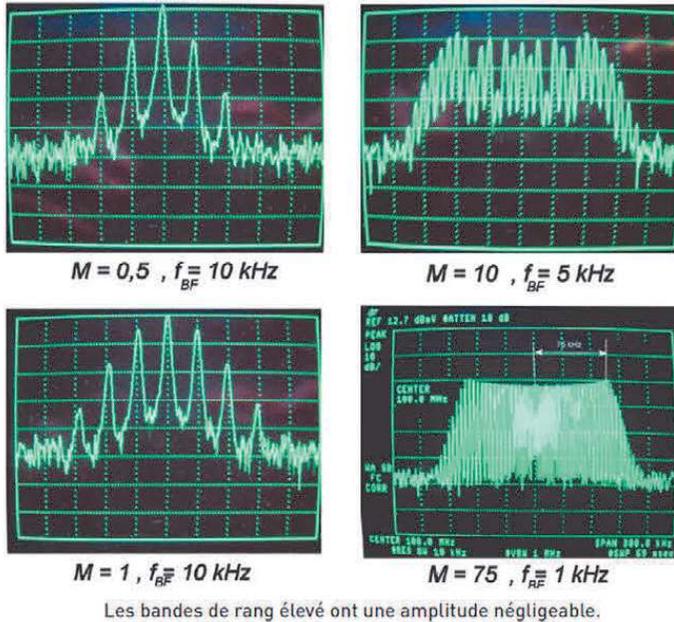


Figure 1-2-22



amplitude négligeable. Voir les spectrogrammes de la figure 1-2-22.

Pour la détermination de la bande occupée, une bonne approximation est donnée par la formule ci-dessous :

$$\text{En mono : } B = 2 (75 + 15) = 180 \text{ kHz (7)}$$

$$\text{En stéréo : } B = 2 (75 + 53) = 256 \text{ kHz (8)}$$

Soit deux fois la somme de l'excursion maximum et de la plus haute fréquence audio à transmettre.

d) Le bruit en FM :

Le seul risque créé par les parasites qui se produisent dans la bande de réception du tuner est dû au fait qu'ils viennent se mélanger à l'entrée en produisant une modulation d'amplitude. La composition des deux signaux produit un signal résultant ayant subi un écart de phase dont l'influence diminue très rapidement à mesure que l'indice de modulation augmente.

Par exemple pour un parasite égal au quart de l'amplitude du signal utile, si la porteuse est modulée avec un indice de 20, le rapport signal sur bruit est de 2,8 dB, mais passe à 23 dB pour un indice de 200 et 30 dB pour 500.

Les interférences créées par une autre station se trouvant sur la même fréquence sont éliminées, grâce au circuit limiteur, dans la mesure où l'amplitude du brouilleur ne dépasse pas la moitié de celle du signal utile.

Cette propriété, qui ne laisse passer que le signal le plus fort, est nommée **phénomène de capture**.

3 - LES RÉCEPTEURS POUR LA MODULATION DE FRÉQUENCE

1) NOTIONS DE BRUIT DANS LES RÉCEPTEURS :

a) Origines du bruit :

On distingue communément trois types de bruits différents : les bruits d'origine artificielle ou humaine, les bruits d'origine atmosphériques amenés par le collecteur d'ondes et les bruits générés par les composants eux-mêmes dans le récepteur. Bien évidemment les bruits d'origines artificielle et atmosphérique échappent à notre contrôle. En très haute fréquence où se trouve la bande FM, l'amplitude du bruit est moins importante que sur les bandes basses en PO et GO (figure 1-3-1).

b) Bruits à l'entrée du récepteur :

Le bruit est susceptible d'affecter le récepteur dans la mesure où il tombe dans sa bande passante ; la porteuse utile et le signal de bruit se mélangent et donnent une fréquence qui peut interférer avec le signal utile.

Hormis le bruit engendré par les phénomènes naturels, le bruit à l'entrée du récepteur ou tous les signaux qualifiés comme tel peuvent avoir des origines diverses :

- bruit ou brouillage par un canal adjacent si le récepteur a un mauvais rapport de protection (mauvaise sélectivité des filtres de fréquence intermédiaire et mauvaise linéarité de l'étage d'entrée), ou bien surmodulation de l'émetteur brouilleur.

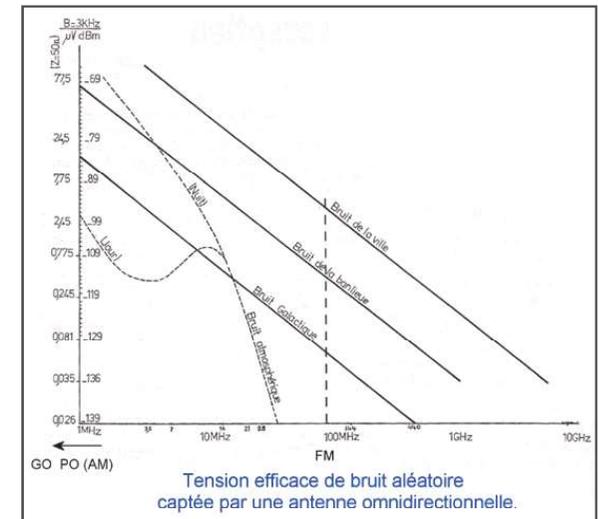
- bruit ou brouillage par l'entrée directe d'un signal de fréquence égale à celle de la fréquence intermédiaire (mauvaise réjection de la FI).

- bruit ou brouillage par la fréquence image ou fréquence conjuguée (mauvaise sélectivité des circuits d'entrée).

Le récepteur peut également être le siège de réponses parasites, par exemple en répondant à des fréquences sous harmoniques du signal utile. Des produits de mélange entre un signal incident et l'oscillateur local peuvent aussi voir le jour.

Selon leur amplitude, ces signaux indésirables seront qualifiés de bruit (augmentation du souffle, chuintements...) ou bien interférences ou brouillages.

Figure 1-3-1



INCIDENCE DU BRUIT DANS LA CONCEPTION DES RÉCEPTEURS :

a) Bruit généré par les composants du récepteur :

Il est essentiellement dû à l'agitation thermique des électrons. Dans une résistance, dénomination prise au sens large, qu'il s'agisse de la résistance interne d'un composant actif - tube ou transistor -, la résistance d'une jonction, une résistance passive, mais aussi la résistance d'une inductance ou d'un condensateur, il existe à la température T, une tension de bruit thermique v en volt efficace donnée par la relation de Nyquist :

$$v = \sqrt{4k.T.R.\Delta f}$$

où k est la constante de Boltzmann = $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K (Joule par degré Kelvin)

T température en Kelvin ($T = T \text{ Celsius} + 273,15$)

R résistance en Ω

Δf bande de fréquence considérée en Hz.

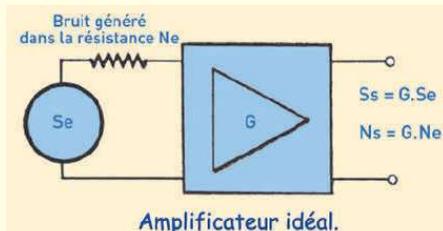
Dans notre domaine d'intérêt, cette relation nous montre trois choses :

La tension de bruit est proportionnelle à la racine carrée

- de la température
- de la résistance
- de la bande passante

b) Le rapport signal sur bruit R et le facteur de bruit F :

Envisageons un amplificateur idéal ne produisant lui-même aucun bruit, tel celui de la figure 1-3-2.



On note Se et Ne les valeurs des signaux utile et de bruit respectivement à l'entrée et Ss et Ns ceux obtenus à la sortie.

Si G est le gain de l'amplificateur, on a $Ss = G.Se$ et $Ns = G.Ne$ et dans ce cas le rapport signal sur bruit en sortie Rs est égal à $Ss/Ns = G.Se/G.Ne$.

Simplifions par G, on voit que $Rs = Ss/Ns = Se/Ne$. Le rapport signal sur bruit de sortie est le même que celui de l'entrée.

Il n'en est pas de même dans le cas d'un amplificateur réel à très haute fréquence qui comporte des sources de bruit : résistances, jonctions, inductances, diodes...

Le bruit de sortie Ns que l'on peut mesurer est augmenté d'un facteur F tel que :

$$Ns = F.G.Ne$$

Ce qui donne le facteur de bruit : $F = Ns/G.Ne$

Remplaçons G dans l'expression de F par Ss/Se :

$$F = Ns.Se/Ss.Ne$$

Or comme on l'a vu, Se/Ne est le rapport signal sur bruit de l'amplificateur idéal et Ss/Ns celui de sortie, on obtient donc :

$$F = \frac{S/N \text{ ampli idéal}}{S/N \text{ ampli réel}}$$

Cette dernière expression représente bien la dégradation du rapport pendant la traversée de l'amplificateur (si l'amplificateur réel était idéal on aurait $F = 1$, en réalité F est >1).

c) Mesure et expression du rapport signal sur bruit :

La mesure est effectuée en sortie du récepteur, le type de détecteur et le filtre de mesure doivent être spécifiés. L'indice de modulation, la fréquence de modulation et le niveau du signal incident appliqué à l'entrée doivent être également mentionnés.

Plusieurs expressions peuvent être utilisées pour noter cette performance :

- Rapport signal sur bruit : $R = (Ss + Ns)/Ns$ pour une sensibilité de x μV , dBm etc. Si $(Ss + Ns) \gg Ns$, on simplifie en posant $R = Ss/Ns$

- Sensibilité limitée par le bruit : on impose un rapport signal sur bruit, par exemple 20 dB et on fait varier l'amplitude du signal à l'entrée de façon à l'obtenir.

- SINAD : on inclut la distorsion du signal de sortie dans le calcul (D est le taux de distorsion) :

$$SINAD = \frac{Ss + Ns + D}{Ns + D}$$

Ce sont les considérations de bruit qui guident le choix des circuits dans la conception d'un récepteur FM, afin d'obtenir les performances souhaitées.

L'étage d'entrée doit avoir une bonne linéarité avec une tenue aux signaux forts afin que les signaux présents ne se mélangent pas en produisant des signaux indésirables. A l'époque des tubes, l'emploi des triodes dont le souffle est plus faible que celui des pentodes a été privilégié, puis des transistors présentant une bonne tenue aux signaux forts et un bon facteur de bruit les ont remplacés.

Les filtres accordés d'entrée doivent être sélectifs et peu résistifs (emploi de fil bon conducteur, fil argenté, lignes argentées, plans de masse argentés etc.), condensateurs variables puis diodes à capacité variable de bonne qualité...

2) ORGANISATION GÉNÉRALE D'UN RÉCEPTEUR FM :

Quelques schémas caractéristiques provenant de la littérature technique (revues de vulgarisation, data book, notes d'application de ces quarante dernières années sont examinés dans les lignes qui suivent.

Il est bien évident que chaque marque a développé et amélioré ses

propres circuits et qu'il existe une multitude de variantes pour une même fonctionnalité, grâce non seulement à l'ingéniosité des concepteurs, mais aussi aux progrès fulgurants de l'électronique et de la technologie.

Avant d'examiner en détail chaque circuit, considérons tout d'abord l'organisation générale d'un récepteur superhétérodyne destiné à recevoir les émissions à très hautes fréquences modulées en fréquence.

a) Fréquence intermédiaire (FI) et fréquence image ou conjuguée :

Les performances du récepteur reposent en grande partie sur la qualité de l'étage amplificateur HF. Celui-ci est suivi du mélangeur associé à l'oscillateur local.

Au moins ces deux derniers étages comportent une commande unique de fréquence, mais dans les premiers temps l'amplificateur était parfois à accord fixe calé au milieu de la bande. La sortie du mélangeur délivre par conséquent, dans le but d'obtenir des amplifications importantes dans la bande passante utile, comme dans un récepteur AM, une bande de fréquences fixes nommée **fréquence intermédiaire FI** (ou moyenne fréquence) dont la valeur correspond à la différence de fréquence entre celle du signal incident F_{inc} et celle de l'oscillateur local F_{lo} :

$$FI = F_{lo} - F_{inc}$$

Ce qui donne :

$$F_{inc} = F_{lo} - FI$$

Mais il existe une deuxième fréquence incidente que l'on symbolisera par F'_{inc} qui peut être reçue avec la même fréquence de l'oscillateur local et qui, par conséquent, donnera la même valeur de FI, comme le montre l'équation ci-dessous :

$$F'_{inc} = F_{lo} + FI$$

La fréquence incidente « utile » et la fréquence incidente « indésirable » sont espacées de :

$$F'_{inc} - F_{inc} = F_{lo} + FI - F_{lo} + FI = 2FI$$

On nomme cette fréquence incidente indésirable la **fréquence image ou fréquence conjuguée**. Elle est espacée de la fréquence du signal utile de **deux fois la valeur de la moyenne fréquence**. On rencontre sur certains récepteurs des débuts de la FM qui sont sortis à la fin des années 50 des fréquences intermédiaires assez basses (par exemple : 6,75 MHz chez Schneider en 1958). Mais afin d'assurer une bonne réjection de cette fréquence image en l'éloignant un peu plus hors de la bande FM, la fréquence intermédiaire fut choisie dans la gamme des ondes courtes sur une fréquence « calme » sur 10,6 MHz (Ducretet-Thomson) dans un premier temps, puis fut ensuite fixée définitivement sur 10,7 MHz.

Du reste, d'une maturité précoce, les fabricants allemands avaient adopté cette fréquence dès le début des années 50 (Telefunken, Grundig etc. 1950).

Illustrons par un exemple notre propos précédent, avec une

émission reçue sur 100 MHz, l'oscillateur local est calé sur :

$$F_{lo} = 100 + FI = 100 + 10,7 = 110,7 \text{ MHz}$$

Mais une émission sur 110,7 MHz + 10,7 MHz = 121,4 MHz serait reçue exactement dans les mêmes conditions s'il n'y avait pas les filtres de l'amplificateur d'entrée pour la réduire fortement, à défaut de l'éliminer totalement.

b) L'amplificateur à fréquence intermédiaire, le limiteur et le démodulateur :

Après le mélangeur se trouve l'amplificateur à fréquence intermédiaire équipé d'un jeu de filtres dont l'accord est centré sur 10,7 MHz et dont la bande passante doit avoir une largeur de 180 kHz en monophonie et au moins 210 kHz en stéréophonie. Le dernier étage FI travaille à saturation en « raboutant » l'amplitude du signal dans le but d'éliminer le plus possible toutes variations d'amplitude et délivrer un signal constant au **discriminateur** chargé de convertir les variations de fréquence en signaux audio dirigés ensuite vers les circuits de traitement basse fréquence.

c) Décodage stéréo, compensations et contrôles :

En mode de réception de la stéréophonie, le **décodeur multiplex** qui suit le discriminateur, extrait les informations « Gauche » et « Droite » et les dirige vers leur canal amplificateur respectif. Plusieurs circuits périphériques, tels le **Contrôle Automatique de Gain** (CAG), le **Contrôle Automatique de Fréquence** (CAF), l'indicateur d'accord, l'indicateur de niveau du signal, le circuit de silencieux etc. complètent les circuits de base du récepteur. Aujourd'hui, l'électronique numérique a l'emprise totale sur la gestion du dispositif de réception et contrôle la fonctionnalité de plusieurs étages.

Le décodage de la sous-porteuse RDS (Radio Data System) délivre également des informations de service et de programme et ajuste en temps réel le fonctionnement du récepteur aux conditions de réception.

d) L'évolution :

L'auditeur chevronné des années 60 avait la possibilité d'acquiescer soit un récepteur mixte AM/FM à lampes ou à transistors, soit un tuner FM, c'est-à-dire un récepteur FM complet, depuis l'antenne jusqu'à l'entrée de l'amplificateur basse fréquence.

Cette solution était choisie par ceux qui possédaient déjà un bon récepteur à modulation d'amplitude, équipé d'un amplificateur BF Hifi dont ils reliaient l'entrée « auxiliaire » à la sortie du tuner.

e) Les tuners :

Le tuner FM dont le schéma fonctionnel est illustré en figure 1-3-3 correspond à un modèle moyen que l'on peut qualifier de

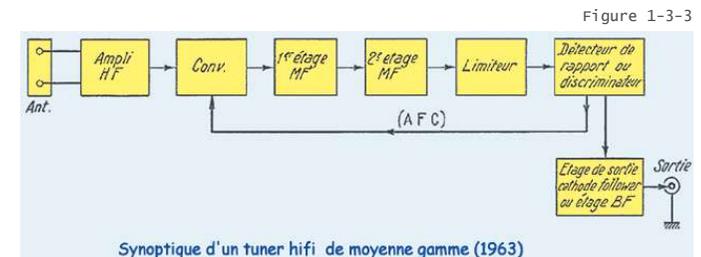
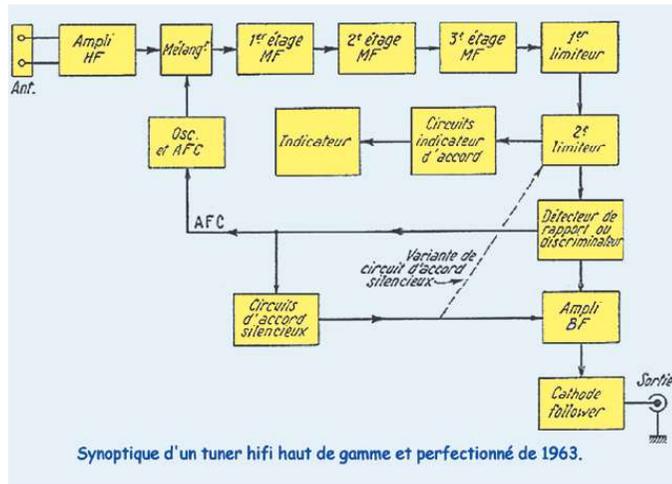


Figure 1-3-4



type « haute-fidélité », avec ses 7 ou 8 lampes.

La figure 1-3-4 montre le synoptique d'un modèle plus perfectionné, avec 12 ou 13 tubes.

Avant l'apparition des systèmes d'accord à asservissement électronique, les postes de qualité comportaient un dispositif de contrôle automatique de fréquence (CAF) pour rattraper toute dérive de l'oscillateur local. Aujourd'hui, ce dispositif serait inutile car l'oscillateur est asservi sur un oscillateur à quartz, grâce à une boucle à verrouillage de phase (PLL de l'anglais : Phase Locked Loop).

Le prix des tuners FM variait assez fortement d'un modèle à un autre. Il dépendait, bien entendu, des différents perfectionnements dont ils bénéficiaient, selon le nombre de lampes, mais il était cependant possible de réaliser un tuner FM superhétérodyne avec seulement trois ou quatre tubes, en utilisant des diodes au germanium dans le détecteur de rapport, tout en obtenant des performances acceptables.

Dès le début, les techniciens prirent conscience que le récepteur ou le tuner devait afficher des qualités pouvant paraître antagonistes : la sensibilité, la bande passante et la tenue aux signaux forts.

f) Les postes AM/FM :

Alors que les deux fonctions sont totalement séparées dans

Figure 1-3-5

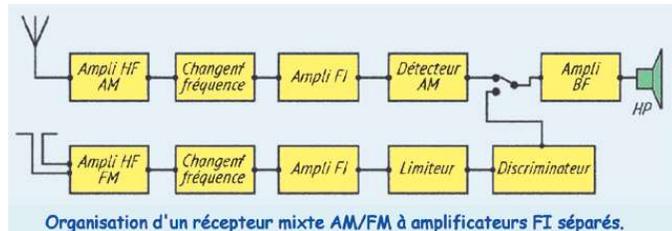
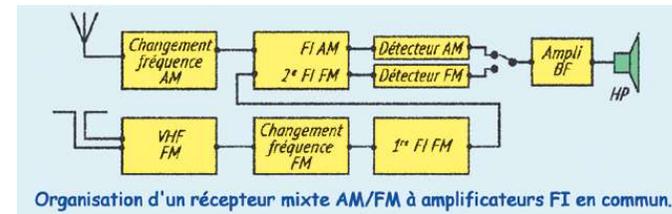


Figure 1-3-6



certaines postes, l'amplificateur audio excepté (figure 1-3-5), d'autres, par souci d'économie, possèdent plusieurs étages communs à l'AM et la FM, comme le montre le schéma synoptique de la figure 1-3-6.

Vers 1963, les grandes marques de postes de radio lancent la commercialisation des premiers récepteurs AM/FM équipés de transistors au germanium.

Rappelons-nous qu'il y a seulement sept ans que les premiers récepteurs à transistors sont apparus sur le marché.

Le récepteur classique portable AM/FM est prévu pour recevoir les gammes GO, PO, parfois les OC et la bande FM de 87,5 à 104 MHz. Il est équipé de semi-conducteurs au germanium, une dizaine de transistors et 3 ou 4 diodes. Son alimentation est assurée par deux piles plates de 4,5 ou six piles rondes de 1,5V.

La FM peut être reçue sur l'antenne télescopique dont le poste est déjà pourvu, s'il possède les ondes courtes. Pour ce faire, celle-ci mesurant de 60 à 80 cm, doit être inclinable et orientable à volonté.

Le poste dispose d'une tête FM suivie des amplificateurs à moyenne fréquence communs AM/FM ou bien séparés, d'un limiteur et d'un discriminateur, puis d'une amplification BF dont la qualité a été améliorée (figure 1-3-7).

La tête qui comporte deux transistors, aboutit au transformateur FI de la platine à moyenne fréquence, elle-même pourvue de trois transistors qui sont chargés de l'amplification des deux moyennes fréquences 10,7 MHz ou 455 (480) kHz. La platine supporte également les deux dispositifs de démodulation, détecteur AM et discriminateur FM.

Sur le schéma synoptique simplifié de la figure 1-3-7, on remarque que le transistor T1 assure le changement de fréquence en AM, tandis qu'il fonctionne, grâce aux commutations, en amplificateur FI pour la FM.

Figure 1-3-7

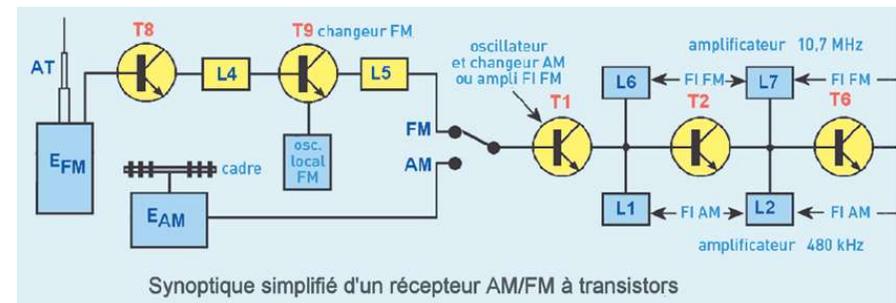


Figure 1-3-8

BLAUPUNKT - Poste à transistors
Deux, 10 transistors + 4 diodes, 4 gammes OC-PO-GO-FM. Clavier 5 touches dont 1 marche/arrêt. Cadre ferrite PO-GO 20 cm. Antenne télescopique OC/FM orientable. Prise pour antenne voiture. Prix P.U. HP 10 cm. Push-pull 1 W. Prises pour écouteur et magnétophone. Alimentation par 6 piles 1,5 V, câble suivant puissance sonore. Possibilité d'adjonction support voiture avec commutateur pour HP voiture, antenne voiture et batterie 6/12 V. Coffret gains, grille plastique. H 200 - L 270 - P 88 mm. 2.500 kg. Prix piles comprises. Prix T.T.C. 476,00 NF
Housse de transport T.T.C. 19,00 NF
Support voiture T.T.C. 88,00 NF
Transistors : 2-OC615, OC614, 2-AP105, 1-OC75, 2-OC74.

TELEFUNKEN - Poste à transistors
Prix 3291, 9 transistors + 4 germaniums, 4 gammes FM (87,5 - 100 MHz) OC (15 - 81 m)-PO-GO Clavier 4 touches. Antenne télescopique OC-FM. Cadre ferrite PO-GO incorporé. Prise pour antenne extérieure. Cadran linéaire. Prise P.U. HP 813 cm. Push-pull 1 W. Tonalité réglable. Prise pour casque ou HP5. Alimentation par 5 piles 1,5 V, défilé suivant réglage de puissance sonore. Coffret polystyrène, 3 couleurs : beige clair, rouge corail ou turquoise, peignée amovible. H 181 - L 311 - P 93 mm, 2,3 kg sans piles. Prix piles non comprises. Prix T.T.C. 663,25 NF
Transistors : OC615, OC614, 2-AP105, AP165, OC602, OC604, 2-AC106, 2-0A174, 2-0A172.

GRUNDIG - Poste à transistors
Yacht Boy 262N, 14 transistors + 11 diodes, 4 gammes OC-PO-GO-FM. Cadre ferrite PO-GO incorporé. Antenne télescopique. Clavier 6 touches. Stabilisateur automatique en FM. Suppression automatique du souffle. Prise pour antennes AM-FM, PU, magnétophone, HP incorporé. Push-pull 1,5 W. Prise HP5 ou écouteur. 2 réglages costumes de tonalité. Alimentation mise à par bloc secteur 110/220 V incorporé, ou par 6 piles 1,5 V. Coffret gains. H 200 - L 320 - P 110 mm. Prix sans piles. Prix T.T.C. 863,77 NF
Yacht Boy 202. Même modèle. Il transistors + 10 diodes. Sans bloc secteur incorporé. Autres caractéristiques identiques. Prix sans piles. Prix T.T.C. 771,22 NF

GRAMMONT - Poste à transistors
Harmonie AM/FM, 9 transistors + 8 diodes, 4 gammes OC-PO-GO-FM. Clavier 5 touches. Cadre ferrite PO-GO 23 cm. Antenne télescopique orientable. Prise antenne voiture commutée. HP 17 cm. Push-pull 1 W. Prise pour HP5 ou écouteur. 2 réglages de tonalité graves et aigües. Câblage par circuits imprimés. Alimentation par 4 piles 1,5 V. Défilé suivant puissance sonore 25 à 150 mA. Coffret gainé plastique. H 220 - L 340 - P 110 mm. 3 kg. Prix non fixé.
Transistors : AF115, 4-AF114, 2-SP7333, 2-SFT115.

RADIOLA - Poste à transistors
RA 6246T AM/FM, 9 transistors + 4 diodes, 3 gammes PO-GO-FM. Clavier 5 touches. Cadre ferrite PO-GO 23 cm. Antenne télescopique orientable OC et FM. Prise antenne voiture commutée par touche. HP 17 cm. Push-pull 0,5 W pour 10 % distorsion. Prises pour antenne extérieure, HP5 et PC. Alimentation par 4 piles 1,5 V, défilé suivant réglage puissance sonore. Coffret gainé plastique rouge ou vert. Prix piles comprises. Prix non fixé.
Transistors : 2-OC171, 3-OC149, 2-OC171, 2-OC74, diodes 4-0A79.

DURET - Poste à transistors
RT192 AM/FM, 9 transistors + 7 diodes, 4 gammes OC-PO-GO-FM. Clavier 6 touches. Cadre ferrite PO-GO de 20 cm. Antenne télescopique orientable OC et FM. Prise antenne voiture commutée par touche. HP 17 cm. Push-pull 1 W. Prises HP5 ou écouteur. Réglage de tonalité. Contrôle automatique de fréquence en FM. Contrôle automatique de gain. Compensation automatique de température par thermostat. Câblage par circuits imprimés. Alimentation par 6 piles 1,5 V. Régulation automatique de la tension d'alimentation. Coffret bois gainé. H 200 - L 316 - P 90 mm, 3 kg. Prix non fixé.

