

PARTIE II

GENÈSE, CODAGE, MESURES, ANTENNES

8 - GENÈSE DE LA STÉRÉOPHONIE LE PROCÉDÉ ZENITH-GECO

À l'instar des photos en relief, on a imaginé des dispositifs d'expansion sonore plus ou moins élaborés. Le contraste des images donne une certaine impression de relief, mais ne leur assure pas le véritable effet de relief optique que seule peut assurer la vision binoculaire. Différents systèmes permettent de remédier à cet inconvénient, dont en particulier, la méthode stéréoscopique bien connue, avec deux images obtenues au moyen de deux objectifs distincts écartés de la distance entre les deux yeux...

Mais la transmission radiophonique était assurée jusqu'alors au moyen d'un seul microphone placé dans le studio, et notre récepteur ne comportait qu'une seule voie audio...

Depuis 1922, la radiodiffusion n'a cessé d'évoluer.

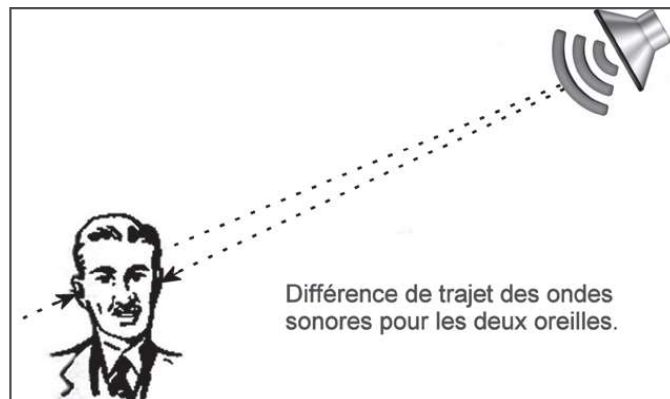
Nous arrivons aux années 50 et à cette époque, les radio-concerts permettaient d'obtenir de véritables auditions musicales dont les mélomanes étaient satisfaits, et ceci grâce aux nombreux perfectionnements des récepteurs munis d'un ensemble de haut-parleurs bien disposés afin d'obtenir un effet d'ambiance tridimensionnelle.

L'ancien écouteur des premiers âges avait d'abord été remplacé par un transducteur électrodynamique unique à diffuseur conique de 12 à 30 cm de diamètre, puis par un ensemble de plusieurs haut-parleurs de différents diamètres, permettant ainsi une reproduction plus étendue des fréquences.

La modulation de fréquence offrait une qualité de diffusion supérieure aux auditeurs. Il était possible à présent d'obtenir une audition de qualité satisfaisante, mais à laquelle il manquait encore cet effet de relief.

Il semblait cependant exister naturellement comme une sensation de relief sonore due essentiellement aux différences des sons parvenant aux deux oreilles de l'auditeur, à partir de la source unique initiale.

Figure 2-8-1



En effet, avec la différence de trajet des ondes sonores, celles-ci ne parvenant pas en même temps aux deux oreilles, un déphasage qui dépend de la distance et de la position de la source sonore par rapport à l'auditeur se produit naturellement. On constate également une sorte d'effet de masse acoustique déterminé par la présence de la tête, lorsque la source sonore ne se trouve pas en face de l'opérateur mais latéralement ; ce phénomène acoustique peut déterminer une différence d'intensité sur les deux oreilles et aussi donner un certain effet de variation de fréquence, variable suivant la tonalité des sons perçus (figure 2-8-1).

L'effet essentiel est dû surtout aux variations d'intensité ; lorsque nous entendons un son faible et que nous n'avons pas d'autres moyens de repère, nous avons tendance à supposer qu'il provient d'une source lointaine. Inversement, si le son est puissant, la source sonore nous semble plus proche ; si nous entendons un son plus fortement à droite qu'à gauche, nous avons également tendance à supposer que le son provient d'une source sonore placée à notre droite.

En dehors de cet effet de localisation de la source sonore, la dynamique déjà citée, c'est-à-dire la différence d'intensité entre les sons les plus faibles et les sons les plus forts, ou contraste sonore, assure à l'audition un effet de volume et de naturel, une ampleur particulièrement nécessaire, lorsqu'il s'agit d'un orchestre.

1) Les conditions pour obtenir une audition en relief :

Comme pour obtenir la vision exacte du relief pour laquelle il faut avoir recours à deux images stéréoscopiques, l'audition intégrale exige l'utilisation des deux oreilles pour obtenir la sensation du relief sonore et il faut pouvoir faire agir sur celles-ci au moins deux sources sonores distinctes, disposées dans des conditions convenables et fonctionnant d'une façon rationnelle. L'audition « en live » des sons d'un orchestre assurée par les sons directs et réfléchis est obtenue par l'auditeur en tous les points d'une salle. L'objectif de la stéréo serait donc de restituer à l'auditeur, la reproduction sonore intégrale, en le transportant en quelque sorte virtuellement dans la salle.

Cet effet intégral nécessiterait l'utilisation d'un grand nombre de microphones répartis dans l'espace et reliés chacun à une chaîne d'amplification distincte. La perception ne dépendrait plus alors de la position de l'auditeur, mais s'effectuerait comme l'audition directe.

Un tel procédé est inapplicable en pratique. Il a donc fallu se contenter d'un compromis, même pour le cinéma, en utilisant une simple ligne de microphones disposés devant les sources sonores, et dont le nombre est généralement réduit à trois au minimum.

2) Les premiers essais :

Des essais de transmission du son en relief ont été entrepris il y a fort longtemps.

Le grand savant Clément Ader, le véritable précurseur de l'aviation, aurait ainsi imaginé la stéréophonie et donné, semble-t-il en premier, l'idée d'une diffusion binaurale en 1881. En 1884, sept ans seulement après l'invention du téléphone, le

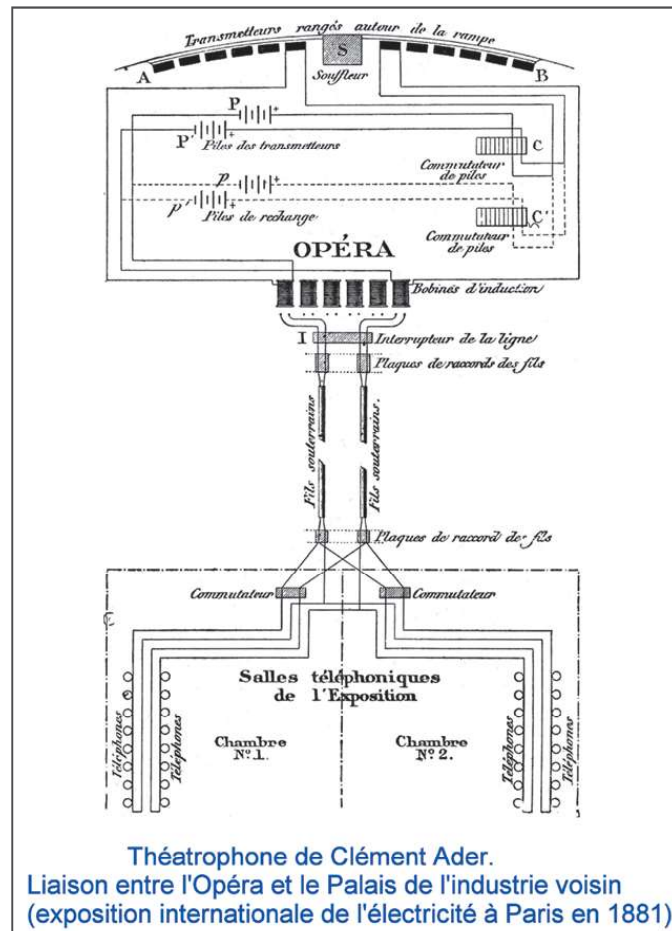
théatrophone (figure 2-8-2) permettait à des auditeurs d'écouter, avec un écouteur par oreille et un micro par écouteur, la musique jouée à l'Opéra Garnier, à Paris, depuis un bâtiment voisin.

Le terme stéréophonie, qui provient du grec stereo « spatial, solide » et phono « son », apparaît en France en 1924 : L'ingénieur du son Georges-Clément Lévy écrit en 1930 :

« Elle sera pour l'oreille ce que les yeux attendent du cinéma en relief ».

En 1931, Alan Blumlein conçoit en Angleterre le premier système de son binaural, avec deux canaux. Il prend un brevet pour une prise de son par paire de micros à directivité en forme de huit installés au même point, l'enregistrement sur une seule piste de disque avec les deux signaux à 45° de part et d'autre de la verticale, et le matriçage des signaux permet d'obtenir des signaux

Figure 2-8-2



de somme, monophonique, et de différence gauche droite. Tous ces principes seront à la base de la stéréophonie, telle qu'elle se développa après la Seconde Guerre Mondiale et existe encore aujourd'hui.

À la fin des années 1930, la stéréophonie, avec d'autres qualificatifs techniques que le public non averti est peu en mesure de comprendre, comme superhétérodyne ou contre-réaction, est un argument de vente des récepteurs de radio.

Les problèmes de l'audition stéréophonique ont attiré l'attention, tout d'abord lors de l'application des procédés cinématographiques de projection en relief panoramique, dans lesquels l'effet visuel est accompagné généralement par un certain effet d'ambiance sonore. On n'utilise plus un seul haut-parleur, ou groupe de haut-parleurs placés derrière l'écran, mais au moins trois groupes distincts. D'autres haut-parleurs sont répartis dans la salle ; ils ne sont pas actionnés par le même amplificateur, mais par des amplificateurs distincts, et aux moments utiles, selon les péripéties de l'action, de façon que les sons entendus correspondent exactement au développement des images vues sur l'écran.

Les premiers essais pratiques avaient eu lieu de 1931 à 1935, et la démonstration la plus remarquable fut celle de la retransmission d'un concert exécuté en 1933 ; les résultats avaient permis de préciser les conditions nécessaires pour la transmission et la retransmission stéréophoniques. Le système utilisé avait consisté à employer dans le studio d'émission trois microphones distincts convenablement disposés, et dans la salle d'audition trois haut-parleurs reliés aux trois chaînes microphoniques. On pouvait, à la rigueur, utiliser seulement deux microphones à l'émission, et deux haut-parleurs à la réception ; les trois canaux de transmission étaient distincts, et chacun d'eux permettait le passage d'une bande de fréquences déterminée à l'avance. La position relative du microphone devant l'orchestre, de même que la disposition des haut-parleurs dans la salle de réception devaient être étudiées avec soin.

Les résultats obtenus avaient été excellents ; les auditeurs eurent l'impression d'entendre directement l'orchestre qui se trouvait à quelques centaines de kilomètres, mais la transmission s'effectuait par fils téléphoniques spéciaux, et l'installation s'avéra complexe et coûteuse.

Des essais analogues effectués en Allemagne avaient montré la possibilité d'employer, dans le même but, deux microphones et deux haut-parleurs seulement, et la société Philips aboutit au même résultat en employant deux voies de transmission seulement.

Le disque microsillon devint stéréophonique en 1958 en adoptant le système Blumlein, tout en restant compatible en mono, grâce au déphasage des canaux. Rappelons que les électrophones monophoniques sont uniquement sensibles au déplacement latéral de la pointe et transcrivent ainsi la somme des canaux droite et gauche.

Dans les années 1960, les postes périphériques Europe 1 et Radio Luxembourg eurent l'idée d'associer leurs efforts pour créer, pendant une demi-journée, une émission en stéréophonie (il fallait deux postes de radio, l'un sur Europe 1 et l'autre sur Radio Luxembourg. Parmi les animateurs de ces essais se trouvaient Jean

Yanne et Jacques Martin et grâce à tout le déploiement technique de l'époque, on put entendre entre les deux postes le va-et-vient d'une balle de ping-pong.

La télévision française (RTF) collabora également avec France IV - l'unique chaîne à modulation de fréquence qui deviendra plus tard France Musique - pour reproduire en stéréo le son d'une œuvre de Jean Prat et musique de Jean Prodromidès, les Perses, d'après la tragédie d'Eschyle. Le téléviseur diffusait le son frontal et le poste de radio le son arrière. De même, dans le domaine de la musique de variété, cette expérience fut renouvelée avec un « Show Franck Pourcel » en stéréo.

Mais ces expériences restèrent sans lendemain, car le son de la télévision était de qualité médiocre à l'époque, ce qui causait un déséquilibre avec le récepteur radio à modulation de fréquence.

3) Les effets binauricaux et stéréophoniques :

Le procédé stéréophonique normal exige, pour la prise de son, un matériel complexe ; pour des raisons économiques, on a donc eu recours plutôt à la méthode binauricaux, qui se rapproche de la méthode stéréoscopique en optique.

La prise de son est effectuée simplement avec deux microphones écartés d'une distance correspondant à l'écartement des deux oreilles, soit une vingtaine de centimètres, et séparés par une masse convenable de matière insonore produisant un effet de masque.

Chaque microphone est relié à une chaîne d'amplification distincte et à la reproduction, l'audition est effectuée, en principe, au moyen de deux haut-parleurs ou ensembles de haut-parleurs disposés dans deux points de la pièce suffisamment écartés. Les axes de ces haut-parleurs sont, en principe, croisés à angle droit, et l'auditeur se place en un point de la perpendiculaire menée sur le plan vertical reliant les deux appareils. L'effet de relief sonore n'est pas alors maximum, mais reste acceptable.

Bien évidemment, cette zone centrale d'audition binauricaux constitue plus ou moins un inconvénient par rapport à la méthode stéréophonique, car elle limite le nombre des auditeurs, ce qui n'est pas très gênant pour les essais et les usages domestiques. Les sons peuvent être enregistrés sur un magnétophone stéréophonique à bande à deux pistes magnétiques distinctes correspondant aux deux inscriptions destinées à chaque oreille de l'auditeur.

Mais en radio, l'utilisation des appareils à double bande musicale et à deux ou trois haut-parleurs, bien qu'assurant déjà une amélioration de l'ambiance sonore, ne pouvait assurer un véritable effet de relief, il était indispensable d'organiser des émissions spéciales en utilisant par exemple, deux émetteurs distincts.

Cela avait déjà été expérimenté en France avant guerre, puis en 1942 pendant l'occupation allemande. Une audition musicale en relief sonore avait même été réalisée au Palais de Chaillot par la radiodiffusion française, en utilisant un dispositif de liaison radiophonique à deux canaux de fréquences, mais il s'agissait encore une fois de liaisons par fils téléphoniques.

4) Une version simplifiée de diffusion en relief :

Dès 1949, deux techniciens de la Radiodiffusion Française, José Bernhart et Jean-Wilfrid Garret, avaient proposé une forme simplifiée d'émission en relief sonore permettant la transmission de la parole, de chants ou de musique. Ils avaient aussi constaté l'importance essentielle de l'audition binauricaux, mais également celle des phénomènes provenant des variations de phase et d'intensité.

Leur procédé fut mis en pratique pour la première fois le 19 juin 1950.

Celui-ci consistait à effectuer deux émissions différentes synchronisées, au moyen de deux postes émetteurs distincts, transmettant sur deux longueurs d'ondes différentes.

L'intensité de la modulation de chaque émetteur était réglée indépendamment. Mais, dans le studio un seul microphone ou une seule source audio était utilisé. L'appareil alimentait deux chaînes de transmissions différentes pouvant être réglées séparément (figure 2-8-3).

