b) ;
- compensation série-parallèle (fig. VI-22c).

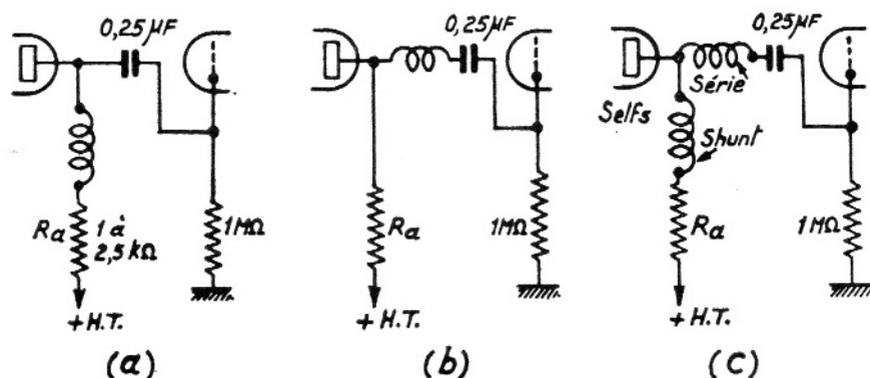


Fig. VI-22. Relèvement des fréquences élevées en vidéofréquences :

- compensation parallèle ;
- compensation série ;
- compensation mixte, série-parallèle.

Dans le cas de la figure VI-22c, la bande passante à 3 dB est environ 2,5 fois plus large que pour l'amplificateur correspondant non compensé ; ce procédé permet de doubler le gain de l'étage pour une bande passante de 9 MHz. La valeur des selfs à utiliser dépend de la valeur de la résistance de charge, du type des lampes utilisées, en particulier de la pente et de la capacité du tube amont, de la capacité d'entrée du tube aval et de la capacité répartie due au câblage (on admet en général que la somme de ces trois capacités est de 25 pF). On rencontre, en pratique, des selfs de valeurs comprises entre 5 et 50  $\mu$ H.

**Relèvement des fréquences basses.**

**1°) Réseau RC en série dans le circuit de charge anodique (fig. VI-23).**

Pour les fréquences élevées, la charge anodique est constituée presque exclusivement par  $R_1$  (suivant la valeur de  $C_1$ ) ; pour les fréquences basses, l'influence de  $C_1$  est négligeable, pourvu toutefois que sa valeur ne soit pas trop élevée, et la charge anodique est constituée par  $R_1 + R_2$ , d'où une augmentation du gain de l'étage.

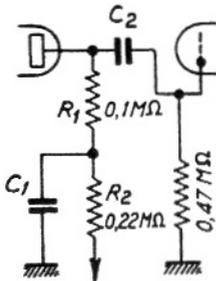


Fig. VI-23. Relèvement des fréquences basses par un réseau RC inséré dans le circuit de charge anodique.

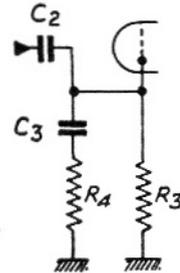


Fig. VI-24. Relèvement des fréquences basses par un réseau RC connecté en parallèle sur la résistance de fuite de grille.

**2°) Réseau RC en parallèle sur la résistance de fuite de grille (fig. VI-24) —**

Suivant la valeur de  $C_3$  et de  $R_4$ , on obtient une atténuation des fréquences élevées et un relèvement corrélatif des fréquences basses ; la valeur de l'atténuation dépend de  $R_4$  et la forme de la courbe de réponse de  $C_3$  (fig. VI-25).

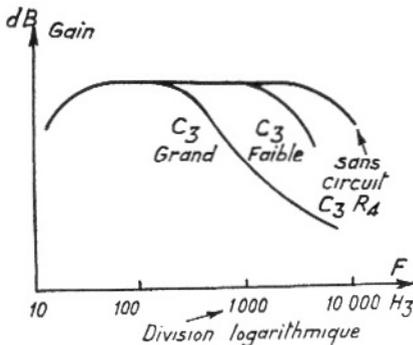


Fig. VI-25. Courbe de réponse obtenue en fonction des éléments  $C_3, R_4$  du montage de la figure VI-24.

**Atténuation des fréquences moyennes.**

**1°) Réseaux RC relève-graves et relève-aiguës —**

Pour obtenir un « creux » de la courbe de réponse aux fréquences moyennes, on utilise (fig. VI-26) conjointement les procédés décrits ci-dessus pour obtenir le relèvement des basses et des aiguës.

Dans la figure VI-27, les courbes (1), (2), (3), (4) montrent l'action successive de chacun des filtres élémentaires constituant le circuit considéré :

- (1) courbe de réponse sans correcteur ;
- (2) action du réseau  $R_1, C_1$  ;
- (3) action du réseau  $R_2, C_2$  ;
- (4) courbe globale du correcteur après action du réseau  $R_1, C_2$ .

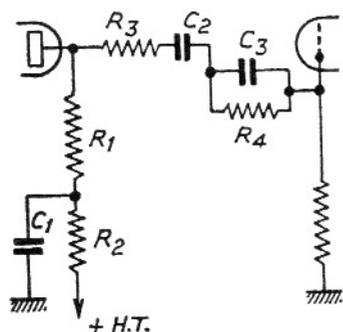


Fig. VI-26. Atténuation des fréquences moyennes.

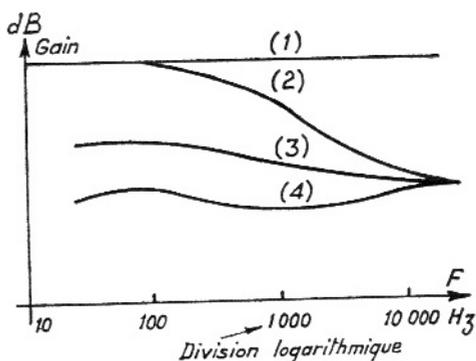


Fig. VI-27. Action des filtres élémentaires constituant le réseau correcteur de la figure VI-26.

2°) **Filtre RC en double T** — Des circuits correcteurs plus complexes (en  $\pi$  ou double  $\pi$  et  $T$  ou double  $T$ , etc...) (1) peuvent être utilisés pour obtenir n'importe quel type de courbe de réponse (filtres passe-bas, passe-haut, filtres de bande, filtres de coupure à front raide, etc...).