Postes AM/FM à transistors, année 1963

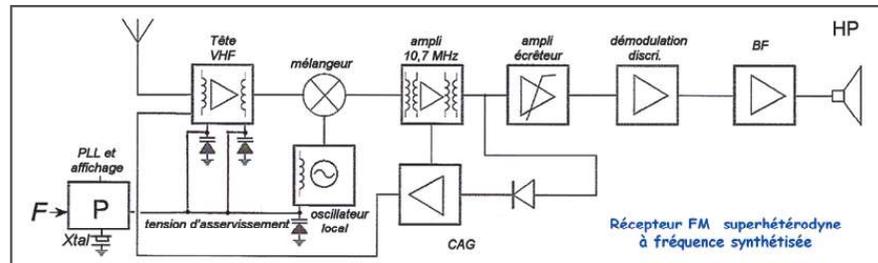


Figure 1-3-9

Tuner de salon Grundig

La figure 1-3-8 représente quelques modèles à transistors de la production de 1963 et la figure 1-3-9 un modèle de salon de la marque allemande Grundig, plus récent. Dès le début des années 70, l'arrivée des transistors MOS dotés d'une grande souplesse d'utilisation, d'un bon facteur de bruit et résistant mieux aux signaux forts (meilleure linéarité) remplacera avantageusement les transistors au germanium. De plus, le coûteux condensateur d'accord à trois cages sera remplacé par des diodes à capacité variable commandées par la tension d'asservissement d'une boucle à verrouillage de phase. Cette nouvelle fonctionnalité remplace l'ancien Contrôle Automa-

Figure 1-3-10



tique de Fréquence (CAF) et l'affichage de la fréquence numérique (figure 1-3-10).

A la fin des années 70, apparaissent sur le marché des composants électroniques de nouveaux circuits intégrés regroupant sur une même puce une, puis plusieurs fonctions ; citons par exemple les CA3089, SO41P, SO42P2 etc.



Figure 1-3-11

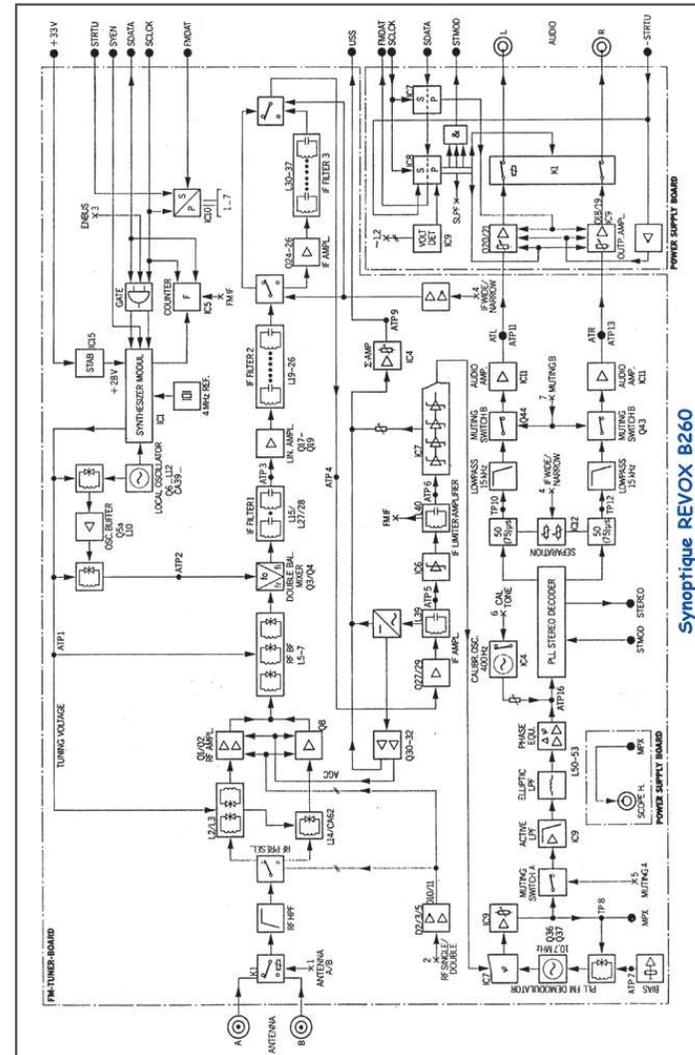


Figure 1-3-12

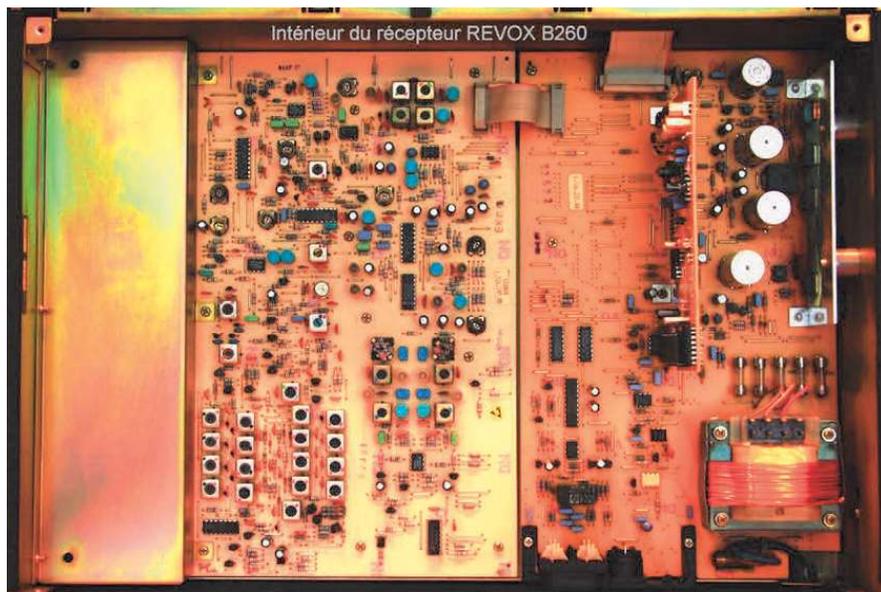


Figure 1-3-13

Enfin de nos jours, des récepteurs complets sont entièrement intégrés sur une seule puce. Nous examinerons ultérieurement la fonctionnalité de quelques-uns de ces circuits, parmi les plus populaires. A titre d'illustration, examinons en figures 1-3-12 et 1-3-13 le synoptique et les cartes électroniques du fameux Revox B260 (figure 1-3-11), un tuner de classe professionnelle dont la commercialisation débuta dans les années 80 et qui, encore aujourd'hui, fait référence. On remarque la complexité de cet appareil dont le contrôle est assuré par un microprocesseur (non représenté sur le schéma) ; la plupart des fonctions sont remplies par des circuits d'intégration moyenne (MSI de l'anglais : Medium Scale Integration).

4 - LES ÉTAGES AMPLIFICATEURS HF DANS UN RÉCEPTEUR FM

1) LES ÉTAGES D'ENTRÉE ET CHANGEUR DE FRÉQUENCE À TUBES :

Bien que la fréquence intermédiaire de 10,7 MHz soit une valeur relativement élevée, il est difficile d'obtenir un affaiblissement important de la fréquence image qui, nous le rappelons, est située à une distance de 21,4 MHz de la fréquence du signal utile. Sur 100 MHz, les performances de sélectivité des circuits accordés sont limitées ; l'étage d'entrée doit pouvoir supporter des signaux puissants, sans saturation. Si ce n'est pas le cas, des tensions indésirables prennent naissance et viennent altérer l'audition. Ce phénomène, connu sous le nom de **transmodulation**, se manifeste de la façon suivante : la station puissante, bien que sur une fréquence différente de celle de l'accord, est reçue en second plan en même temps que la station écoutée. De plus, afin d'améliorer la réjection des signaux sur la fréquence intermédiaire, un circuit réjecteur était souvent disposé en série sur l'entrée d'antenne.

Au début, l'amplificateur d'entrée était réalisé suivant la même technique que celle adoptée pour chaque canal dans les téléviseurs 819 lignes, c'est-à-dire en transmettant toutes la bande des émissions françaises, de 87,5 à 100,5 MHz. Pour cela, on utilisait des circuits amortis calés sur la fréquence médiane de : $87,5 + (100,5 - 87,5)/2 = 94$ MHz. Un montage économique des années soixante représenté en figure 1-4-1, utilisait la double triode ECC85 avec la première section en amplificateur d'entrée et la seconde en oscillatrice changeuse de fréquence.

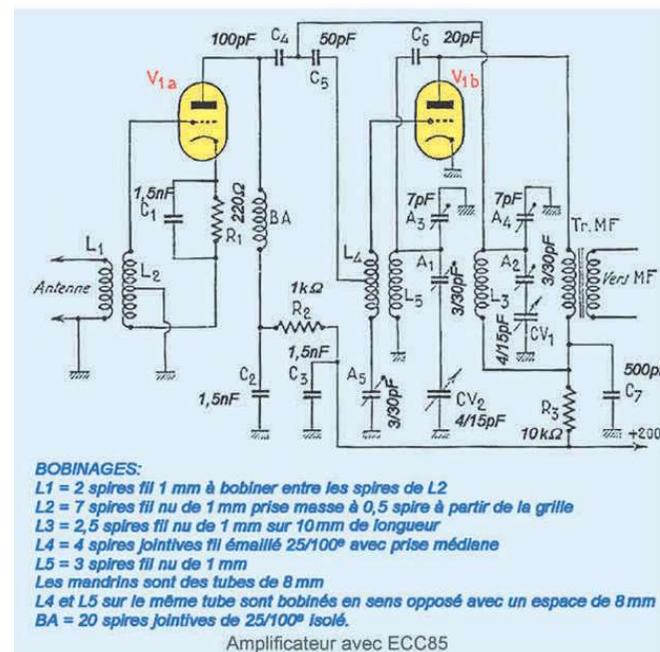
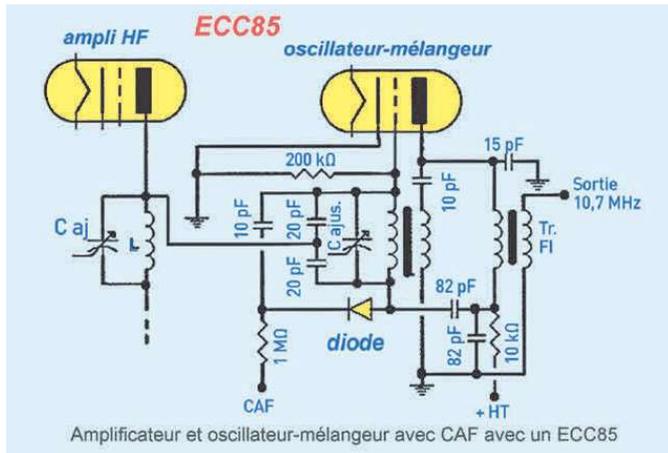


Figure 1-4-1

Figure 1-4-2



L'antenne de 75 Ω est connectée au primaire L1 du transformateur d'entrée (ou de 300 Ω symétrique, dans ce cas L1 n'est pas relié à la masse). Le secondaire L2 possède une prise à la masse de sorte que le signal incident est appliqué, d'une part à la grille de V1a, tandis que l'autre extrémité va à la cathode par l'intermédiaire du circuit de polarisation R1C1, ce qui contribue à la stabilisation du montage.

Le signal amplifié est transmis par C4 et C5 au transformateur de l'oscillateur L4 L5, tandis que L3 constitue avec CV1, A2 et A4 l'accord du circuit de sortie de V1a.

Le signal à moyenne fréquence est obtenu sur l'anode de V1b.

Une autre version d'oscillateur à ECC85 et CAF (Contrôle Automatique de la Fréquence) est représentée en figure 1-4-2.

Un condensateur de 82 pF est disposé entre la base de l'enroulement accordé et le sommet de la cellule de découplage du circuit plaque.

L'enroulement d'entretien est relié à l'anode par un condensateur de 10 pF. Le signal est appliqué au point de jonction des deux condensateurs de 20 pF. Le mélange du signal incident et de l'oscillation locale se fait dans la triode et la moyenne fréquence sur 10,7 MHz apparaît aux bornes du transformateur de charge anodique.

Aux bornes du circuit accordé de l'oscillateur se trouve un condensateur de 10 pF en série avec une diode qui est polarisée par la composante continue obtenue à la sortie du détecteur de rapport (que nous verrons ultérieurement dans le chapitre sur les discriminateurs). La valeur de cette dernière qui est fonction du désaccord, modifie la conductibilité de la diode et par conséquent la capacité apparente de la branche formée par celle-ci et le condensateur de 10 pF. Ce dispositif réagit sur la fréquence de l'oscillateur local et constitue un Contrôle Automatique de la Fréquence (CAF) qui facilite le réglage et évite toute dérive intempestive de la réception.

Les tuners haut de gamme étaient d'ordinaire équipés d'un amplificateur HF cascode tel celui présenté en figure 1-4-3. Ce montage bénéficie du faible souffle des triodes, tout en délivrant

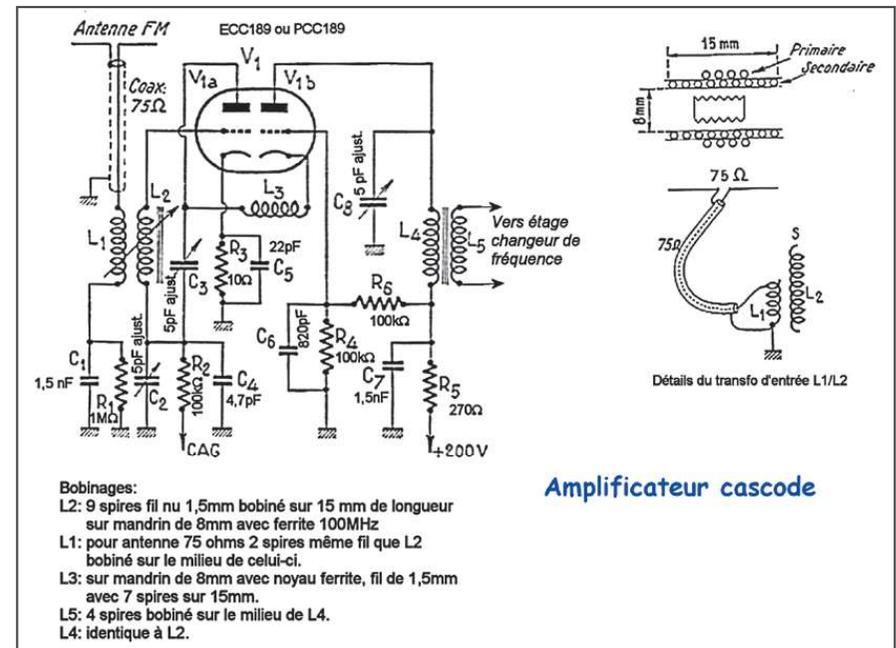
un gain suffisant et comparable à celui d'une pentode, en raison de l'emploi des deux étages pour assurer la fonction d'amplification HF. Il était adopté dans les régions à champ faible et délivrait de bonnes performances en sensibilité, sélectivité dans la bande avec une bonne réjection de la fréquence image.

L'amplificateur est équipé d'un tube double triode à grilles cadre ECC189 ou PCC189 qui présente des performances élevées en VHF et qui a été adopté au tout début des années 60 par de nombreux constructeurs qui souhaitaient proposer des récepteurs ou des tuners de hautes performances. L'antenne est connectée au primaire L1 du transformateur d'entrée par un câble coaxial de 75 Ω. Le retour de L1 comporte un condensateur C1 et une résistance R1. Le secondaire L2 est relié à la grille de V1a et au circuit C2 R2 C4, qui fait partie du dispositif de neutrodynage, tandis que R2 transmet la tension de CAG à la grille de V1a.

L'anode de V1a est reliée à la cathode de V1b qui est donc l'électrode d'entrée de ce second élément triode. La bobine L3 est effectuée la liaison directe au point de vue du courant continu est une bobine d'accord série.

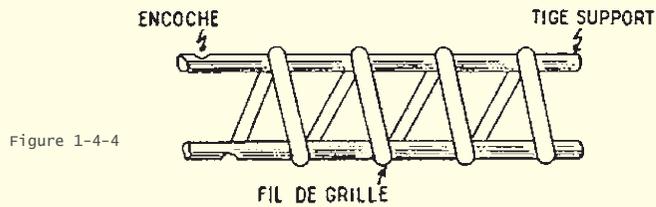
Le neutrodynage est obtenu grâce à l'ensemble des capacités C2, C3 et C4 ramenant une partie de la tension haute fréquence présente sur l'anode de V1a au retour de grille de la même triode. Comme la cathode de V1b est à environ + 100 V, la grille dite à la masse (ou commune) de cette triode, doit évidemment être également à un potentiel positif légèrement inférieur à 100 V, ce qui est obtenu à l'aide du pont diviseur R5 R6 et R4. Le condensateur C6 met le potentiel de la grille à la masse pour le signal haute fréquence. Le secondaire du transformateur de sortie L5 attaque l'entrée du circuit changeur de fréquence.

Figure 1-4-3



LES TUBES À GRILLE CADRE

Les études menées par les fabricants de lampes européens et américains ont abouti à des améliorations importantes dans la construction de certains types utilisés en électronique (télévision, modulation de fréquence, numérique etc.).

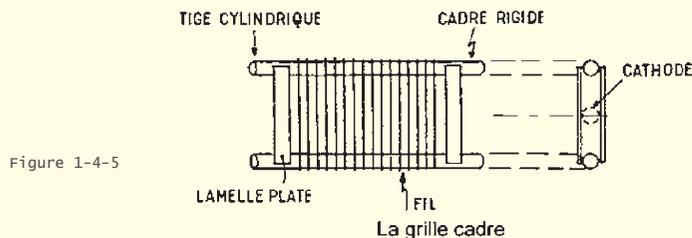


Détails de la grille

La grille de commande d'un tube électronique classique est obtenue en bobinant un fil fin sur des tiges supports au moyen d'une machine spéciale. Celle-ci taille de minuscules encoches dans les tiges, place le fil, puis referme légèrement les encoches pour que le fil se maintienne rigoureusement serti en place. Ces machines fabriquent ainsi des dizaines de mètres de fils de grille qui sont ensuite taillés à la longueur voulue (figure 1-4-4).

Mais ce mode de construction ne peut convenir que pour des fils de grille dont le diamètre n'est pas trop petit, la limite correspondant à environ 0,025 mm (2,5/100 mm).

Le principe de la grille cadre conduit à utiliser du fil de grille encore plus fin. Il faut alors changer de technique. La grille ne pouvant plus se supporter elle-même, il faut lui donner une armature. Comme le nom l'indique, il s'agit d'un véritable cadre rigide constitué par deux tubes cylindriques sur lesquels sont soudées électriquement des lamelles plates qui maintiennent rigoureusement l'écartement désirable. Le fil de grille est bobiné sur ce cadre (figure 1-4-5).



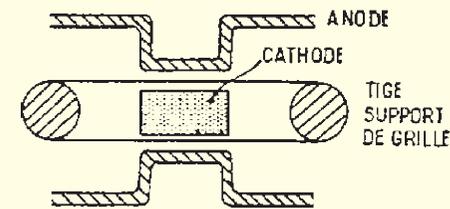
La grille cadre

Celui-ci est construit avec une grande régularité et il en sera de même de la grille proprement dite constituée par le fil fin enroulé dessus. Il en résultera une grande précision et une grande solidité de cette électrode. Elle est plus rigide, moins déformable sous l'effet de la chaleur, et peut donc être placée plus près de la cathode. De ce fait l'espace grille cathode est réduit et la grille devient plus efficace grâce à l'augmentation de la pente.

Le remplacement des grilles classiques par des grilles cadre (« frame grids » en anglais) a permis de réaliser des lampes avec des caractéristiques plus poussées et plus reproductibles. Une grille cadre a les mêmes fonctions qu'une grille normale à laquelle elle se substitue. La grille n'est plus ovale, comme on peut l'observer dans un 6V6 ou un 6L6.

Dans certains tubes, comme le ECC189, on utilise du fil de 0,01 (1/100 mm), ce qui représente un diamètre cinq fois plus petit que celui d'un cheveu normal. Ce fil est pratiquement invisible, on conçoit que la mise au point des machines à bobiner les grilles ait pu présenter quelques difficultés.

La cathode et la grille cadre forment deux surfaces parallèles (voir figure 1-4-6). Il en résulte une réduction notable de l'influence du temps de transit sur le fonctionnement. Rappelons



Espace cathode-grille à temps de transit réduit

que le temps de transit est celui que mettent les électrons pour se rendre de la cathode aux différentes électrodes.

Enfin, on a donné à l'anode une forme très particulière qui permet d'abord d'obtenir une pente élevée sans que les capacités ne prennent une trop forte valeur. De plus, ce dispositif permet de réduire les écarts de caractéristiques dus à une erreur d'alignement de l'anode. A titre d'exemple, dans la double triode ECC84 à grille normale, cet espace est de 110 µm, ce qui permet d'atteindre une

pente de 6 mA/V par élément triode. En montant une grille cadre dans la double triode ECC88, la pente est plus que doublée puisqu'elle atteint 12,5 mA/V, tandis que l'espace grille cathode est de 57 µm.

On voit que la pente est, dans une certaine mesure, inversement proportionnelle à la distance entre grille et cathode, cela tout au moins entre certaines limites.

Examinons maintenant quelques résultats obtenus avec cette nouvelle technique, par exemple pour les tubes PCC ou ECC 189. Ces deux modèles de tube ne diffèrent que par le chauffage de la cathode. Le premier est prévu pour l'alimentation en série (tous-courants) avec une intensité de 300 mA, le second, pour l'alimentation en parallèle sous 6,3 V (0,365 A). Ce sont des doubles triodes spécialement conçues pour la réalisation du montage cascade.

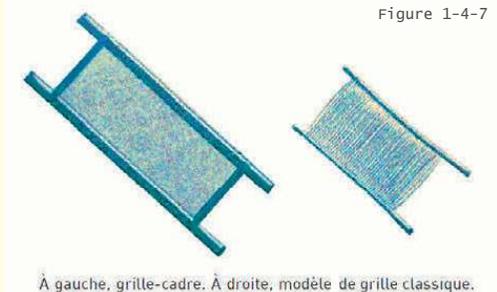
La pente atteint l'énorme valeur de 12,5 mA par volt. Ce résultat a pu être obtenu en plaçant la grille cadre à une distance de 57 µm de la cathode.

La figure 1-4-7 représente à gauche la grille cadre comparée à un modèle classique de grille à droite.

Pour conclure, les tubes à grille cadre bénéficient de quatre améliorations :

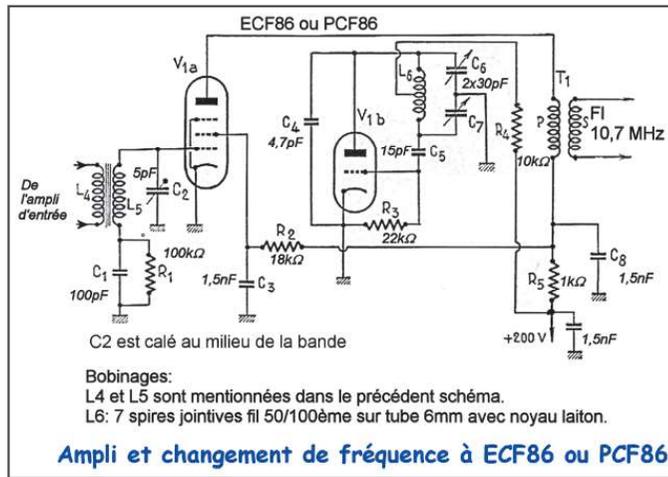
- Une plus grande rigidité d'ensemble, bien que le fil employé soit extrêmement fin, son diamètre étant de 9 à 10 µm, ce qui équivaut sensiblement au cinquième ou au dixième de celui d'un cheveu.
- La fréquence de résonance mécanique de cet ensemble rigide est en dehors des fréquences audibles. Il en résulte une réduction importante des risques de production d'effets microphoniques.
- La conception mécanique de la grille cadre conduit à un meilleur rendement industriel.
- Grâce à ces avantages d'ordre mécanique, on a pu obtenir des améliorations extrêmement utiles au point de vue des caractéristiques électroniques :

- La pente d'un tube à grille cadre peut atteindre des valeurs très élevées pouvant aller jusqu'à 20 à 25 mA/V.
- Le souffle est réduit.
- Des caractéristiques plus régulières parmi les exemplaires d'une même référence, notamment en ce qui concerne le courant anodique.
- Réduction des capacités et du temps de transit.



À gauche, grille-cadre. À droite, modèle de grille classique.

Figure 1-4-8

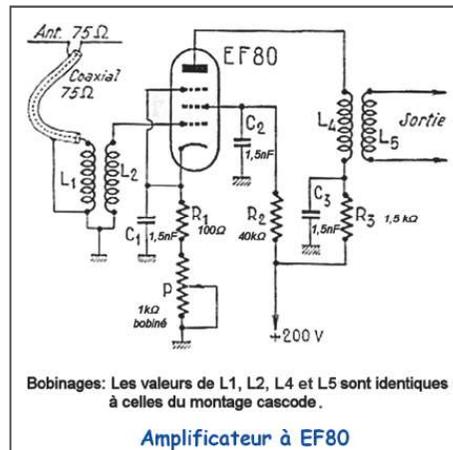


Pour l'étage suivant dans lequel se produit le changement de fréquence, citons l'un des montages les plus courants avec un tube penthode-triode ECF 86 ou PCF 86 à grilles cadre qui fut prévu à l'origine pour les bandes I et III de télévision, mais qui s'avéra parfait pour recevoir la FM.

On voit sur le schéma de la figure 1-4-8 que la section penthode est utilisée comme changeuse avec le signal incident issu de l'amplificateur de la figure 1-4-3 qui arrive sur sa grille de commande. L'oscillation locale est générée par la section triode montée en oscillateur Colpitts dont la bobine L6 est accordée sur Fo par le condensateur C6-C7 dont le stator est à la masse. La moyenne fréquence étant réglée sur FI = 10,7 MHz, avec une fréquence médiane Fi à recevoir égale à 94 MHz, la valeur Fo est égale à $94 \text{ MHz} - 10,7 \text{ MHz} = 83,3 \text{ MHz}$.

Le noyau en laiton de L6 doit être réglé de façon à couvrir l'accord de la bande pour les deux positions extrêmes de C6-C7.

Figure 1-4-9



Il existait aussi des amplificateurs à penthode dont le gain était équivalent à celui du montage cascade, mais avec un rapport signal/bruit moins élevé. La figure 1-4-9 donne un exemple de schéma avec un EF80.