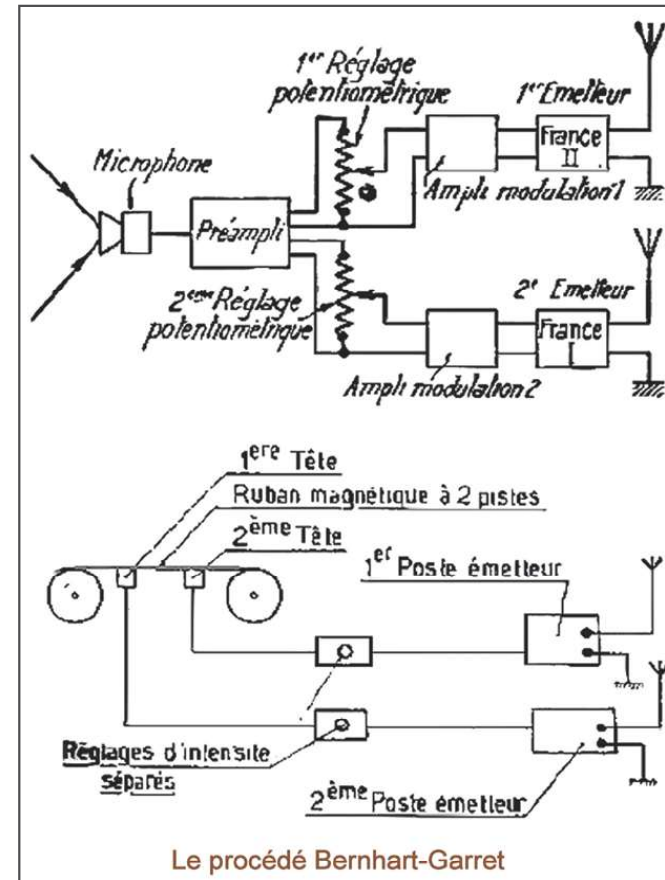


Figure 2-8-3

L'auditeur devait bien évidemment utiliser deux postes récepteurs aussi identiques que possible avec leur haut-parleur dirigé de façon à converger vers l'auditeur.

De cette façon, lorsque les intensités sonores des deux haut-parleurs étaient égales, le son perçu par l'auditeur semblait venir d'une source sonore disposée à une position médiane entre les deux haut-parleurs.

Lorsque le metteur en ondes placé dans le studio d'émission augmentait l'intensité sonore d'un émetteur, ou diminuait celle de l'autre, l'intensité d'audition produite par le haut-parleur correspondant augmentait ou diminuait, et le son semblait se déplacer du côté du haut-parleur produisant le son le plus intense. On pouvait ainsi obtenir très simplement, par un procédé uniquement statique, et sans déplacement réel dans le studio des personnages, des objets, ou des musiciens, un effet sonore correspondant pour l'auditeur au déplacement dans l'espace de la source des sons vocaux ou musicaux.

Il s'agissait évidemment, d'un système artificiel, mais les inventeurs faisaient remarquer avec raison que la transmission des radio-concerts avait un caractère artistique, tout autant que technique, et que l'artiste avait fort bien le droit d'interpréter les œuvres qu'il transmettait, suivant ses préférences personnelles. Dans la première application pratique de 1950, la pièce de Théophile Gautier intitulée « Une Larme du Diable » avait été simultanément diffusée sur la Chaîne Parisienne et Paris-Inter ; le succès avait été très grand, et les effets obtenus par le réglage séparé des émetteurs avaient permis d'obtenir des effets saisissants, les sources sonores pouvant être déplacées virtuellement, alors que les acteurs demeuraient en réalité immobiles.

5) Les émissions en relief sonore aux USA :

Depuis 1953, les auditeurs américains recevaient d'une manière régulière des émissions radiophoniques en relief sonore. Les premiers essais avaient été menés en 1952 par la station WQXR de New York, puis plusieurs autres étaient entrées en service, en particulier, WCRB à Boston. Le procédé employé était tout à fait classique. On utilisait dans le studio au moins deux microphones identiques, placés à la place des oreilles d'une tête artificielle, ou écartés de quelques mètres. Les courants microphoniques amplifiés séparément d'une manière équilibrée, étaient transmis à deux émetteurs à modulation en amplitude, à deux émetteurs à modulation de fréquence, à un émetteur à modulation en amplitude et à un poste de télévision, à un émetteur à modulation de fréquence et à un poste de télévision.

Mais, en pratique, le procédé le plus répandu consistait à employer un poste à modulation d'amplitude et un à modulation de fréquence ; il était ainsi possible, en particulier, d'établir des récepteurs doubles spéciaux avec des canaux complètement séparés, à modulation d'amplitude et à modulation de fréquence (figure 2-8-4).

Toutes les transmissions directes étaient identiques, avec un speaker qui parlait devant deux microphones, celui de droite correspondant au récepteur de droite étant relié à l'émetteur à

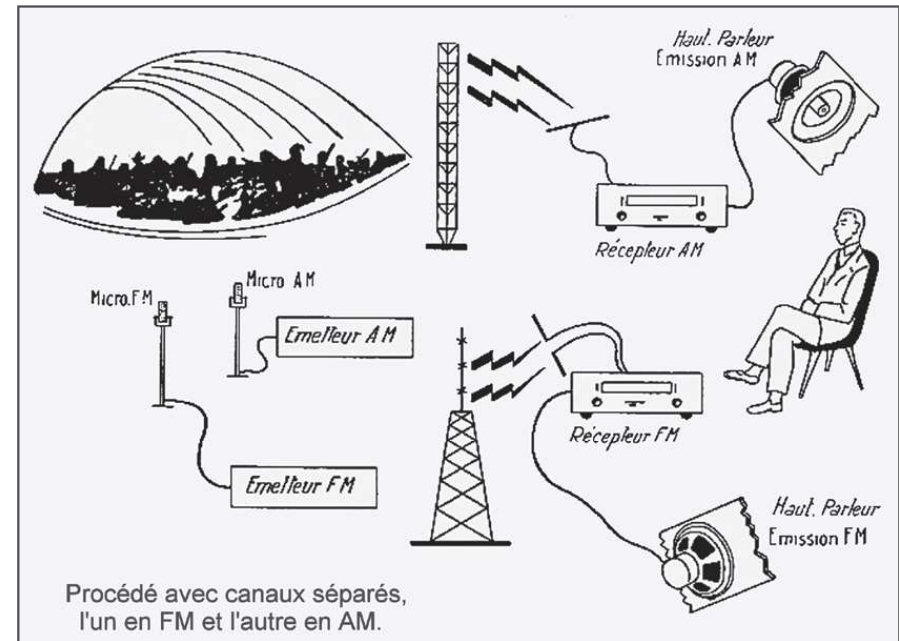


Figure 2-8-4

modulation d'amplitude, et celui de gauche, correspondant au récepteur de gauche, étant relié à l'émetteur à modulation de fréquence. Ces transmissions étaient presque toujours effectuées par des stations locales, soit d'une manière régulière, soit à titre expérimental ; on diffusait des concerts, des orchestres symphoniques et des chœurs. D'ailleurs, on utilisait également pour ces transmissions les bandes magnétiques stéréophoniques éditées en assez grand nombre à l'époque aux Etats-Unis. Pour la réception, était simplement adoptée la disposition représentée sur la figure 2-8-5, avec deux haut-parleurs face aux auditeurs dans la longueur de la

pièce. Les enceintes acoustiques devaient être écartées des murs d'environ 45 cm, dans le cas de petites pièces, et de 75 cm dans le cas de pièces moyennes, d'une longueur de l'ordre de 4 à 5 mètres. Dans le cas de grandes salles de 15 à 18 mètres de long, il fallait les écarter de 3 mètres (figure 2-8-5).

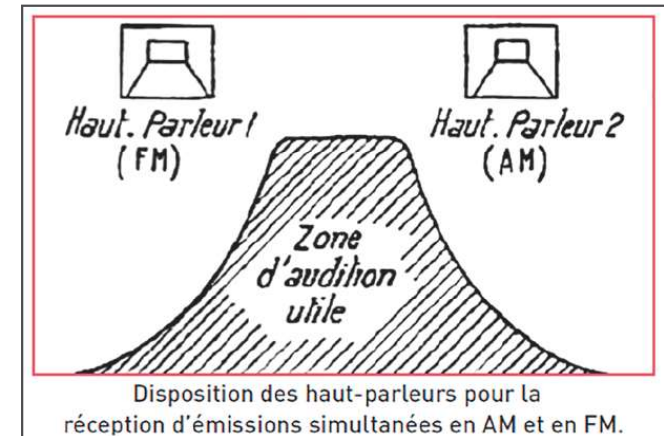


Figure 2-8-5

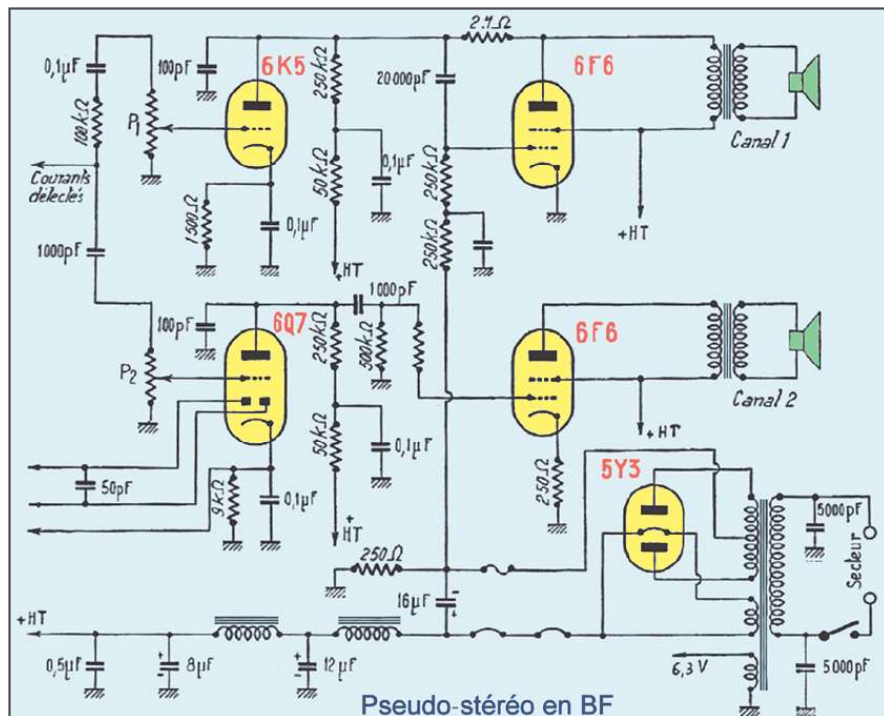


Figure 2-8-6

6) La pseudo stéréophonie :

Dans l'absolu, il s'avèrait impossible d'obtenir un relief sonore sans utiliser réellement deux canaux de fréquences et deux émissions séparées reçues sur deux récepteurs distincts. Cependant il était déjà possible d'envisager des procédés permettant d'obtenir un certain effet d'ambiance sonore et de relief perspectif agréable, c'était le but des récepteurs « 3 D à haute fidélité » indiqués précédemment.

Dans la plupart de ces appareils, les différents haut-parleurs étaient reliés à un même étage de sortie du récepteur, mais généralement au moyen de filtres plus ou moins compliqués, aiguillant les différentes fréquences vers les éléments pour sons graves, médium et aigus. On obtenait ainsi un certain effet d'ambiance agréable sans doute, mais toujours incomplet. Il était indispensable d'adapter à la sortie de l'étage de démodulation deux ou trois chaînes séparées d'amplification musicale, agissant chacune sur un haut-parleur ou un ensemble de haut-parleurs de caractéristiques correspondantes.

Dans l'exemple de montage de la figure 2-8-6, le tube 6Q7 y joue le rôle de détectrice de CAG et de première amplificatrice de tension. Pour la deuxième bande de fréquences, on utilise une deuxième amplificatrice de tension avec un 6K5 et deux tubes de puissance 6F6 séparés actionnant chacun un haut-parleur distinct. Le réglage des intensités respectives est assuré par deux

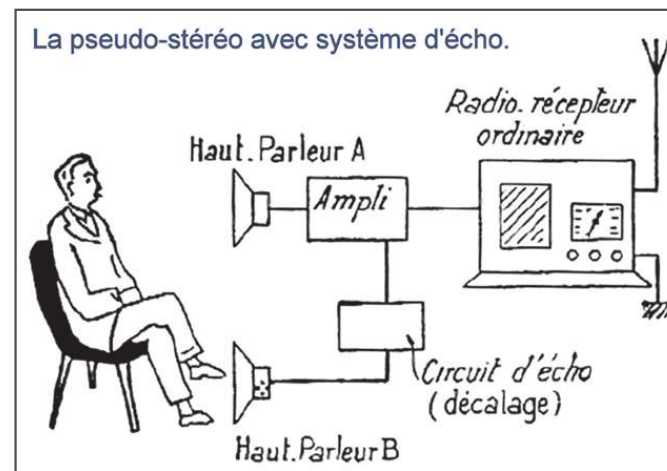


Figure 2-8-7

potentiomètres de 500 k Ω (P1 et P2).

Il existe encore un autre moyen d'augmenter également l'effet de relief sonore perspectif, sans avoir recours d'une manière complète à un procédé à deux émissions, et à deux chaînes sonores. Celui-ci consiste à placer sur les étages d'amplification à basse fréquence, un système d'expansor sonore augmentant automatiquement la différence entre les sons les plus faibles et les plus intenses, c'est-à-dire la dynamique.

Enfin, à partir de la même émission et de la même sortie d'un poste de radio, on peut prévoir l'emploi d'un dispositif de décalage ou d'écho pour une des voies de transmission agissant sur un des haut-parleurs de façon à reconstituer, en quelque sorte, les conditions d'audition en relief sonore sur les deux oreilles. Ce système d'écho peut être acoustique ou électroacoustique (figure 2-8-7).

7) La stéréo avec un seul émetteur :

Tous les procédés décrits précédemment mobilisaient deux émetteurs, n'était-il pas possible de transmettre simultanément les deux informations nécessaires sur un seul émetteur ? Il fallait déjà tout multiplier par deux dans les studios.

Il était évident que le stéroé ne pourrait atteindre sa plénitude qu'à condition de reproduire les fréquences acoustiques moyennes et élevées, ainsi que leurs harmoniques.

Par conséquent, il ne pouvait être question de stéréo bon marché avec l'un des deux canaux transmis en AM !

Des moyens éprouvés de transmission de deux informations simultanément par l'intermédiaire d'un seul et unique émetteur étaient déjà connus.