Le filtre en double  $T$  représenté dans la figure VI-28 permet d'obtenir un affaiblissement plus ou moins important (suivant la valeur des éléments utilisés) sur une fréquence donnée  $F_0$  telle que :

$$F_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

mooyonnant que  $R \gg R_1$  et  $R_2 \gg R$ .

On peut utiliser un tel correcteur comme *filtre d'aiguille* dans la chaîne de reproduction d'un électrophone ; les valeurs rencontrées sont dans ce cas :

$$\begin{aligned} R &= 0,22 \text{ M } \Omega ; \\ R_1 &= 0,47 \text{ M } \Omega ; \\ R_2 &= 1 \text{ M } \Omega ; \\ C &= 100 \text{ pF.} \end{aligned}$$

(1) Il existe des ouvrages spécialisés dans l'étude des filtres correcteurs, voir en particulier : *Cours de Transmission* de M. TOUZEAU, collection du Centre d'Enseignement de la R.T.F., Revue Technique PHILIPS 1936, Tome 1, etc...

Avec les valeurs ci-dessus, la fréquence d'affaiblissement maximal est voisine de 7 200 Hz et l'affaiblissement de base <sup>(1)</sup> légèrement supérieur à 3 dB (fig. VI-29).

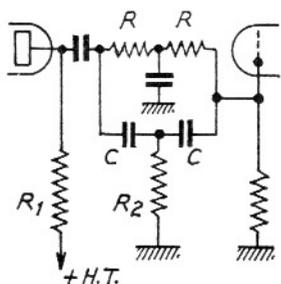


Fig. VI-28. Filtre en double T.

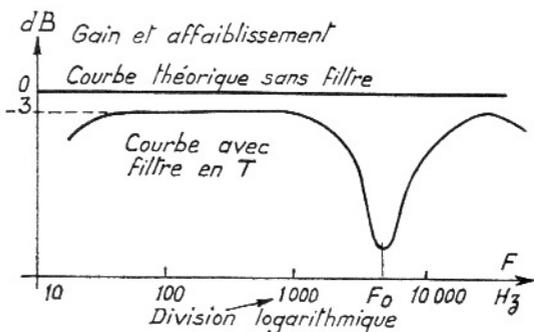


Fig. VI-29. Courbe de réponse d'un filtre d'aiguille.

Les différents filtres correcteurs utilisés dans les ensembles professionnels doivent être conçus pour des impédances d'entrée et de sortie très faibles : 50, 200 ou 600  $\Omega$ , aussi l'usage de circuits complexes  $R L C$  est-il nécessaire ; de plus, les impédances d'entrée et de sortie doivent avoir une valeur précise et indépendante de la fréquence, ce qui rend le calcul de ces correcteurs très difficile. En pratique, on utilise des abaques établis en fonction du type de correcteur et des résultats à obtenir : impédances d'entrée et de sortie, affaiblissement de base autorisé, forme de la courbe de réponse.

### Relèvement des fréquences basses dans l'écoute à faible puissance.

L'oreille étant moins sensible aux signaux sonores de fréquence basse à faible puissance d'écoute qu'à puissance moyenne, on rencontre assez fréquemment sur les amplificateurs B.F. de récepteurs radio, d'électrophones ou d'amplificateurs de sonorisation, des artifices de montage qui permettent de pallier le déséquilibre apparent entre graves et aigus qui apparaît aux niveaux d'écoute faibles.

Ces artifices sont constitués :

1°) soit par un potentiomètre de volume sonore jumelé avec un potentiomètre de tonalité relève-graves, le maximum de graves étant obtenu pour la puissance sonore minimale ;

<sup>(1)</sup> On appelle *affaiblissement de base*, l'affaiblissement fixe, indépendant de la fréquence, apporté par un filtre quelconque.

2°) soit par un potentiomètre de volume sonore à prise, par exemple potentiomètre de 1 ou 2 MΩ avec prise à 0,25 MΩ (fig. VI-30).

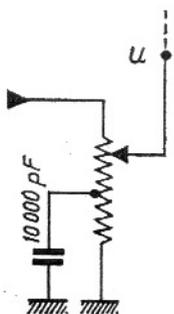


Fig. VI-30. Potentiomètre de puissance à prise permettant de relever les fréquences basses dans l'écoute à faible puissance

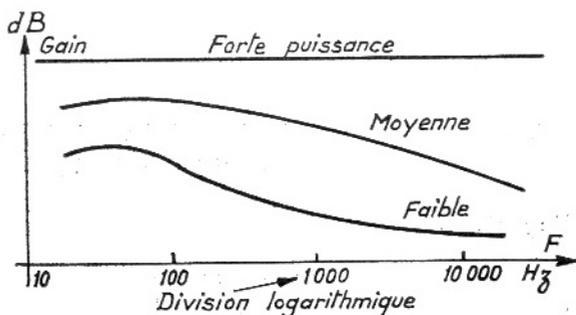


Fig. VI-31. Courbe de réponse obtenue en fonction de la position du curseur du potentiomètre.

Les résultats obtenus en fonction de la position du curseur du potentiomètre, donc de la puissance de sortie de l'amplificateur B.F., sont donnés par la figure VI-31.

### Amplificateurs B.F. à deux ou trois canaux.

Comme on sait qu'un même haut-parleur ne peut reproduire d'une façon satisfaisante les fréquences basses, moyennes et aiguës, on confie

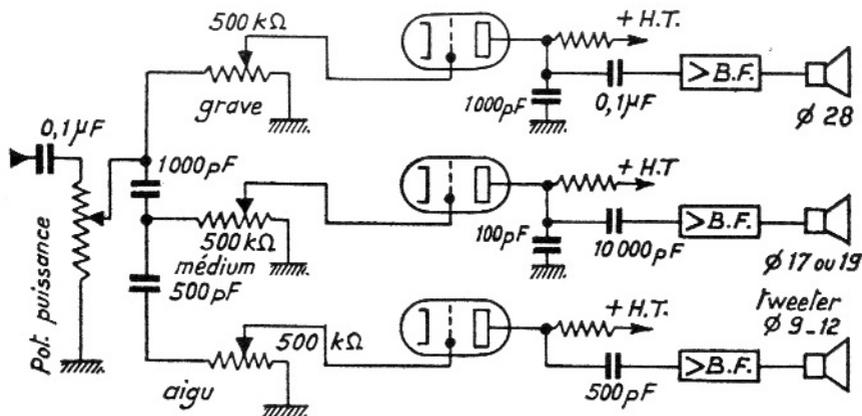


Fig. VI-32. Amplificateur B.F. à trois canaux.

cette reproduction à 2 ou 3 haut-parleurs de diamètres différents, 28 cm, 19 cm, 9 cm (tweeter ou H.P. électrostatique) alimentés par

2 ou 3 canaux d'amplification séparée : un canal pour les fréquences basses, un canal pour les fréquences moyennes, un canal pour les fréquences élevées (fig. VI-32).