2) LES CIRCUITS D'ENTRÉE ET CHANGEMENTS À TRANSISTORS :

Les deux transistors de la tête, chargés de fonctionner en très haute fréquence, sont montés en base commune, configuration requise pour doter le montage d'une bonne stabilité. Comme avec les tubes, le premier amplifie le signal incident et le second remplit les fonctions simultanées d'oscillateur local et de mélangeur. L'accord des circuits est le plus

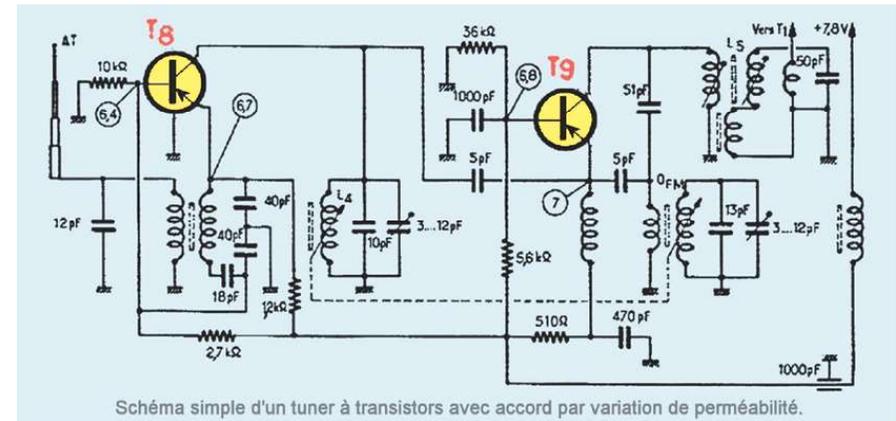
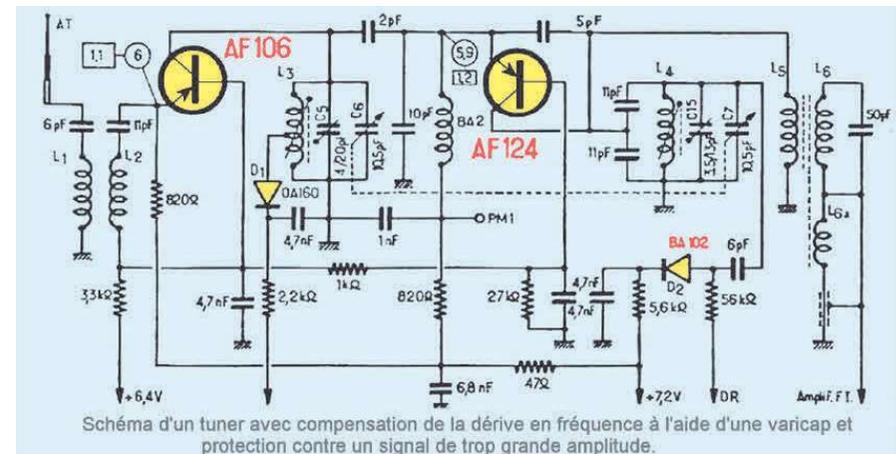


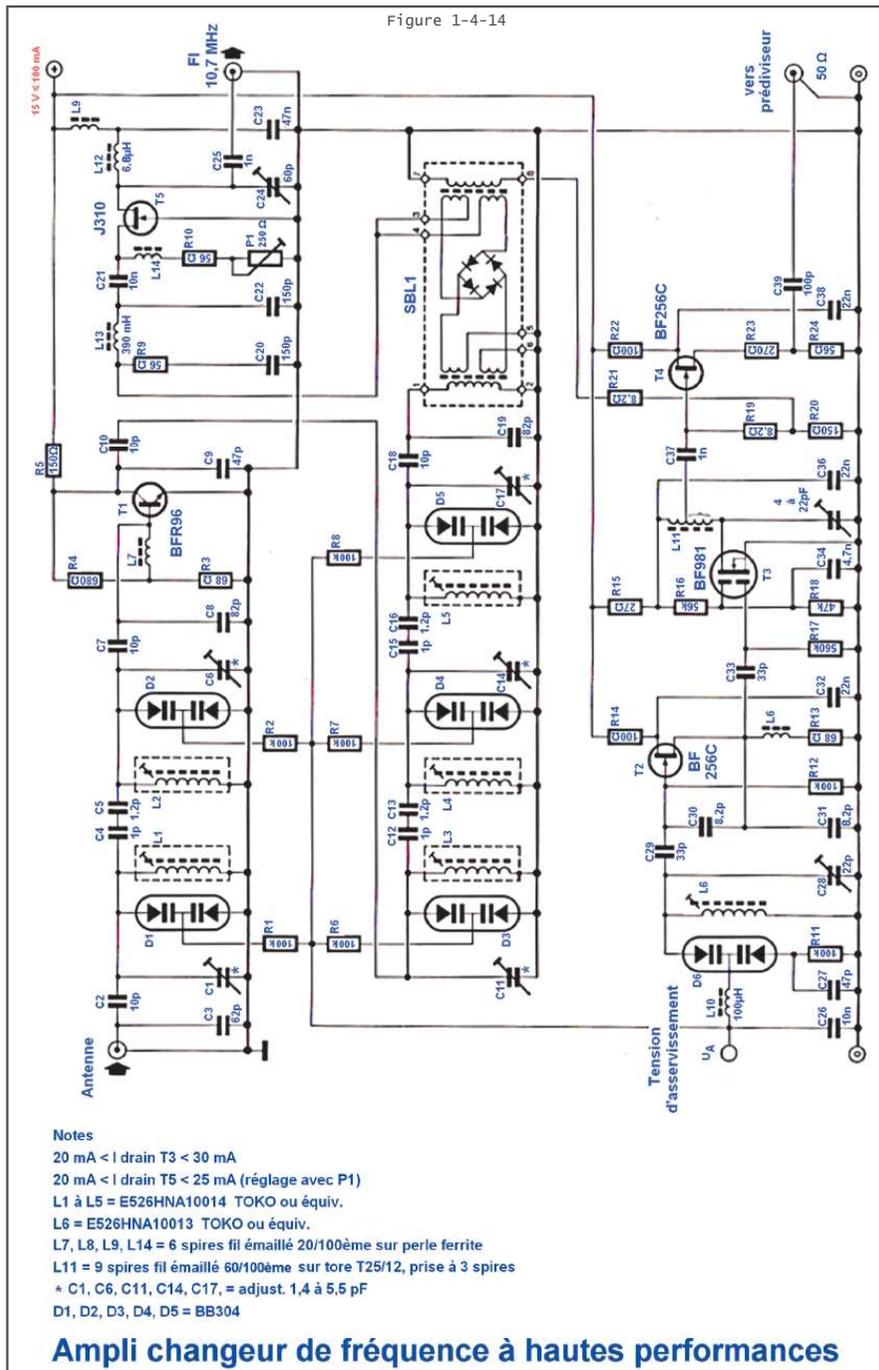
Figure 1-4-10

souvent assuré par le déplacement des noyaux magnétiques des selfs d'accord qui sont en fer carbonyl (figure 1-4-10). Mais cette méthode laissera rapidement sa place à l'accord et à la compensation en fréquence par des diodes à capacité variable ou varicaps (figure 1-4-11).

Les semi-conducteurs au germanium utilisés pour la production des postes FM au début des années 60 seront rapidement remplacés, dans un premier temps dans la partie audio, par leurs cadets au silicium dont les performances sont supérieures. Cependant, dans l'étage d'entrée, le mélangeur et les circuits moyenne fréquence 10,7 MHz, le germanium cohabitera encore quelques années avec le silicium (AF106, AF125, AF116, pour ne citer que ces références de transistors PNP au germanium). Par la suite, au début des années 70, les performances des tuners ont incontestablement progressé grâce à l'introduction des transistors MOS FET. Le schéma de la figure 1-4-12 illustre l'exemple de montage classique pour l'étage d'entrée à transistor MOS FET.

Figure 1-4-11





NOTIONS FONDAMENTALES SUR LES TRANSFORMATEURS HF

a) Le couplage :

Considérons les deux circuits identiques de la figure 1-4-15, chacun constitué d'une inductance L, d'une capacité C et d'une résistance r représentant les pertes de toute nature inévitablement présentes en hautes fréquences.

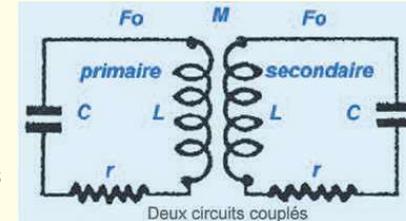


Figure 1-4-15

Les deux inductances sont couplées magnétiquement et de ce fait le courant circulant dans le bobinage primaire induit une force électromotrice (fém) dans le secondaire. Pour quantifier ce couplage, nous utilisons la notion de coefficient d'induction mutuelle M. Celui-ci est pratiquement nul quand les deux bobines sont très éloignées l'une de l'autre ou si leur axe fait un angle droit. La fém induite est proportionnelle au courant primaire, à sa fréquence et à l'induction mutuelle. Si nous approchons quelque peu les circuits, M augmente et le couplage devient un peu plus serré. On peut d'ailleurs définir le coefficient de couplage k qui est ici tout simplement :

$$k = M/L \text{ ce qui donne: } M = k.L$$

Le coefficient k peut varier de -1 à +1 en passant par une valeur nulle. En pratique, même si les deux bobines sont sur le même mandrin, il est difficile de dépasser une valeur de 0,6.

Il est souvent plus commode d'utiliser la notion de degré de couplage dont le calcul fait intervenir la fréquence :

$$n = M.2\pi F_0/r$$

avec M : induction mutuelle
 F₀ : fréquence de résonance
 r : résistance de pertes

Lorsque n est inférieur à 1, on dit précisément que le couplage est lâche. On dit qu'il est serré quand n est plus grand que 1. Cette notion est intéressante parce que le comportement est très différent, selon qu'il s'agit du premier ou du second cas.

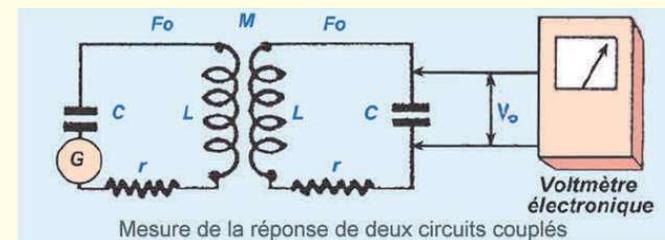


Figure 1-4-16

Réalisons l'expérience de la figure 1-4-16. Les deux circuits sont identiques et leur fréquence d'accord commune est F_0 . Le premier est attaqué par un générateur G dont on peut faire varier la fréquence. On relève la tension entre les armatures du condensateur de l'autre circuit, au moyen d'un voltmètre électronique. On peut ainsi relever la courbe de réponse de l'ensemble en fonction de la fréquence, pour les différentes valeurs du couplage (figure 1-4-17).

Quand n est inférieur à 1, on obtient par exemple les courbes en rose. Ce sont des courbes de résonance qui présentent un maximum pour F_0 , fréquence de résonance commune aux deux circuits.

L'amplitude de la résonance augmente en même temps que le couplage.

Quand la valeur de n est précisément égale à 1, on dit qu'il s'agit du couplage critique (courbe en rouge).

On constate qu'elle présente un sommet plus carré que celui d'une courbe de résonance. Les flancs sont plus raides. Une étude complète nous montrerait que ce couplage critique correspond au transfert maximum d'énergie d'un circuit dans l'autre. La tension lue au voltmètre électronique est alors la moitié de la tension qu'on trouverait aux bornes du premier circuit.

Si nous augmentons encore n , le couplage devient serré. On obtient alors des courbes comme celles qui sont représentées en bleu.

Ces courbes ne présentent plus une résonance pour F_0 , mais elles montrent deux points de même amplitude qui sont situées symétriquement de part et d'autre de F_0 . Ces deux pointes sont d'autant plus écartées que ce couplage est plus serré. Elles sont séparées par un creux qui devient de plus en plus profond à mesure que le couplage augmente.

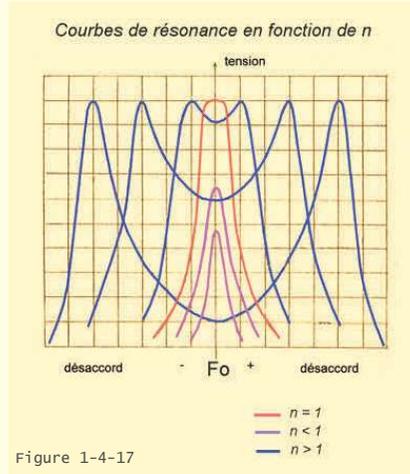


Figure 1-4-17

b) La sélectivité :

Examinons sur la figure 1-4-18 une courbe de réponse quelconque qui a été tracée en se servant des unités d'atténuation en décibels.

Il est bien évident que la largeur de la courbe dépend essentiellement du niveau de référence que l'on prend. Or, quand on veut définir la bande passante du circuit on doit toujours, par convention, considérer une atténuation de -3 dB. Exprimée en rapport de tension, cette grandeur correspond à un rapport de $1/\sqrt{2}$ ou $0,707$ ($\approx 0,71$). Cela signifie par conséquent que si le sommet de la courbe correspond à 1 V, on doit mesurer la largeur de bande pour 0,71 V. Ainsi, dans le cas de la figure 1-4-

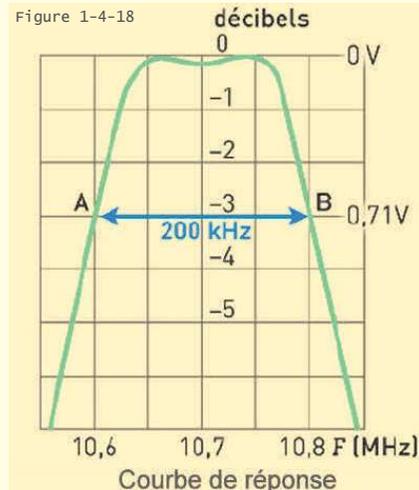


Figure 1-4-18

18, le point A correspond à 10,6 MHz, le point B à 10,8 MHz et la bande passante est donc de : $10,8 - 10,6 = 0,2$ MHz ou 200 kHz. Il suffit de jeter un coup d'œil sur la figure 1-4-17 pour noter que l'augmentation du couplage constitue un remarquable moyen pour augmenter la bande passante, mais malheureusement, la courbe de réponse n'est pas régulière puisqu'elle se creuse à la fréquence centrale.

c) L'amortissement :

Il est bien évident que si le secondaire est chargé, avec un couplage serré, il y a une forte réaction du secondaire sur le primaire, l'amortissement augmente car le courant primaire augmente et la sélectivité diminue.

d) Recherche du format idéal de bande passante :

Il existe un moyen de parfaire les choses dans les amplificateurs sur 10,7 MHz pour la FM dont la bande passante doit être de 250 kHz avec une réponse aussi plate que possible. C'est d'utiliser dans le même amplificateur plusieurs transformateurs avec des couplages différents. Pour obtenir une courbe de réponse se rapprochant de la courbe idéale, la chaîne d'amplification met en œuvre plusieurs transformateurs avec des coefficients de couplage différents. La figure 1-4-19 montre le résultat que l'on peut obtenir. Sur le schéma de la figure 1-4-20 donné en exemple, le transformateur surcouplé donne la courbe à deux pointes en bleu. Celui d'entrée réglé exactement au couplage critique donne la courbe en rouge. Enfin, le troisième, simple circuit accordé, fournit la courbe en rose. L'association des trois étages donne la courbe en vert qui se rapproche d'une courbe idéale.

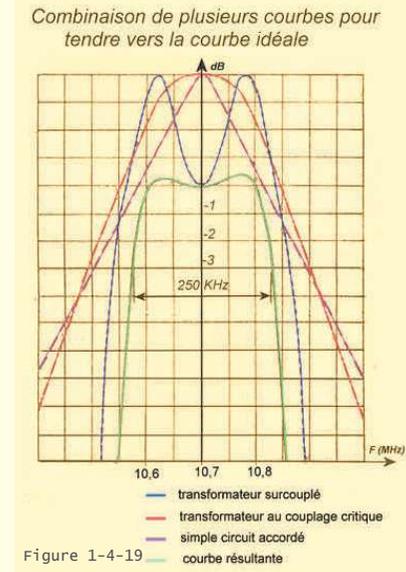
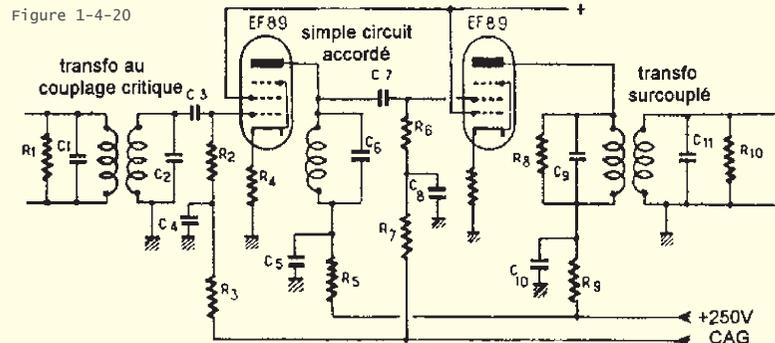


Figure 1-4-19

La mise au point d'un tel ensemble ne peut se faire qu'à l'aide d'un générateur balayé en fréquence avec marqueurs (générateur vobulé).

Figure 1-4-20



Amplificateur FI avec transformateurs surcouplés

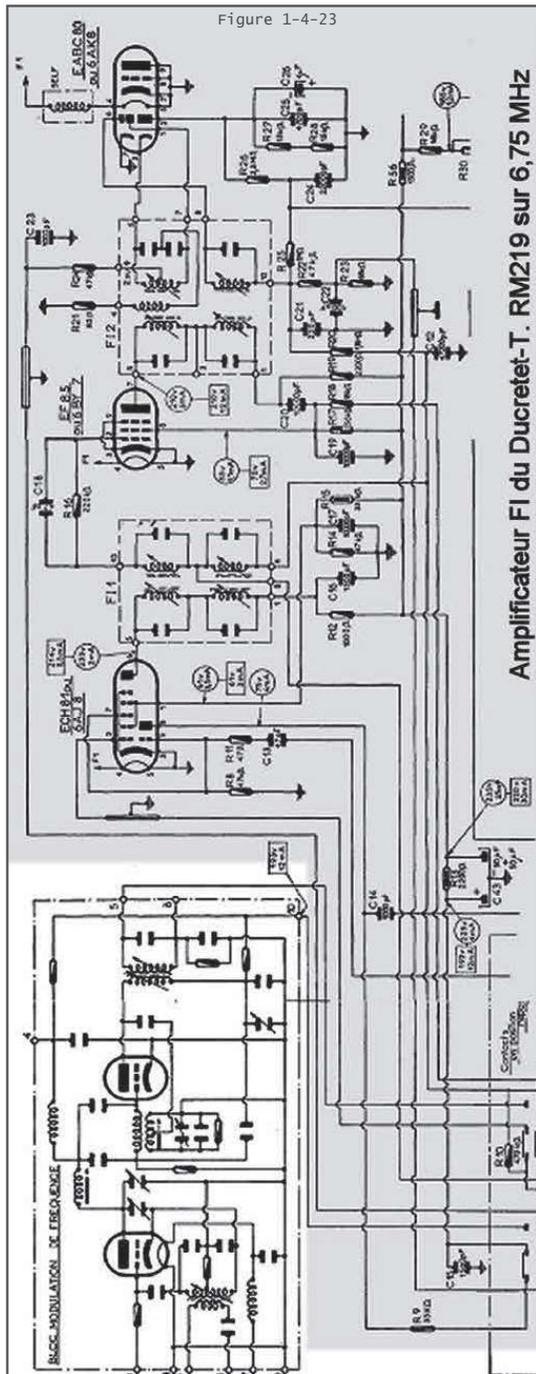


Figure 1-4-23

Amplificateur FI du Ducretet-T. RM219 sur 6,75 MHz

Sur le circuit d'anode, les primaires de T2 et T'2 sont en série. En position FM, l'action de Cg2 renvoie une faible portion du signal en opposition de phase sur la grille écran de façon à empêcher tout accrochage intempêtif (compensation de l'effet Miller). Noter que la résistance de cathode de 100 Ω n'est pas découplée, ce qui réduit un peu le gain, mais l'influence de la CAG sur la capacité d'entrée du tube est ainsi fortement réduite. Deux autres schémas du début des années 60 avec une commutation AM/FM. Le schéma de la figure 1-4-23 est issu de la notice du poste Ducretet-Thomson RM219 (1962-63), avec une moyenne fréquence FM encore sur 6,75 MHz. Le changeur de fréquence AM triode hexode ECH81 devient le premier amplificateur FI pour la FM. En position AM, le secondaire du transformateur FI1 est court-circuité par un contact du clavier. En position FM, l'amplificateur ainsi conçu comporte donc deux étages dont la sortie attaque le discriminateur à travers le transformateur FI2. On remarquera l'utilisation d'un tube triple diode/triode EABC80 dont l'une des diodes fonctionne spécifiquement en détecteur AM.

Le schéma de la figure 1-4-24 est une représentation simplifiée du même principe, mais sur 10,7 MHz.

Examinons en figure 1-4-25 un autre système plus classique, avec à l'entrée en commun les transformateurs FI AM et FM. Dans le circuit grille du tube 6BA6 se trouvent les deux secondaires disposés simplement en série, les valeurs des moyennes fréquences étant très

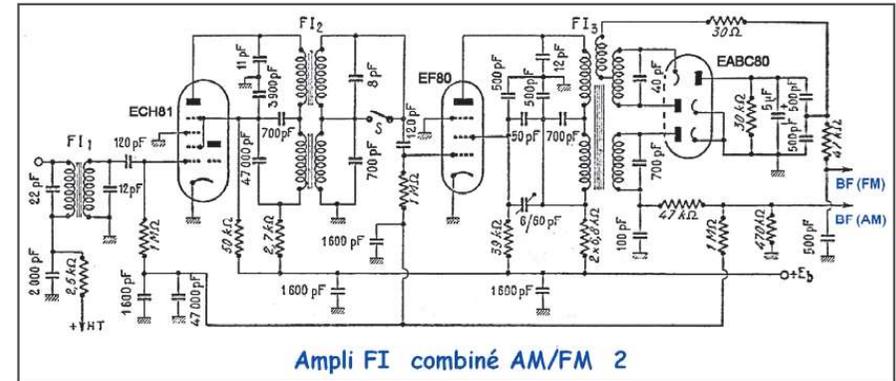


Figure 1-4-24

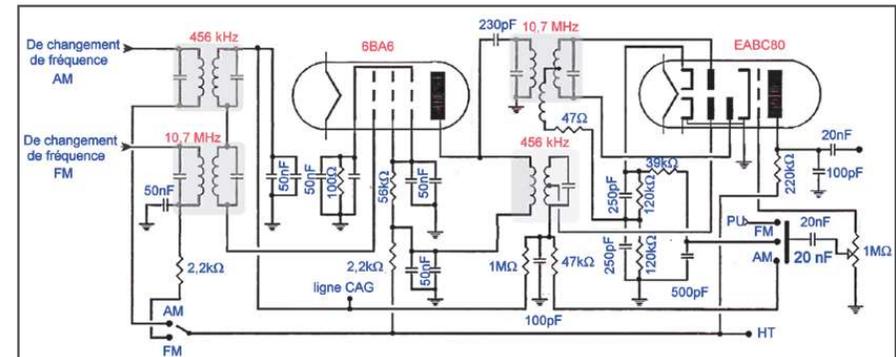
éloignées, le transformateur 10,7 MHz se comporte comme un court-circuit à 455 kHz. A l'inverse, à 10,7 MHz, le condensateur d'accord du secondaire 455 kHz a une réactance relativement faible sur 10,7 MHz. Le circuit anodique est également commun, bien qu'il ne s'agisse pas d'une mise en série. Sur 10,7 MHz, le primaire 455 kHz joue le rôle de bobine d'arrêt et le condensateur de 230 pF couple le transfo 10,7 MHz à l'anode. Les découplages de cathode, grille écran et anode sont doublés, avec un condensateur de forte valeur efficace sur 455 kHz et un plus petit céramique sur 10,7 MHz. La détection AM classique est assurée par l'une des trois diodes du EABC80 et engendre en même temps la tension de CAG. Le discriminateur FM utilise les deux autres diodes et la partie triode constitue le premier étage BF.

b) Les amplificateurs FI à transistors :

On voit en figure 1-4-26 le schéma d'un module d'amplificateur FI à transistors au germanium commercialisé par la célèbre marque allemande Görlér.

La description met l'emphase sur l'importance de la qualité de l'amplificateur FI englobant le gain relativement important de 80 dB et surtout la forme de la courbe de réponse qui a une grande influence, en particulier sur le décodage de la stéréophonie. Sa bande passante est de 200 kHz à -3 dB.

Figure 1-4-25



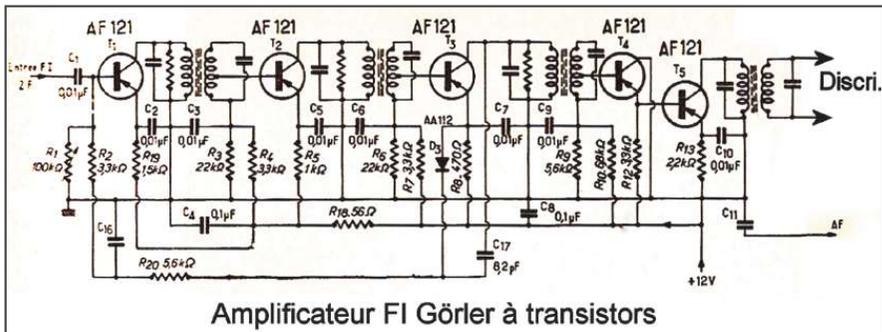


Figure 1-4-26

L'amplificateur comporte cinq étages. Les trois premiers sont soumis à une boucle de CAG indépendante obtenue par redressement du signal grâce à la diode D3 sur l'émetteur de T3. Le quatrième transistor T4 qui est monté en émetteur suiveur, présente d'une part une impédance de base très élevée sur le secondaire du transformateur et d'autre part délivre le courant de polarisation de base du cinquième transistor T5. Ce dernier, avec une résistance d'émetteur élevée, se sature en provoquant l'écrêtage du signal et a fortiori celui des parasites. De cette façon, la réjection de la modulation d'amplitude atteint 50 dB.

A faible distance d'un émetteur on pourrait n'utiliser qu'un seul étage, mais la forme de la bande passante serait moins régulière. Pour obtenir une forme se rapprochant de la courbe idéale, cette chaîne d'amplification met en œuvre la technique décrite dans l'encadré sur les transformateurs HF.

La mise au point d'un tel ensemble ne peut guère se faire qu'au moyen d'un générateur volublé.

Enfin, examinons en figure 1-4-27 le schéma du bloc FI d'un modèle de 1964 parmi une multitude de récepteurs mixtes AM/FM, le « Hawaï » de Grandin.

Comme dans les postes à tubes, le premier transistor de la platine FI, T3 qui est dédié au changement de fréquence en AM, fonctionne, grâce aux commutations, en premier amplificateur FI pour la FM.

Les enroulements L3, L5 et L6 accordés par CV4 constituent le bloc oscillateur AM.

Le signal FI AM qui apparaît aux bornes de L4 est transféré à la base de T4 par C1 et à travers L7. Les transformateurs FI3, FI4, FI4' et FI5 forment le jeu de filtres définissant la bande passante à 10,7 MHz.

Lorsque le récepteur est en FM, tous les bobinages précités présentant une impédance élevée à 10,7 MHz, amortissent faiblement le premier transformateur FI3. Le deuxième transistor T4 est chargé par le filtre de bande FI4-FI4'. Notons que le troisième transistor fonctionne en base commune avec une forte saturation (limitation de l'amplitude par écrêtage).

c) L'étage limiteur d'amplitude :

Revenons sur cet étage particulier dont nous avons déjà parlé précédemment.