De plus les auditeurs déjà pourvus de la réception FM pourraient continuer à recevoir ces émissions comme s'il s'agissait d'une transmission normale et leur plaisir ne serait en rien diminué. Il suffirait aux plus exigeants d'ajouter un adaptateur au récepteur normal et de prévoir, cela va sans dire, une seconde chaîne

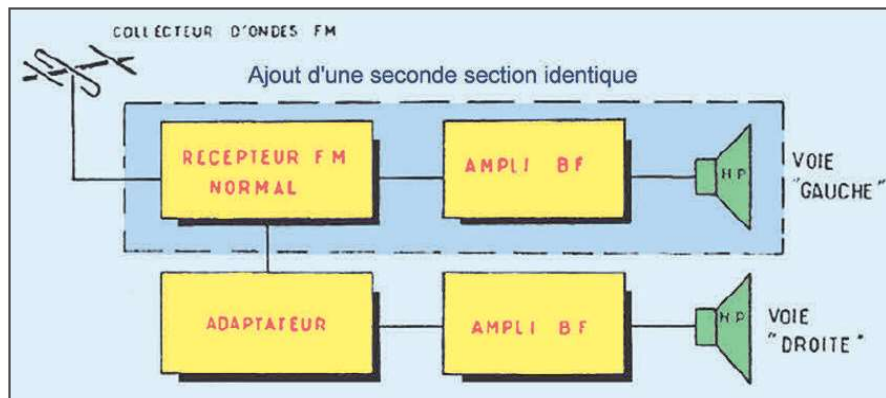


Figure 2-8-8

reproductrice, comme représenté schématiquement sur la figure 2-8-8 où toute la partie supérieure encadrée en pointillé constitue une installation ordinaire, normale pour la réception des émissions à modulation de fréquence, et la partie inférieure représente le supplément qu'il fallait installer pour profiter des avantages de la stéréophonie.

8) Le procédé Halstead :

En septembre 1950, l'ingénieur américain W.S. Halstead et son équipe avaient fait la démonstration de la première émission en stéréo avec un seul émetteur FM. Il s'agissait d'un multiplexage sur la même porteuse des signaux nécessaires pour produire la stéréophonie. C'était indéniablement une grande innovation. Précisons d'abord pour nos lecteurs qu'une transmission est dite en multiplex quand elle permet de transmettre simultanément plusieurs informations sur la même ligne, le même câble ou la même onde porteuse.

La disposition synoptique de la figure 2-8-9 permet de comprendre le principe général du système de l'ingénieur américain.

On trouve d'abord les éléments A et B qui constituent un émetteur normal à modulation de fréquence et qui transmet la voie gauche, c'est-à-dire les informations G captées et transformées en signaux électriques par le microphone de gauche. Le principe de la modulation de fréquence est de faire varier cette fréquence en plus et en moins par rapport à la porteuse, on obtient donc finalement : $97,3 \text{ MHz} \pm G$, par exemple.

Les informations captées par le microphone de droite servent, quant à elles, à moduler une onde porteuse auxiliaire (ou sous-porteuse). Celle-ci est choisie à fréquence très basse, à peine supérieure aux plus élevées du programme.

Du côté de la réception, les informations contenues dans la seconde voie, transportées par l'intermédiaire de l'onde porteuse auxiliaire, correspondent à des fréquences situées au-dessus des limites de l'audibilité. Il en résulte que le circuit de désaccentuation d'un récepteur classique les élimine

complètement.

À la réception, si l'on veut utiliser la seconde information il faut faire apparaître les composantes de modulation par l'intermédiaire d'un second démodulateur suivi, à son tour d'un amplificateur de basse fréquence et d'un haut-parleur.

Ce système semblait un peu compliqué, surtout à l'émission, mais parfaitement compatible, car sans aucune modification, on pouvait recevoir le programme (la voie gauche) sur un récepteur FM classique.

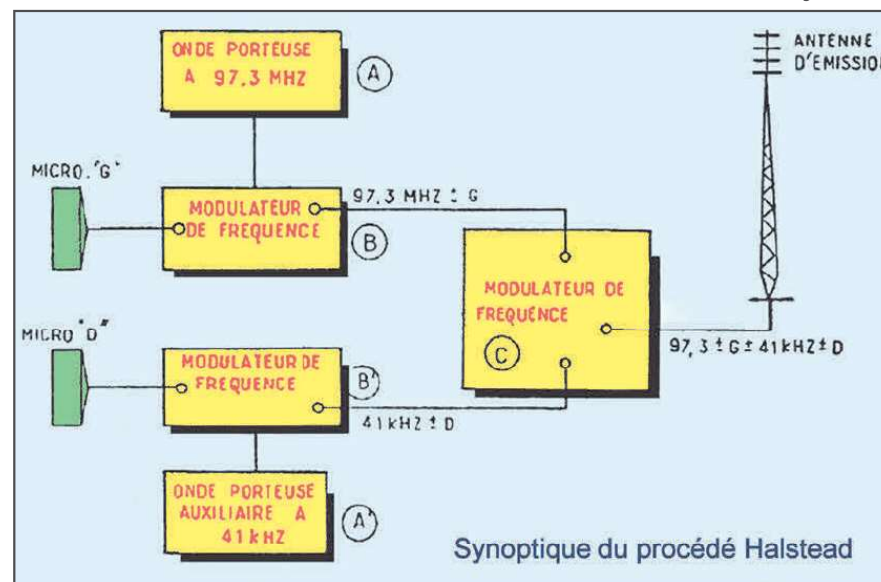
Avec un adaptateur comportant simplement 4 tubes, la séparation des deux voies était parfaite, sans intermodulation, c'est-à-dire, sans mélange des modulations. Seule une très légère augmentation du bruit de fond apparaissait dans les conditions de réception difficiles.

Quelques chiffres sur le procédé :

L'onde porteuse principale est modulée normalement par toutes les fréquences acoustiques comprises entre 30 et 15000 Hz à -1 dB. La même étendue de fréquence est imprimée sur l'onde porteuse auxiliaire, mais avec un taux de modulation qui ne dépasse pas 15 % et ceci, précisément, dans le but d'éviter les phénomènes de diaphonie ou d'intermodulation. Le rapport signal sur bruit est de 65 dB dans le canal principal et de 55 dB au moins dans le canal auxiliaire. La diaphonie est de 65 dB dans le canal principal et de 50 dB dans le canal auxiliaire.

Le système prévoit d'ailleurs l'utilisation d'un troisième canal obtenu par l'intermédiaire d'une seconde sous-porteuse auxiliaire placée, par exemple sur 61 kHz. Ainsi le même émetteur peut transmettre simultanément en stéréophonie en même temps qu'un second programme totalement différent (informations, fond sonore, etc.).

Figure 2-8-9



9) Le procédé Crosby ou système à matrice :

Théoriquement les deux microphones devraient occuper les emplacements correspondant à la position des oreilles d'un individu. Pratiquement, pour rendre l'effet plus net, on augmentait l'écartement des deux microphones. Le résultat était que les informations recueillies par chacun des deux microphones étaient très différentes. L'un d'eux pouvait ne pas entendre du tout la flûte, alors que l'autre ignorait le violon. Il en résultait que l'auditeur n'utilisant pas une reproduction stéréophonique ne pouvait obtenir qu'une audition tronquée.

Les systèmes multiplex utilisant le principe des matrices électroniques permettent de contourner cet inconvénient. Le système Crosby correspond à la disposition de la figure 2-8-10, les microphones délivrent les composantes gauche et droite (G et D). Celles-ci sont superposées dans un circuit mélangeur, ce qui donne $G + D$. Cette composante correspond donc à toutes les informations fournies par les deux microphones. Elle sert à la modulation de l'onde porteuse principale. L'auditeur n'ayant qu'un seul récepteur peut donc recevoir avec une complète satisfaction la totalité du programme.

Dans l'autre canal, on transmet la composante différentielle. Il suffit pour cela d'inverser la phase de la composante D. Cette rotation de phase équivaut à $-D$. En ajoutant le résultat à G, on obtient $G - D$. C'est cette composante différentielle qui sert à la modulation de l'onde porteuse auxiliaire.

Pour la réception stéréophonique, la séparation des deux composantes peut être obtenue de la manière suivante : Après passage dans l'adaptateur stéréophonique, on obtient à la sortie la composante différentielle $G - D$ (figure 2-8-11). En superposant dans un mélangeur la composante $(G + D)$ et la composante $(G - D)$, soit : $(G + D) + (G - D)$, on obtient : $2G$

Figure 2-8-10

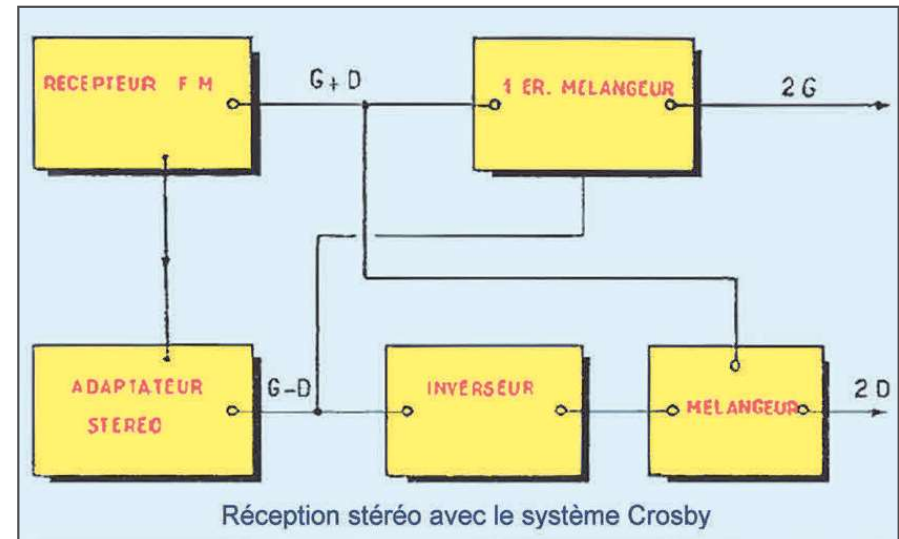
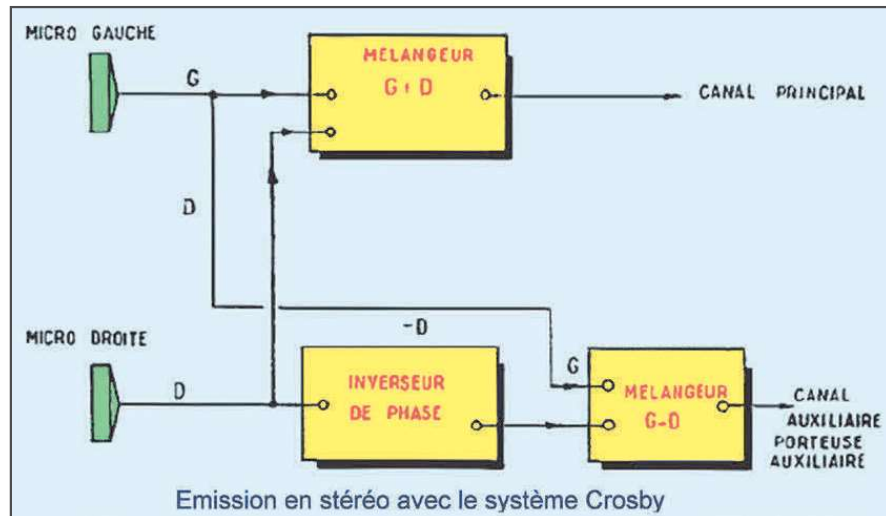


Figure 2-8-11

D'autre part, en inversant la phase de la composante différentielle on obtient $(D - G)$, et en ajoutant cette nouvelle donnée à la composante additive soit : $(G + D) + (D - G)$, on obtient : $2D$

Dans ce système équilibré, les altérations de qualité affectent de la même manière les deux canaux. En revanche le récepteur avec les matrices était plus compliqué que dans le système Halstead.

LES ÉMISSIONS STÉRÉO EN FRANCE EN 1962

Les émissions stéréophoniques en France ont lieu plusieurs fois par semaine et sont réalisées au moyen de deux postes émetteurs distincts, soit deux postes à modulation d'amplitude, soit un poste à modulation de fréquence et un poste à modulation d'amplitude, soit deux postes séparés à modulation de fréquence, dont l'un peut être remplacé par le système sonore accompagnant les images de télévision. Des émissions d'essais pouvant être transmises avec un seul poste combiné sont également prévues.

D'une manière générale, on peut recevoir ainsi le dimanche de 17 h 45 à 19 h 30 les concerts des grandes associations symphoniques, le jeudi de 20 h à 21 h 40 le concert de l'Orchestre National de la R.T.F. et le samedi de 10 à 12 h ont lieu également des diffusions de disques à haute fidélité et, en particulier, des nouveautés récentes, des meilleurs orchestres et des solistes français et étrangers. L'écoute stéréophonique de ces concerts est possible avec deux récepteurs FM dans les régions desservies par les émetteurs dont nous donnons ci-dessous la liste, avec les fréquences indiquées en MHz pour le canal gauche et pour le canal droit :

- Paris - 90,35 - 97,6.
- Bourges - 94,9 - 88,4.
- Cannes - 88,2 - 99,6.
- Caen - 95,6 - 99,6.
- Dijon - 95,8 - 88.
- Reims - 90,8 - 94,4.
- Pic du Midi - 91,5 - 87,9.

A Paris et dans la région parisienne, les concerts du samedi matin peuvent être reçus en stéréophonie par les auditeurs disposant d'un récepteur FM et d'un téléviseur, car les sons du canal de droite sont diffusés ce jour-là par l'émetteur son TV de Paris.

A cet effet, le téléviseur doit être placé à droite de l'auditeur, avec réglage au minimum de la luminosité, puisqu'il n'y a pas d'image, et le récepteur FM doit être placé à gauche et accordé sur 90,35 MHz ; on opère d'une manière générale comme avec deux récepteurs FM.

Ces émissions stéréophoniques qui durent cependant depuis longtemps, sont encore effectuées à titre de démonstration ; des études se poursuivent toujours aussi bien en France que dans les autres pays, pour l'adoption d'un procédé permettant la diffusion des deux canaux sonores distincts avec un seul émetteur FM. Il est bien évident, d'ailleurs, qu'il faudra songer à adopter un standard, sinon universel, tout au moins européen.

Quel que soit le système adopté, il est certain que les émissions définitives stéréophoniques seront diffusées en modulation de fréquence, et la réception sera assurée par un récepteur FM ordinaire diffusant le premier canal, et muni d'un adaptateur permettant la détection du second canal. A la sortie de l'adaptateur, les signaux seront amplifiés par un second amplificateur et diffusés par un second haut-parleur. Ainsi, l'intérêt de la modulation de fréquence est mis en relief par cette application, qui ne peut être obtenue par aucun autre procédé présentant les mêmes avantages.

10) Le procédé français :

Après l'annonce de l'adoption d'un standard européen, le système français en essai, basé sur les études de M. Clouard, ingénieur de la R.T.F. était toujours d'actualité, mais la Commission Européenne préconisait cependant l'essai d'autres procédés. L'Union Européenne de Radiodiffusion (UER) recommandait l'essai du système américain standardisé Zenith General Electric, déjà le plus répandu dans le monde. Le procédé français qui consistait en la transmission des deux canaux sonores par un seul émetteur avec une sous-porteuse sera employé uniquement à Paris sur l'émetteur FM de France IV, jusqu'en décembre 1963. Le canal droit D modulait en AM une sous-porteuse à 70 kHz, il avait pour lui l'avantage de la simplicité en réception. L'adaptateur se fixait aisément sur un tuner ou un récepteur FM. Mais en pratique, le problème de la compatibilité avec les récepteurs mono n'était pas résolu, car il ne suffisait pas de recevoir un seul canal sonore, en l'occurrence le gauche G, il faudrait que les deux ($G + D$) aient pu se faire entendre dans le même haut-parleur, ce qui était impossible avec ce procédé « simpliste ».