## II — UTILISATION D'UN RESEAU RC DANS LA CHAINE DE CONTRE-REACTION

### Rappels.

**Définition de la contre-réaction** — La contre-réaction ou rétroaction consiste à renvoyer une fraction de la tension de sortie ou une tension proportionnelle à l'intensité du courant de sortie d'un amplificateur ou d'un étage amplificateur H.F., V.F. ou B.F. en série avec la tension <sup>(1)</sup> à l'entrée ou en un point intermédiaire de l'amplificateur de telle façon que le signal de contre-réaction soit en opposition de phase avec le signal existant au point d'injection considéré.

**Avantages** — La C.R. permet de diminuer les taux de distorsion (linéaire et non linéaire) et les « accidents » de la courbe de réponse amplitude-fréquence, elle augmente la stabilité de l'amplificateur dans le temps et en fonction des variations d'alimentation des différentes électrodes des tubes utilisés. La C.R. de tension diminue l'impédance de sortie (ce qui est un avantage dans le cas d'un étage de puissance B.F. attaquant un haut-parleur, car il en résulte un amortissement plus grand de la bobine mobile, d'où un rendement et une réponse aux signaux transitoires améliorés) et augmente l'impédance d'entrée. La C.R. d'intensité, au contraire, augmente l'impédance de sortie et l'impédance d'entrée.

**Inconvénients** — La C.R. diminue le gain d'un amplificateur ; rappelons que si l'on appelle :  $G$  : le gain sans C.R.,  $r$  : le rapport de C.R. (signal renvoyé/signal incident) et  $G'$  le gain avec C.R., il vient :

$$G' = \frac{G}{1 + G \cdot r} ;$$

On voit que si  $G \cdot r \gg 1$ , le gain de l'amplificateur devient pratiquement indépendant de l'amplificateur lui-même puisque dans ce cas,  $G' = 1/r$ .

(1) La C.R. type parallèle qui consiste à « injecter » à l'entrée un courant proportionnel à la tension de sortie est utilisée seulement sur le tube final B. F. (d'anode à anode); la C. R. type parallèle proportionnelle au courant de sortie n'est pas utilisée en réception.

**REMARQUE.**

Le rapport de C.R. exprimé en % est souvent dit *taux de C.R.*

**Mise au point** — Le signal de contre-réaction doit être déphasé de 180° pour toutes les fréquences à transmettre, ce qui est très difficile à obtenir car un amplificateur possède toujours de la distorsion de phase dont on ne tient pas compte en B.F. On conçoit donc facilement que la mise au point d'une chaîne de contre-réaction est d'autant plus aisée que les qualités de l'amplificateur sans C.R. sont bonnes et que le nombre d'étages soumis à son action est plus grand. C'est une très grave erreur que de penser qu'un rapport de C.R. élevé transforme un amplificateur de basse qualité en amplificateur à haute-fidélité.

**Contre-réaction de tension et d'intensité** — Usuellement, on utilise surtout la contre-réaction de tension qui est dite non sélective, lorsque le rapport de C.R. est indépendant de la fréquence, et sélective dans le cas contraire. Une contre-réaction sélective comporte un ou plusieurs réseaux *R L C* ou plus simplement *R C* insérés dans sa chaîne. L'action de ces réseaux sera contraire à celle des mêmes réseaux utilisés en liaison inter-étages ; en effet, pour une fréquence donnée, plus l'affaiblissement apporté par le filtre pour cette fréquence sera grand, plus le signal de C.R. sera affaibli, donc plus le gain de l'amplificateur pour cette fréquence sera grand.

**A — C.R. de tension non sélective sur l'étage final B.F.**

Les trois montages usuels sont donnés par les figures VI-33a, b, c. Les valeurs courantes des éléments sont, pour les figures (a) et (b) :

$$R_2 : 1 \text{ à } 10 \text{ M } \Omega ; R_1 : 100, 150 \text{ ou } 220 \text{ k } \Omega ; R_g : 0,47 \text{ M } \Omega.$$

Pour obtenir une C.R. non sélective, dans le cas de la figure (b), il faut que la réactance de  $C_r$  soit négligeable devant  $R_2$  par la fréquence la plus basse à transmettre ; ce résultat est obtenu pour :  $C_r = 0,1$  à  $1 \mu\text{F}$ . Le rapport de contre-réaction a pour valeur, dans les deux cas, en négligeant la résistance  $R_g$  en parallèle <sup>(1)</sup> :

$$r = \frac{R_1}{R_1 + R_2};$$

pour une résistance de contre-réaction  $R_2 = 1,5 \text{ M } \Omega$ , on a pour :  $R_1 = 0,1 \text{ M } \Omega$  :

$$r = \frac{0,1}{1,6} = 0,06 \text{ ou } 6 \text{ \%}.$$

<sup>(1)</sup> La C. R. est appliquée dans ce montage en parallèle avec l'entrée; ce qui entraîne une diminution de la résistance d'entrée; on ne saurait donc donner au rapport de C. R. une valeur élevée, car la résistance d'entrée du tube de sortie diminuerait trop.

Dans le cas de la figure (c), le taux de C.R. est de 100% et l'amélioration des qualités de l'étage de sortie est faible car le gain en tension de cet étage est alors inférieur à 1.