Nous savons que, par principe, la puissance rayonnée par

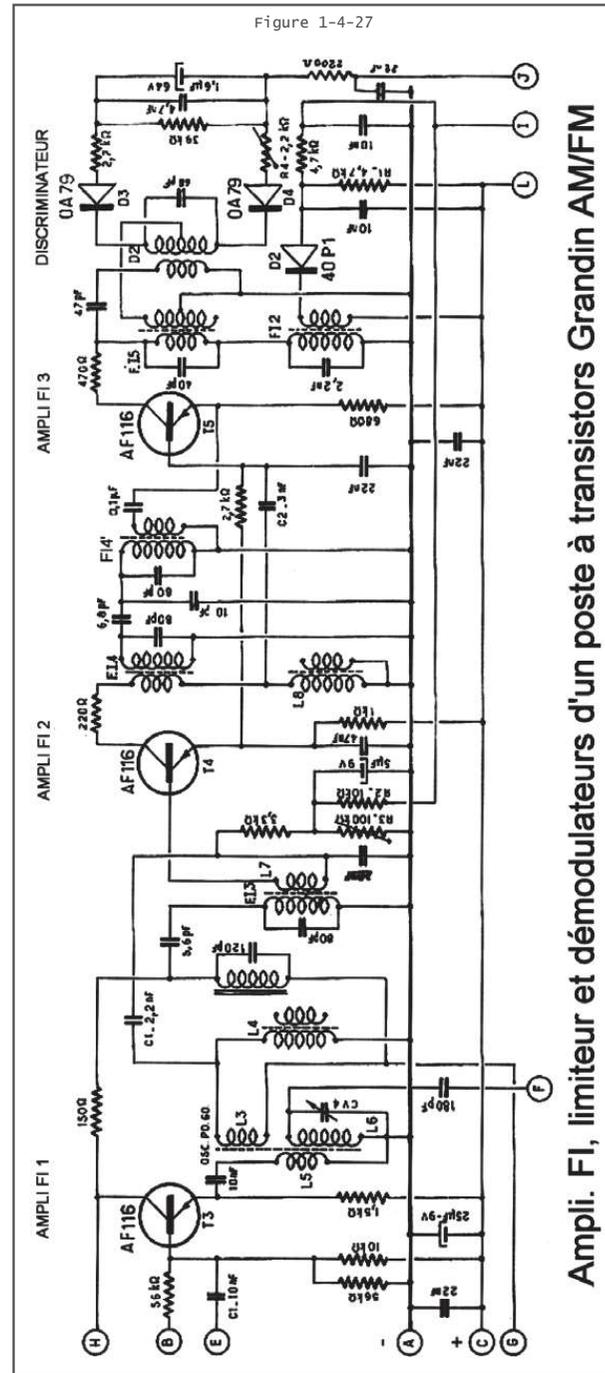
l'antenne d'un émetteur FM est rigoureusement constante, puisque la modulation n'affecte que la fréquence.

Cependant, les phénomènes liés aux aléas de la propagation, les perturbations atmosphériques ou industrielles et les signaux brouilleurs tombant dans la courbe de sélectivité du récepteur font que l'amplitude du signal reçue n'est plus constante et peut même subir de fortes variations.

Afin de bénéficier pleinement de la quintessence des émissions en modulation de fréquence, un récepteur FM digne de cette appellation doit être pourvu d'un limiteur, élément absolument essentiel de la chaîne d'amplification ; cela conduit généralement à l'emploi d'un étage FI supplémentaire. On constate bien souvent que cet organe essentiel du récepteur est négligé. Il est même souvent purement et simplement éliminé. On se contente de prévoir un détecteur de rapport qui assure, en principe, la limitation en même temps que la démodulation.

L'effet limiteur ne peut se manifester nettement qu'à partir d'un certain niveau, mais son action doit démarrer pour un signal d'entrée inférieur au μV . Si l'effet de « rabotage » se produit pour une tension à haute fréquence de 2 V, il faut

Figure 1-4-27



Ampli. FI, limiteur et démodulateurs d'un poste à transistors Grandin AM/FM

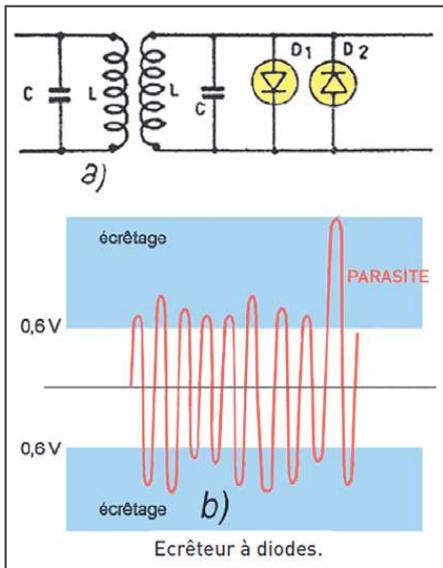
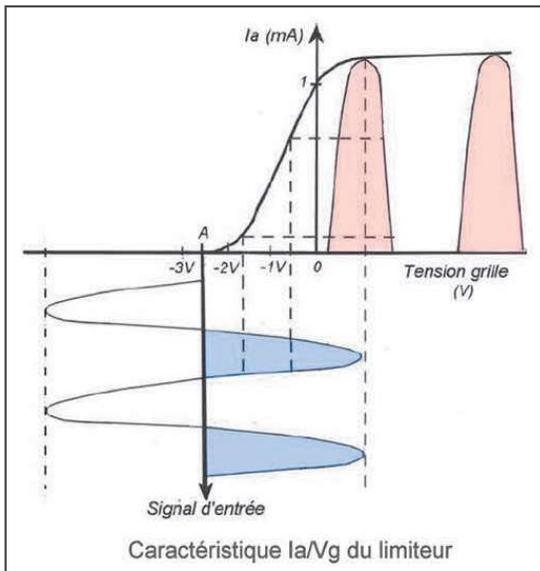


Figure 1-4-28

transmettre au circuit une tension qui dépasse très nettement cette valeur, c'est-à-dire égale ou supérieure à 4 volts. Après un tel traitement, le signal de sortie n'est plus du tout sinusoïdal puisque largement écrêté ; mais rappelons encore une fois que c'est la fréquence du signal qui compte et non sa forme. Comme celle-ci n'a pas été modifiée, la forme intrinsèque du signal n'a aucune espèce d'importance. Plusieurs techniques ont été employées pour réaliser la limitation du signal. Il s'agit d'écrêter un signal, la diode à semi-conducteur se prête bien à cet usage. Tout d'abord les diodes au germanium furent utilisées puis remplacées par celles au silicium dont les performances sont supérieures avec une résistance directe plus faible, et plus pratiques en raison de leur seuil plus élevé. La figure 1-4-28 illustre bien la simplicité du montage, avec le résultat obtenu sur un signal parasite.

Si on alimente une penthode genre EF80 ou la partie penthode d'un ECF80 avec une faible tension d'écran de l'ordre de 40 à 50 V, on obtient une caractéristique de transfert avec un courant anodique qui atteint rapidement la saturation (figure 1-4-29). Les schémas de limiteurs de la figure 1-4-30 mettent en application ce procédé.

Figure 1-4-29



Le tube n'a aucune polarisation en l'absence de signal. Dès qu'une tension est appliquée sur la grille, les alternances positives redressées dans l'espace grille cathode provoquent un courant qui développe une tension sur R1 avec la polarité indiquée et le tube se polarise d'autant plus que le signal est élevé. Dans ces conditions, les alternances négatives du signal sont totalement supprimées et les positives « nivelées » car toute variation d'amplitude entraîne une variation négative de polarisation due au courant grille. Le point de fonctionnement moyen A doit se situer vers 2,6 V pour qu'il y ait un effet de limitation.

Une attention particulière doit être portée à la constante de temps du circuit grille

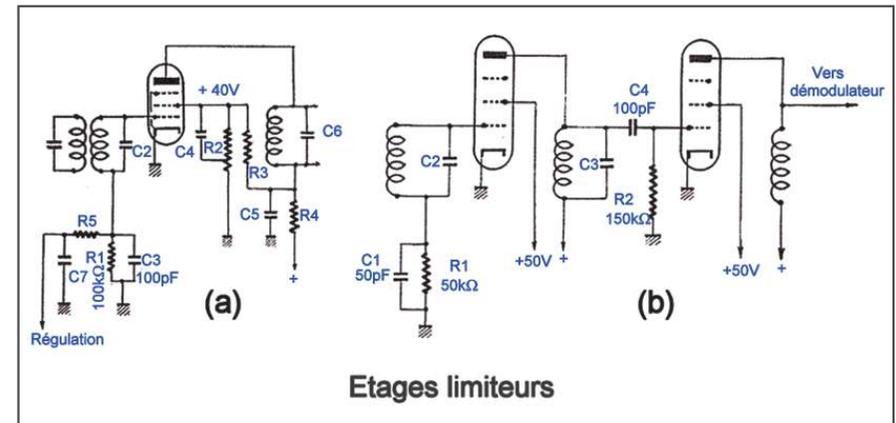


Figure 1-4-30

qui est égale à $R1.C3$. Si ce produit est trop grand, le système n'agit pas sur les parasites de faible durée. Pour que ce système soit efficace, il faut adopter une valeur de l'ordre de $10 \mu s$, par exemple : $100 \text{ k}\Omega$ et 100 pF . La tension d'écran est fixée par un pont potentiométrique à consommation relative importante de manière à obtenir une bonne stabilisation. La tension redressée dans l'espace grille cathode peut être aussi utilisée pour commander la sensibilité des étages de haute fréquence. Cet effet s'ajoute à l'effet de limitation. Ce n'est toutefois pas sans inconvénient car la commande de sensibilité des étages de fréquence intermédiaire peut apporter une modification de leur courbe de réponse si toutes les précautions nécessaires n'ont pas été prises et il ne faut pas que la réduction de sensibilité soit trop importante, sinon le limiteur recevrait une tension insuffisante pour fonctionner correctement.

Dans ce cas on pourra prévoir deux étages de limitation avec des constantes de temps différentes. Le premier comportera par exemple $R1 = 50 \text{ k}\Omega$, $C1 = 50 \text{ pF}$ soit une constante de temps de $2,5 \mu s$ et le second $R2 = 150 \text{ k}\Omega$ et $C4 = 100 \text{ pF}$, ce qui donne une constante de temps de $15 \mu s$ (figure 55b). Un modèle de limiteur à transistors a été vu dans le tuner Görler et le poste Grandin des figures 1-4-26 et 1-4-27.

APPENDICE : LES RÉSONATEURS ET FILTRES CÉRAMIQUE :

a) Introduction :

Par le passé, les récepteurs à transistors en modulation d'amplitude étaient équipés le plus souvent d'amplificateurs moyenne fréquence à deux étages avec transformateurs à primaire accordé, l'enroulement secondaire ne servant qu'à baisser l'impédance de sortie.

Puis certains constructeurs ont conçu des jeux de transformateurs moyenne fréquence avec l'un de ces transformateurs à primaire et secondaire accordés et surcouplés. Mais ces ensembles, destinés à améliorer la bande passante, présentaient certains inconvénients. Il était nécessaire d'effectuer un alignement final en bout de chaîne de fabrication, en raison des capacités parasites du câblage qui pouvaient varier au cours d'une production. De plus, l'accord exact pouvait bouger au fil du temps.

En 1962, les premiers filtres céramique à faible coût et de stabilité satisfaisante ont été commercialisés pour la FM et de nos jours ils sont utilisés dans pratiquement tous les récepteurs de radio superhétérodynes.

De dimensions réduites, robustes, stables, précis et économiques (environ 50 centimes d'euro), n'exigeant aucun blindage, ils présentent cependant un certain nombre de résonances parasites dont il faut s'affranchir.

Leur fonctionnement est basé sur l'effet piézoélectrique. De ce fait, leur fréquence d'accord et leur bande passante dépendent directement des dimensions de l'élément céramique et de la disposition des électrodes sur celui-ci.

L'effet piézoélectrique et ses propriétés ont été mis en évidence en 1880 par Pierre Curie en collaboration avec son frère aîné Jacques, d'où son appellation d'effet Curie.

Celui-ci apparaît quand une différence de potentiel est appliquée à un réseau cristallin, il se produit alors dans ce dernier une distorsion et une polarisation. La différence de potentiel appliquée exerce une contrainte, il y a conversion de l'énergie

électrique en énergie mécanique.

Ce phénomène est réversible.

Un paramètre important est le coefficient de couplage, compris entre 0 et 1, qui peut être assimilé à un rendement. Il traduit la faculté d'un matériau piézoélectrique à transformer l'énergie électrique qu'il reçoit en énergie mécanique, et inversement.

b) Les matériaux piézoélectriques :

Les matériaux naturels ou de synthèse présentant des propriétés piézoélectriques sont très nombreux ; il serait long d'en établir un inventaire exhaustif. On peut les classer en grandes familles selon leur composition chimique, leur structure cristallographique ou leur intérêt scientifique ou industriel. Les oxydes ferroélectriques (1) occupent une large place dans la palette des oxydes piézoélectriques, dont le titanate de plomb, le titanate de baryum, le niobate de potassium, le ferrite de bismuth etc.

Le plus couramment utilisé est le titano-zirconate de plomb.

c) Les céramiques :

C'est sous forme de céramique que les matériaux piézoélectriques sont les plus souvent fabriqués et utilisés. Une céramique est composée de grains soudés entre eux par frittage (2). Les grains ont une orientation aléatoire, dans toutes les directions, et leur taille peut être contrôlée par les conditions de fabrication. Si l'on parvient à donner aux grains de la céramique une orientation préférentielle, on obtient alors une céramique dite texturée dont les propriétés sont en général intermédiaires entre celles d'une céramique et celles d'un monocristal (cristal homogène) de même composition.

Dans la mesure où les grains sont orientés de manière aléatoire, une céramique après frittage n'est pas piézoélectrique, car globalement les contributions individuelles des grains se compensent. Pour obtenir un comportement piézoélectrique à l'échelle macroscopique, il faut passer par un procédé dit de polarisation qui consiste à appliquer un fort champ électrique continu, tout en portant l'échantillon à très haute température. Dans la pratique, les matériaux piézoélectriques sont bien souvent des matériaux hétérogènes (céramiques composites etc.).

La compréhension des propriétés macroscopiques effectives passe par la compréhension du rôle exact des multiples interfaces présentes dans le matériau. On introduit alors une distinction entre les contributions intrinsèque et extrinsèque à l'effet piézoélectrique. La contribution intrinsèque désigne l'effet piézoélectrique du matériau considéré comme homogène ; les contributions extrinsèques sont toutes les contributions dues aux interfaces présentes dans la microstructure. Celles-ci sont particulièrement importantes pour les applications, car elles sont à l'origine de phénomènes de non linéarité, de dispersion, de vieillissement qui peuvent être autant de problèmes pour la conception et l'utilisation de dispositifs piézoélectriques.

d) Modes de vibration :

Puisque la polarisation appliquée sur le résonateur provoque un phénomène piézoélectrique, celui-ci se mettra à vibrer si une onde est appliquée, selon le plan d'implantation des électrodes. La table de la figure 1-4-31 montre les différents modes de vibrations et le domaine de fréquence applicable correspondant.

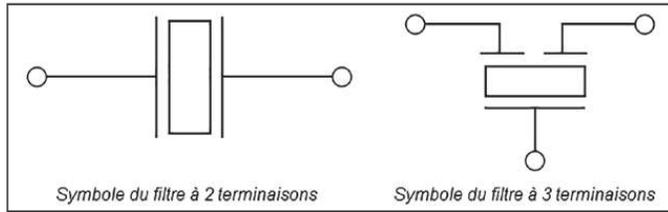
Figure 1-4-31

Mode de vibration	Fréquence (Hz)	Fréquence (Hz)						
		1k	10k	100k	1M	10M	100M	1G
Flexion		■						
Longueur				■				
Expansion de surface				■				
Epaisseur en cisaillement					■			
Epaisseur en expansion					■			

Les flèches représentent la direction des vibrations

Différents modes de vibration

Figure 1-4-32



e) Symboles, circuit équivalent, caractérisation :

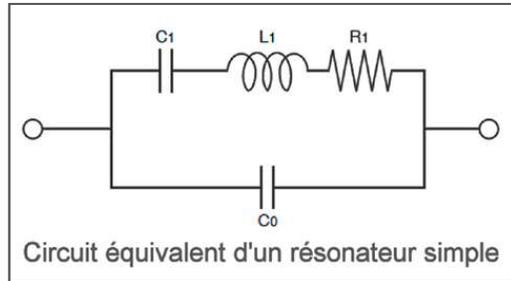
Le schéma de la figure 1-4-32 montre les symboles utilisés dans un schéma. Au voisinage de la résonance, le circuit électrique équivalent pour résonateur simple, représenté en figure 1-4-33, réunit les éléments suivants :

- Co qui représente la capacité entre les électrodes,
- C1 qui représente la capacité d'élasticité, équivalente à un ressort ou un élastique,
- L1 qui représente l'inductance équivalente électrique à l'inertie,
- R1 qui représente la résistance de friction provoquant des pertes.

En figure 1-4-34 : si la paire d'électrodes est disposée sur le matériau de façon à ce qu'il vibre dans le mode prescrit et si les impédances de la source d'excitation et de la charge sont appropriées, l'ensemble constitue un filtre.

La courbe de résonance avec les changements d'impédance en fonction de la fréquence d'excitation dans un filtre transducteur idéal (sans toutefois tenir compte de R1) est représentée en figure 1-4-35.

Figure 1-4-33



f) Terminologie :

A l'instar des filtres classiques, les filtres céramique sont caractérisés par un certain nombre de paramètres, dont les plus importants sont notifiés ci-dessous (voir la figure 1-4-36) :

- 1 - la fréquence centrale : fréquence centrale ou fréquence où les pertes sont les plus faibles.
- 2 - la bande passante : différence entre les deux fréquences pour lesquelles l'atténuation = 3 dB.
- 3 - les pertes d'insertion : rapport entre le niveau d'entrée et le niveau de sortie maximum ou bien le niveau à la fréquence centrale.
- 4- l'ondulation : différence de niveau dans la bande passante en dB.

Figure 1-4-34

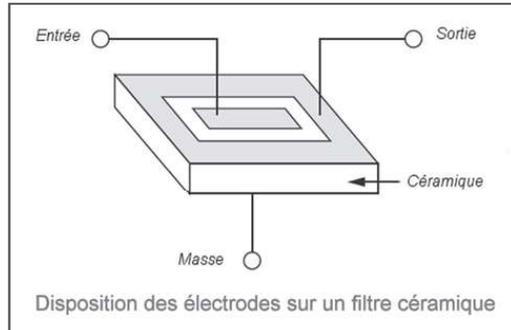
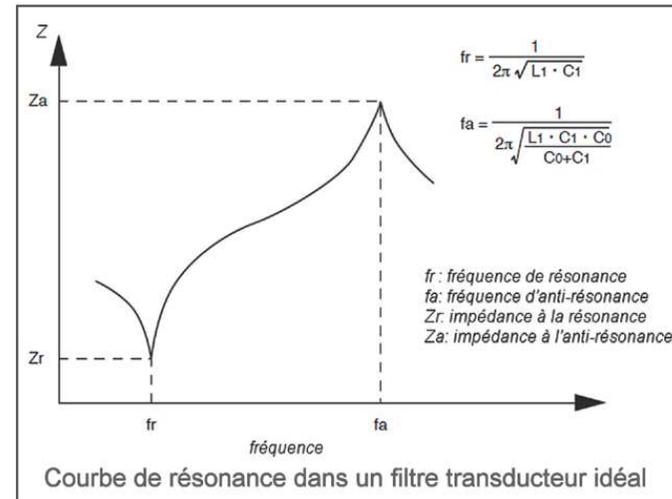


Figure 1-4-35



- 5 - la sélectivité : atténuation en dB à un point hors bande par rapport à la fréquence centrale.
- 6 - les réponses parasites : différence de niveau en dB entre le niveau sur la fréquence centrale et le niveau maximum mesuré hors bande (sur la réponse parasite).

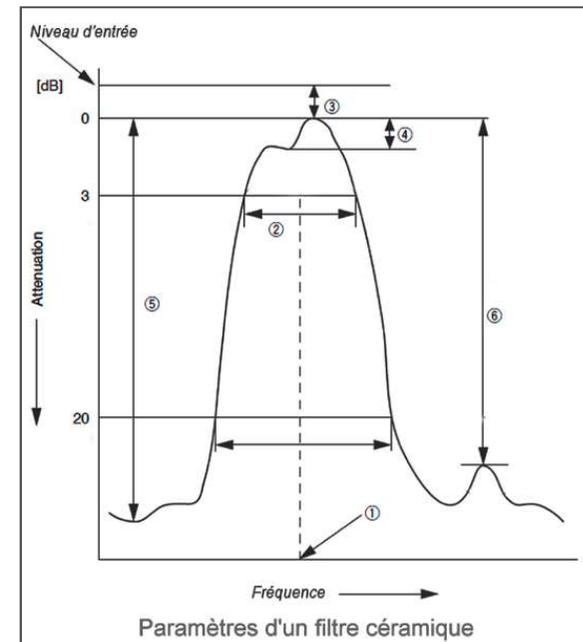
g) Impédances :

Les impédances d'entrée et de sortie sont exprimées en ohms. Elles sont identiques et sont spécifiées à la fréquence centrale. Il est important d'y connecter des dispositifs - transistors ou circuits intégrés - d'impédances égales, faute de quoi une dérive de la fréquence centrale et une augmentation de l'ondulation se produisent. Cependant une tolérance sur les impédances pouvant aller jusqu'à +/- 50% est admise dans certains cas (3).

h) Group Delay Time :

Il s'agit d'une caractéristique de transfert très importante qui exprime la rotation de phase subie par un signal en traversant le filtre. Cette rotation de phase doit être la plus constante possible dans la bande passante.

Figure 1-4-36



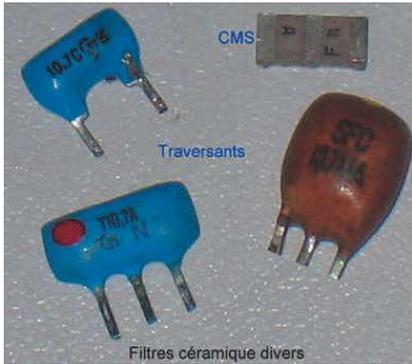


Figure 1-4-37

Ceci est particulièrement important pour le transfert d'un signal FM stéréo multiplex.

i) Réponses parasites :

Elles sont dues à des modes de vibration « étrangers » ou « overtone » (4). Sur 10,7 et 4,5 MHz le problème est peu sensible, mais est plus ennuyeux sur 455 kHz. Pour minimiser ces défauts, il est recommandé d'associer des transformateurs qui, eux, n'ont pas de réponses parasites, de placer deux ou plusieurs filtres en série de façon que l'atténuation de l'un annule les réponses parasites de l'autre, et enfin d'incorporer des filtres passe-bas ou passe-haut dans la chaîne.

j) Utilisation et performances des filtres actuels :

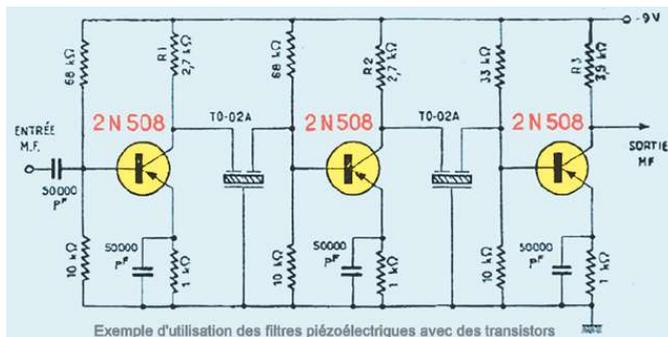
En termes de sélectivité, un filtre céramique permet de remplacer deux à trois transformateurs moyenne fréquence classiques, mais ils sont généralement utilisés en association, comme vu précédemment.

Les filtres céramique couramment utilisés sont :

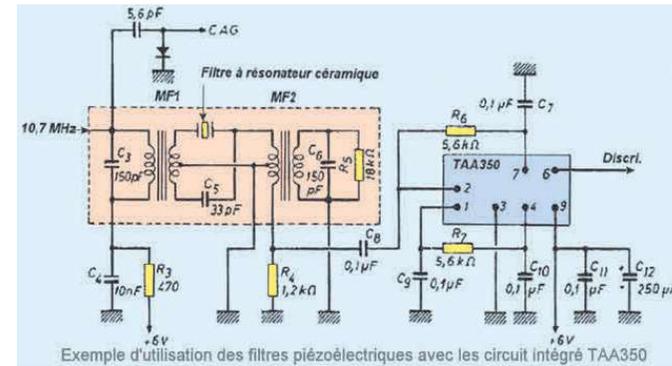
- les filtres 455 kHz pour la réception radio des ondes PO, GO et OC en modulation d'amplitude (avec une bande passante de l'ordre de 10 kHz),
- les filtres 10,7 MHz pour la réception radio en modulation de fréquence, dans la bande FM 88-108 MHz (avec une bande passante de 256 kHz en stéréo multiplex).

Les matières utilisées pour la fabrication des céramiques piézoélectriques sont des alliages baryum titanate, titanate au plomb zircon, etc. Les éléments actifs sont de petits disques avec des électrodes d'argent. Cette technique de fabrication permet une grande régularité des caractéristiques, le processus de fabrication est contrôlé avec soin afin de produire les meilleures caractéristiques de stabilité thermique. Les limites pratiques des filtres céramiques vont de 10kHz à 100 MHz, comme mentionné dans le tableau de la figure 1-4-31, avec une bande passante d'environ 10% de la fréquence centrale. Ce sont la stabilité thermique ainsi que la stabilité à long terme qui limitent encore

Figure 1-4-38



Exemple d'utilisation des filtres piézoélectriques avec des transistors



Exemple d'utilisation des filtres piézoélectriques avec les circuit intégré TAA350

Figure 1-4-39

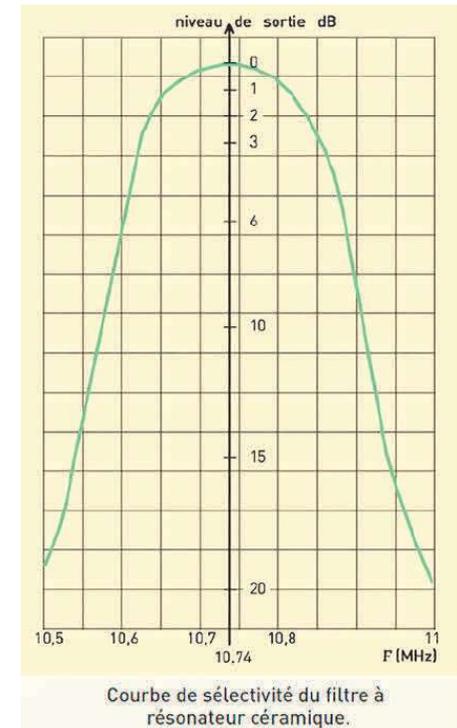
les performances aux fréquences élevées.

Comme vu ci-dessus, dans tous les filtres piézoélectriques se produisent des résonances parasites, ainsi que des résonances harmoniques. Etant donné que chaque résonance a une impédance propre, une bonne adaptation des impédances d'entrée et de sortie correspondant au mode désiré réduira les modes indésirables au minimum.

La figure 1-4-38 montre un exemple d'utilisation du début des années 60 dans un amplificateur moyenne fréquence à trois étages à transistors en émetteur commun.

Figure 1-4-40

Un autre exemple avec le circuit intégré monolithique TAA350, spécialement conçu au début des années 70 pour l'amplification à fréquence intermédiaire des signaux modulés en fréquence. Cet amplificateur limiteur permet une excellente rejection de la modulation en amplitude. Sur le schéma de la figure 1-4-39, on voit que le filtre à résonateur céramique est précédé et suivi par un filtre de bande accordé sur 10,7 MHz. La courbe de sélectivité de ce filtre est donnée en figure 1-4-40.



Courbe de sélectivité du filtre à résonateur céramique.

Notes :

- (1) Présence dans ces oxydes, d'une polarisation électrique spontanée et permanente, réversible sous l'action d'un champ électrique extérieur.
- (2) Opération effectuée en métallurgie des poudres, pour réaliser par chauffage une agglomération des produits traités, afin de leur donner une cohésion et une rigidité suffisantes sans avoir recours à une fusion complète.
- (3) Source documentation Murata Cerafil ®
- (4) Vibrations à des fréquences multiples de la fondamentale.