Les techniciens se baseront sur cette lacune pour condamner le procédé.

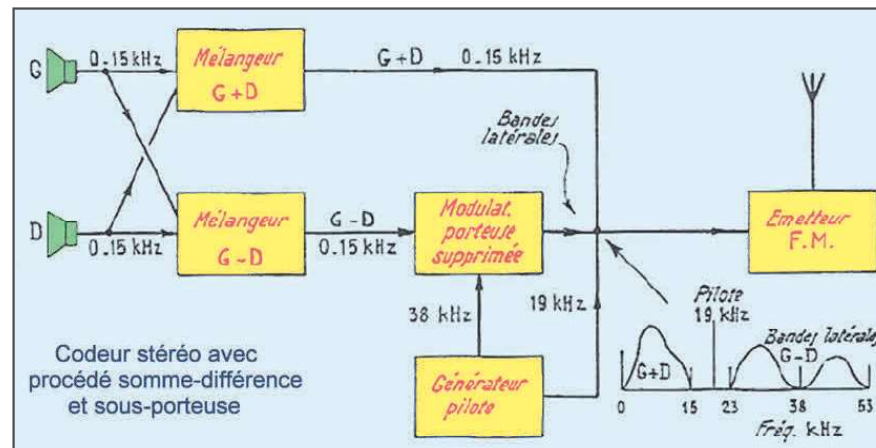
11) Le procédé somme - différence :

Dans le monde entier, les essais ont lieu avec les procédés de transmission de stéréophonie réelle connus sous le nom de procédés « somme différence ». Aux Etats-Unis, la Commission Technique a reconnu que les deux meilleurs systèmes étaient le procédé Crosby U.S.A., avec sous-porteuse modulée en fréquence, et le Système Zenith General Electric. C'est ce dernier qui sera finalement adopté sous le nom de Système Zenith Geco.

Voyons en quoi consiste, d'une manière élémentaire, la méthode somme différence (figure 2-8-12).

Supposons un piano et une clarinette, par exemple, dans le studio ; un microphone A est placé près du piano, et un microphone B près

Figure 2-8-12



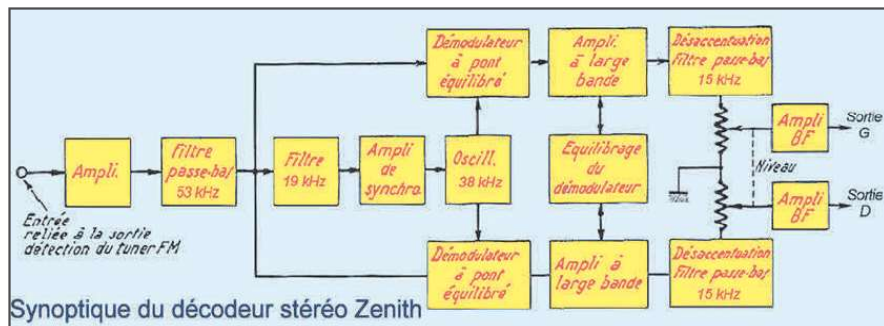


Figure 2-8-13

de la clarinette. Le son du canal de gauche G provient surtout du piano, alors que celui du canal de droite provient surtout de la clarinette. Ces signaux sont envoyés à des circuits somme et différence qui donnent en sortie $G + D$ et $G - D$. L'émetteur est modulé d'une part par le signal $G + D$ et d'autre part par une sous-porteuse sur 38 kHz qui est elle-même modulée par le signal $G - D$. A la réception, le tuner mono reçoit seulement le signal $G + D$. Dans le cas d'un décodeur stéréo, le tri est assuré avec le signal $G + D$ d'un côté et le signal $G - D$ qui est extrait du 38 kHz de l'autre (figure 2-8-13).

Ces signaux sont envoyés à des circuits somme et différence et l'on obtient les signaux G et D séparés, au facteur 2 près :

$$(G + D) + (G - D) = 2G$$

$$(G + D) - (G - D) = 2D$$

12) Vers une standardisation du procédé :

Le procédé français de la R.T.F., bien que comparable d'un point de vue performances aux systèmes américains, était techniquement incomplet, ne pouvant assurer la compatibilité avec les tuners mono. C'est le système Zenith, jugé le plus performant, qui fut retenu, car il présentait la meilleure portée relative par rapport à une porteuse mono de même puissance. En termes de rapport S/B la portée fut jugée égale au 2/3 de la portée en mono.

En 1962, la R.T.F s'oriente donc vers l'adoption du procédé Zenith-GE qui garantira la réception de toute la qualité musicale rendue possible par la modulation de fréquence.

Note : plusieurs procédés avaient été en compétition aux USA: le Crosby, le Calbest, le Burden Multiplex, le EMT Percival anglais et le Zenith GE.

13) Adoption du procédé stéréophonique à fréquence pilote :

C'est en 1963, à la suite d'études approfondies menées dans différents pays, que l'U.E.R. a décidé de recommander à ses membres d'utiliser exclusivement le système de transmission dit « à fréquence pilote » pour la réalisation d'émissions

stéréophoniques. Le système est identique, à quelques ajustements près, à celui en service aux USA depuis 1961. Le signal somme $M = G + D$, qui est suffisant pour assurer une bonne réception monophonique, est transmis comme une fréquence de modulation BF et le signal différence $S = G - D$ est transmis par le canal de la sous-porteuse. A la réception, cette mixture est distillée par un adaptateur stéréophonique qui, en combinant les signaux $G + D$ et $G - D$, reconstitue les deux signaux originaux G et D. Afin de concentrer l'énergie sur les signaux utiles, la sous-porteuse à 38 kHz est supprimée, seules restent les bandes latérales.

Pour que le récepteur puisse démoduler l'information $G - D$, la sous-porteuse est reconstituée en doublant la fréquence d'un petit signal pilote (10% de la déviation totale) de 19 kHz. Cette fréquence se trouve exactement au milieu de la bande restant vacante entre la fréquence $G + D$ la plus élevée (15 kHz) et la fréquence latérale la plus faible du signal $G - D$, ce qui rend l'isolation facile. La modulation multiplex stéréo appliquée à l'émetteur comprend donc trois composantes séparées :

- 1° le signal $G + D$, constituant la modulation normale BF, avec spectre de fréquences s'étendant de 30 Hz à 15 kHz.
- 2° le signal pilote à 19 kHz non modulé et d'amplitude constante, utilisé pour obtenir à la réception un signal de 38 kHz.
- 3° l'information $G - D$, sous la forme des deux bandes latérales de modulation d'amplitude de la sous-porteuse de 38 kHz et qui représente un spectre qui s'étend de 23 à 53 kHz.

Un récepteur monophonique ne reproduit que le signal $G + D$, les composantes ultrasoniques de modulation étant éliminées par le circuit de désaccentuation.

EXPRESSION MATHÉMATIQUE DU SIGNAL STÉRÉO COMPOSITE :

$$V = \frac{0,9 (G + D)}{2} + \frac{0,9 (G - D)}{2} \sin 2\pi f_c t + 0,09 \sin \pi f_c t$$

où G est le signal de gauche préaccentué
D est le signal de droite préaccentué
Fc fréquence sous-porteuse 38 kHz

Le premier terme est le canal principal monophonique, le second la sous-porteuse modulée supprimée et le troisième, le signal pilote.

Les deux premiers termes sont limités à 90 % de la déviation disponible (75 kHz) et le troisième à 9 %.

En conséquence, un récepteur recevant seulement l'information monophonique ne se trouve alimenté que par 90 % de la modulation, ce qui a pour effet de réduire légèrement (environ 4 dB) le rapport signal/bruit.

9 - AU CŒUR DU SYSTÈME GÉNÉRATION DE LA STÉRÉOPHONIE

Nous avons assisté à la naissance hésitante et aux balbutiements des émissions en stéréophonie dans les années 60, puis à la standardisation d'un procédé finalement « imposé » par l'UER à ses membres.

Aujourd'hui, alors que la FM vit peut-être sa dernière décennie, il faut bien l'admettre (rappel : disparition définitive de la FM en Norvège en 2017 puis en Suisse en 2024 etc.), ce même standard est toujours opérationnel.

Après la facette historique qui a été résumée dans les chapitres précédents, abordons maintenant l'aspect technique.

Dans le langage des techniciens avertis, la bande de modulation dans laquelle viennent se loger les différentes composantes de l'information est nommée bande de base, elle peut accueillir non seulement la stéréo, mais également d'autres informations (le RDS, le SCA US ou le DARC).

Pour cette raison le canal de modulation de l'émetteur doit disposer d'une bande passante qui s'étend jusqu'à 100 kHz, bien au-delà du spectre audible.

Le signal complexe de modulation qui contient l'ensemble des informations est nommé signal composite ou signal multiplex (MPX).

La diaphonie exprime la séparation des voies G et D et est exprimée en dB, par exemple le niveau de signal G qui se retrouve dans le canal D et vice versa.

Nous nous bornerons dans un premier temps à exposer les principes de l'élaboration des différents signaux et de leur codage à l'émission.

Avant toute chose, il est rappelé que la première opération consiste à préaccéntuer les signaux G et D à la valeur normalisée de 50 μ S.

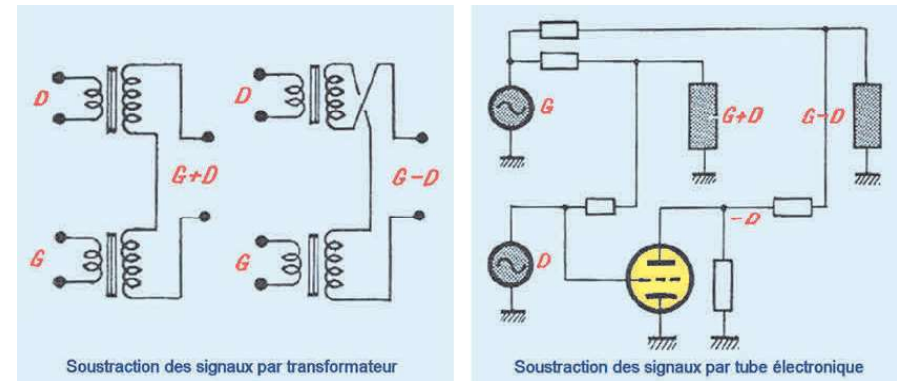


Figure 2-9-1

1) Formation du signal $S = G - D$:

Pour la somme, $M = G + D$, il est facile d'en imaginer l'élaboration, par simple réunion des fils des deux sources G et D, microphones ou autres.

Mais comment obtenir la différence ?

Ces tensions peuvent être soustraites les unes des autres par le procédé bien connu de la mise en opposition de phase, grâce à un système à deux transformateurs ou bien un système électronique, dont la figure 2-9-1 rappelle les principes.

2) Le signal pilote :

La stabilité et la phase de ce signal que l'on appelle pilote et dont la fréquence est de 19 kHz, doivent répondre à des spécifications assez sévères. Afin de garantir une diaphonie à la réception supérieure à 30 dB, le déphasage entre les signaux M et S ne devra pas dépasser $\pm 3^\circ$.

3) La modulation AM de la sous-porteuse 38 kHz :

Pourquoi supprimer la porteuse auxiliaire à 38 kHz ce qui, apparemment, ne fait que compliquer les choses ?

La transmission de cette porteuse à 38 kHz ne contient aucune information, celles-ci n'étant contenues que dans les deux bandes latérales. Rappelons que la puissance d'émission d'un émetteur FM est constante, il serait donc inutile de gaspiller de l'énergie pour ce signal qui ne contient aucune information. La porteuse auxiliaire n'est donc ni souhaitable ni indispensable.

De ce fait, il s'agit d'une modulation d'amplitude à porteuse supprimée. Celle-ci consiste à faire varier l'amplitude, autrement dit le niveau électrique, d'une onde porteuse dont la fréquence est de 38 kHz précisément, au rythme des variations d'amplitude du signal $G - D$. On peut dire que le signal différence S a été translaté sur le plan fréquentiel, dans une zone où il n'y avait rien auparavant, en l'occurrence dans la zone centrée sur 38 kHz, à un endroit où il n'interférera pas avec le signal M.

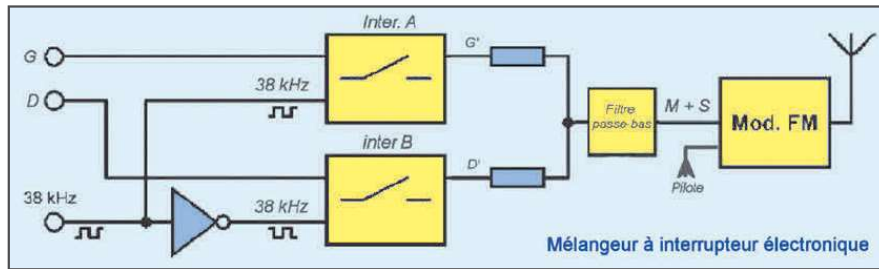


Figure 2-9-2

Il y a donc maintenant la possibilité de transmettre simultanément deux informations différentes qui ne se mélangent pas entre elles. Cette façon de procéder est appelée multiplexage fréquentiel. Il existe deux moyens pour obtenir ce signal modulé, la méthode à commutation, dénommée multiplexage dans le temps, consiste à utiliser des interrupteurs électroniques ou des diodes qui laissent passer alternativement et en opposition les signaux audio des voies gauche et droite, à la fréquence de 38 kHz (figure 2-9-2).

On retrouve donc au point de sommation des tranches de voie G alternées avec des tranches de voie D. Les signaux 38 kHz pour commander les interrupteurs analogiques sont carrés et les interrupteurs sont commandés en opposition de phase, de telle sorte qu'un seul interrupteur est activé à un instant donné. L'expression mathématique complexe du signal de sortie montre la présence de tous les ingrédients du signal multiplex, il suffit seulement de rajouter le signal pilote. Mais la méthode, bien que simple, engendre des harmoniques de la fréquence de découpage nécessitant des filtres à phase linéaire jusqu'à 53 kHz difficiles à mettre au point, ainsi qu'un niveau différence S trop élevé par rapport à M. Dans la seconde méthode, dite matricielle, on utilise le signal S créé dans un circuit en amont. Il est obtenu par modulation de la sous-porteuse 38 kHz par $G - D$ dans un modulateur (mélangeur) équilibré (figure 2-9-3).

4) Spectre du signal MPX :

La figure 2-9-4 donne une représentation spectrale de la bande de base en stéréo avec deux sources de modulation sinusoïdales de 1 et 4 kHz.