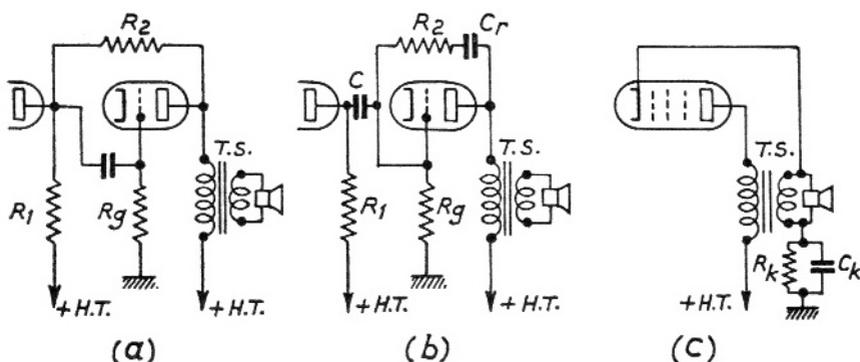


Fig. VI-33. C.R. de tension non sélective sur l'étage final B.F. :

- a) C.R. plaque-grille grâce à la résistance  $R_2$  ;
- b) C.R. plaque-grille grâce au réseau  $R_2, C_r$  ;
- c) C.R. cathodique.

### B — C.R. de tension sélective sur l'étage final B.F.

**Atténuation des fréquences élevées** — Il suffit, comme nous l'avons signalé ci-dessus, dans le cas de la figure VI-33b de diminuer considérablement la valeur de  $C_r$  pour obtenir une C.R. sélective ; la connexion de la C.R. peut être effectuée après le condensateur de liaison  $C$ .

Pour un étage final B.F. usuel, les éléments utilisés ont pour valeurs :

$$R_1 = 0,1 \text{ M}\Omega ;$$

$$R_2 = 0,33 \text{ M}\Omega ;$$

$$R_g = 0,47 \text{ M}\Omega ;$$

Gain en tension : 20.

Si on prend  $C_r = 50 \text{ pF}$ , les résultats obtenus sont donnés par le tableau ci-dessous et représentés par la courbe de la figure VI-34.

Fréquence Hz	$r$ %	$G'$	Atténuation (dB)
10 000	13,3 %	5,4	- 11
1 000	3 %	12,5	- 4
100	0,3 %	18,8	- 0,4

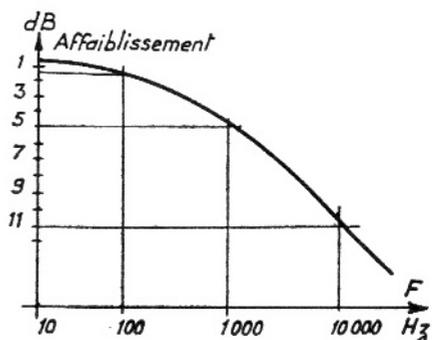


Fig. VI-34. Courbe de réponse obtenue en diminuant la valeur du condensateur de C.R.,  $C_r$ , de la figure VI-33b.

REMARQUE.

On obtient une C.R. de tension qui atténue légèrement les fréquences aiguës en réunissant le condensateur anti-accrochage de plaque à la cathode au lieu de la masse.

**Relèvement des fréquences basses** — La chaîne de C.R. reste identique, mais on augmente la valeur de  $C_r$  pour produire une atténuation sur les fréquences élevées et aussi sur les fréquences moyennes. Si on prend  $C_r = 500$  pF, toutes choses restant égales par ailleurs, les résultats obtenus sont donnés par le tableau ci-dessous et représentés par la figure VI-35 dans laquelle les niveaux sont rapportés à la fréquence de 1 000 Hz.

Fréquence Hz	$r$ %	$C'$	Gain ou atténuation (dB)
10	0,3 %	20	+ 12
100	3 %	12,5	+ 8,5
1 000	17 %	4,6	0
10 000	23 %	3,6	- 2,5

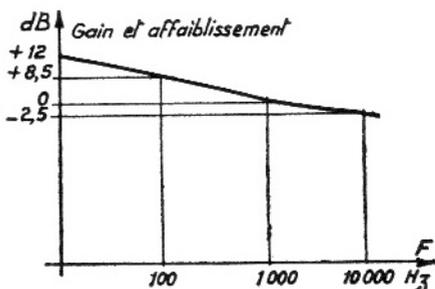
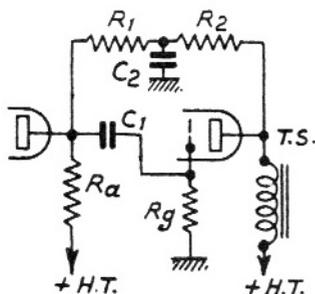


Fig. VI-35. Relèvement des fréquences basses obtenu en portant à 500 pF la valeur du condensateur  $C_r$  de la figure VI-33b.

**Relèvement des fréquences élevées** — Pour les fréquences élevées, le condensateur  $C_2$  court-circuite la chaîne de contre-réaction (fig. VI-36), le taux de C.R. est très faible et le gain de l'étage est pratiquement celui qui serait obtenu sans contre-réaction. Aux fréquences moyennes et basses, l'action de  $C_2$  devient négligeable, à la condition que sa réactance soit très grande devant les valeurs de  $R_1$  et  $R_2$  et le rapport de C.R. a pour valeur :



$$r = \frac{R_a}{R_1 + R_2 + R_a}$$

Fig. VI-36. Relèvement des fréquences élevées.

Le gain pour ces fréquences diminue ; il en résulte donc corrélativement un relèvement des fréquences élevées qui est de l'ordre de 4 dB pour  $R_a = 0,1$  M  $\Omega$ ,  $R_1 = R_2 = 1$  M  $\Omega$ ,  $C_2 = 100$  pF.

**Atténuation des fréquences basses** — On peut obtenir une atténuation des fréquences basses en augmentant la valeur de  $C_2$  avec une chaîne de C.R. identique à celle ci-dessus ; on prend, par exemple,  $C_2 = 1 000$  pF.

**C — Correction simultanée (en plus et en moins) des fréquences graves et aiguës à l'extérieur de l'amplificateur de puissance.**

Le correcteur Baxandall illustre parfaitement le type de correction extérieure à un amplificateur de puissance — dont la courbe de réponse est linéaire — permettant d'agir à la fois sur le réglage des « graves et des aiguës ». Ce montage utilise un filtre correcteur en double T à la fois en liaison inter-étages et en réseau de C.R. sélective plaque-grille sur un tube. La position médiane des deux potentiomètres à variation linéaire de résistance correspond à une courbe de réponse droite. Le tableau ci-dessous illustre les résultats obtenus avec le montage de la figure VI-37.