5 - L'ÉTAGE DÉMODULATEUR

Cet étage du récepteur, improprement nommé discriminateur, doit reproduire avec une grande fidélité, à partir des variations de fréquence du signal modulé, les composantes -fréquence et amplitude- du signal de modulation de l'émetteur. Les auditeurs qui veulent profiter de la modulation de fréquence sont ceux qui désirent bénéficier d'une qualité de reproduction sonore qui soit la meilleure possible et la démodulation est sans doute l'opération la plus délicate. Elle nécessite une mise au point soignée, car c'est d'elle que dépend le résultat final. Le circuit démodulateur est tout à fait spécial et s'il fonctionne mal, les résultats ne peuvent pas être bons et la distorsion sera au rendez-vous.

La plupart des procédés de démodulation sont conçus suivant le même principe : on convertit d'abord la modulation de fréquence en modulation d'amplitude, après quoi, par les procédés classiques, on détecte la modulation d'amplitude ainsi obtenue. Il faut que ces deux opérations -conversion et détection- s'effectuent d'une manière irréprochable.

Les procédés envisageables sont très nombreux. Peut-être trop nombreux, car leur diversité pourrait bien signifier qu'il n'existe aucune solution parfaite.

Parmi les systèmes possibles, citons en premier le démodulateur à déphasage (appelé également de Foster-Seeley) qui comporte de nombreuses variantes, puis le détecteur de rapport, dont l'efficacité est réduite de 50 % par rapport à celle d'un démodulateur à déphasage.

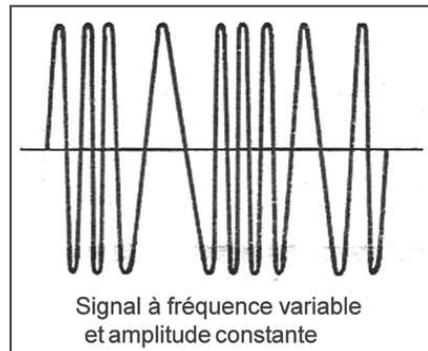
Les oscillations en sortie du limiteur ont l'aspect indiqué sur la figure 1-5-1. Grâce à l'action du limiteur, l'amplitude est théoriquement constante avec une valeur crête de quelques volts. Celle-ci dépend d'ailleurs essentiellement du type de limiteur adopté et de son réglage.

La fréquence centrale F_0 est fixe, mais la fréquence instantanée varie de F_0 à $F_0 + \Delta F$, revient à F_0 , puis varie de F_0 à $F_0 - \Delta F$, au rythme de la fréquence de modulation.

L'écart de fréquence, ou l'excursion ou bien encore le « swing » peut atteindre 75 kHz.

Ce qu'il s'agit d'obtenir, c'est un courant dont la fréquence soit commandée par la vitesse des variations et l'amplitude par l'indice de modulation...

Figure 1-5-1



1) DÉMODULATION PAR CIRCUIT ACCORDÉ :

La méthode consiste à extraire le signal modulant par dérivation du signal modulé avec un simple circuit oscillant désaccordé qui est utilisé pour réaliser ce démodulateur rudimentaire. Le circuit LC n'est pas accordé sur la fréquence centrale F_0 , mais sur une fréquence voisine F' . Ainsi F_0 se trouve sur la pente de la réponse du circuit où l'amplitude des courants induits varie énormément avec la fréquence (figure 1-5-2). Le point de fonctionnement en l'absence de

modulation est P_r . Tant qu'il n'y a pas de modulation l'amplitude de la tension recueillie entre S_1 et S_2 est constante. Elle est naturellement moins grande que s'il y avait résonance. D'une manière plus précise elle est proportionnelle à P_r . S'il y avait résonance elle serait proportionnelle à OL .

Supposons maintenant que la fréquence soit modulée. Si la fréquence s'accroît et devient $F_0 + \Delta F$, on se rapproche de la condition de résonance. En conséquence l'amplitude augmente. Au contraire, quand la fréquence décroît et devient $F_0 - \Delta F$, on s'écarte de la condition de résonance et l'amplitude devient plus faible...

Nous avons donc là un moyen très simple de passer d'une modulation de fréquence à une modulation d'amplitude. Nous trouvons entre S_1 et S_2 une tension à haute fréquence modulée. Il suffit donc de prévoir ensuite un classique détecteur d'amplitude avec une diode.

La figure 1-5-3 illustre un exemple de montage de ce genre de détecteur. Il faut cependant souligner que l'on ne rencontrait ce système que dans les récepteurs bon marché. En réalité il n'a pour

lui que la simplicité et serait plus adapté pour des émissions à faible excursion. Il est facile d'en comprendre les raisons. Pour que la conversion de modulation se fasse avec une bonne efficacité il faudrait évidemment que le flanc KL de la courbe de résonance soit abrupt, afin d'obtenir une bonne sensibilité et se rapprochant d'une droite, pour une reproduction sans distorsion. A noter que ce procédé peut être employé pour écouter de la FM sur un récepteur AM.

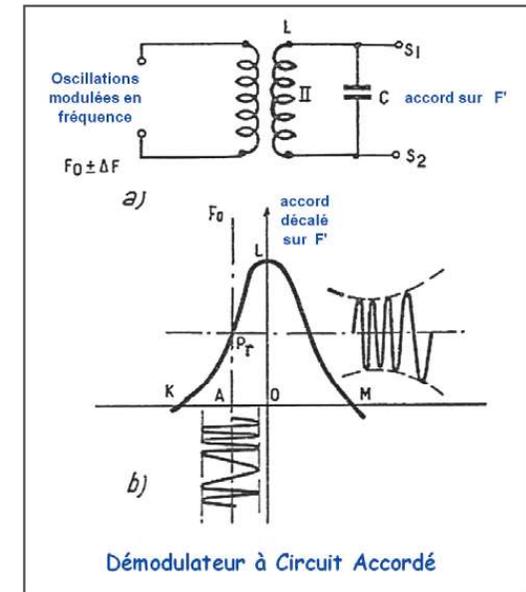


Figure 1-5-2

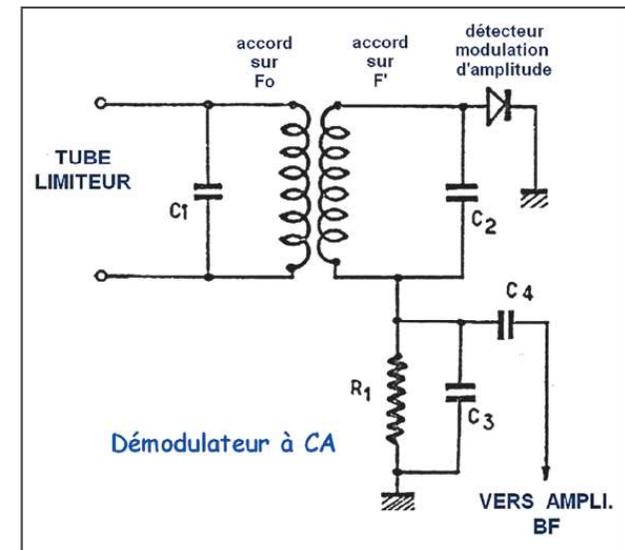


Figure 1-5-3

2) LE DISCRIMINATEUR DE TRAVIS :

Ce discriminateur est à double accord (figures 1-5-4) et sa mise au point est assez fastidieuse, mais il offre une efficacité bien supérieure à celle du montage précédent.

La sortie du limiteur est chargée par un transformateur moyenne fréquence comportant trois circuits accordés. Le primaire est accordé sur F_0 et les secondaires sur les fréquences F_1 et F_2 qui sont symétriques par rapport à F_0 et d'un espacement supérieur à $2 \times 75 \text{ kHz} = 150 \text{ kHz}$. Sur la porteuse

Figure 1-5-4

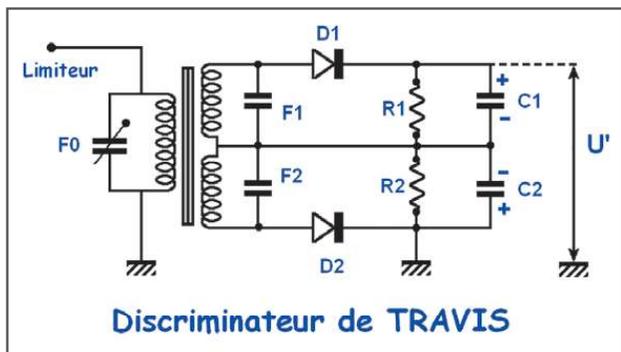
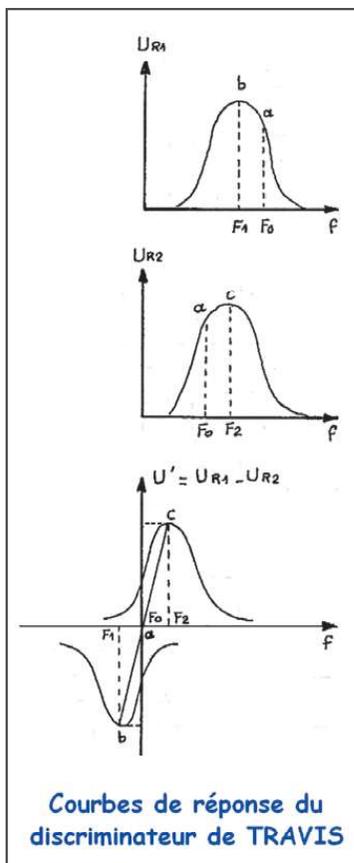


Figure 1-5-5



F_0 non modulée, les tensions secondaires sont égales et s'annulent après redressement. Si l'on mesure la tension aux bornes de R_1 et R_2 lorsqu'on fait varier la fréquence, on obtient les deux courbes de résonance représentées sur la figure 1-5-5. En les additionnant, on obtient une courbe résultante qui est exploitable dans la partie relativement linéaire située entre F_1 et F_2 (droite bc).

Pour que le démodulateur fonctionne correctement, il faut que l'écart entre F_1 et F_2 soit respecté, que tous les composants soient rigoureusement identiques et que les diodes soient appariées.

Son réglage consiste à injecter le signal à l'entrée du limiteur, tout en mesurant le niveau avec un voltmètre électronique sur R_1 et R_2 , successivement, en accordant les deux bobinages secondaires sur 10,8 MHz pour le premier et 10,6 MHz pour le second. Les deux valeurs mesurées doivent être égales ; si ce n'est pas le cas, modifier le couplage avec le primaire sur l'un des deux.

Une fois ce résultat obtenu, injecter un signal sur 10,7 MHz et constater que la tension U' est nulle entre les cathodes de D_1 et D_2 , quel que soit le niveau d'entrée. Des variations égales de fréquence autour de F_0 doivent donner la même tension en sortie. Si la droite s'aplatit au centre, rapprocher légèrement les fréquences F_1 et F_2 , mais cela pourra apporter de la distorsion pour les ΔF élevés.

Comme on peut le constater, la mise au point et les réglages de ce type de démodulateur sont assez délicats.

3) DÉMODULATEUR À DÉPHASAGE (OU DE FOSTER-SEELEY) :

Sa réalisation se prête à de nombreuses variantes, le schéma classique est celui de la figure 1-5-6.

Le signal d'entrée est présent de deux façons différentes, par couplage capacitif (condensateur γ) et par induction mutuelle (m). Les primaire et secondaire accordés sur F_0 sont couplés au-delà du couplage critique, de façon à obtenir la bande passante requise. Son fonctionnement est détaillé dans l'encadré 6.

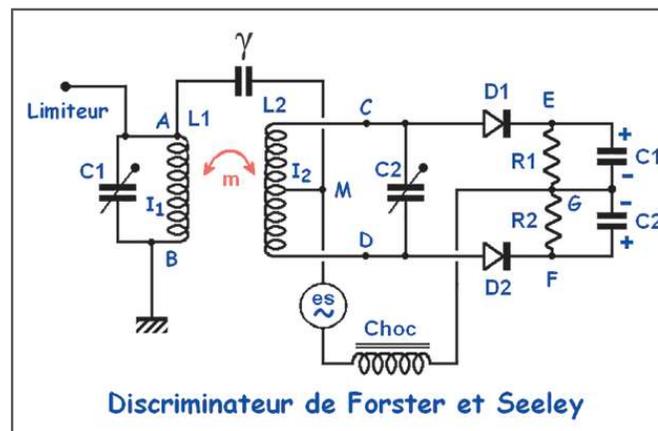


Figure 1-5-6

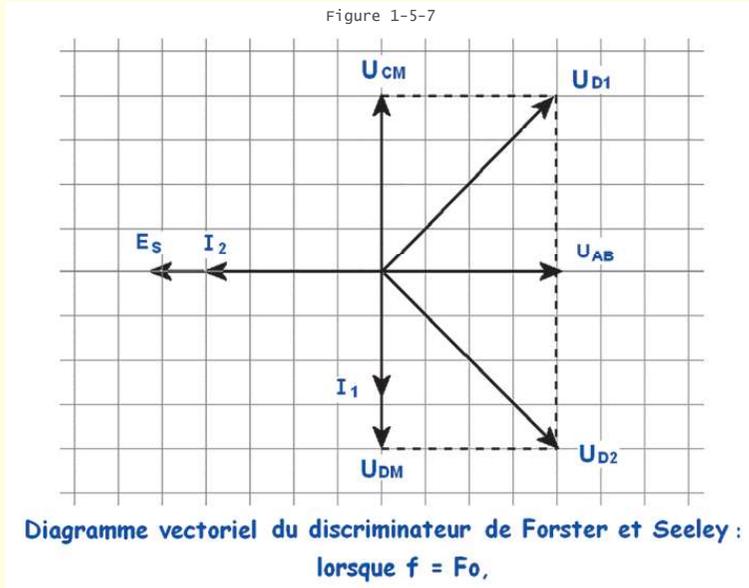
DESCRIPTION DU FONCTIONNEMENT DU DISCRIMINATEUR DE FOSTER-SEELEY :

Rappelons l'expression instantanée d'un signal modulé en fréquence :

$$F = F_0 + \Delta F \max \cos \Omega t$$

Selon la valeur que prend le cosinus, trois cas extrêmes se présentent :

- 1er cas : $f = F_0$, pour $\cos \Omega t = 0$: diagramme vectoriel de la figure 1-5-7.

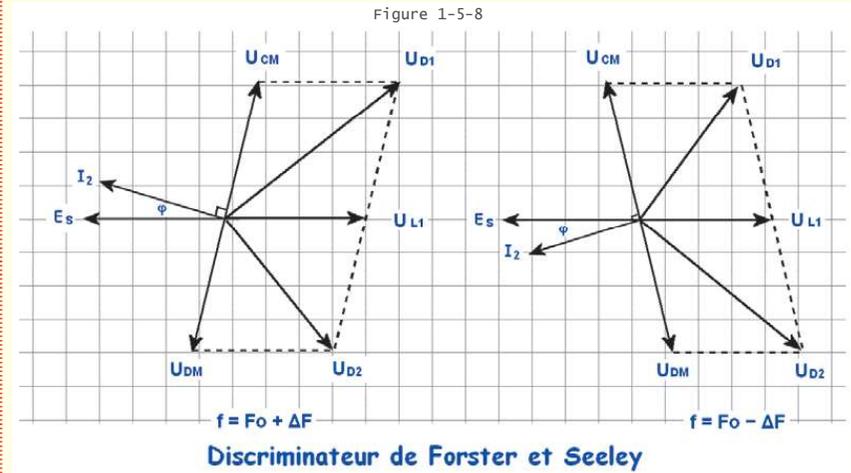


- a) Le courant dans le bobinage primaire I_1 est déphasé de $\pi/2$ par rapport à la tension à ses bornes V_{AB} .
- b) La tension induite dans le secondaire représentée par le générateur E_s est déphasée de $\pi/2$ par rapport à I_1 ($e_s = -m \times dI_1/dt$) dérivée de I_1 par rapport au temps t et m l'induction mutuelle.
- c) A la résonance le courant I_2 est en phase avec E_s (les réactances inductive et capacitive s'annulent).
- d) La tension aux bornes de L_2 est déphasée de $\pi/2$ par rapport à I_2 .

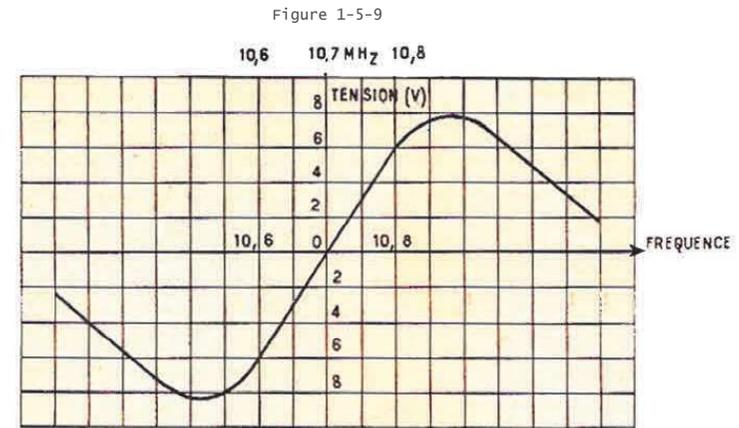
En conclusion, la tension aux bornes des diodes est la résultante de la tension ramenée par le condensateur γ et de la tension aux bornes du secondaire. Dans ces conditions, sur F_0 les courants s'annulent et $U_{EF} = 0$.

- 2ème cas : $f = F_0 + \Delta F$, pour $\cos \Omega t = 1$: diagramme vectoriel gauche de la figure 1-5-8. Le secondaire est au-dessus de la résonance et a un comportement inductif. I_2 n'est plus en phase avec E_s . Cependant les tensions U_{CM} et U_{DM} restent déphasées de $\pm\pi/2$ par rapport à I_2 . La tension que fournit la diode D_1 est bien supérieure à celle fournie par la diode D_2 et la tension de sortie $U_{EF} = U_{D1} - U_{D2}$ n'est plus nulle.

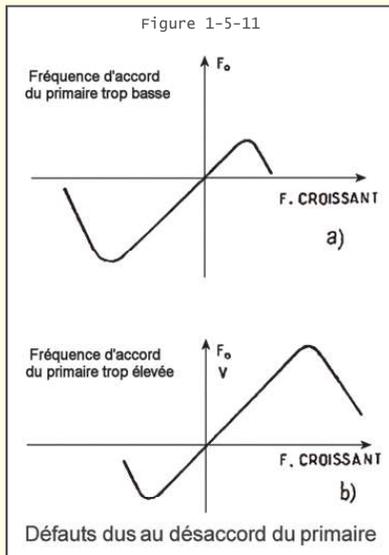
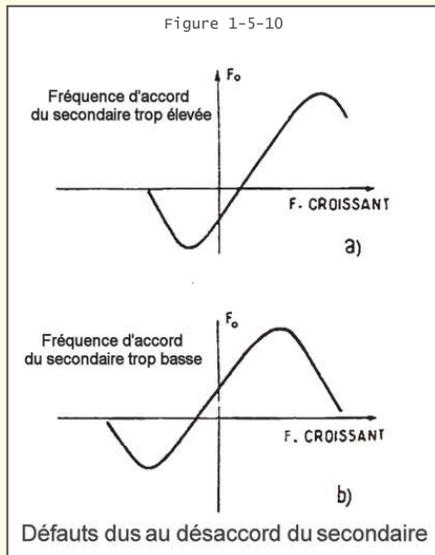
- 3ème cas : $f = F_0 - \Delta F$, pour $\cos \Omega t = -1$: diagramme vectoriel droit de la figure 1-5-8. Le secondaire a un comportement capacitif et on a également une tension en sortie $U_{EF} = U_{D2} - U_{D1}$. On obtient donc en sortie une tension proportionnelle à l'excursion et dont la polarité dépend du sens de celle-ci.



Pour les réglages, on doit mesurer la tension entre E et F avec un voltmètre électronique, avec un générateur d'amplitude constante connecté à l'entrée et sur lequel on fait varier la fréquence. On obtient donc une caractéristique statique dont la figure 1-5-9 représente le tracé correspondant à un excellent démodulateur. On note que la caractéristique entre 10,6 et 10,8 MHz est parfaitement linéaire. Plus la pente de la droite est prononcée, meilleure est la sensibilité.



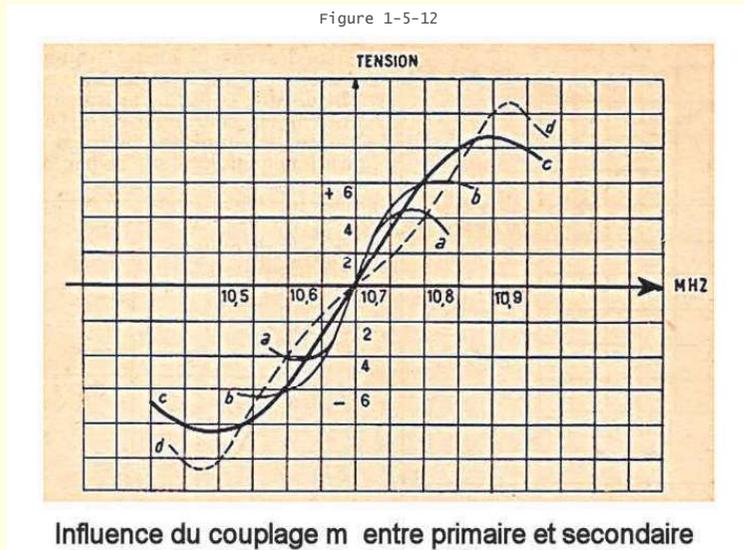
**Caractéristique statique d'un excellent démodulateur,
la partie utile entre 10,6 et 10,8 MHz est parfaitement linéaire.**



A titre indicatif, sur les figures 1-5-10 et 1-5-11 sont indiquées des courbes comportant des défauts qui résultent de mauvais réglages :

- Figure 1-5-10 : désaccord du secondaire
- Figure 1-5-11 : désaccord du primaire

Sur la figure 1-5-12 est relevée l'influence du couplage m , la courbe c correspond au couplage m idéal.



Si l'on doit refaire le réglage d'un tel circuit, suivre la procédure suivante :

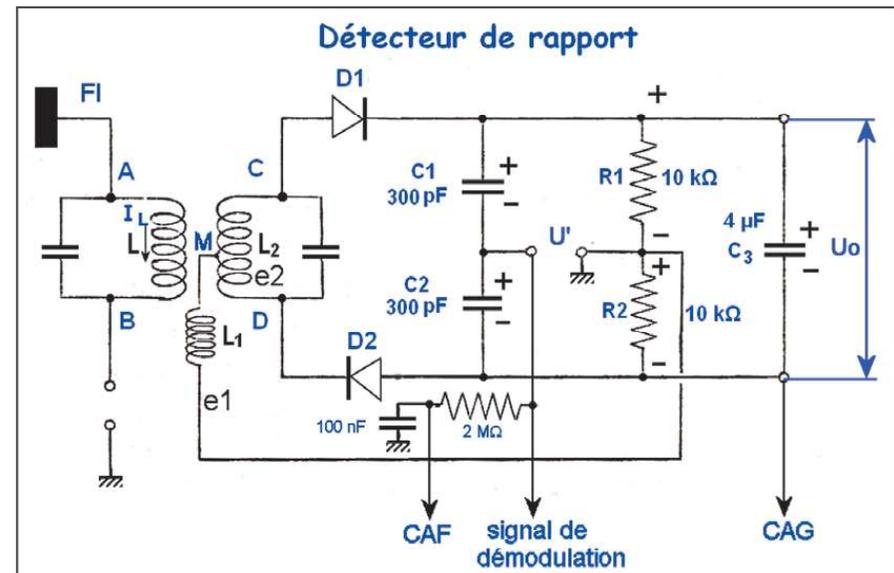
- Déconnecter le condensateur γ et réduire le couplage à la valeur la plus faible possible. Le voltmètre est branché entre E et G, puis F et G.
- Caler le générateur sur $F_0 = 10,7$ MHz et accorder C1 puis C2 au maximum de tension, mettre un niveau sur le générateur de façon à lire au moins 4 V. Les deux tensions doivent être rigoureusement identiques et la tension entre E et F doit par conséquent être nulle. Si ce n'est pas le cas, ou bien si la prise M est mal placée ou le couplage avec L1 entre les deux moitiés du secondaire est différent, il convient de corriger le défaut.
- Reconnecter γ et retoucher l'accord du primaire puis vérifier à nouveau que la tension entre E et F est toujours nulle. Si ce n'est pas le cas, retoucher légèrement l'accord du secondaire.
- Faire varier F_0 de $\pm \Delta F$ jusqu'à 100 kHz et augmenter le couplage m pour obtenir une droite entre ces deux points, comme sur la courbe c de la figure 1-5-12.

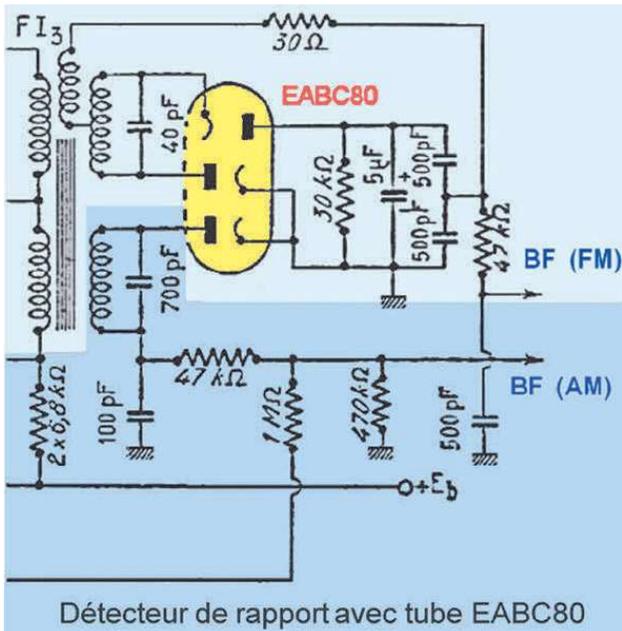
4) LE DÉTECTEUR DE RAPPORT :

Comme dans le montage précédent, les primaire et secondaire sont accordés sur la fréquence centrale F_0 . Sur le circuit secondaire est prévue une prise médiane sur laquelle la totalité de la tension développée au primaire est ajoutée à chacune des deux demi tensions secondaires.

La tension primaire est appliquée aux deux diodes par L1 qui est couplée à L (figure 1-5-13). L'amortissement du primaire est moins important qu'avec une capacité, comme dans le Foster-Seeley, et le gain de l'étage FI précédent est donc plus important. En outre le dispositif a l'avantage d'être insensible aux variations d'amplitude du signal.

Figure 1-5-13





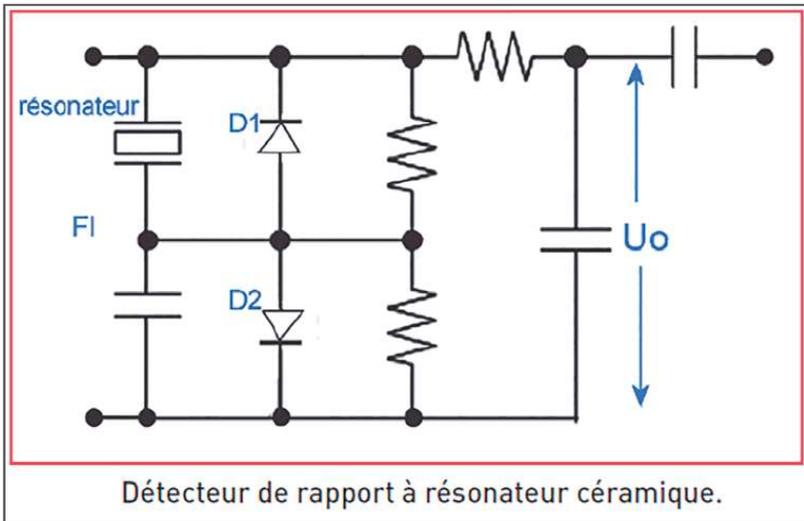
On a donc bien un effet de limitation en plus de l'action de démodulation. C'est la raison pour laquelle ce circuit a été le plus communément employé, avant l'apparition des démodulateurs numériques, bien que ses performances soient moindres que celles du discriminateur à déphasage. La figure 1-5-14 montre le détecteur de rapport équipé d'un EABC80, tube à trois diodes que l'on a déjà mentionné, la partie en bleu foncé étant dédiée à la modulation d'amplitude. La figure 1-5-15 représente une version moderne de

Figure 1-5-14

ce circuit dans laquelle le transformateur est remplacé par un résonateur céramique spécialement conçu pour cette utilisation, avec l'avantage de supprimer tous réglages.