Figure 2-9-3

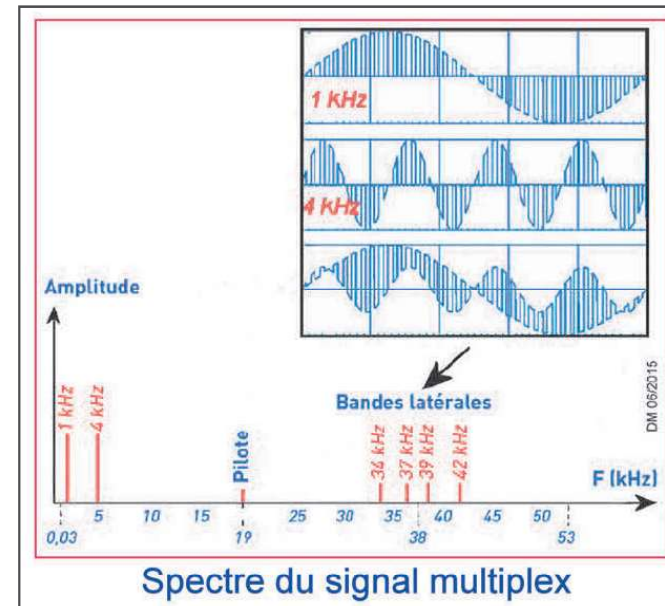
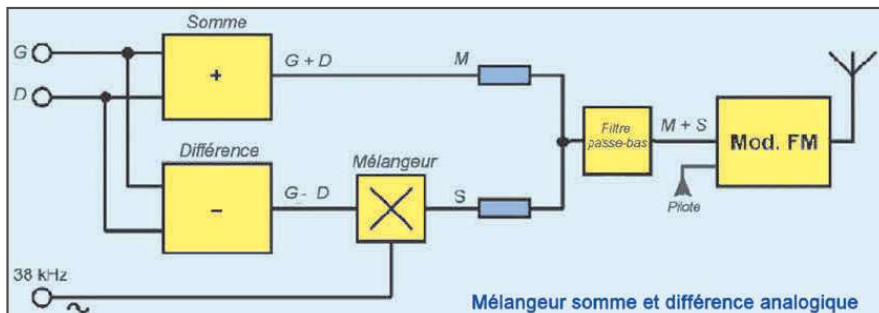


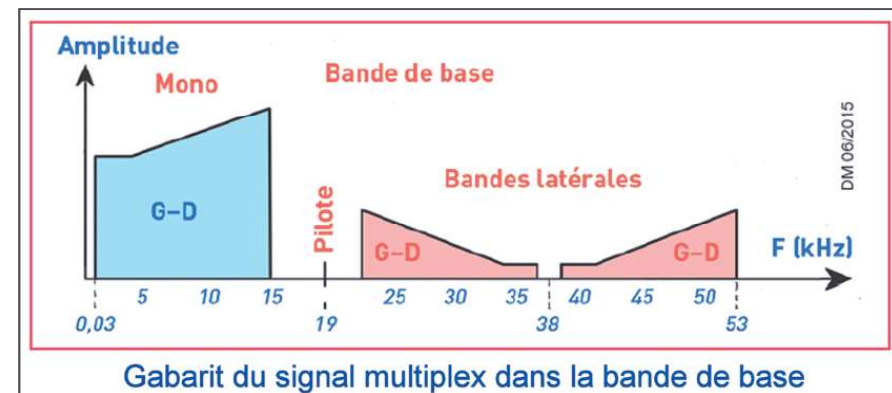
Figure 2-9-4

Sur l'axe des fréquences, en partant de 0, on trouve les raies à 1 kHz et 4 kHz, le signal pilote à 19 kHz, puis les raies des deux bandes latérales à 34, 37, 39 et 42 kHz. Avec une modulation réelle, les gabarits de l'occupation spectrale seraient ceux représentés graphiquement sur la figure 2-9-5.

Avec l'observation du signal multiplex sur l'écran d'un oscilloscope, les phénomènes deviennent sensiblement plus évidents (figures 2-9-6).

En a) la sous-porteuse de 38 kHz est modulée en amplitude par le signal $S = G - D$, avec la voie $D = 0$.

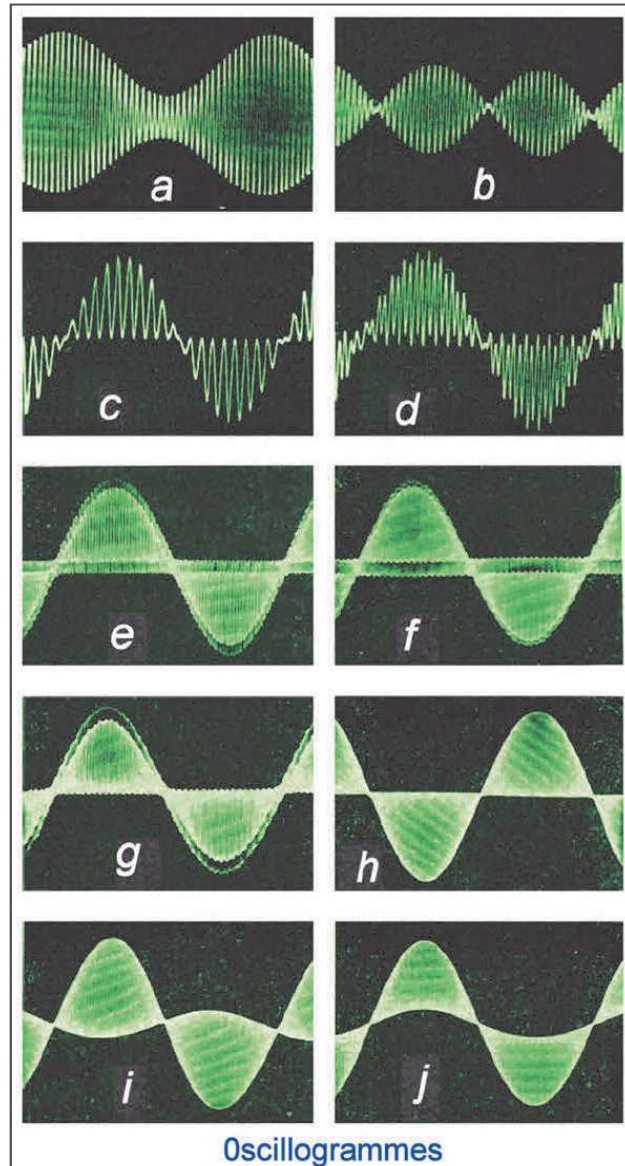
Figure 2-9-5



En b) on voit le même signal, mais avec la porteuse supprimée : pas de porteuse lorsque le signal de modulation passe par 0.

Nous obtenons, par addition avec le signal $M = G + D$ (avec $D = 0$), l'oscillogramme visible en c). Pour que la ligne horizontale de l'enveloppe soit bien rectiligne, il faut que les amplitudes des signaux M et S soient rigoureusement identiques.

Figure 2-9-6



En ajoutant le signal pilote à 19 kHz, on obtient le signal MPX complet représenté en d).

La figure e) est la même que la précédente avec en plus le signal pilote dont la phase et le niveau sont correctement réglés.

Les figures f) et g) correspondent à une phase du pilote mal réglée.

On obtient enfin les figures h), i) et j) qui représentent le signal précédent sans pilote. En h), l'équilibre des signaux M et S est parfait, en i) S est trop grand et en j) trop petit (par rapport à M).

10 - LE DÉCODAGE DE LA STÉRÉOPHONIE

Lors du test d'un récepteur FM stéréo avec un équipement générateur stéréo de mesure correctement réglé, on doit obtenir en sortie du discriminateur, selon les conditions du signal composite, des signaux tels ceux des figures 2-9-6 c, d, e ou h.

La mise au point d'un récepteur stéréo complet n'est évidemment possible qu'à l'aide d'un générateur à modulation en FM stéréophonique.

Certaines conditions doivent être satisfaites dans les tuners FM stéréo, en particulier en ce qui concerne leur bande passante FI qui doit être de 256 kHz. Rappelons qu'un tuner conçu pour une réception en mono ne peut être adapté pour recevoir la stéréo. La bande passante de la tête HF et du discriminateur est d'ordinaire encore plus large. Si les fréquences de modulation maximum de l'information $G - D$ sont atténuées, il en résulte une intermodulation entre les canaux G et D et une diaphonie dégradée.

Le filtre de désaccentuation, disposé normalement à la sortie du discriminateur dans un récepteur mono doit bien entendu être supprimé pour les réceptions stéréophoniques et les réponses en phase et fréquence doivent être linéaires pour éviter une réduction de la diaphonie.

Tous les procédés de codage sont également applicables en réception pour le décodage.

Si l'on examine la formation du signal multiplex complet, on conçoit intuitivement qu'il est possible, avec l'opération inverse, d'obtenir les signaux G et D d'origine.

Le signal pilote doit d'abord être extrait du signal composite et utilisé pour recréer la sous- porteuse de 38 kHz. Le signal $G + D$ est filtré et le signal de sous-porteuse :

$$\frac{0,9 (G - D)}{2} \sin 2\pi f_{ct},$$

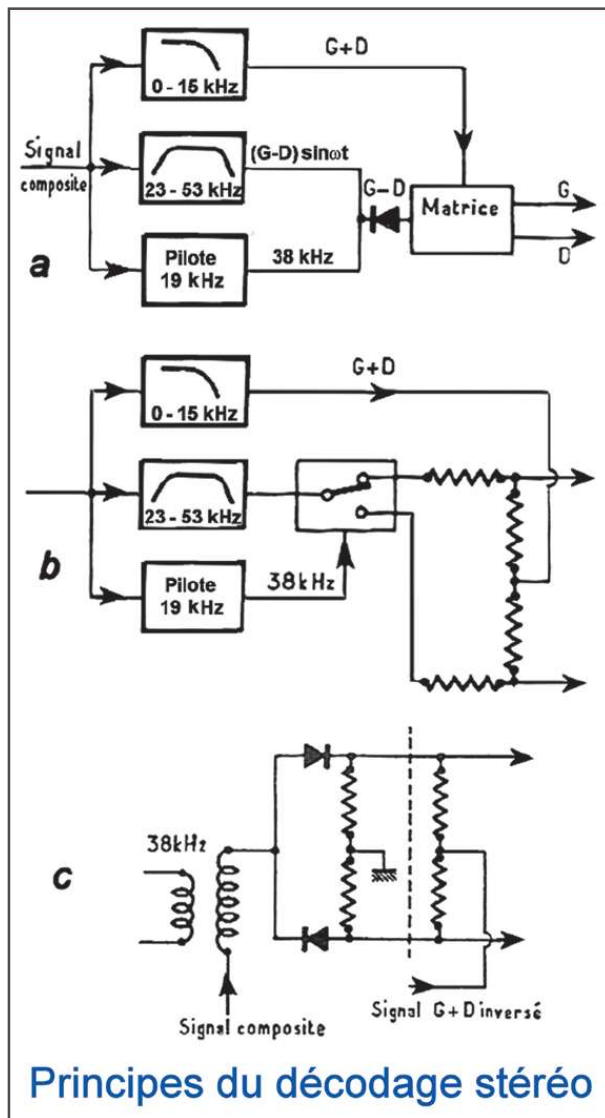
est ajouté à la porteuse 38 kHz recrée, pour obtenir un signal modulé en amplitude qui est alors démodulé normalement à l'aide d'une simple diode (figure 2-10-1a).

Le signal BF résultant $G - D$ est ensuite appliqué à un circuit matrice à résistances avec le signal $G + D$, afin d'obtenir les canaux G et D .

La figure 2-10-2 montre un circuit matrice : les courants de $G + D$ et de $G - D$ s'opposent dans deux des résistances en donnant $2G$ et s'ajoutent dans deux autres, donnant $2D$.

Le signal multiplex composite est équivalent à un échantillonnage à la fréquence de 38 kHz des informations $G - D$. Pour les reconstituer, ce signal est appliqué à un commutateur électronique à diodes travaillant sur 38 kHz en régime sinusoïdal, comme indiqué par la figure 2-10-1b.

La figure 2-10-1c montre un démodulateur simple du type à commutation à diodes. La réponse phase fréquence doit être linéaire pour éviter une réduction de la diaphonie.



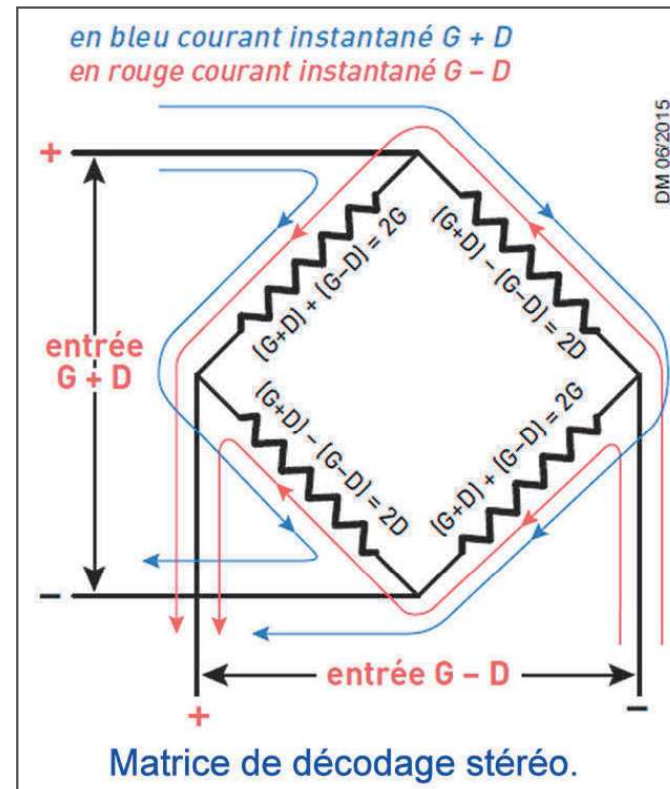
Nous avons retrouvé dans nos archives l'un de ces fameux schémas « grandeur nature » de la revue Radio-Plans de mars 1963 où il est question de la réalisation d'un tuner AM/FM stéréo (figure 2-10-3).

A titre de curiosité, regardons de plus près la description de la section stéréo de l'appareil qui, à l'époque, a sûrement été étudiée assez rapidement pour recevoir les émissions stéréo du procédé français RTF. Il est bien évident que ce genre de poste est incompatible avec la FM stéréo standard actuelle.

L'entrée de la chaîne FM à laquelle est connectée l'antenne, est constituée d'un étage changeur de fréquence équipé par une double triode ECC85. A sa sortie, on obtient un signal de 10,7 MHz appliqué à l'amplificateur FI à deux étages avec des pentodes EF85. Le secondaire du transformateur F7 forme, avec deux diodes au germanium, un détecteur de rapport classique. La diode D1 est branchée entre une extrémité du secondaire et la masse (cathode à la

masse). La cathode de la diode D2 est reliée à l'autre extrémité du secondaire. Entre son anode et la masse se trouve une résistance de 33 kΩ shuntée par un condensateur de 4 μF et un de 1,5 nF. Le signal BF qui apparaît à la sortie du troisième enroulement du transfo est transmis à travers un circuit accordé sur 70 kHz suivi d'un filtre de désaccentuation des aigus formé d'une résistance de 330 Ω suivie d'une de 47 kΩ formant un filtre passe-bas avec deux condensateurs de 220 pF.

Un des canaux est transmis normalement en modulation de



fréquence. Il est donc détecté par le détecteur de rapport et reproduit par la section de l'amplificateur BF stéréophonique relié à la sortie de ce détecteur de rapport par un 47 nF. L'onde porteuse de l'émission, en plus de cette modulation de fréquence BF, est également modulée en fréquence par un signal de fréquence fixe à 70 kHz, lui-même modulé en amplitude par le second canal. Ce signal est donc lui aussi révélé par le détecteur de rapport, mais comme il se situe au-delà des fréquences audibles, il ne perturbe pas la réception du premier canal. Il s'agit de le démoduler pour faire apparaître sa modulation pour l'appliquer à la seconde section de l'amplificateur BF. On obtient la reproduction simultanée des deux canaux qui crée l'effet de relief sonore.