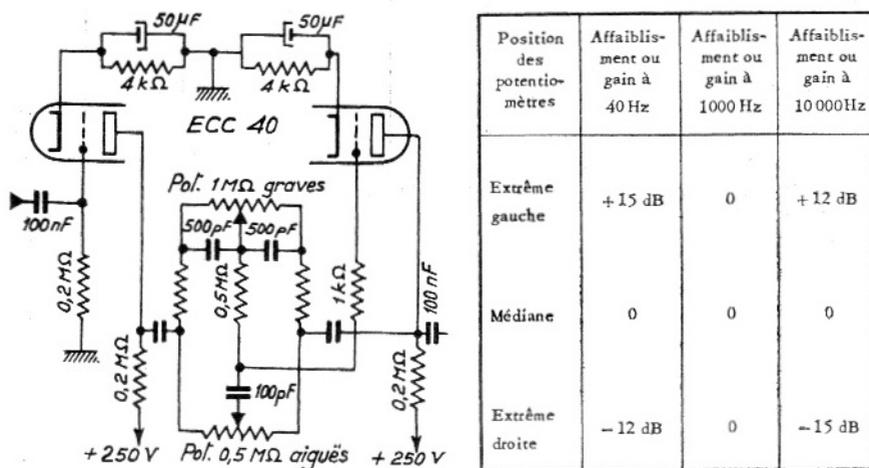


Fig. VI-37. Correcteur Baxandall.

**D — C.R. de tension non sélective sur deux tubes (ou plus).**

1°) Montage normal — Dans ce montage (fig. VI-38), le rapport de C.R. a pour valeur :

$$r = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

moeynnant que la résistance  $R_2$  ne modifie pas le fonctionnement de l'étage aval, c'est-à-dire que l'on ait  $R_2 \ll R_k$ , et que l'impédance de sortie de l'étage final ne soit pas modifiée, ce qui entraîne la condition  $R_1 + R_2 \gg Z$  (bobine mobile du H.P.).

Avec les valeurs indiquées dans la figure VI-38, on a :

$$r \% = 100 \frac{50}{200 + 50} = 20 \%$$

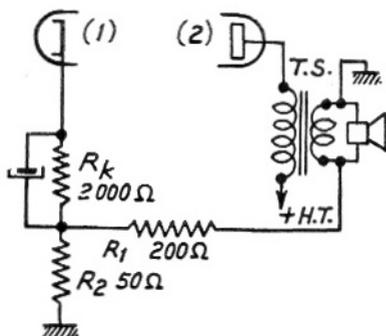


Fig. VI-38. C.R. de tension non sélective sur deux tubes reportée dans le circuit cathodique du tube (1).

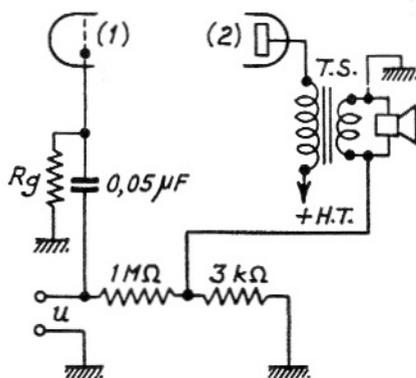


Fig. VI-39. C.R. de tension non sélective sur deux tubes reportée dans le circuit grille du tube (1).

#### REMARQUES.

— Le sens de branchement de la chaîne de C.R. conditionne la phase de la tension reportée dans le circuit cathodique du tube (1) ; un mauvais sens de branchement entraîne un accrochage violent de l'amplificateur puisque la chaîne de contre-réaction est transformée en réaction.

— Le gain de l'amplificateur étant faible entre l'entrée et la bobine mobile du H.P. (le transformateur de sortie est abaisseur de tension), on peut admettre un taux de C.R. élevé.

— La contre-réaction ne supprime pas un accrochage dans le cas d'un amplificateur mal établi.

— L'introduction de la bobine du H.P. diminue fortement la distorsion linéaire de celui-ci (les accidents de la courbe de réponse amplitude-fréquence sont moins accentués).

— La tension de C.R. peut être reportée dans le circuit grille du tube (1) (fig. VI-39).

— Le tube (1) sera de préférence une penthode pouvant fournir un gain élevé ; dans ce cas le condensateur de découplage d'écran sera réuni à la cathode de manière que la C. R. ne soit pas aussi appliquée à la grille écran.

**2°) Montage simplifié** — Dans ce montage (fig. VI-40), la résistance  $R_2$  sert à la fois de résistance de polarisation et de contre-réaction.

L'absence du condensateur de découplage de cette résistance de cathode produit également une contre-réaction d'intensité non sélective sur le tube (1).

Les valeurs usuelles sont :  $R_2 = 2\ 000\ \Omega$ ,  $R_1 = 10\ 000\ \Omega$ , soit un taux de C.R. voisin de 16%.

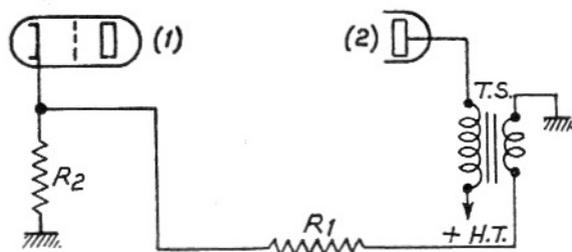


Fig. VI-40. C.R. de tension non sélective sur deux tubes, montage simplifié.

### E — C.R. de tension sélective sur 2 tubes (ou plus).

Le montage représenté dans la figure VI-41 permet d'agir séparément sur les graves et sur les aiguës. L'ensemble  $C_1 P_1$  permet de supprimer plus ou moins la contre-réaction pour les fréquences basses, d'où un relèvement plus ou moins accentué de celles-ci. L'ensemble  $C_2 P_2$  joue un rôle identique sur les fréquences aiguës.

Les valeurs généralement adoptées sont :

$R_1 = 200\ \Omega$ ;	$P_2 = 50\ k\ \Omega$ ;
$P_1 = 50\ k\ \Omega$ ;	$C_2 = 1\ 000\ pF$ ;
$C_1 = 500\ pF$ ;	$R_2 = 50\ \Omega$ .

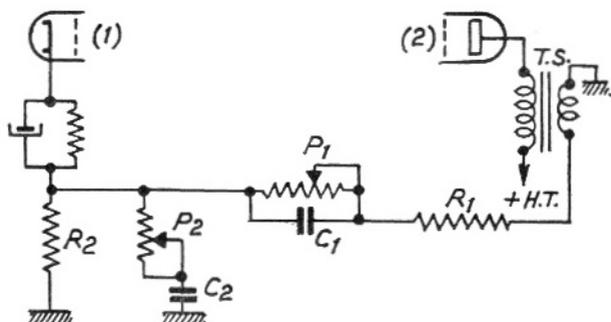


Fig. VI-41. C.R. de tension sélective sur deux tubes.