Se reporter à l'encadré suivant pour l'examen du fonctionnement du détecteur de rapport.

Figure 1-5-15



Détecteur de rapport à résonateur céramique.

DÉMONSTRATION DU FONCTIONNEMENT ET DES PROPRIÉTÉS DU DÉTECTEUR DE RAPPORT :

Diagrammes vectoriels du détecteur de rapport.

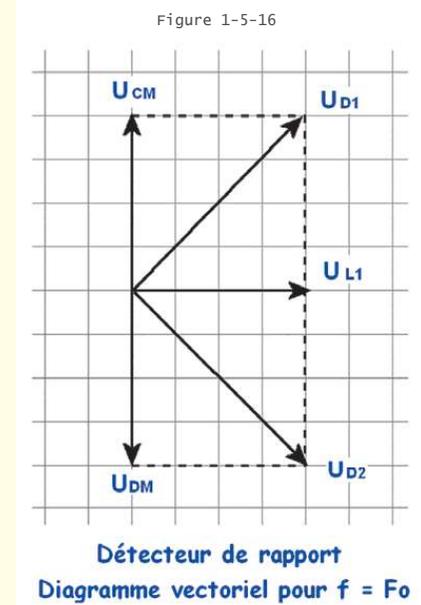
Rappelons à nouveau l'expression instantanée d'un signal modulé en fréquence :

$$F = F_0 + \Delta F_{\max} \cos \Omega t$$

Selon la valeur que prend le cosinus, trois cas extrêmes se présentent :

1^{er} cas $f = F_0$, pour $\cos \Omega t = 0$: diagramme vectoriel de la figure 1-5-16.

- Les forces électromotrices e_1 et e_2 induites par I_1 dans L_1 et L_2 sont en phase.
- A la résonance, le courant I_{L2} est en phase avec e_2 (les réactances inductive et capacitive s'annulent).
- Le courant I_{L2} est en retard de $\pi/2$ par rapport à U_{L2} . En raison du point milieu, les deux demi-tension U_{CM} et U_{DM} sont en opposition de phase.
- La tension U_{L1} est en phase avec e_1 .



Les tensions sur les deux diodes sont identiques et la tension par rapport à la masse U' est nulle. La tension U_0 , somme des tensions aux bornes de R_1 et de R_2 , apparaît sur le condensateur C_3 .

2^{ème} et 3^{ème} cas $f = F_0 + \Delta F$ ou $F_0 - \Delta F$, pour $\cos \Omega t = 1$: diagrammes vectoriels de la figure 1-5-17.

Les vecteurs U_{CM} et U_{DM} pivotent, comme dans le montage Foster Seeley.

Les condensateurs se chargent à des tensions différentes et la tension de sortie U' est proportionnelle à l'excursion avec une polarité qui dépend du sens de celle-ci.

Démonstration que la tension de sortie U' est indépendante de l'amplitude du signal incident (effet limiteur du montage) :

Démonstration de la relation entre U' et le rapport U_{D1}/U_{D2} :

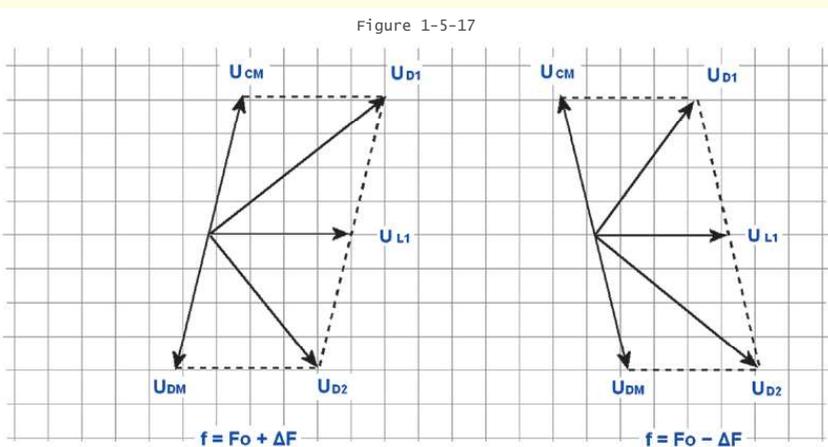
Pour un signal d'entrée sur F_0 , on peut écrire que la tension aux bornes de C_1 , U_{C1} est donnée par :

$$U_{C1} = f (U_{L1} + U_{L2}/2) = f (U_{D1})$$

De même :

$$U_{C2} = f (U_{L1} - U_{L2}/2) = f (U_{D2})$$

$$D'où : U_{C1}/U_{C2} = f (U_{D1}/U_{D2})$$



Diagrammes vectoriels du détecteur de rapport

Pour une fréquence f différente de F_0 (voir les vecteurs de la figure 1-5-17), les tensions se composent vectoriellement et U_{C1} devient différent de U_{C2} .
En se reportant au schéma de la figure 1-5-13 et en respectant la polarité des tensions, on peut écrire :

$$U' = -U_0/2 + U_{C1} \text{ d'où } U_{C1} = U' + U_0/2 = 2U' + U_0$$

et

$$U' = U_0/2 - U_{C2} \text{ d'où } U_{C2} = U_0/2 - U' = U_0 - 2U'$$

$$\text{Et } U_{C1}/U_{C2} = \frac{2U' + U_0}{U_0 - 2U'}$$

ce rapport étant fonction du rapport des tensions diode U_{D1}/U_{D2}

Pour simplifier, remplaçons ce rapport par x :

$$\frac{2U' + U_0}{U_0 - 2U'} = x \rightarrow 2U' + U_0 = x(U_0 - 2U')$$

$$\text{D'où : } 2U' + 2xU' = U_0(x-1)$$

$$U' = U_0 \frac{x-1}{2(x+1)} = U_0/2 \frac{x-1}{x+1}$$

On voit que la tension de sortie U' ne dépend que du rapport de la tension des diodes, d'où le nom donné au montage.

Si la tension d'entrée est modulée en amplitude par un parasite, par exemple, le rapport U_{D1}/U_{D2} reste inchangé. Il y a bien une insensibilité du montage aux variations d'amplitude, celui-ci agit comme un limiteur.

Bien que la tension aux bornes de $C1$ et $C2$ varie en fonction de la modulation, celle qui est présente aux bornes de $C3$, U_0 reste sensiblement constante.

Le réglage de ce circuit est simple, comme l'indique la procédure suivante :

Le voltmètre est branché pour mesurer le signal basse fréquence U' , avec le générateur calé sur $F_0 = 10,7 \text{ MHz}$.

Accorder L et $L2$ de façon que le voltmètre soit à zéro.

Vérifier la linéarité du détecteur en faisant varier la fréquence de part et d'autre de $10,7 \text{ MHz}$.

5) LE DÉMODULATEUR À COMPTAGE D'IMPULSIONS :

Le circuit de principe correspond à celui de la figure 1-5-18. Un étage limiteur fonctionnant à une deuxième fréquence intermédiaire (typiquement 1600 kHz) sort un signal carré compatible à la logique utilisée (exemple CMOS). Le circuit monostable génère un signal calibré en largeur d'impulsion et en amplitudes haute et basse, le filtre passe-bas (typiquement de fréquence de coupure inférieure à 150 kHz) élimine la fréquence fondamentale (1600 kHz) et, évidemment, ses harmoniques : il ne conserve que la valeur moyenne qui vaut :

$$V_s = V_{cc} \times T \times F$$

Où :

La fréquence du signal incident est F , le niveau haut en sortie du monostable est constant et égal à V_{cc} , la durée du niveau haut en sortie du monostable est constante égale à T et le niveau bas du monostable est nul.

La tension de sortie V_s est donc rigoureusement proportionnelle à la fréquence instantanée F du signal. L'ordre de grandeur du produit $V_{cc} \times T$ est tel que V_s est voisin de $0,5 \times V_{cc}$.

La réalisation pratique en électronique « analogique » était souvent complexe : elle ne devait subir aucune dérive en température, le récepteur était à double fréquence intermédiaire, la première était choisie élevée (par exemple 48 MHz), de manière à éviter des réponses parasites (en $88-108 \text{ MHz}$, éliminer les troubles provoqués par les bandes VHF par réception de la fréquence image par exemple).

Ce mode de démodulation, très linéaire, a connu son heure de gloire en télémesure et Hifi haut de gamme dans les années 70-80, il est maintenant tombé dans un oubli regrettable avec l'arrivée des modulations numériques.

Figure 1-5-18

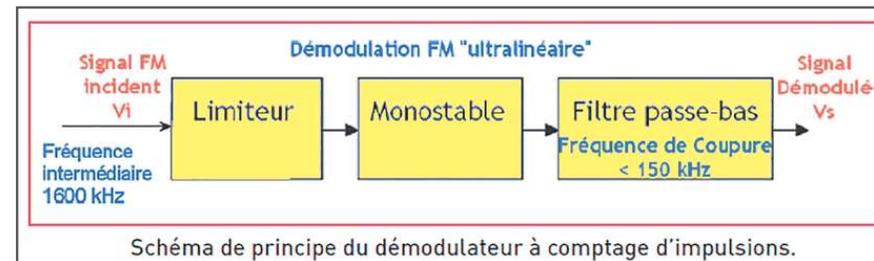


Schéma de principe du démodulateur à comptage d'impulsions.

6) LES DÉMODULATEURS NUMÉRIQUES :

Les anciens démodulateurs que nous venons d'examiner (excepté celui à résonateur céramique) nécessitaient une mise au point plus ou moins délicate, aussi a-t-on cherché à développer de nouveaux circuits.

La linéarité de tous ces circuits n'étant aucunement requise, la section démodulation a été la première partie du récepteur à bénéficier avantageusement des techniques numériques.

Citons le démodulateur digital à comptage d'impulsions et la boucle à verrouillage de phase datant déjà d'une bonne trentaine d'années et dont l'organisation est représentée sur le schéma synoptique de la figure 1-5-19.

Il se compose d'un détecteur de phase, un filtre passe-bas, un amplificateur et un oscillateur commandé en tension.

Le détecteur de phase compare la phase (donc la fréquence) du signal issu de l'amplificateur moyenne fréquence à celle de l'oscillateur VCO et délivre une tension d'erreur proportionnelle à l'écart de fréquence. Cette dernière est le reflet de la modulation basse fréquence avec une bande passante qui est déterminée par la réponse du filtre.

La figure 1-5-20 illustre cette technique avec un ancien circuit intégré NE561 développé par Philips (Signetics).

Figure 1-5-19

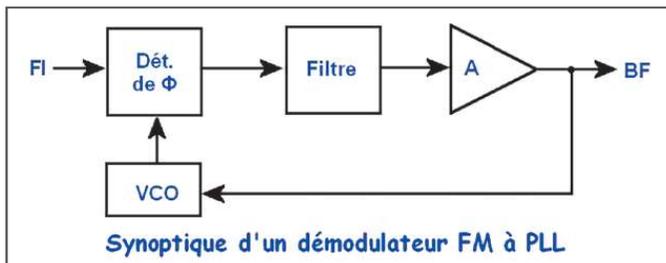
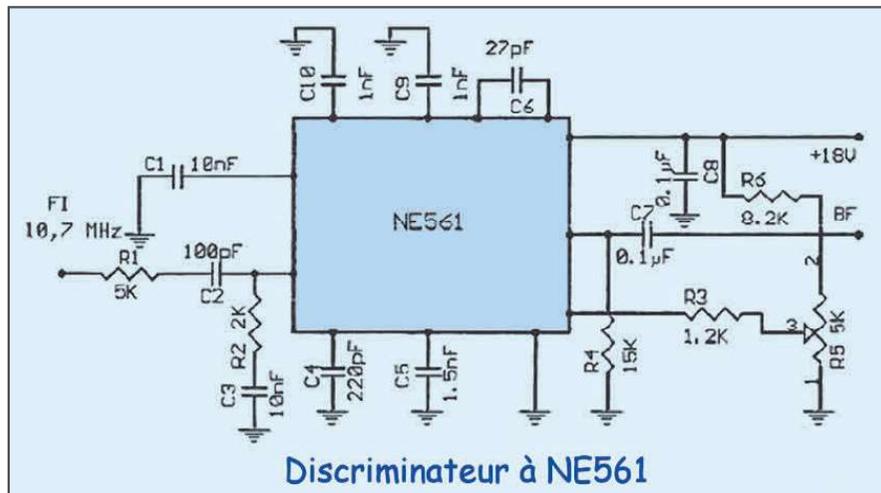


Figure 1-5-20



7) LES DÉMODULATEURS À QUADRATURE :

Le démodulateur à quadrature repose sur un principe différent.

La porteuse modulée en fréquence et d'amplitude constante est appliquée à l'entrée d'un circuit LC à travers un condensateur série. Cet ensemble provoque un déphasage précis de $\pi/2$ sur la fréquence F_0 . La phase du signal modulé varie donc autour de $\pi/2$ en fonction de l'excursion. Un comparateur de phase compare ensuite ce signal déphasé avec le signal d'origine et délivre en sortie le signal BF démodulé à travers un filtre passe-bas.

La figure 1-5-21 montre le synoptique du circuit et la figure 1-5-22 la tension obtenue en sortie en fonction de l'excursion.

A la fin des années 70 est commercialisé le circuit intégré CA3189 (CA3189E en dual in line 16 broches).

Il s'agit d'une version améliorée du fameux CA3089 qui a été utilisé dans de nombreux tuners FM et qui était considéré à l'époque comme ce qui se faisait de mieux en termes d'amplification FI, limitation et démodulation.

Il affiche un très bon rapport signal/bruit (70 dB typique), et une distorsion voisine de 0,1%. Il est par ailleurs pourvu d'un circuit de silencieux qui coupe la BF pendant l'accord, un indicateur d'accord, un circuit de CAG et un circuit de contrôle automatique de fréquence (CAF). Son schéma interne

Figure 1-5-21

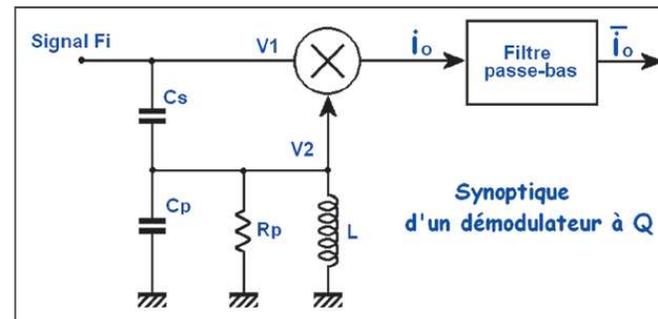
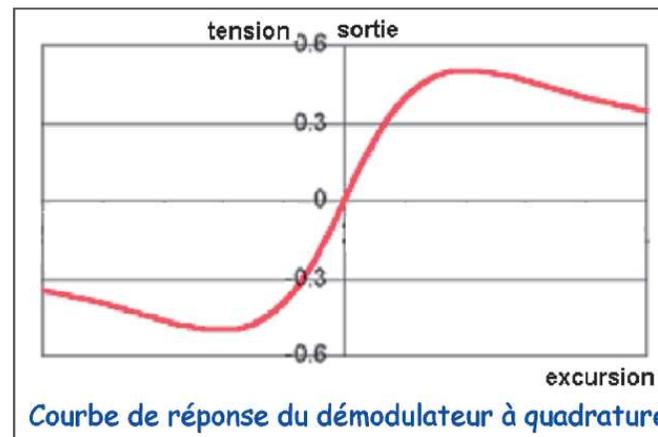


Figure 1-5-22



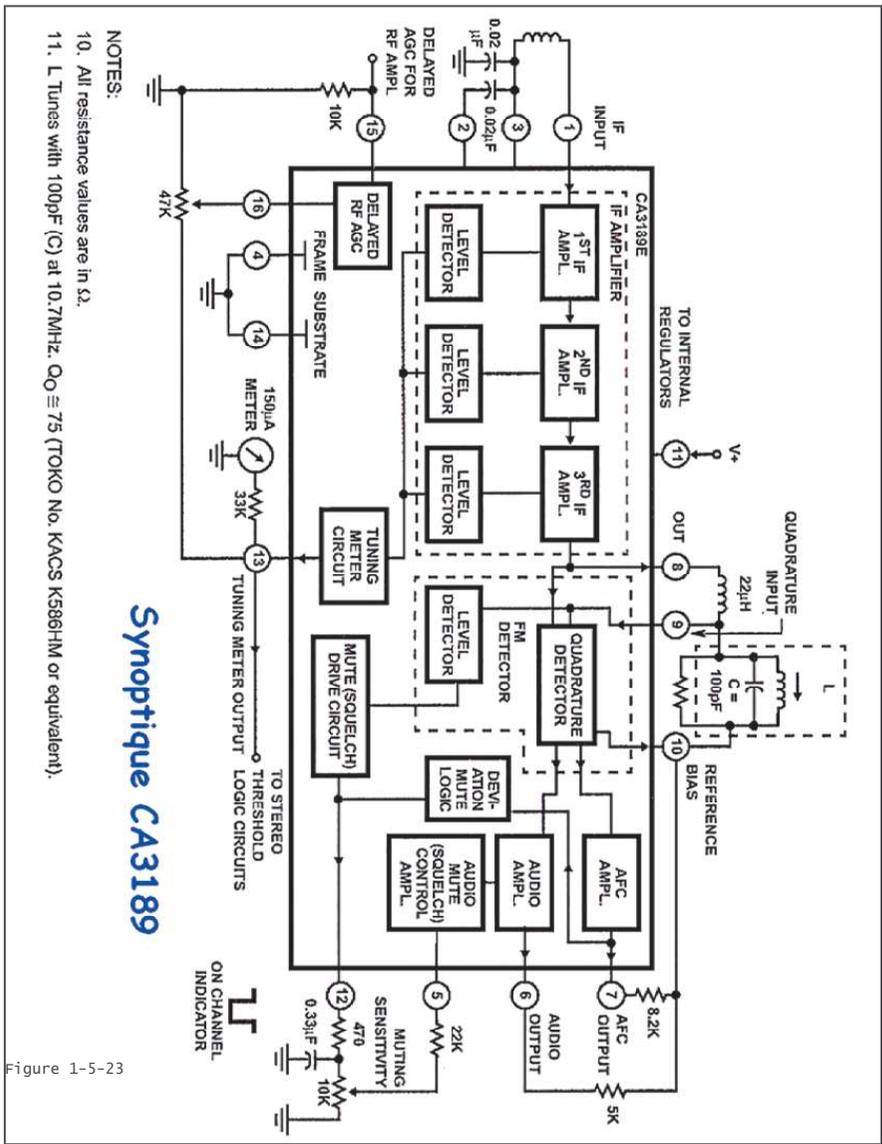


Figure 1-5-23

représenté sur la figure 1-5-23 comporte en réalité une centaine de transistors, environ cent résistances, douze diodes et quinze condensateurs. Les trois étages d'entrée sont des amplificateurs limiteurs. La limitation se produit à partir d'un signal d'entrée FI de 12 μ V. La sortie de chaque ampli attaque un détecteur de niveau crête dont les sorties sont additionnées afin de délivrer la tension indiquant le niveau du signal et la tension de CAG.

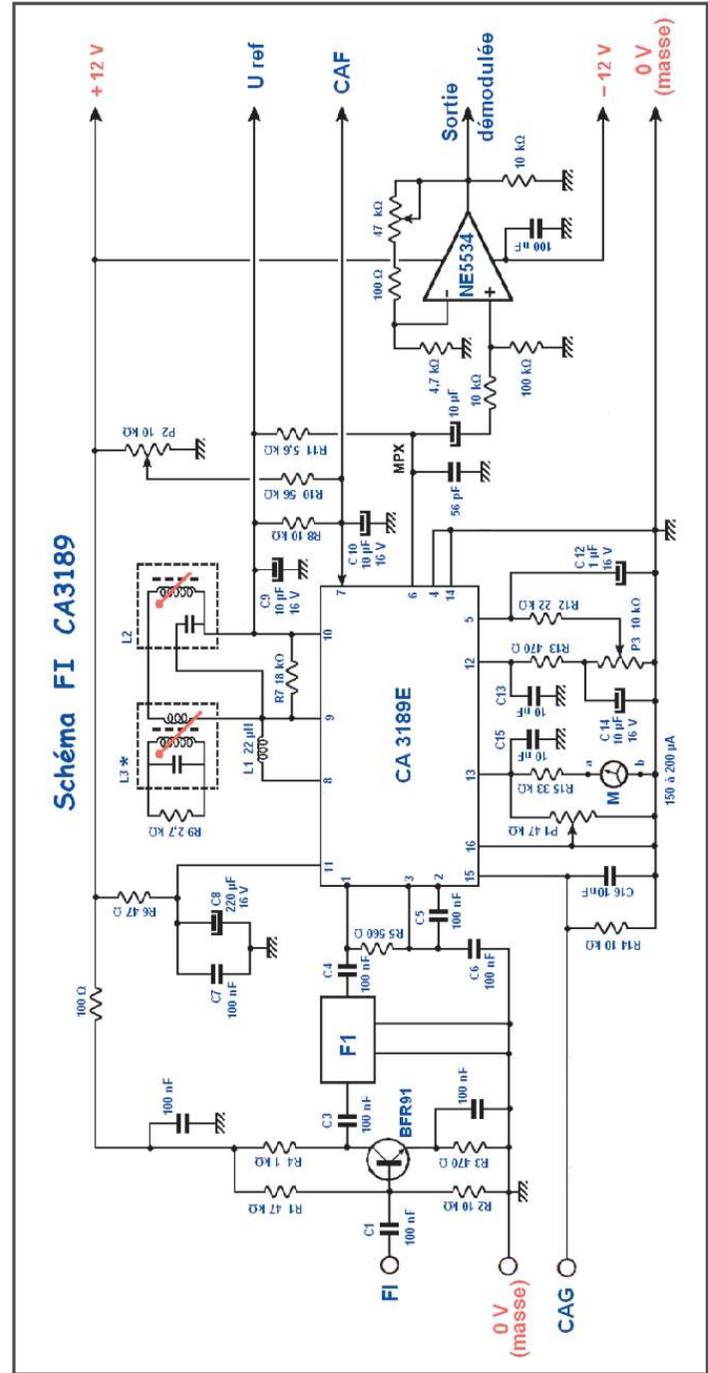


Figure 1-6-5

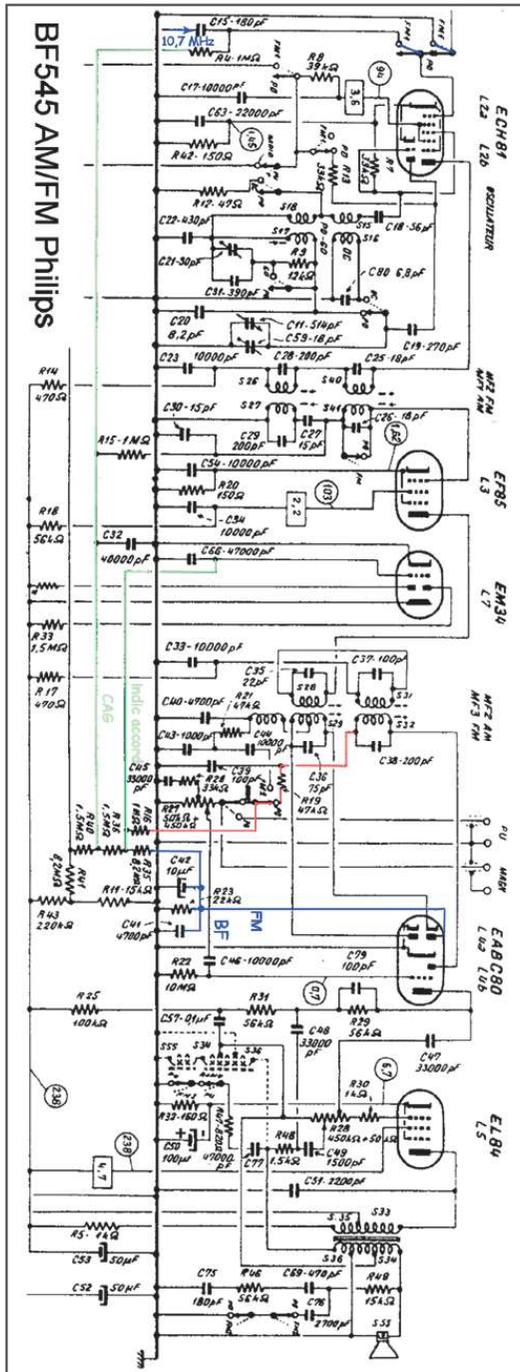


Figure 1-6-6



Le schéma d'un tuner AM/FM de 1961, sur la figure 1-6-8 qui est une version assez simplifiée en FM avec seulement deux tubes et une CAG sur la grille N°3 du EF85, ne comporte pas de CAF. La tension qui commande l'indicateur d'accord provient du détecteur de rapport, c'est une tension négative qui est maximum à l'accord, produisant par conséquent, un secteur vert au maximum.

Sur le schéma partiel (figure 1-6-9) du poste Schneider Marella de la figure 1-6-10, on distingue les deux contrôles qui sont issus du démodulateur, la CAF en rouge et la CAG en bleu, comme dans le schéma précédent. La tension négative issue du détecteur de rapport est appliquée à la grille N°3 pour contrôler le gain du tube EBF89, ainsi que sur l'indicateur d'accord en position FM, à travers un filtre constitué de deux résistances de 1MΩ et d'un condensateur de 100 nF. Par soucis d'économie, c'est le même circuit qui commute le signal BF.

La tension de sortie de ce circuit qui a été mesurée sur le poste, est représentée sur le graphe de la figure 1-6-11. La tension de CAF issue de la sortie du démodulateur est fortement filtrée par une cellule composée d'une résistance de 1MΩ et d'un condensateur de 100nF.