Le signal à 70 kHz présent aux bornes du circuit accordé est appliqué par un condensateur de 220 pF et une résistance de fuite de 100 kΩ à la grille de commande d'un tube amplificateur EF89 dont l'anode est reliée par un condensateur de 470 pF à un second circuit accordé sur 70 kHz. C'est aux bornes de ce circuit qu'apparaît le signal de 70 kHz amplifié qui est ensuite redressé par une diode 41P1 qui fait apparaître sa modulation d'amplitude correspondant au second canal de l'émission stéréophonique. La sortie de ce détecteur attaque l'autre voie à travers une résistance de 47 kΩ.

Figure 2-10-2

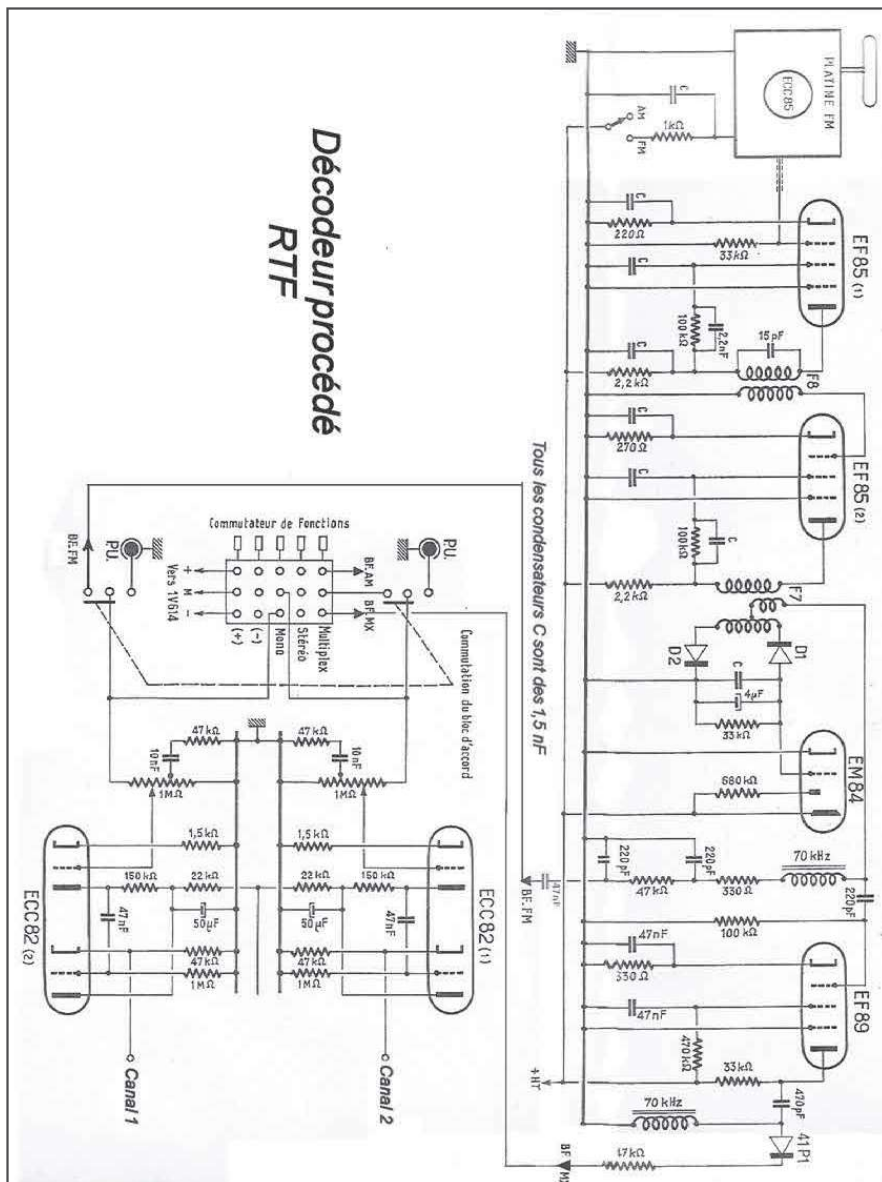


Figure 2-10-3

1) Les adaptateurs FM :

En termes d'innovation technique, tout va déjà très vite à l'époque.

La revue Le Haut-Parleur publie dès octobre 1964 les schémas de quelques adaptateurs FM multiplex standards.

a) L'adaptateur MX101 Crosby est destiné à être utilisé à la sortie d'un tuner FM délivrant des tensions BF d'au moins 0,5 V. Le schéma fonctionnel de cet adaptateur est indiqué en figure 2-10-4. Les signaux de sortie du tuner sont amplifiés d'environ 10 dB par un étage amplificateur et transmis ensuite à un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est de 23 kHz. Ce filtre ne laisse passer que la somme $M = G + D$ qui correspond aux informations monophoniques.

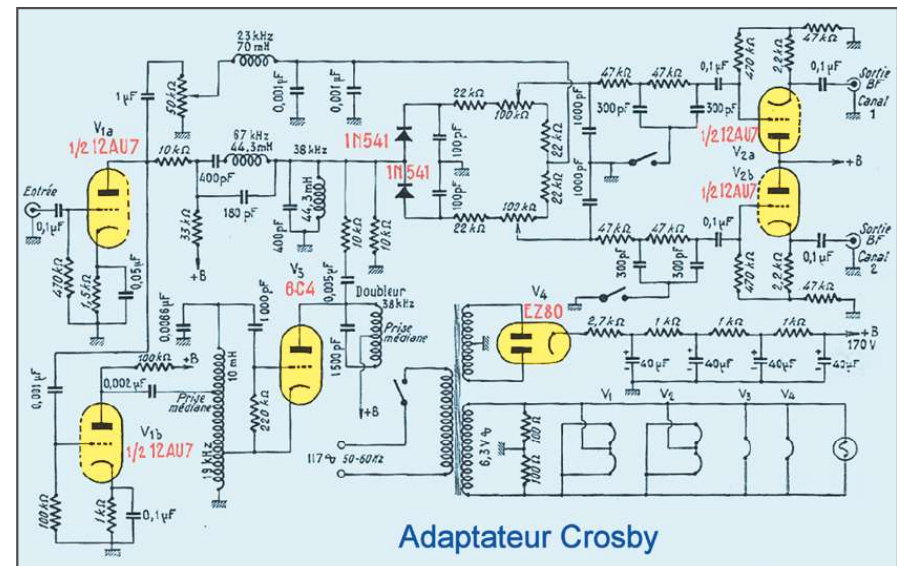
La sortie de l'amplificateur attaque un deuxième amplificateur chargé d'amplifier le signal 19 kHz. En effet, d'après le standard, la porteuse 19 kHz module l'émetteur au maximum à 7,5 kHz. Si on a en sortie du tuner une tension de signal composite de 0,5 V, on ne dispose donc que de 50 mV pour le pilote, ce qui nécessite une amplification.

Cette tension amplifiée synchronise un oscillateur local 19 kHz dont la fréquence est doublée afin de reconstituer la sous-porteuse supprimée à l'émission.

Les deux diodes, avec l'injection du 38 kHz, permettent de reconstituer les signaux $S = G - D$. La sortie est appliquée à une matrice à résistances sur laquelle sont également appliqués les signaux $M = G + D$.

A la sortie sont récupérés les signaux des deux voies G et D, selon l'équation susmentionnée habituelle. L'oscillateur local avec la triode 6C4 est du type Hartley. Les tensions de synchronisation

Figure 2-10-4



sont appliquées sur une prise médiane du bobinage 19 kHz. La prise de cathode s'effectue à 10 % des spires à partir de la masse. Le circuit plaque de la 6C4 est accordé sur 38 kHz. Les deux potentiomètres de 100 kΩ sont accessibles à l'utilisateur pour permettre de régler au mieux la diaphonie. Les circuits de désaccentuation sont constitués par une résistance de 22 kΩ à la sortie de chaque diode. Avec la résistance série du potentiomètre d'environ 50 kΩ et les condensateurs de 1000 pF, on a environ 70 μS (c'est un appareil américain). En sorties se trouvent deux filtres passe-bas de 12 dB/octave qui peuvent être dissociés. L'impédance de sortie des étages à cathode suiveuse est faible pour permettre des liaisons par fils blindés jusqu'aux entrées de l'amplificateur.

b) Un adaptateur à transistors est présenté dans la revue le Haut-parleur du même N° (figure 2-10-5). L'étage d'entrée est un émetteur suiveur qui délivre un gain en courant suffisant pour l'attaque des circuits adaptateurs. De la sorte, l'impédance d'entrée de l'appareil est de 100 kΩ. Un réglage de niveau permet d'ajuster le niveau d'injection multiplex, sans modifier celui du 19 kHz. Le transistor Q6 avec filtre de base 19 kHz, synchronise l'oscillateur local 19 kHz Q7 qui est suivi du doubleur Q8.

Figure 2-10-5

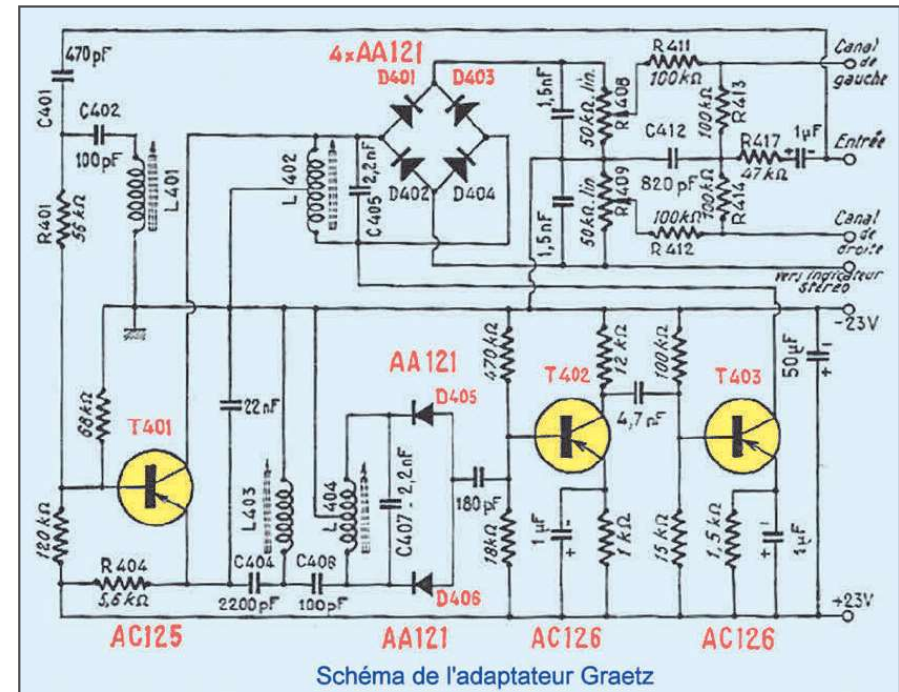
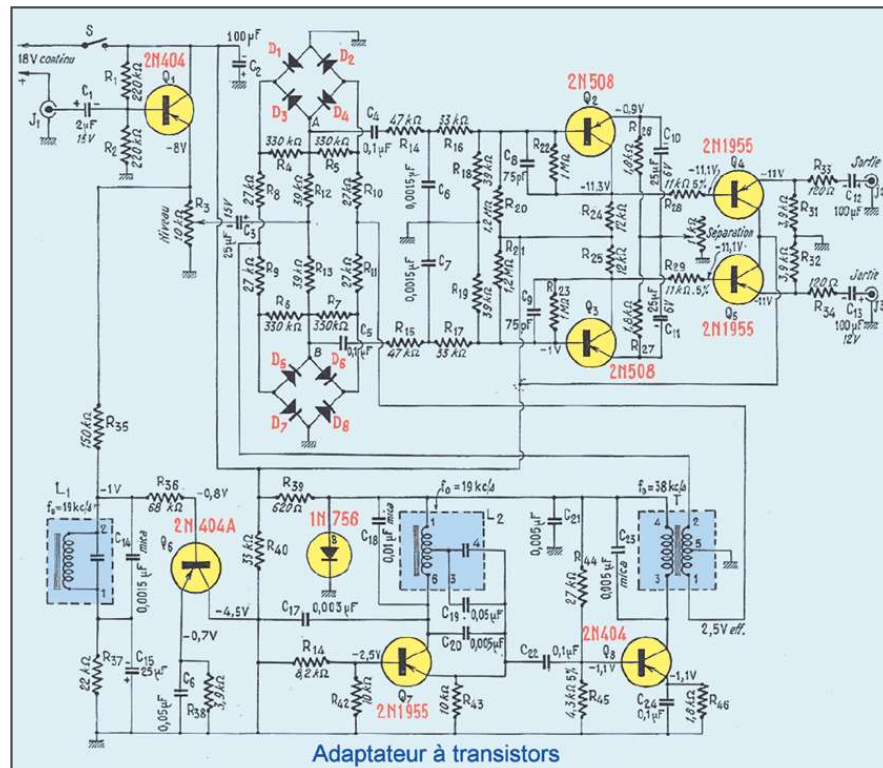
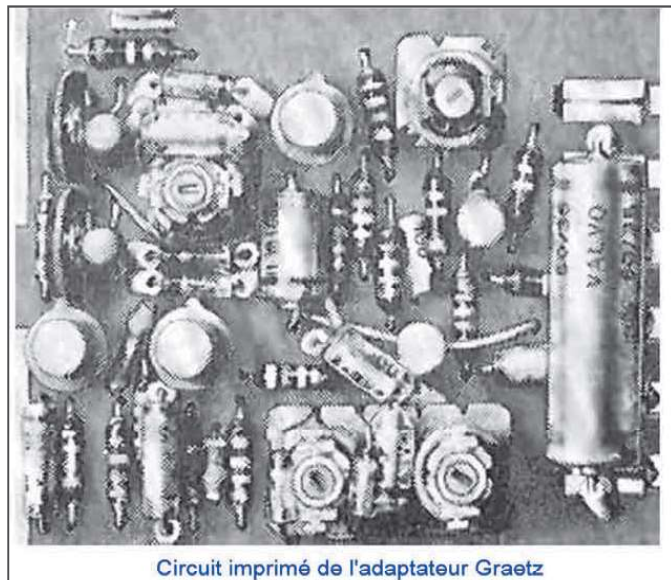


Figure 2-10-6

Le circuit de commutation à diodes constitue le cœur du système, car de lui dépend la diaphonie. La sous-porteuse de 38 kHz relie alternativement à la masse les points A et B. A la sortie de chaque pont se trouvent le circuit de désaccentuation, un étage Q2 et Q3 et un étage émetteur suiveur Q4 et Q5. Les circuits de désaccentuation sont constitués par un condensateur 1500 pF et une résistance de 47 kΩ dans les circuits de base et par les ensembles 1 MΩ/75 pF, entre collecteurs et bases. L'équilibrage pour la séparation est disposé dans les circuits émetteurs de Q2 et Q3. Les circuits de sortie sont à émetteur suiveur pour pouvoir délivrer une puissance suffisante capable d'attaquer des écouteurs de faible impédance. La consommation de l'appareil est de 22 mA sous 18 V.

c) L'adaptateur réalisé par la firme allemande Graetz en 1964 se présente sous la forme d'un petit appareil avec trois transistors et six diodes, à peine plus volumineux que deux boîtes d'allumettes (figures 2-10-6 et 2-10-7). Comme il est à prévoir que le décodeur puisse être incorporé après coup dans un récepteur, on a simplifié au maximum son installation. En conséquence, toutes les liaisons entre le récepteur et le décodeur sont établies à l'aide d'une fiche à 6 broches. Une fiche supplémentaire décalée sert de détrompeur. Les composantes du signal stéréo composite multiplex qui proviennent du détecteur de rapport sont dissociées. La liaison



Circuit imprimé de l'adaptateur Graetz

à travers C401 et R401, sert à transmettre le signal pilote de 19 kHz vers la base du transistor AC125. La résistance d'émetteur R404 permet d'extraire la fréquence pilote à 19 kHz avec l'aide d'un filtre de bande composé de C403, C404, L403 et C 406. La fréquence du signal sur le circuit accordé C407/L404 est doublée à l'aide des deux diodes AA121 montées en doubleur de fréquence. Ce montage possède l'avantage particulier de ne pratiquement pas laisser de résidus de 19 kHz parvenir au démodulateur. C'est précisément le rôle des deux transistors AC126 montés en amplificateurs à émetteur commun, d'amener la porteuse auxiliaire de 38 kHz au niveau convenable. Les quatre diodes AA121 démodulent la porteuse auxiliaire par le redressement des deux alternances, les alternances positives formant le signal + (G - D) et les alternances négatives le signal - (G - D). En d'autres termes, aux bornes du potentiomètre R408 on a le signal + (G - D) et aux bornes du potentiel R409 le signal - (G - D). Ces potentiomètres permettent d'équilibrer de façon optimale les niveaux des M et S, dans le but d'obtenir la meilleure diaphonie. Les curseurs des potentiomètres sont reliés aux sorties à travers les résistances R411 et R412.