REMARQUE.

Lorsque l'amplificateur comporte plus de 2 tubes, on peut recourir à une contre-réaction totale, d'une part et à des contre-réactions partielles d'étages, d'autre part.

**F — C.R. d'intensité non sélective.**

On sait que l'on obtient une contre-réaction d'intensité non sélective en supprimant le condensateur de découplage de la résistance de polarisation par la cathode; le rapport de C.R. a pour valeur :

$$r = \frac{R_k}{R_k + R_a}.$$

**G — C.R. d'intensité sélective.**

On obtient une C.R. d'intensité sélective en découplant la résistance  $R_k$  par un condensateur de faible valeur.

Ce montage constitue un « relève-aiguës » si l'on a :

$$\frac{1}{C\omega} \gg R_k \text{ pour les fréquences basses,}$$

et

$$\frac{1}{C\omega} \ll R_k \text{ pour les fréquences aiguës.}$$

Le taux de contre-réaction obtenu avec ce montage est toujours très faible, 2 à 3% au maximum, la correction obtenue n'est donc pas importante.

REMARQUE.

Les corrections obtenues par insertion de réseaux correcteurs entre étages ou par réseaux de C.R. sélective sont du même ordre et aucun de ces deux principes ne présente d'avantages notables par rapport à l'autre.

## BIBLIOGRAPHIE SOMMAIRE

### 1°) OUVRAGES TECHNIQUES

- Y. ANGEL : *Les Récepteurs de Radiodiffusion*, Eyrolles Editeur, Paris.  
M. LAMBRET : *Radiotechnique Générale*, Baillière et Fils Editeurs, Paris.  
A. V. J. MARTIN : *Technique de la Télévision*, Tome II, Société des Editions Radio, Paris.  
R. DE SCHEPPER : *Schémas de Récepteurs pour Modulation de Fréquence*, Société des Editions Radio, Paris.  
H. SCHREIBER : *Technique de la Modulation de Fréquence*, Société des Editions Radio, Paris.  
W. SOROKINE : *Bases du Dépannage*, Tomes I et II, Société des Editions Radio, Paris.  
G. THALMANN : *Cours de Radioélectricité*, Tomes I, II et III, Editions S.P.E.S. Lausanne ; distribué en France par DUNOD.

### 2°) ARTICLES PARUS DANS LA PRESSE PROFESSIONNELLE AU COURS DE CES QUINZE DERNIERES ANNEES

Le Haut-Parleur - Radio Pratique - Radio Plans - Radio et T.V. - Radio Constructeur et Dépanneur - Toute la Radio - Radio Electronique Professionnelle - Radio Télévision Française - Revue Générale d'Electronique - L'Electricité Moderne.

### 3°) PUBLICATIONS DUES AUX CONSTRUCTEURS DE MATERIELS ELECTRONIQUES

Documentation MAZDA sur les tubes électroniques.  
Documentation PHILIPS : *Philips Handbook*.  
Documentation LA RADIOTECHNIQUE : bulletins, *Informations Techniques ; Electronique et Industrie ; Stéréophonie, Haute Qualité*.

En outre, un certain nombre de schémas sont extraits de réalisations commerciales de récepteurs radio M.A. et M.A./M.F., de téléviseurs et d'amplificateurs B.F. d'électrophones ou de sonorisation. Suivant la réserve d'usage, ces schémas sont donnés sans garantie quant à leur protection éventuelle par des brevets.

## INDEX ALPHABÉTIQUE

### A

ABRAHAM-BLOCH (Multivibrateur), 64.  
Additif (Changement de fréquence),  
51, **52-54**.  
Affaiblissement de base d'un filtre  
correcteur, 112.  
Alignement (Détection par), 12.  
Alignement d'un récepteur, 87.  
Amortissement dû à la détection, 14,  
17-18.  
Amplificateur à deux ou trois canaux,  
113.  
Amplificateur en courant continu, 86.  
Amplificateur F.I., 72.  
Amplificateur H.F. à bande étroite,  
**69-73**.  
Amplificateur H.F. à bande large,  
**73-75**.  
Amplificateur H.F. apériodique, 70.  
Amplificateur H.F. cascade, 26, 28,  
32, **74-75**.  
Amplificateur H.F. (réglage de la sen-  
sibilité des), **76-87**.  
Amplifié (C.A.V.), 86.  
Anti-accrochage (Condensateur de  
plaque), 117.  
Antifading, 25.  
Antiparasites (Dispositifs), **102-104**.  
Autoblocage, 33, 35.  
Autoblocage (Montage détecteur à su-  
per-réaction à), 35.  
Autodyne, 50.

### B

B (Détection classe), 12.  
Balance magique, 104.

Bande passante, 50.  
Base de temps d'un oscilloscope, 61.  
Base de temps horizontale, 63-64.  
Base de temps verticale, 62-63, 65.  
Battement, 50.  
B.F. (Oscillateur), 59.  
Bigrille, 51, 56.  
Biphasée (Détection SYLVANIA), 27.  
Blocage, 35.  
Blocage séparé, 33.  
Blocage séparé (Montage à), 34.  
Blocking, 62.  
Bloqués (Oscillateurs), **62-63**.  
BOURNE (Montage), 70.  
Bruit de fond, 33.  
Bruit (Facteur de), 73.

### C

C.A.F., 100.  
Cascade (Amplificateur), 26, 28, 32,  
**74-75**.  
Cathodique (Montage à modulation),  
52-53.  
C.A.V., 18, 25, 48.  
C.A.V. amplifié, 86.  
C.A.V. différé ou retardé, 85-86.  
C.A.V. non-différé, 84.  
Cellule de découplage, 83.  
Changement de fréquence (Etages con-  
vertisseurs de fréquence ou), **50-57**.  
Circuits de tonalité, 105.  
Circuit intégrateur, 64.  
Circuit oscillant (Elimination du glis-  
sissement de fréquence par un), 48-49  
Coefficient de bruit, 73.  
Colorama, 94.