Figure 1-6-7

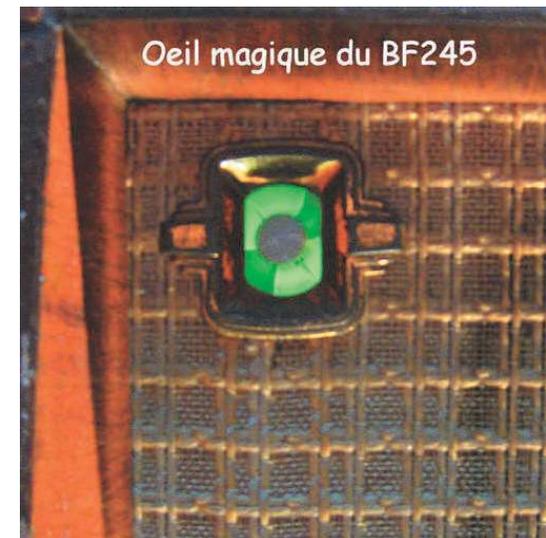


Figure 1-6-8

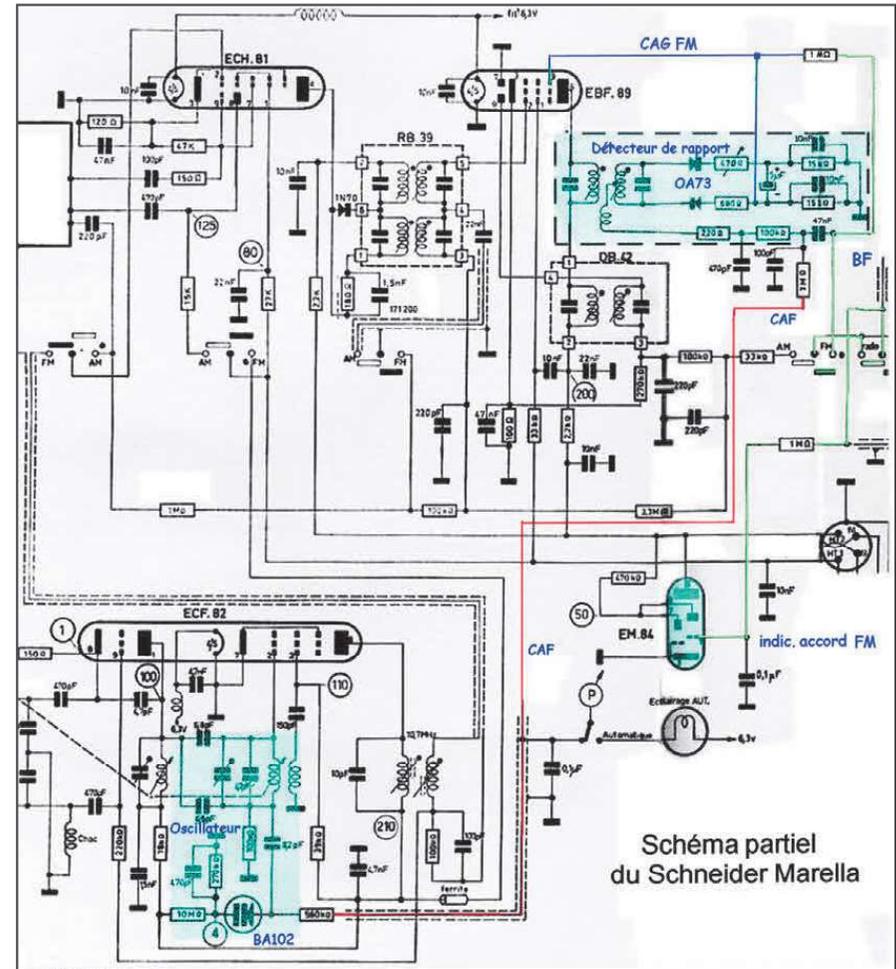
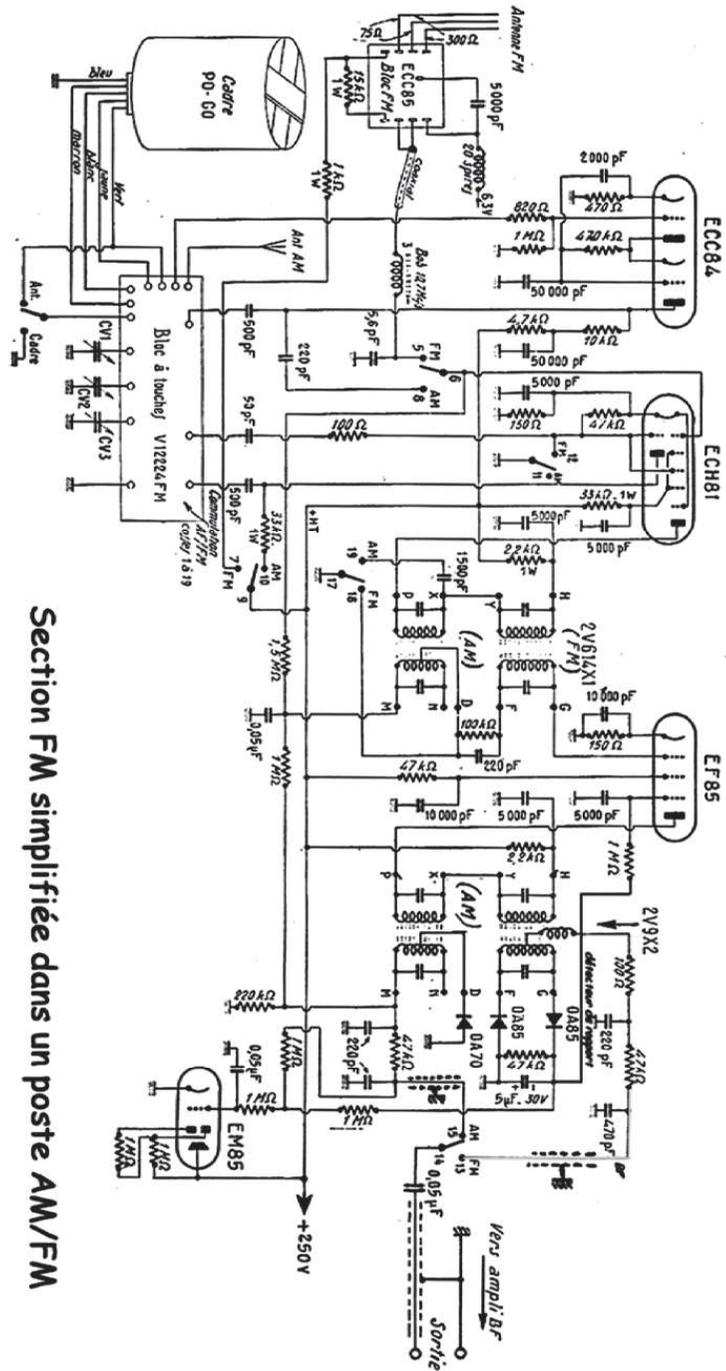


Figure 1-6-9

Figure 1-6-10



Poste AM/FM Schneider Marella

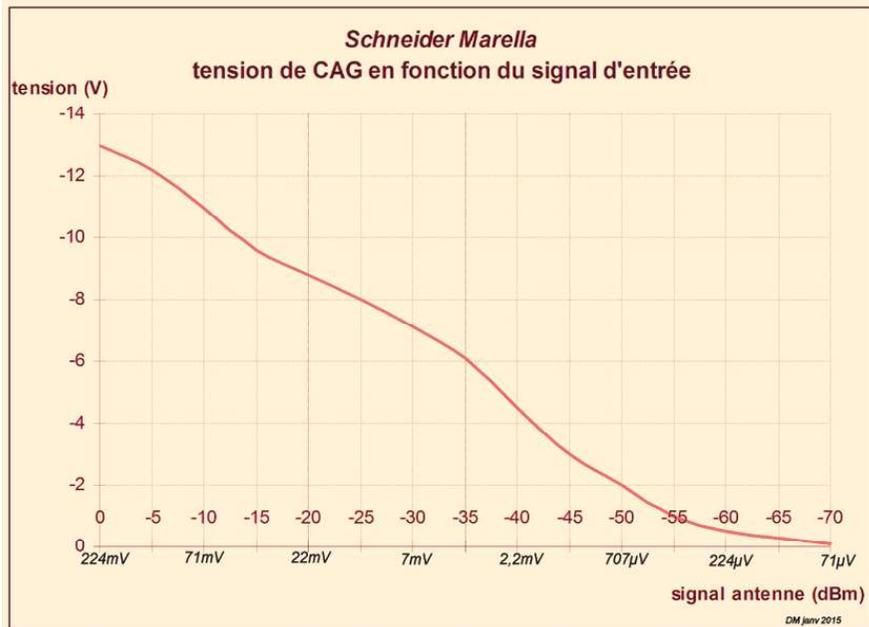


Figure 1-6-11

Le principe adopté dans le tuner stéréo Esart sorti en 1964 (figures 1-6-12, 1-6-13 et 1-6-14) est identique au précédent pour la CAF et l'indicateur d'accord.

Les étages amplificateurs utilisent des tubes à forte pente délivrant un gain important. Les deuxième et troisième tubes qui fonctionnent avec une tension écran réduite en régime saturé avec courant grille, délivrent au discriminateur, un signal bien écrêté, même en présence de signaux relativement faibles (figure 1-6-15). En particulier, dans le deuxième étage, le courant redressé dans l'espace grille-cathode du EF94 (6AU6) développe sur la cellule 100 kΩ/33 pF, une tension négative proportionnelle au signal moyenne fréquence avec une constante de temps capable de

Figure 1-6-12



Le tuner Esart

réagir aux parasites en réduisant le gain durant l'impulsion. Cette tension est appliquée à travers une résistance de 2,2 MΩ, pour la CAG de la triode d'entrée du tuner.

Le tuner B&O FM21 de 1964 (figure 1-6-16) met à profit le même procédé avec trois tubes à forte pente EF184. La tension négative sur la grille du deuxième tube commande le gain de l'étage d'entrée.



Figure 1-6-13

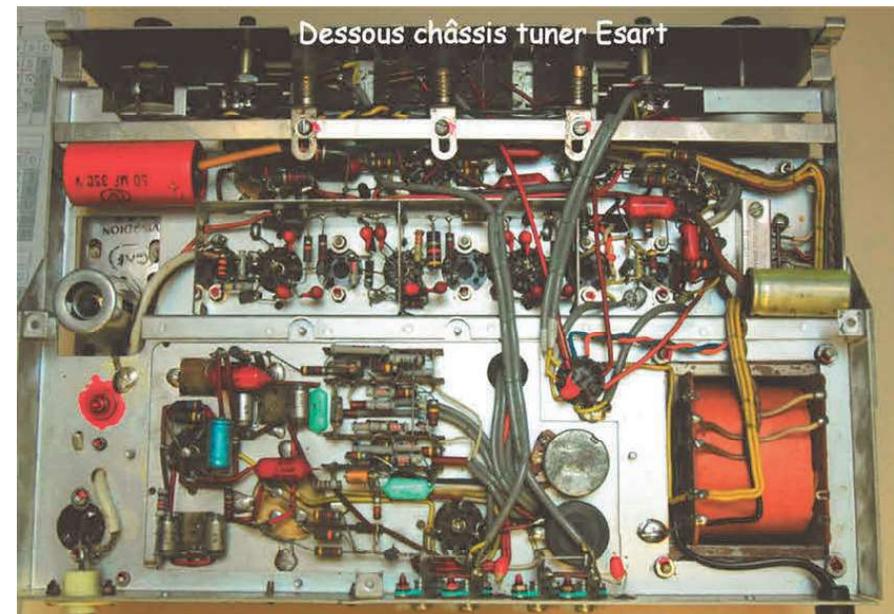


Figure 1-6-14

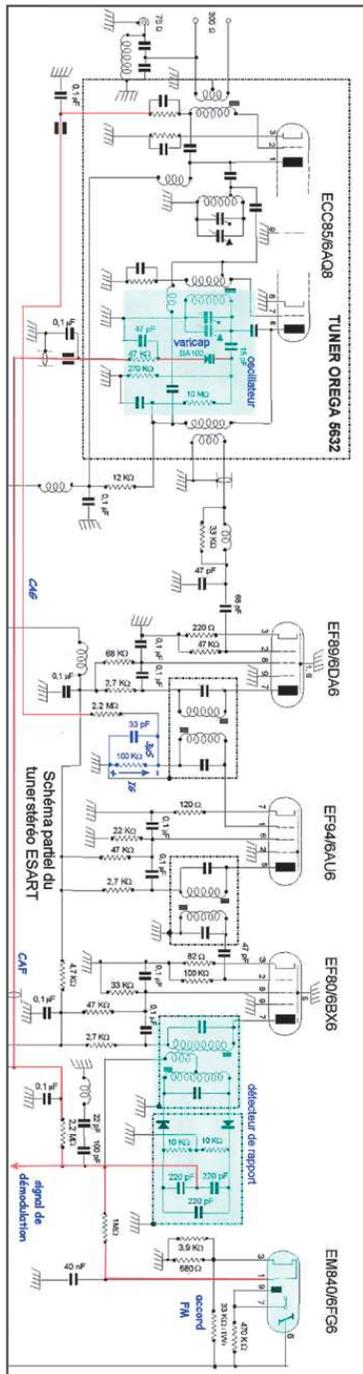


Figure 1-6-15

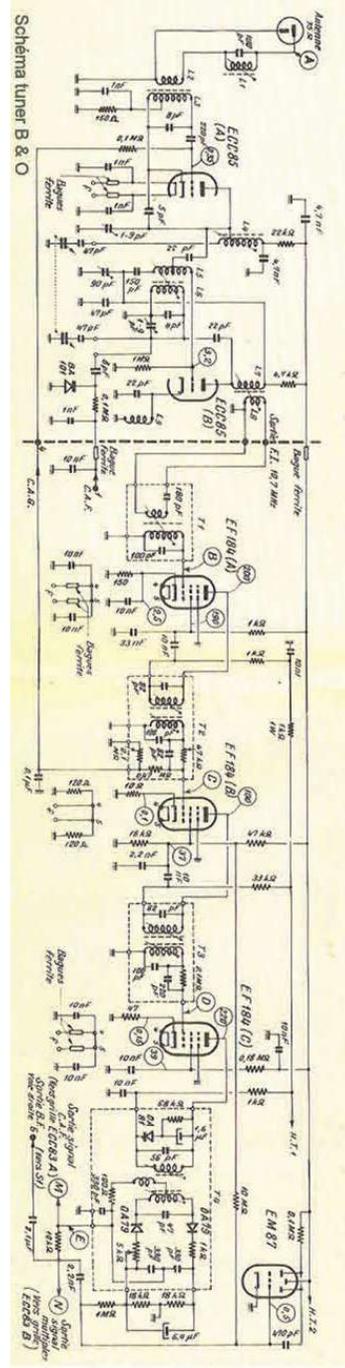


Figure 1-6-16

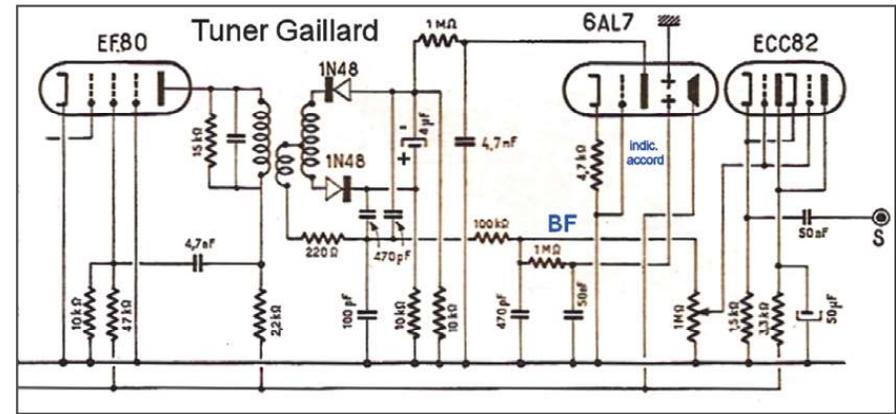


Figure 1-6-17

Dans le tuner Gaillard (schéma figure 1-6-17), la tension continue du détecteur ne sert qu'à l'indicateur d'accord, il n'y a pas de CAG, alors que dans le tuner Geloso (schéma de la figure 1-6-18), cette tension négative issue du détecteur de rapport est appliquée à la grille de la première triode du ECC85.

Un autre schéma, sur la figure 1-6-19, montre un détecteur de rapport avec deux diodes au germanium Ge 0A79 appariées. La sortie délivre la tension de CAF, le signal audio et la tension fortement filtrée par la 1MΩ/20 nF qui est reliée à l'une des électrodes (D1) du 6AL7.

Lorsqu'à l'accord exact, le potentiel de D1 est à 0V, comme D2, les deux barres de l'indicateur d'accord sont égales et d'autant plus rapprochées que la tension sur D3 est négative. Comme précédemment, la tension négative est issue du courant grille de l'EF80.

Le 6AL7 donne donc simultanément l'indication d'accord et l'intensité relative du signal de réception. On rencontre dans les premiers postes à transistors AM/FM du début des années 60, un procédé assez rudimentaire consistant à insérer une diode d'amortissement au germanium en parallèle sur le dernier transfo FI qui, en présence d'un signal puissant, se met à conduire et amortit le circuit en limitant par conséquent le signal (figure 1-6-20).

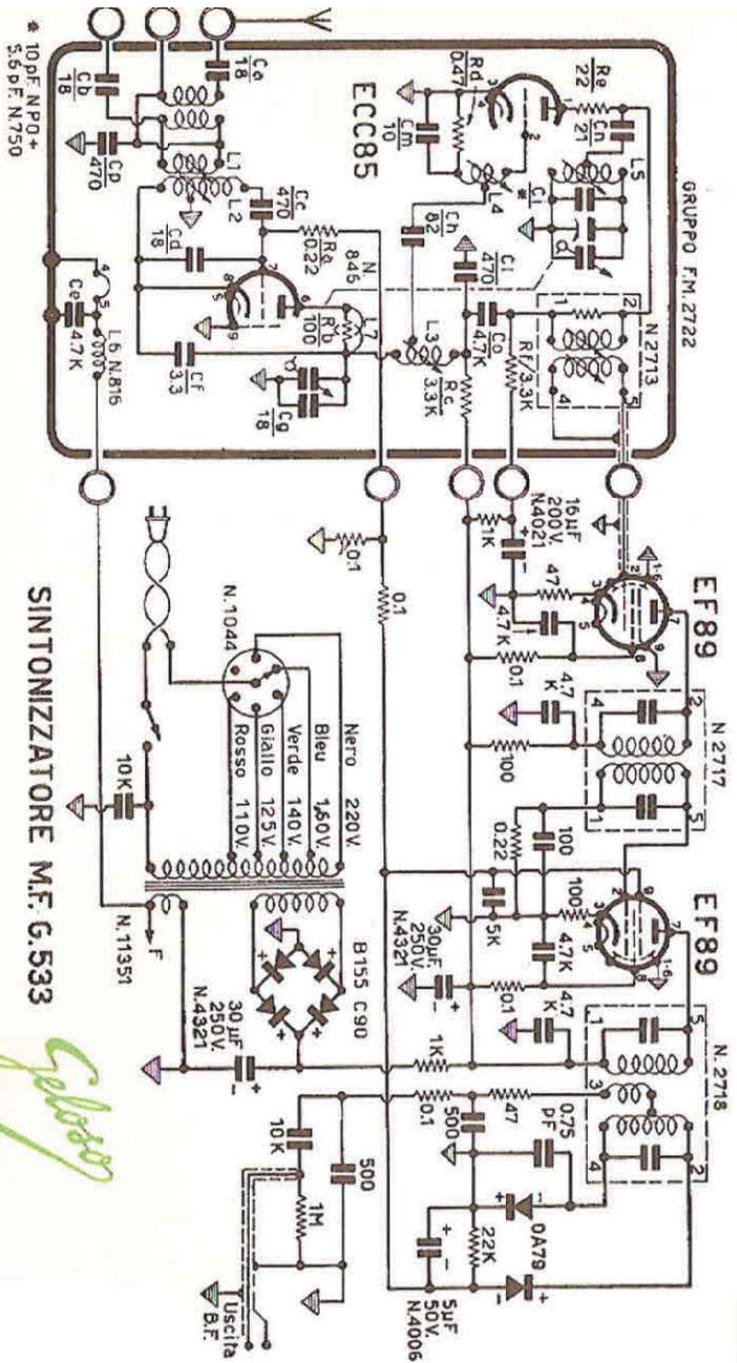


Figure 1-6-18

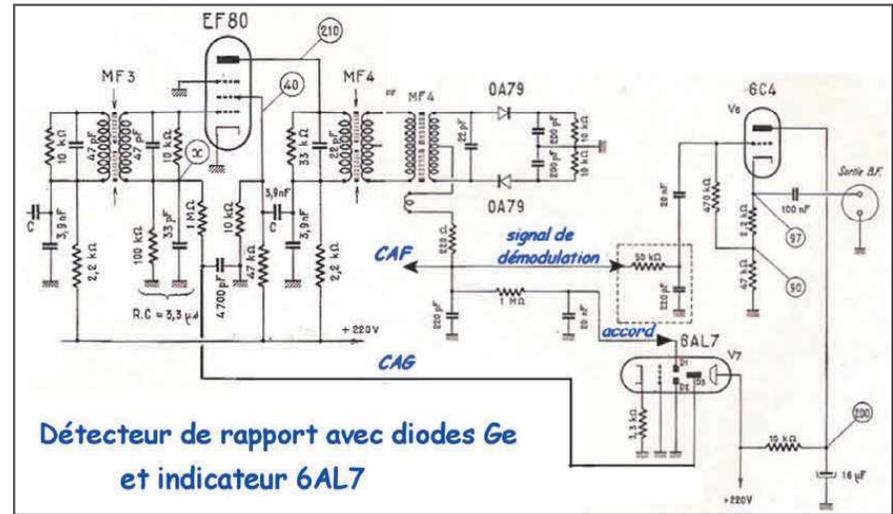
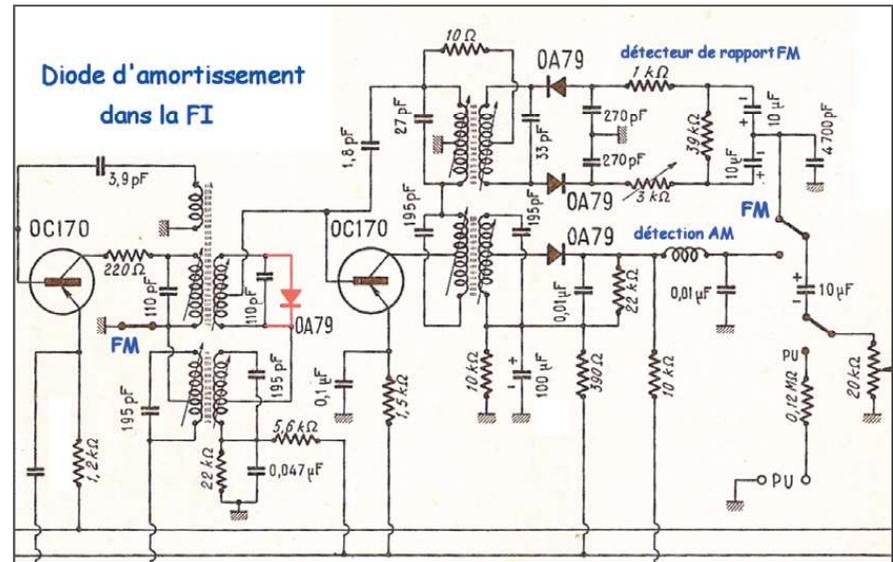


Figure 1-6-19

Figure 1-6-20



2) INDICATEURS D'ACCORD ET DE NIVEAU DANS LES RÉCEPTEURS À TRANSISTORS :

Avec l'évolution technologique et les transistors, les indicateurs cathodiques à œil, trèfle et autres bandes vertes nécessitant une haute tension ont été remplacés par des indicateurs à aiguille (galvanomètres).

La présence d'un galvanomètre à zéro central, branché sur la tension BF, permet de régler à l'accord parfait (qui correspond à une composante continue nulle, donc à la position centrale de l'aiguille). Le galvanomètre à zéro central est connecté à travers une cellule de filtrage, comme la CAF, sur la sortie du détecteur de rapport. Lorsque le récepteur est correctement réglé, l'aiguille est au milieu de l'échelle, car la tension continue est nulle. En cas de mauvais accord, l'aiguille dévie à gauche ou à droite, selon le sens du désaccord. La figure 1-6-21 donne un exemple de circuit.

L'indication du niveau du signal de réception est, quant à elle, obtenue à partir de la tension de CAG ou bien sur une branche du détecteur de rapport, comme sur le schéma de la figure 1-6-22.

Figure 1-6-21

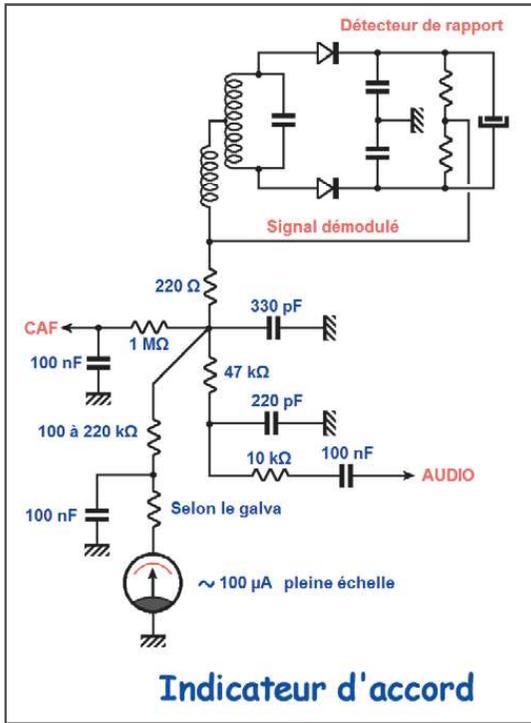


Figure 1-6-22

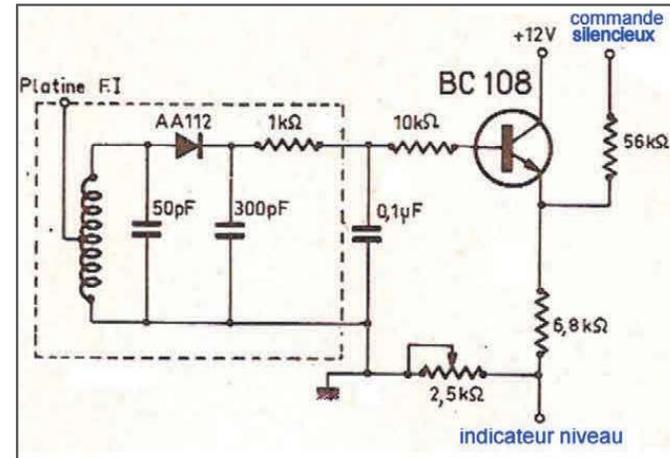
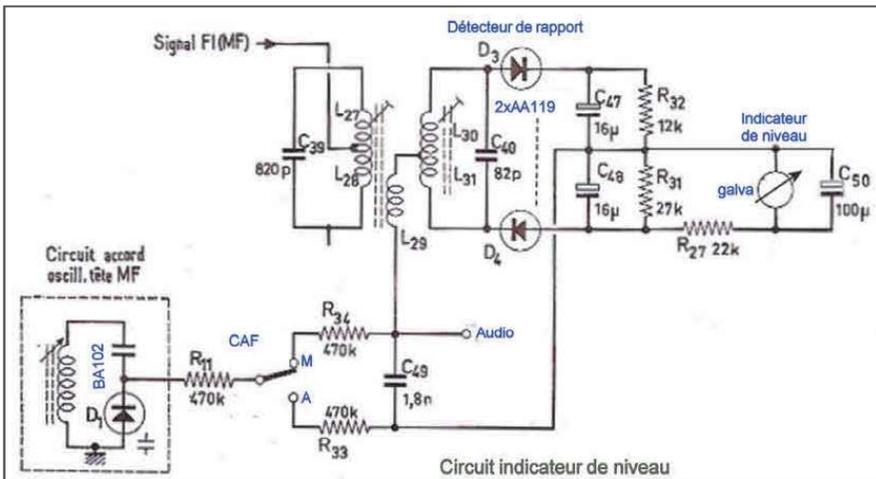


Figure 1-6-23

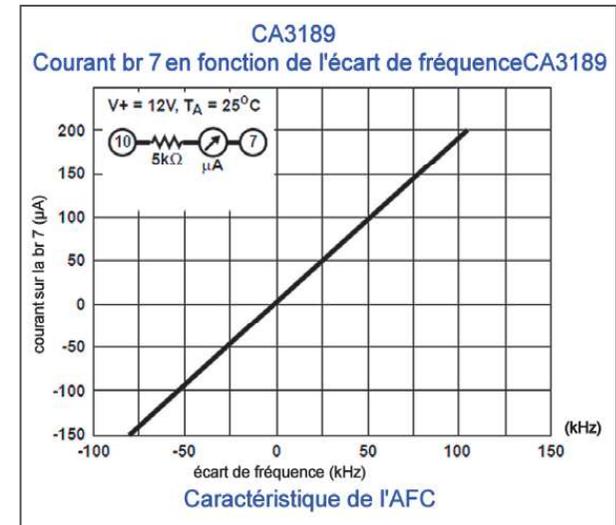
Dans ce montage, la mesure du niveau est fournie à travers R27. Mais, afin de ne pas détruire la symétrie du détecteur, les résistances R31 et R27 qui sont en parallèle, sont prévues pour obtenir, avec la résistance du galvanomètre, une valeur égale à R32.