Sur l'une des broches on a donc le signal : $(G + D) + (G - D) = 2G$, tandis que l'on a sur l'autre : $(G + D) - (G - D) = 2D$. Comme les émissions en stéréo étaient rares, il était agréable de prévenir l'auditeur qu'une telle émission était en cours. C'est le rôle du petit circuit de la figure 2-10-8. La tension redressée, présente au pied du potentiomètre R409 du décodeur, rend conductrice la triode EC92, permettant d'allumer le voyant au néon. La tension redressée est de 4 V et n'est évidemment présente que lorsque l'émetteur rayonne un signal multiplex. Autrement dit, le voyant n'est allumé que lorsqu'il y a une émission stéréophonique.

2) Le tuner Grundig AM/FM RT50 de 1964 :

Voir les figures 2-10-9 et 2-10-10. Le signal BF arrive par la section F du clavier de commutation, lorsqu'il est en position 10a, et atteint la grille de la première triode de l'ECC81 dont le circuit de charge anodique est accordé sur la fréquence du pilote de 19 kHz. Le secondaire de ce transformateur à prise médiane associé aux deux diodes OA81, réalise le doublage de la fréquence. C'est donc un signal sur 38 kHz qui est appliqué à la grille de la seconde triode ECC81, à travers un condensateur de 10 nF. La tension négative, qui apparaît aux bornes de la résistance de charge R158 est envoyée, à travers R159 (figure 2-10-10) vers le commutateur automatique mono/stéréo (figures 2-10-11).

Le circuit anodique de la première triode comporte un deuxième circuit en série avec le premier et qui est accordé sur 38 kHz. On retrouve à ses bornes les bandes latérales de $S = G - D$. Ce dernier et le 38 kHz sont appliqués aux quatre diodes OA81 du démodulateur en anneau. Le signal somme M est prélevé sur la cathode de la première triode, aux bornes de la résistance de 15 kΩ et acheminé vers le démodulateur en anneau qui reconstitue les deux voies stéréo G et D, selon le procédé expliqué précédemment.

La commutation automatique mono stéréo fonctionne de la manière suivante :

Lorsque l'utilisateur manœuvre le bouton d'accord en FM, et qu'il passe, même sans le savoir, sur une émission stéréo, le tuner se trouve automatiquement commuté en stéréo. Le dispositif utilisé présente même l'avantage supplémentaire de ne fonctionner qu'à partir d'un niveau suffisant de la porteuse, afin d'éviter une commutation en stéréo lorsque les conditions de réception ne permettent pas une qualité suffisante. Cette commutation automatique fait appel à une double triode ECC81 (2) qui reçoit, sur ses deux grilles, d'une part un signal U1 en provenance de l'amplificateur limiteur FI et la tension négative U2 provenant du décodeur (M). Les deux triodes sont couplées à l'aide d'une résistance commune de cathode R59 et un relais (RL) est placé dans leur circuit anodique également commun. Les conditions de fonctionnement sont établies de telle sorte qu'au repos, c'est-à-dire lorsque les signaux U1 et U2 sont pratiquement nuls, les deux triodes débitent normalement et le relais RL demeure collé. Le couplage cathodique par R59 fait que si l'une des deux triodes seulement se trouve bloquée, le courant anodique total ne change que très peu et le relais RL reste collé. Il est donc nécessaire, pour bloquer les deux triodes en même temps et provoquer le basculement du relais, que le signal U1 soit présent, ce qui

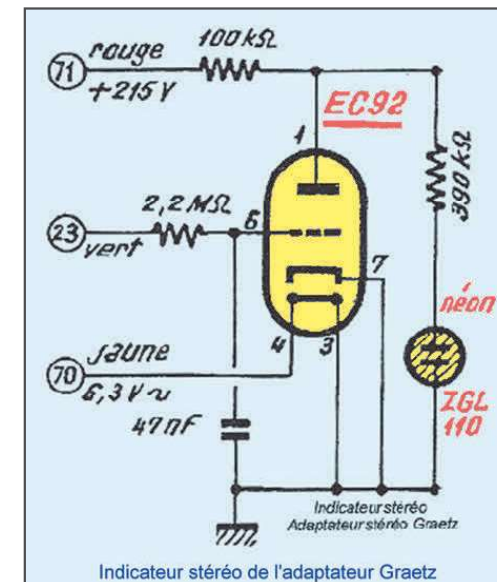


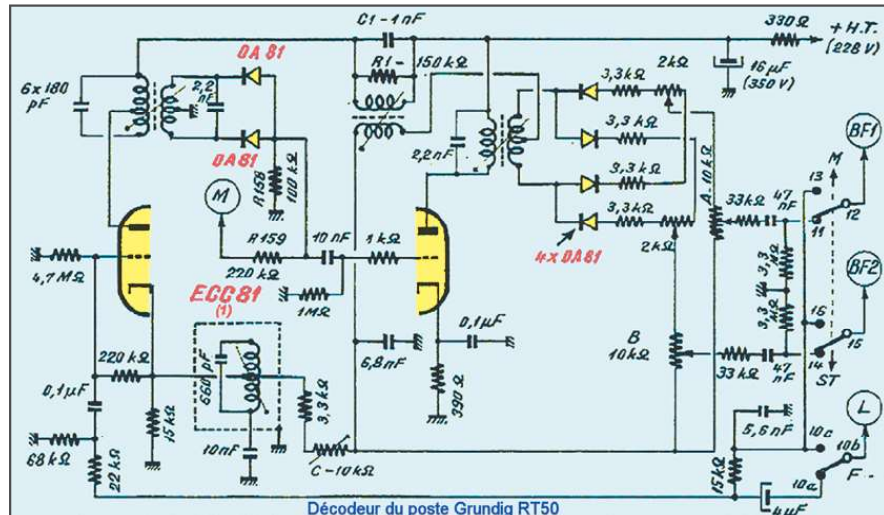
Figure 2-10-8

Figure 2-10-9



Le poste tuner Grundig RT50

Figure 2-10-10



suppose une porteuse d'amplitude suffisante pour déclencher la limitation, et que le signal U2 arrive également, c'est-à-dire que le décodeur stéréo reçoit le signal pilote 19 kHz. La résistance variable R57 permet de régler le seuil de fonctionnement.

3) Les modules décodeur :

a) Le module décodeur Cicor (1966) est représenté sur la figure 2-10-12. Le signal issu du discriminateur est appliqué à la base d'un transistor AF126 à travers un pont constitué, dans le cas d'un récepteur à lampes par deux résistances de 10 kΩ destinées à compenser le gain du circuit de décodage. Dans le cas d'un récepteur à transistors, le pont comporte deux résistances de 47 kΩ. Sur la base de ce transistor est donc appliqué un signal composite renfermant la somme et la différence des signaux, ainsi que le signal à 19 kHz. Le circuit de ce transistor assure la séparation des signaux de modulation et du signal pilote. A cet effet, le collecteur est chargé par un transformateur accordé sur 19 kHz qui possède un important coefficient de surtension grâce à l'utilisation d'un pot en ferrite. Sur l'émetteur est prélevé le signal composite directement appliqué sur le secondaire du transformateur afin d'attaquer le circuit de décodage proprement dit. Le

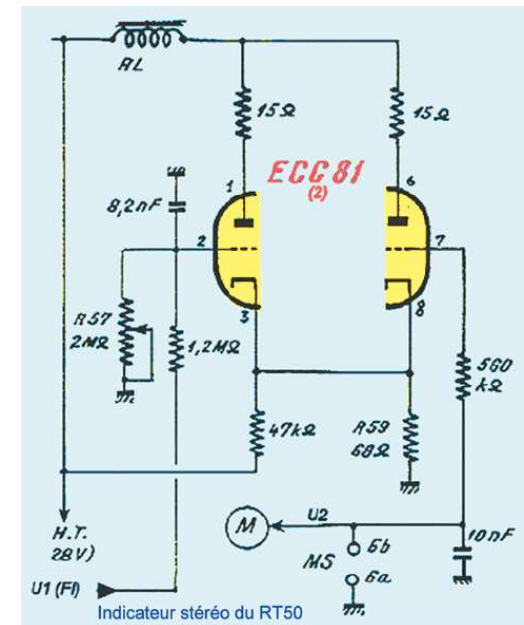
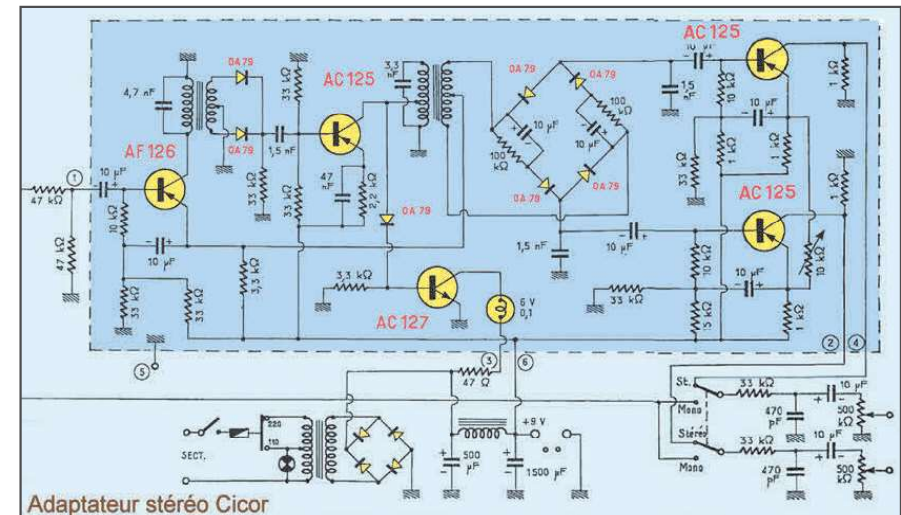


Figure 2-10-11

Figure 2-10-12



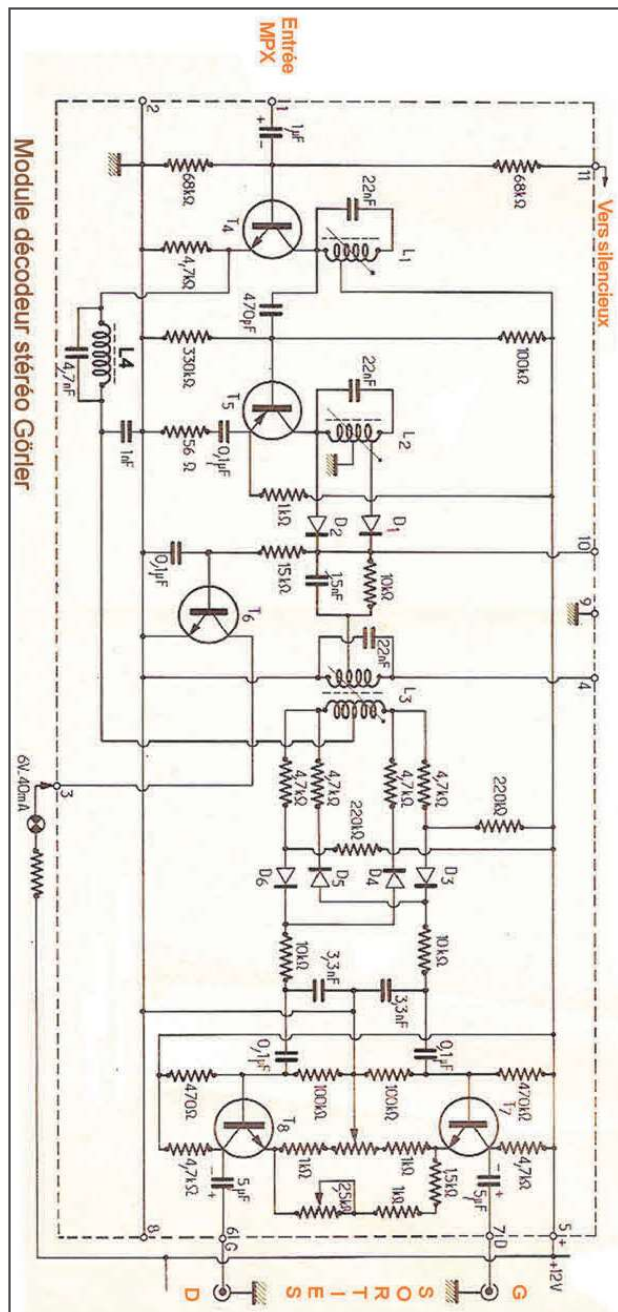


Figure 2-10-13

secondaire du premier transformateur accordé sur 19 kHz est appliqué à un doubleur à diodes 0A79. Le transistor AC125 reçoit donc sur sa base un signal à 38 kHz. Son émetteur est faiblement découplé, afin de n'amplifier que la fréquence correspondant à l'accord du circuit collecteur.

Le secondaire de ce transformateur, dont le point milieu reçoit le signal somme, envoie le signal sur 38 kHz qui commute alternativement les diodes du démodulateur équilibré.

En sortie du pont, les signaux des voies G et D sont envoyés sur les bases des deux transistors de sortie. La résistance ajustable de 10 kΩ permet un réglage optimum de la diaphonie.