COLPITTS (Oscillateur), 34-35, 46.  
 Commande automatique de fréquence (C.A.F.), 99.  
 Commande automatique de gain (C.A.G.), 40, 82.  
 Commande automatique de sensibilité (C.A.S.), 82-87.  
 Compensation des fréquences élevées en vidéofréquences, 109.  
 Composante continue à la sortie d'un discriminateur, 40.  
 Condensateur de plaque anti-accrochage, 117.  
 Condensateur de réaction, 64.  
 Contre-réaction (Utilisation d'un réseau *RC* dans la chaîne de), 114-121.  
 Contrôle automatique de volume (C.A.V.), 18, 25, 48.  
 Correction automatique d'accord, 99-102.  
 Correction (Selfs de), 71-72, 105.  
 Couplage capacitif, 52, 71.  
 Couplage capacitif additionnel dans un oscillateur, 48.  
 Courant continu (Amplificateur en), 86.  
 Cristal oscillateur, 49.  
 Cut-off, 12, 96.

## D

Découplage, 16, 119.  
 Démodulation par diode, 11-20.  
 Démodulation par triode ou penthode, 21-28.  
 Désaccentuation, 39.  
 Détecteurs (Exemples de réalisations pratiques d'étages), 14-16.  
 Détecteurs de rapport, 36, 40-42.  
 Détecteurs multiplicatifs, 36.  
 Détecteurs symétriques ou discriminateurs de phase, 36.  
 Détecteurs SYLVANIA, 18, 24-28, 32.  
 Détection (Amortissement dû à la), 14, 17-18.  
 Détection avec réaction, 29-32.  
 Détection avec super-réaction, 32-35.  
 Détection (Distorsion de), 12-14.

Détection (Montages diminuant la distorsion de), 16-18.  
 Détection par alignement ou par condensateur shunté, 12.  
 Détection par diode, 11-20.  
 Détection par triode ou penthode 21-28.  
 Détection T.V., 18-20.  
 Différé (C.A.V.), 85-86.  
 Différé (C.A.V. non), 84.  
 Diode à vide (Détection par), 11.  
 Diode cristalline (Détection par), 11, 19-20.  
 Discriminateurs de phase, 37-40, 99, 101.  
 Dispositifs antiparasites, 102-104.  
 Double-diode, 18.  
 Double sensibilité (Indicateur d'accord à), 95.

## E

E.C.O. (Oscillateur), 31, 34, 45-46, 55.  
 Ecran (Découplage d'), 119.  
 Ecrêteurs, 102.  
 Ennéode, 36.  
 Enroulement de couplage dans un discriminateur, 39.  
 Etages amplificateurs H.F., 69-74.  
 Etages changeurs de fréquence, 50-57.  
 Etages détecteurs par diode, 11-20.  
 Excursion de fréquence, 39.

## F

Facteur de bruit, 73.  
 Fading, 82-83.  
 F.I. (Amplificateur), 72.  
 Filtre à quartz, 49.  
 Filtre correcteur, 111.  
 Filtre d'aiguille, 111.  
 Filtre de désaccentuation, 39.  
 Fréquence (Commande automatique de), 99.  
 Fréquence de blocage utilisée dans un étage détecteur à super-réaction, 32.  
 Fréquence de récurrence, 61.  
 Fréquence intermédiaire, 50.

## INDEX ALPHABÉTIQUE

### G

- Gain avec réaction, 29, 114.  
 Gain avec super-réaction, 32-33.  
 Glissement de fréquence (Élimination du), 48.  
 Glissement de fréquence dû au C.A.V., 83.  
 Glissement (Tube de), 100.  
 Grille (Détection), **22-24**.  
 Grille (Détection avec réaction), **29-32**.  
 Grille modulatrice, 55.  
 Grille oscillatrice, 55.  
 Grille oscillatrice (Rôle de la résistance de fuite de), 47-48.  
 Grille (Self), 48-49.

### H

- HARTLEY (Oscillateur), 34, 46-47, 53.  
 Haute fréquence (Amplificateurs), **69-75**.  
 Heptode, 51, 55-56.  
 Hétérodyne, 50.  
 Hexode, 51, 54-55.  
 Horizontale (Base de temps), 63-64.

### I

- Indicateurs d'accord, 40-41, **91-98**.  
 Indicateurs d'accord cathodique, 95-98.  
 Indicateurs de niveau B.F., 98.  
 Indicateurs de syntonie, 95.  
 Indicateurs de zéro, 97.  
 Indicateurs visuels d'accord, **91-98**.  
 Indicateurs visuels à saturation magnétique, 93-94.  
 Infrodyne, 50-51.  
 Impédance de charge constituée par un transformateur H.F. ou F.I., 71.  
 Intégrateur (Circuit), 64.

### L

- Lampe à réactance, 100.  
 Lampe pilote, 93.

- Liaisons entre étages H.F., 71-72.  
 Limiteurs d'amplitude ou de parasites, **102-104**.

### M

- Magique (Balance), 104.  
 Magique (Oeil), 95.  
 Mélangeur (Étage), 51.  
 Milliampèremètre à ombre, 91-92.  
 Modulateur (Étage), 51, 53, 56.  
 Modulation cathodique (Changement de fréquence à), 53.  
 Montage amplificateur H.F. cascade, 26, 28, 32, **74-75**.  
 Montage BOURNE, 70.  
 Montage détecteur à super-réaction à autoblocage, 35.  
 Montage diminuant la distorsion de détection, **16-18**.  
 Montages oscillateurs divers, **58-65**.  
 Moyenne fréquence, 50.  
 Multiples (Tube à grilles), 51, 54.  
 Multiplicatif (Changement de fréquence), 51, **54-57**.  
 Multiplicatif (Détecteur), 36.  
 Multivibrateur ABRAHAM-BLOCH, 64.  
 Multivibrateur de POTTER, 64-65.

### N

- Neutrodynage d'un montage cascade, 75.

### O

- Octode, 55.  
 Oeil magique, 95.  
 Oscillateurs à quartz, **62-63**.  
 Oscillateurs à réseau déphaseur, 58.  
 Oscillateurs à résistances-capacités, **58-60**.  
 Oscillateurs B.F., 59.  
 Oscillateurs bloqués, **62-63**.  
 Oscillateurs COLPITTS, 34-35, 46.  
 Oscillateurs de relaxation, **60-65**.  
 Oscillateurs divers (Montages), **58-65**.  
 Oscillateurs E.C.O., 31, 34, 45-46, 55.