La figure 1-6-23 montre le schéma de la commande de silencieux d'un tuner Görler qui est obtenue par détection du signal FI. En sa présence, le transistor conduit et la tension détectée se retrouve à 0,6V près sur l'émetteur, actionnant l'entrée audio du tuner tout en délivrant une indication de niveau.

On peut également se reporter au module FI avec le CA3189 sur les figures 1-5-24 et 1-5-25.

La broche 7 du circuit intégré délivre un courant de CAF proportionnel à la valeur de l'écart de fréquence, dont le signe indique le sens, et qui est utilisable pour indiquer l'accord sur un appareil de mesure (figure 1-6-24). Le circuit délivre une indication de niveau HF sur la broche 13 pour un deuxième appareil de mesure et la sortie audio bénéficie d'un silencieux dont le seuil est ajustable sur la broche 5.

Figure 1-6-24



7- L'AMPLIFICATION BASSE FRÉQUENCE DANS LES RÉCEPTEURS FM

Ce chapitre nous donne un aperçu des techniques BF employées dans les amplificateurs audio pour restituer au mieux la qualité du signal FM démodulé.

Dans les laboratoires, les ingénieurs n'ont cessé de rivaliser pour mettre au point les montages les plus performants, tout en maintenant un niveau d'intervention à la portée du dépanneur radioélectricien.

Laissons pour le moment de côté le décodage des émissions stéréophoniques qui sera examiné en détail ultérieurement.

1) LES DIFFÉRENTS ÉTAGES D'AMPLIFICATION :

Les signaux démodulés, qui représentent le message sonore et dont le niveau est de l'ordre de quelques centaines de millivolts, doivent se transformer en plusieurs volts capables d'attaquer les transducteurs, pour qu'enfin, le contenu original parvienne sous forme de variations de pression acoustique jusqu'à nos oreilles de mélomane, néanmoins (et heureusement) tolérantes avec certaines formes de défauts...

Dans ces étages, la qualité doit être l'objectif principal. Cette exigence n'a d'ailleurs pas été de suite comprise par les constructeurs, car leurs références en étaient restées à l'AM, dont les caractéristiques de bande passante et de dynamique sont restreintes.

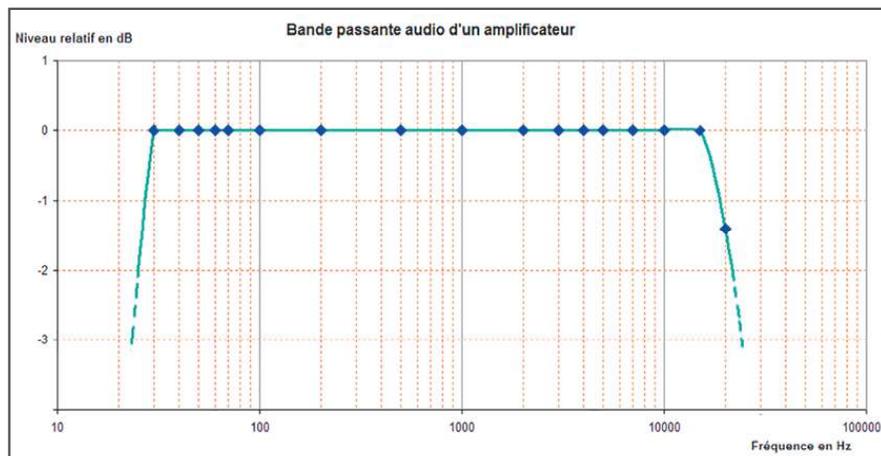
Comme cela a déjà été dit, la modulation de fréquence, en rendant possible la transmission de signaux BF jusqu'à 15 kHz avec une dynamique exceptionnelle, a repoussé les limites.

Il aurait été donc dommage que l'amplification audio ne fut pas à la hauteur.

Dorénavant pour la FM, un seul objectif devait être suivi pour l'amplification basse fréquence : le respect du signal !

Et contrairement aux idées reçues, les étages basse fréquence d'un bon récepteur n'étaient pas si aisés à mettre en œuvre. La figure 1-7-1 montre une bande passante audio standard qui s'étend jusqu'à 15 kHz.

Figure 1-7-1



2) LA DÉSACCENTUATION :

Nous savons que, dans le but de réduire le bruit de fond, l'indice de modulation est augmenté artificiellement à mesure que les fréquences de modulation s'accroissent ; en d'autres termes, celles-ci subissent avant d'entrer dans le modulateur, une préaccentuation en traversant un simple circuit à résistance capacité dont la constante de temps est parfaitement calibrée. Tout rentre dans l'ordre à la réception, grâce à l'action d'un circuit réciproque de même constante de temps.

Le schéma simplifié de la figure 1-7-2 rappelle le procédé de désaccentuation du signal à l'entrée de l'amplificateur BF à l'aide de ce simple circuit RC.

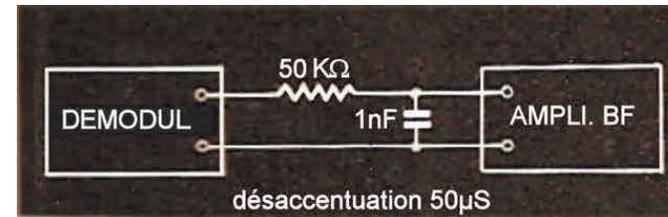


Figure 1-7-2

3) CRITÈRES IMPORTANTS POUR L'AMPLIFICATEUR BF D'UNE CHAÎNE FM :

Dans ce long exposé sur la modulation de fréquence, il est apparu souhaitable de familiariser le lecteur avec quelques notions de base sur la Hifi, de le mettre en quelque sorte dans l'ambiance et de tenter de définir les qualités que devait présenter un amplificateur pour appartenir objectivement à cette classe, dont l'anglicisme a longtemps été galvaudé par une certaine publicité, lui faisant perdre toute signification précise.

Rien n'a changé aujourd'hui et d'ailleurs, pour rentrer dans le vif du sujet, il semble encore utile de rappeler que la bande passante doit toujours être exprimée pour une puissance donnée.

On aurait pu croire qu'il suffisait à l'amplificateur de reproduire avec un gain constant, la gamme entière des fréquences utiles, certes plus étendue en FM, de 30 Hz à 15 kHz, en d'autres termes, présenter une courbe de réponse plate comme sur la figure 1-7-1.

Mais ceci s'avéra insuffisant, c'est ce que nous allons voir...

Il faut d'ailleurs remarquer dès maintenant qu'il devint pratiquement indispensable en Hifi d'avoir la possibilité de modifier cette courbe de réponse, afin de corriger les déficiences de certains éléments. On peut compenser le défaut de rendement d'un haut-parleur dans le grave en augmentant la valeur du gain de l'amplificateur dans cette région.

4) LE COMPORTEMENT EN RÉGIMES TRANSITOIRES D'UN AMPLIFICATEUR :

Il dépend à la fois de la caractéristique de fréquence de la figure 1-7-1 et aussi de la caractéristique de phase.

Il n'y a pas de distorsion de phase quand le temps de transit, ou

de passage des signaux, est toujours le même, quelle que soit leur fréquence.

Ce comportement en régime transitoire détermine la fidélité de reproduction d'un message sonore réel, composé de signaux de fréquences multiples, dont les niveaux varient constamment avec des vitesses variables.

C'est toute la définition d'un signal qualifié de transitoire, par opposition à un signal sinusoïdal permanent, par exemple à 400 Hz ou 1 kHz, sans variation de fréquence ni de niveau.

C'est la raison pour laquelle un amplificateur BF peut s'avérer excellent avec un signal de test et pas très convaincant avec de la musique ou de la voix!

On a longtemps prétendu que la caractéristique de phase d'un amplificateur était sans aucune importance parce que notre oreille n'est pas sensible à l'écart de phase.

Ceci est totalement faux.

Bien que l'oreille ne puisse apprécier le déphasage qui existe entre deux sons continus, elle est, au contraire, extrêmement sensible aux attaques et brusques variations d'intensité qui sont précisément des transitoires.

En fait, la reproduction de la musique instrumentale ou vocale est une suite de transitoires. Si la caractéristique de phase est mauvaise, la reproduction manquera d'accent et de mordant et sera affectée d'une coloration rendant le signal peu naturel, la musique prendra un caractère arrondi visqueux et invertébré de musique en conserve.

L'attaque de la corde de l'archet et la percussion du marteau frappant la corde du piano seront très mal reproduites.

5) LES ESSAIS D'UN AMPLIFICATEUR AVEC DES SIGNAUX RECTANGULAIRES :

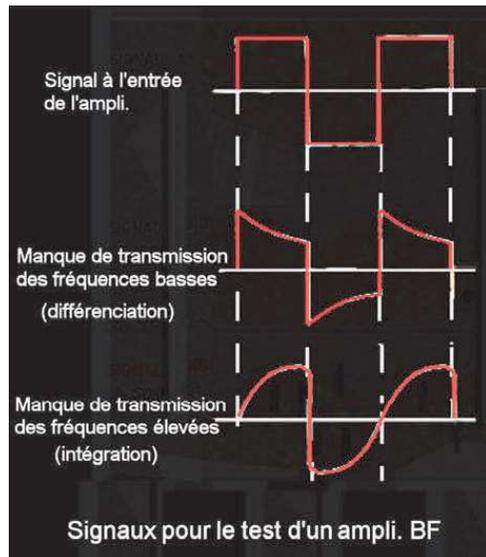
On peut étudier son comportement quand il est soumis à des signaux rectangulaires d'amplitude constante en observant la forme et l'amplitude des signaux obtenus à la sortie. Ces essais donnent des renseignements beaucoup plus complets que la classique courbe de réponse.

Pour que des signaux rectangulaires de fréquences comprises entre 30 et 15000 Hz soient correctement transmis, il faut en réalité que la courbe de réponse s'étende bien en deçà et bien au-delà de ces deux fréquences limites.

C'est ainsi que sur la figure 1-7-3, on voit que le signal carré d'entrée est différencié par l'amplificateur lorsque sa bande passante est réduite vers le bas et intégré lorsque sa bande ne s'étend pas assez haut en fréquence.

Mais si l'amplificateur permet la transmission correcte des

Figure 1-7-3



signaux rectangulaires, c'est qu'il est parfaitement apte à la reproduction des phénomènes transitoires. En d'autres termes, sa caractéristique de phase est excellente.

6) LES COURBES ISOPHONIQUES :

La sensibilité de l'oreille varie selon la fréquence, mais ce qu'on peut appeler la courbe de sensibilité différentielle varie avec l'intensité. Il résulte de ces observations des conséquences extrêmement importantes, quand on veut obtenir une reproduction parfaite. Et c'est une chose qui est encore aujourd'hui généralement totalement ignorée des usagers. Ces phénomènes fondamentaux sont mis en évidence par le tracé des courbes dites isophoniques, appelées aussi courbes d'égaux intensités.

La mesure consiste à déterminer quelle puissance acoustique il faut mettre en œuvre à 1 kHz pour obtenir un son tout juste perceptible, c'est le seuil d'audition. Si l'on fait varier la fréquence, on obtient la courbe I de la figure 1-7-4 qui représente bien le fait que l'oreille est beaucoup moins sensible pour les notes graves que pour un son à 1 kHz. En revanche, la sensibilité est notablement plus grande dans la région 2 kHz - 2,5 kHz, puis diminue au-delà, pour devenir pratiquement nulle après 15 kHz.

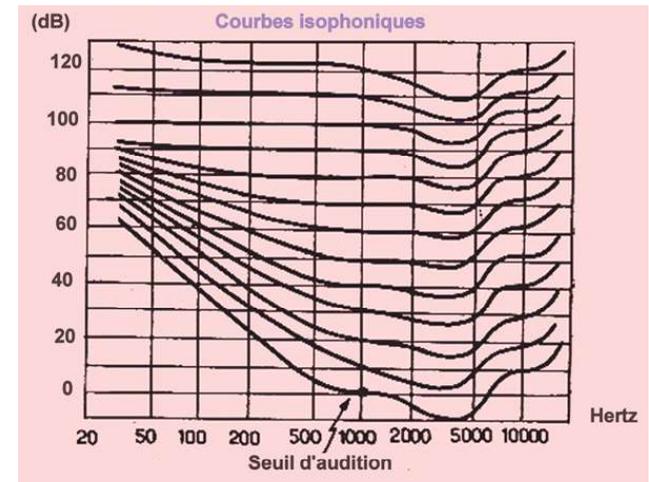
Ces courbes sont tracées de manière à obtenir la même sensation d'intensité pour les différentes fréquences. La première, en bas, correspond au seuil d'audition.

On notera que la sensibilité de l'oreille varie énormément en fonction de la fréquence. Pour le seuil d'audition, il y a un écart de 60 dB entre le maximum de sensibilité et les basses fréquences. Il faut donc 1 million de fois plus de puissance à 50 Hz qu'à 2 kHz pour obtenir la même sensation sonore !

Il n'est pas inutile de souligner à nouveau que, dans la musique orchestrale, les écarts de puissance acoustique mise en jeu dans une œuvre musicale peuvent atteindre 60, 80 dB et, parfois, plus encore.

Il découle de ces phénomènes des conséquences pratiques. Le timbre d'un son ou sa couleur musicale, est cette qualité qui permet de distinguer une note de violon, de la même note, jouée sur une flûte ou un hautbois. Physiquement, ce timbre est dû au fait que les sons musicaux ne sont pas des sinusoïdes pures, mais la superposition d'un certain nombre de composantes

Figure 1-7-4



partielles et harmoniques de fréquences différentes. On comprend pourquoi le timbre d'un instrument dépend de l'intensité du son perçu et que si une reproduction musicale est parfaitement équilibrée pour une certaine intensité sonore, elle ne le sera plus si la puissance est réduite, les fréquences basses sembleront disparaître complètement, ainsi, d'ailleurs, que les fréquences les plus élevées.

La famille de courbes correspond à des écarts de puissance de 10 dB à 1 kHz, c'est-à-dire que chacune d'elles correspond à une puissance 10 fois plus élevée que la précédente et à une perception auditive de plus en plus forte. On voit que pour les niveaux élevés, ces courbes deviennent pratiquement horizontales et que l'on aura trop de graves. Il faudra donc, dans ce cas, atténuer relativement les fréquences basses. S'il s'agit de parole, l'intelligibilité deviendra fort mauvaise, car cette qualité, qu'il ne faut pas confondre avec la fidélité, dépend essentiellement des fréquences moyennes. Il en résulte que le dosage des fréquences basses, moyennes et élevées, doit varier avec la puissance acoustique fournie par l'amplificateur, car un amplificateur donnant une reproduction parfaitement linéaire ne pourrait donner l'illusion d'une écoute directe que pour un seul niveau de puissance. Il faut donc en conclure que l'emploi d'un dispositif correcteur de tonalité est absolument indispensable.

7) LA PUISSANCE D'AUDITION NÉCESSAIRE ET LA DISTORSION :

Les propriétés particulières de l'oreille humaine font que, en dépit de toutes les corrections, il est impossible d'obtenir une reproduction correcte si le niveau est trop bas. Le timbre des instruments est complètement faussé et l'audition s'enveloppe d'un brouillard épais.

Il faut donc obligatoirement prévoir un amplificateur capable de fournir une puissance relativement grande avec un taux de distorsion inférieur à 2%, avec une réserve de puissance suffisante pour accepter une puissance instantanée élevée. Et cela est d'autant plus nécessaire que le transformateur d'énergie électrique en énergie acoustique, c'est-à-dire le haut-parleur, a un rendement toujours mauvais.

Quand on dit qu'un amplificateur peut fournir 10 watts modulés, on entend par là qu'il peut produire cette puissance électrique dans le circuit de charge, quand on introduit à l'entrée une tension sinusoïdale convenable, mais l'amplificateur produit lui-même un certain taux de distorsion croissant avec la puissance de sortie.

Ce taux de distorsion est le rapport entre l'amplitude totale des harmoniques et de l'amplitude de la composante fondamentale. On admettait en général qu'un taux de distorsion inférieur à 2 % était bon, un taux de 5 % encore tolérable, mais avec un taux de 10 %, la déformation des sons devenait bien entendu décelable, même pour une oreille non avertie. Il va sans dire que ces appréciations pouvaient toujours être discutées. Connaître en particulier le rang des harmoniques est instructif, car l'oreille tolère beaucoup mieux la distorsion qui est produite par des harmoniques de rangs pairs (comme H2 et H4) que celle, très pénible à entendre, produite par les harmoniques de rangs impairs.

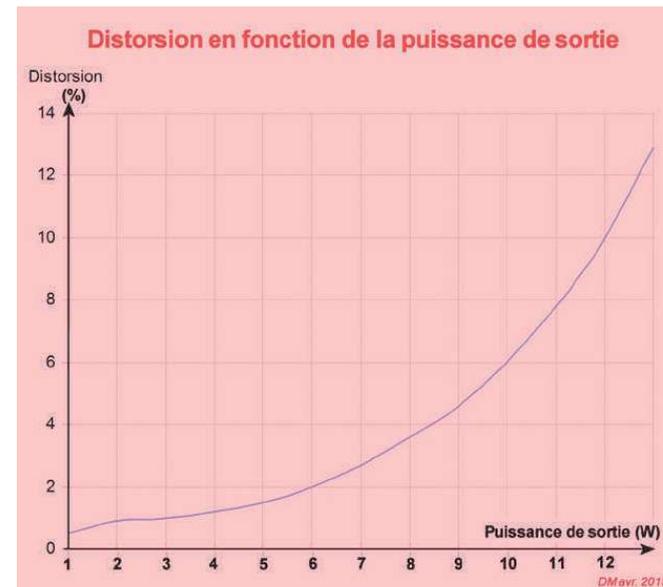


Figure 1-7-5

En dépit de ce que nous venons de dire, tous les harmoniques sont mis dans le même sac et la norme consiste à mentionner la distorsion globale d'un amplificateur pour une puissance donnée. La figure 1-7-5 montre l'exemple d'une courbe de mesure effectuée en laboratoire sur un appareil du début des années 60.

Bien qu'aujourd'hui les niveaux de distorsion soient meilleurs, grâce à l'évolution technologique ainsi qu'aux moyens de mesure performants, la même question se pose encore et toujours, en parcourant les caractéristiques techniques d'un nouvel appareil :

« Pour quelle puissance est annoncé ce taux de distorsion ou à l'inverse, quelle puissance peut délivrer cet amplificateur sans dépasser tel taux de distorsion ? »

8) PUISSANCE MOYENNE ET PUISSANCE INSTANTANÉE :

Le montage de laboratoire représenté sur la figure 1-7-6 a été utilisé pour tracer la courbe de distorsion. La tension aux bornes de la résistance de charge permet de calculer la puissance efficace : $P = U^2/R_c$.

Mais cette puissance est une puissance moyenne, l'amplificateur, soumis en réalité à de rapides transitions, ne travaille pas dans ces conditions. Rappelons également que la puissance crête correspondant à l'amplitude du signal de sortie est le double de cette puissance efficace.

La FM est capable de reproduire des concerts avec une dynamique exceptionnelle et de fortes transitoires. Il existe par instant, des rapports de puissance considérables entre la crête instantanée provoquée par une grosse caisse, et le niveau normal d'écoute. Par exemple, dans un appartement avec une puissance d'écoute

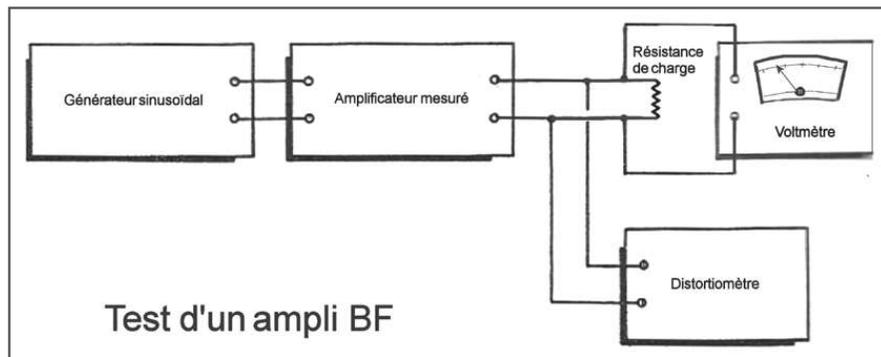


Figure 1-7-6

de 1 watt, il se peut fort bien que l'amplificateur doive fournir 15 watts durant un temps très court avec une distorsion qui peut devenir très désagréable, si l'amplificateur est trop juste.

9) LE BRUIT :

Avec la FM, les laboratoires des constructeurs ont bien entendu travaillé sur la réduction du bruit, en employant des composants performants et en étudiant sérieusement la disposition des éléments et l'organisation du câblage.

Mais l'ennemi peut surgir soudainement, s'installer et devenir difficile à éradiquer.

Entre les défauts de filtrage de l'alimentation (fréquence résiduelle à 100 Hz parfaitement audible !), les mauvaises masses (cette fois, c'est du 50 Hz...), les accrochages dus au vieillissement des composants, tout cela se transforme en grognements, ronflements, sifflements et autres, amplifiés et véhiculés par un amplificateur par ailleurs performant pour se retrouver dans les haut-parleurs !

Même si le bruit est faible il ne sera pas masqué, en particulier lors de l'écoute de musique classique où les variations de niveau sont très importantes.

On peut atteindre aujourd'hui des rapports signal/bruit de 80 dB, mais disons qu'un rapport de 50 dB constituait certainement un bon chiffre pour un récepteur FM des années 60.

10) LES HAUT-PARLEURS :

Bien qu'ils constituent l'élément fondamental de la chaîne, ils demeurent incontestablement le maillon faible : ce sont eux qui sont chargés de nous traduire les signaux électriques en variations de pression acoustique que nous sommes capables de percevoir. Leur fabrication utilise des matériaux légers et fiables permettant des déplacements rapides et amples de la membrane. Malgré cela, le poids et la vélocité de leur équipement mobile a bien du mal à reproduire les fréquences aiguës, tant le nombre de déplacements par seconde (jusqu'à 15 000) est important.

Par ailleurs, les fréquences graves réclament des déplacements de fortes amplitudes et échauffent le système qui doit donc être robuste, ce qui ne facilite pas le choix de matériaux ultra légers. Très vite, les constructeurs ont trouvé la parade en fabriquant des haut-parleurs dédiés aux fréquences graves / médium et d'autres

aux fréquences médium / aiguës (les tweeters).

Dans un bon récepteur FM, on trouve fréquemment plusieurs haut-parleurs. Généralement un gros modèle de forme ronde ou parfois elliptique qui est fixé sur une ossature en bois donnant le prolongement acoustique au transducteur, puis un ou plusieurs petits modèles : soit deux tweeters placés sur chaque paroi latérale du récepteur et donnant une ambiance élargie au son mono, parfois des combinaisons entre un haut-parleur à membrane carton de petite taille et souvent elliptique, entièrement consacré aux fréquences médium, puis un ou deux tweeters.

Le branchement électrique de ces haut-parleurs dépend du soin apporté par le constructeur. Pour le tout venant, celui des graves est directement raccordé au transformateur de sortie BF et une simple capacité filtre le signal dirigé vers le tweeter. Dans le meilleur des cas, chaque haut-parleur bénéficie d'un filtre calculé pour la bande de fréquence pour laquelle ses performances sont optimisées. C'est une combinaison de selfs et de capacités qui se charge de ce type de filtrage entièrement passif.

Il est nécessaire de veiller au bon état des haut-parleurs : leur membrane est faite en carton, matière qui vieillit assez mal. Par ailleurs, la bobine mobile est sensible aux écarts de température, et l'entrefer à la poussière et aux particules ferromagnétiques de toutes sortes (limailles etc.).

Pour retrouver la sonorité fabuleuse de nos radios FM à tubes, il faut s'assurer que le ou les haut-parleurs sont encore aptes à reproduire les nuances sonores...

11) PERFECTIONNEMENTS DANS LES POSTES HAUT DE GAMME :

Dans les années 60-70, certains récepteurs particulièrement respectueux de la section basse fréquence proposaient des corrections physiologiques automatiques commutables, grâce aux potentiomètres avec une ou plusieurs prises intermédiaires. Grâce à ces prises, le curseur du potentiomètre vient graduellement mettre en action la cellule de correction de fréquence qui correspond au redressement des faiblesses de linéarité de notre système auditif.

Chacun d'entre nous a au moins une fois été confronté au problème parfois insoluble posé par le remplacement de ce type de potentiomètre à prises intermédiaires.

Pour obtenir une audition parfaite, il faudra pouvoir doser les fréquences basses, moyennes ou aiguës en fonction du niveau sonore entendu, donc du réglage de la puissance de l'amplificateur. Le dispositif le plus connu est le correcteur de tonalité Baxandall.

Les ingénieurs ont trouvé un argument de vente non négligeable en multipliant les possibilités et préréglages de tonalité, via des claviers à touches essentiellement dédiées à cet usage, avec une position jazz, parole, musique, ambiance, etc.

La puissance est devenue un argument majeur pour nombre de constructeurs de récepteurs dotés de la FM et très rapidement d'un tourne-disque.

La technique a suivi avec les push-pull (figure 1-7-7), permettant de passer aisément le cap des 10 watts en conservant des tubes électroniques et des tensions standards.

Les transformateurs aidant, la qualité du signal audio n'a pas

Il va sans dire que les postes à transistors (figure 1-7-11) ne sont pas à la hauteur des performances exigées pour restituer correctement les émissions en FM. La garantie d'une reproduction digne des critères de la Hifi verra le jour avec la mise sur le marché des chaînes Hifi ampli-tuner intégrés (figure 1-7-12) ou ampli et tuner séparés.

Figure 1-7-11



PHILIPS L3W22T (1963)



CLARVILLE R116 (1964)



GRUNDIG Prima Boy 206 LW (1965)



OPTALIX TO218 (1982)



OPTALIX TO308 (1980)

Postes à transistors (crédit photos Y. Antonini)



Tuner Ampli Marantz (1971)

Figure 1-7-12

12) CONCLUSIONS :

Une première conclusion simple, indémodable et pérenne s'impose.

Il ne faut jamais choisir un amplificateur en fonction de la puissance efficace moyenne qu'il peut fournir, mais en fonction de sa puissance de crête.

Nous venons de voir deux choses fort différentes. Pour obtenir une reproduction qui mérite réellement le qualificatif de « haute-fidélité musicale », il faut que la distorsion ne dépasse pas 5 %, même dans les crêtes de puissance, car il s'en produit inmanquablement au moment des phénomènes transitoires. Il faut, d'autre part, une puissance moyenne assez élevée, faute de quoi la reproduction ne pourra pas être correcte : il s'agit là d'une conséquence inéluctable, due au comportement de notre oreille.

PARTIE II

GENÈSE, CODAGE, MESURES, ANTENNES