Oscillateurs HARTLEY, 34, 46-47, 53.  
Oscillateurs H.F. courants, 45-49.

## P

Parasites atmosphériques, 37.  
Parasites (Limiteurs de), 102-104.  
Pente variable (Tubes à), 76.  
Pentode de linéarisation, 61.  
Pentode saturée, 102.  
PIERCE (Oscillateur à quartz), 49.  
Pilote (Lampe), 93.  
Pont de WIEN, 59.  
Pont en double T, 59.  
POTTER (Multivibrateur de), 64-65.  
Préaccentuation, 39.

## Q

Quartz (Filtre de bande à), 49.  
Quartz (Oscillateur à), 49.

## R

Radiocommande, 33-34.  
Radiofréquence R.F., 69.  
Rapport de contre-réaction, 114-115.  
Rapport (Déecteur de), 36, 40-42.  
Réactance (Lampe à), 100.  
Réaction (Condensateur de), 64.  
Réaction (Contre-), 114-121.  
Réaction (Détection avec), 29-32.  
Réception hétérodyne, 50.  
Réception superhétérodyne, 50-51.  
Rectangulaires (Signaux), 60, 63-64.  
Récurrence (Fréquence de), 61.  
Réglage de la sensibilité des amplificateurs H.F., 76-87.  
Relaxateur, 61.  
Relaxation (Fréquence de), 63.  
Relaxation (Oscillateurs de), 60-65.  
Relaxation (Oscillations de), 60.  
Réponse (Courbe de), 105-106.  
Réseaux déphaseurs, 58.  
Résistance d'amortissement, 18, 48.  
Résistance de détection, 12, 14-16.  
Résistance de grille oscillatrice, 47.  
Résistance équivalente de souffle, 33.

## S

Saturée (Pentode), 102.  
Schéma de principe de la détection grille, 22-23.  
Schéma de principe de la détection plaque, 21-22.  
Schéma de principe de la détection SYLVANIA, 24.  
Schéma de principe de la régulation de gain d'un récepteur M.A., 83.  
Schéma de principe d'un discriminateur de phase, 37.  
Schéma de principe d'un étage détecteur, 11.  
Schéma de principe d'un oscillateur à résistance-capacité, 58.  
Schéma de montages changeurs de fréquence, 57.  
Schéma des différents montages oscillateurs, 46.  
Schéma d'étages amplificateurs H.F. ou F.I., 72.  
Schéma d'un étage détecteur M.A. et M.F., 42.  
Self de correction, 71-72, 105.  
Sensibilité (Réglage de la), 76-87.  
Signaux carrés, 60.  
Signaux en dents de scie, 60.  
Signaux rectangulaires, 60, 63-64.  
Strobodyne, 52.  
Superhétérodyne, 50-51.  
Super-réaction (Détection à), 32-35.  
Supradyné, 50-51.  
Surcouplés (Transformateurs F.I. à circuits), 73.  
SYLVANIA (Déecteurs), 18, 24-28, 32.  
SYLVANIA biphasée (Détection), 27.  
Synchronisation, 62.  
Synchronisation (Signal de), 61.

## T

T (Pont en double), 59.  
Taux de C.R., 115.  
Taux de modulation, 13.  
Tension de comparaison, 40.  
Tension de retard, 85.

INDEX ALPHABÉTIQUE

---

Thyratron (Oscillateur de relaxation,  
en dents de scie, à), 61-62.  
Tonalité (Circuits de), 105.  
Tops, 63.  
T P T G (Oscillateur), 45-46.  
T P T G à quartz (Oscillateur), 49.  
Transformateur de blocking, 62.  
Trèfle cathodique, 97.  
Triode (Détection par), **21-23**.  
Triode heptode, 56.  
Triode hexode, 56.  
Triode (Oscillateur local), 51, 53-54.  
Triode penthode, 53.  
Tropadyne, 52.  
Tube au néon (Indicateur visuel par),  
**92-93**.  
Tube de glissement, 100.

Tubes à pente variable, 76.  
Tuned grid (Oscillateur T.G.), 45-46.  
Tuned plate (Oscillateur T.P.), 45-46.  
Tunéon ou tunescope, 92.  
Tuners, 99.  
Tweeter, 113.

V

Variable (Tubes à pente), 76.  
Varicap, 99, 101.  
Verticale (Base de temps), 62-63, 65.

W

WIEN (Pont de), 59.

**IMPRIME EN ESPAGNE  
PAR LA  
SOCIEDAD ALIANZA DE ARTES GRAFICAS  
BARCELONE**

**DEPOT LEGAL: 3<sup>e</sup> TRIMESTRE 1963  
N<sup>o</sup> D'EDITEUR: 1611**

ASCHEN — **Installation, mise au point, dépannage des récepteurs de télévision.** 76 pages (1960).

» **Les mesures fondamentales en télévision.** 136 pages (1962).

BIBLOT — **Cours de technologie radio:**

Tome I: Matières d'œuvre et pièces détachées, 152 pages (1962).

Tome II: Matériel basse fréquence et d'exploitation radio, 176 p. (1962).

» **Technologie - Télévision.** 308 pages (1962).

GOUDET & MEULEAU — **Les semi-conducteurs.** Diodes, transistors et autres applications, 448 pages (1958).

GOUDET — **Electronique industrielle.** 644 pages (1962).

PIRAUX — **Dictionnaire allemand-français** des termes relatifs à l'électrotechnique et l'électronique, 174 pages (1963).

» **Dictionnaire anglais-français** des termes relatifs à l'électrotechnique et l'électronique, 320 pages (1962).

» **Dictionnaire français-anglais** des termes relatifs à l'électrotechnique et l'électronique, 168 pages (1963).

VEAUX — **Cours élémentaire de radioélectricité générale.** 156 pages (1961).

» **Cours moyen de radioélectricité générale.** 408 pages (1962).

» **Recueil de problèmes de T.S.F. avec solutions.** 204 pages (1962).

» **Radioélectricité générale.** Circuits, Lignes, Antennes, 424 p. (1959).

VOGES & RIGAL — **Les hyperfréquences.** Circuits et propagation des ondes en vue de l'application au radar, 268 pages (1963).

VOGE — **Les tubes aux hyperfréquences.** Triodes et tétrodes, klystrons, magnétrons, tube à onde progressive, 264 pages (1959).