Une diode 0A79 connectée au collecteur du transistor AC125 détecte l'enveloppe du signal 38 kHz en stéréo et actionne l'allumage de l'ampoule qui se trouve dans le collecteur du transistor AC127.

b) Le module décodeur stéréo Görlér est sorti en 1971. Bien que doté de peu de composants, ses performances en termes de distorsion, diaphonie et bande passante étaient jugées exceptionnelles à l'époque (figure 2-10-13).

La société CIBOT Radio annonçait les performances résumées ci-dessous de ce module dont elle équipait à l'époque l'un de ses tuners, le « Goélo » :

Impédance d'entrée : 30 kΩ

Impédance de sortie : 4,7 kΩ

Niveau maximum admissible : 2,5V

Gain : 15 dB

Désaccentuation : 50 μs

Diaphonie : >40 dB à 1 kHz

Distorsion harmonique : < 0,5% en mono et < 0,6% en stéréo

Réjection de la fréquence pilote : > 30 dB

Réjection de la sous porteuse : > 50 dB

Cinq transistors sont utilisés dont deux seulement participent à l'amplification avant le décodage. Le signal composite en sortie du discriminateur alimente la base du transistor d'entrée T4. Le signal pilote à 19 kHz est amplifié et le circuit collecteur de T4 est chargé par un réseau LC accordé sur 19 kHz. Transmis au transistor T5, ces signaux sont recueillis aux bornes du circuit L2 accordé également par un condensateur de 22 nF sur 19 kHz. Le signal est transmis au doubleur de fréquence constitué par les deux diodes D1 et D2 (en effet le redressement bi-alternance donne naissance à une composante 2 F).

La sous-porteuse à 38 kHz ainsi reconstituée est appliquée au démodulateur en anneau qui met en œuvre les 4 diodes D3, D4, D5 et D6. Le signal en provenance de l'émetteur de T4 est appliqué au point milieu du secondaire de L3.

Les signaux des deux canaux sont mis en évidence par le réseau démodulateur. Le circuit résonnant parallèle à coefficient de surtension élevé L4/4,7 nF qui est chargé de bloquer le pilote 19 kHz, laisse passer toutes les autres fréquences du signal composite.

Les signaux démodulés et désaccentués par le circuit RC (10 kΩ/3,3 nF) sont envoyés aux bornes de sortie par l'intermédiaire des étages préamplificateurs T7 et T8. L'équilibrage des deux voies du décodeur est assuré par une résistance ajustable non découplée de 2,5 kΩ disposée entre les émetteurs.

Le transistor T6 est un amplificateur de courant continu qui est bloqué en l'absence d'émission stéréophonique. En présence d'un signal à 19 kHz détecté, sa base en devenant positive le rend conducteur et l'ampoule luciole s'allume.

4) Les modules intégrés :

Dans les années 70-80 sont apparus sur le marché, à l'instar d'autres fonctionnalités en radio, plusieurs modules décodeurs stéréo intégrés fabriqués par les grandes compagnies de semi-conducteurs.

Nous ne présenterons ci-dessous que trois références qui ont joué un rôle de standard dans les productions européennes et américaines de cette époque.

a) Le circuit MC1310P développé par la firme américaine Motorola, c'est un circuit décodeur perfectionné et fiable qui a

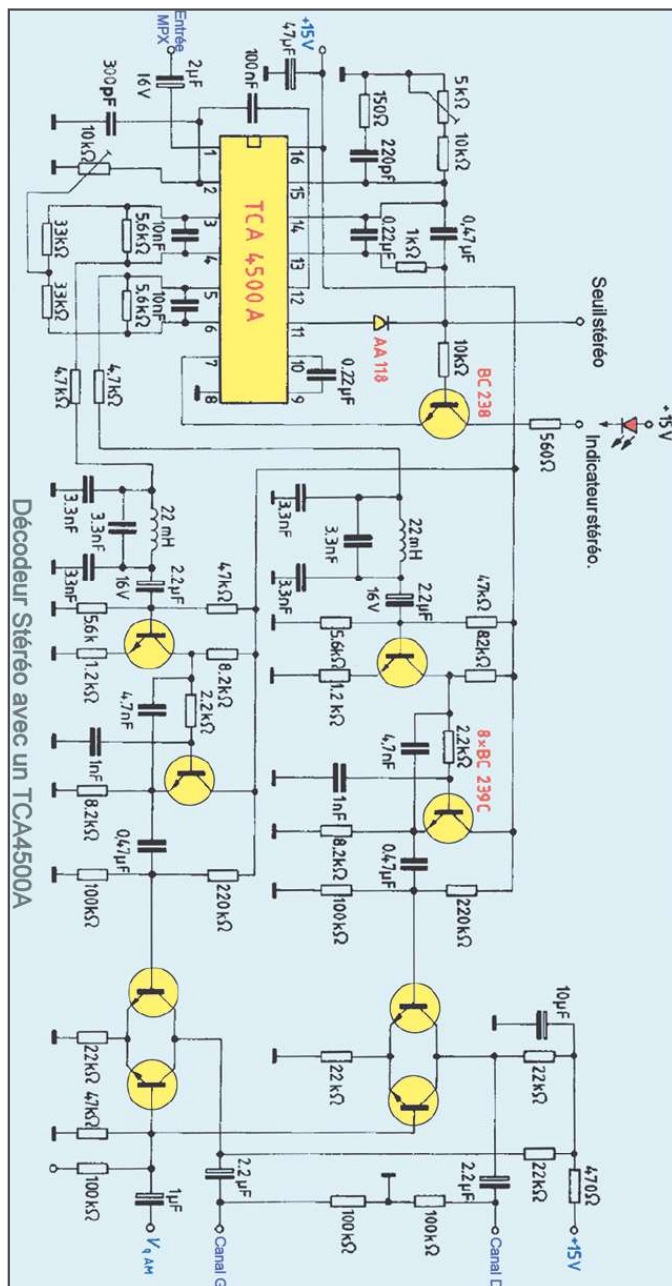


Figure 2-10-17

La distorsion est donnée à 0,3% pour un signal composite de 2,5V crête à crête à l'entrée du circuit.

La figure 2-10-16 représente le schéma synoptique et les étages internes du TCA 4500A.

Le signal stéréo est tout d'abord amplifié, puis envoyé au démodulateur 1 pour le 19 kHz.

C'est une boucle à verrouillage de phase PLL qui commande la fréquence du VCO et qui est essentiellement composée d'un comparateur de phase dont la tension de sortie est nulle lorsque le déphasage existant entre le signal pilote reçu et le signal à 19 kHz interne est égal à 90° (quadrature). Dans tous les autres cas, le discriminateur génère un signal de sortie possédant une composante continue qui est filtrée à l'aide d'un circuit passe-bas et utilisée pour commander la fréquence du VCO, de telle sorte que le

déphasage tende à nouveau vers 90°. La fréquence du VCO est en fait verrouillée sur l'harmonique 12 du signal pilote, c'est-à-dire

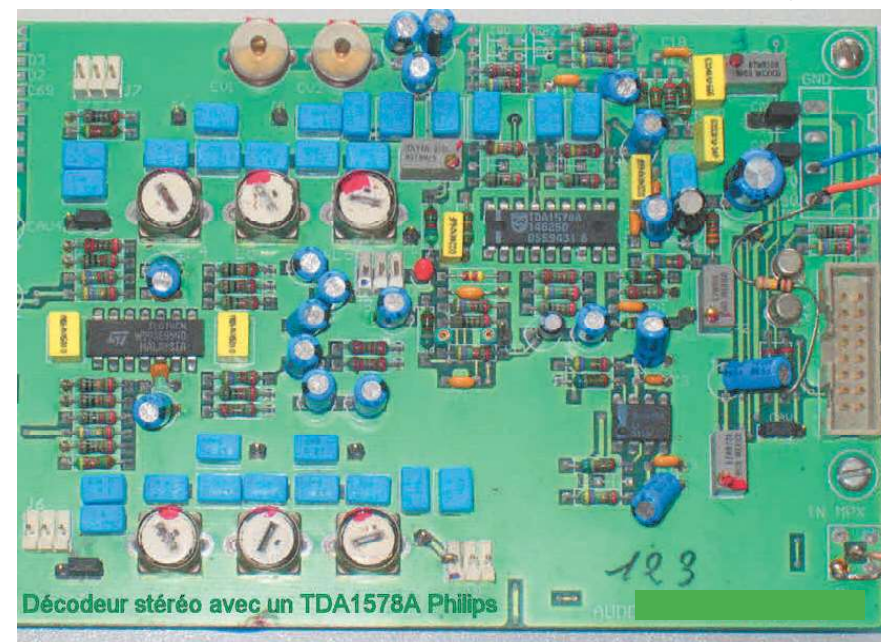
sur 228 kHz. La fréquence du signal de sortie du VCO est divisée par un facteur 6 pour recréer la sous-porteuse de 38 kHz qui est appliquée. Un deuxième signal est envoyé au démodulateur 2 qui détermine s'il y a présence ou absence de 19 kHz dans le signal MPX reçu. Si le 19 kHz est présent, le démodulateur 2 délivre une tension de commande déclenchant le trigger de Schmitt qui active la fonction stéréo et allume la lampe indicatrice. La sous-porteuse sur 38 kHz est dans ces conditions appliquée au démodulateur 3 qui restitue les signaux des voies G et D. Ces derniers sont délivrés par le circuit sous une basse impédance de 100 Ω. La figure 2-10-17 représente un schéma commercial avec cellules de désaccentuation et filtres 15 kHz.

c) Le TDA1578A est mis sur le marché des composants électroniques par la firme Philips en 1983. Il est pourvu d'un circuit de silencieux, avec des performances encore accrues :

- Diaphonie : 50 dB valeur typique
- Distorsion : 0,1%
- Bande passante des canaux gauche et droite plate (ondulation <0,5 dB) jusqu'à 15 kHz, avec une excellente réjection du 19 et du 38 kHz.

La figure 2-10-18 représente un circuit imprimé provenant de matériel radio professionnel qui est équipé de ce circuit.

Figure 2-10-18



11 - LE RDS (RADIO DATA SYSTEM)

1) Présentation du procédé :

Le Radio Data System (RDS) est un service de transmission de données numériques sur la bande II FM avant tout centré sur le confort de l'auditeur, en particulier à bord d'un véhicule (autoradio). Notamment, le RDS permet l'écoute d'une station sans interruption lors d'un déplacement, en prenant en charge automatiquement le passage d'une fréquence à l'autre. Il fournit également une identification des stations par leur nom, des signaux d'horloge, des messages textuels, des informations de commutation temporaire sur un canal d'information pendant l'émission d'un flash routier.

Avec un réseau FM de bonne qualité, les services RDS peu coûteux, s'avèrent d'une grande utilité.

Sont transmises systématiquement les données relatives à la station, tels l'affichage en clair de son nom, l'heure, sa fréquence et ses fréquences alternatives, l'identification du programme etc. Ces données récurrentes, sont élaborées directement par programmation interne du codeur RDS connecté à l'émetteur, mais aussi un certain nombre d'autres informations qui s'affichent en temps réel, comme les infos de trafic routier pour les autoradios, les titres de chansons et leur interprète etc., sont élaborées dans le studio et transmises avec le programme.

Dans les années 90, le système était également utilisé pour la radiomessagerie à couverture nationale (Operator), aujourd'hui abandonnée. A l'aide d'un récepteur spécifique, le « Pager », l'utilisateur pouvait recevoir un message dans toute la France.

Le RDS fut également utilisé pour le téléaffichage en temps réel des horaires et retards dans les arrêts et dans les bus, les journaux lumineux défilants etc.

2) Définition du RDS :

Ce système de diffusion de données numériques sur le réseau FM, résulte d'une coopération technique qui a été conduite au niveau de l'Europe pendant dix ans, à partir de 1972.

Un système nommé ARI existait en Allemagne. Il permettait d'informer les automobilistes de la diffusion de flashes d'informations routières, mais restait limité à l'identification des programmes routiers. L'idée de l'Union Européenne de

Radiodiffusion était donc de reprendre ce service de base fourni par ARI et de le compléter par diverses données utiles aux auditeurs.

Les tests ont abouti en 1984 à la publication par l'UER d'une spécification, puis à l'établissement d'une norme européenne en 1990. Le déploiement a commencé en 1987, via la diffusion des données par les grands réseaux de radiodiffusion, et la mise sur le marché d'autoradios compatibles. Au début le procédé n'eut pas le succès attendu en raison de la rareté des récepteurs équipés et l'absence quasi totale d'informations détaillant son utilité. Les diffuseurs transmettaient d'ailleurs les données grâce à du matériel qu'ils avaient mis au point eux-mêmes.

Puis un marché spécifique se développa et le procédé fut ensuite reconnu au niveau mondial.

Il fut décidé de déployer le RDS aux États-Unis dès 1990, en reprenant l'essentiel de la norme européenne, seuls quelques points mineurs spécifiques furent modifiés.

On peut avancer aujourd'hui que le bilan du RDS, offrant une foule d'applications dont la diversité n'a d'égale que l'imagination des utilisateurs et dont l'introduction dans les années 90 fut plutôt discrète, mais révolutionnaire, est un grand succès européen à l'instigation de l'UER, de ses états membres, opérateurs et diffuseurs associés, ainsi que de l'industrie radioélectrique (note).

Note: Le RDS

1987 : déploiement en Irlande, France et Suède. En France, le premier déploiement a été l'œuvre de TDF sur les émetteurs des stations de radio FIP et RFM.

1988 : déploiement en Autriche, Belgique, Danemark, Allemagne, Italie et Royaume-Uni.

1989 : déploiement aux Pays-Bas, au Portugal et en Suisse.

3) L'utilité du RDS :

Un récepteur pourvu de cette fonctionnalité affiche le nom de la station, le titre des chansons, leur interprète ou bien le programme choisi, et peut chercher automatiquement et rapidement, pour un type de programme, l'émetteur affichant le signal le plus puissant et avec la qualité optimale. Il diffuse des messages routiers en réglant automatiquement le volume d'écoute normal lors de la diffusion desdits messages, si le récepteur est réglé à faible volume par exemple, ou bien si l'automobiliste écoutait une cassette ou bien, de nos jours, un CD, un MP3 ou une clé USB.

Plusieurs émetteurs en modulation de fréquence ont commencé à évaluer le RDS vers le milieu des années 80 (FIP, RFM à la tour Eiffel par exemple).

On pouvait remarquer à l'époque sur certains autoradios tels le Philips 682 RDS, le Pioneer KEH-9000 ou encore le Blaupunkt Montreux RDR 49, la présence d'un sigle inconnu et d'une petite fenêtre dotée d'un affichage à LED ou à LCD (figure 2-11-1). Du côté des appareils Hifi, la firme Telefunken fut l'une des premières à proposer un tuner doté du RDS.

Le RDS offre potentiellement de nombreux services. Selon le

Figure 2-11-1



Fonctions primaires		
PI	Program Identification	Identité de la station
PS	Program Service name	Nom de la station radio
AF	Alternative Frequencies	Fréquences alternatives
TP/TA	Traffic Program/Traffic Announcement	Signalisation d'information routière
Fonctions secondaires		
ON	Other Networks	Informations concernant d'autres stations radio
CT	Clock Time and date	Date et heure
PTY	Program TYPe	Indication de la catégorie du programme
PIN	Program Item Number	Numéro d'identification du programme
RT	Radio Text	Information sous forme de texte
TDC	Transparent Data Channel	Fonction analogue à Antiope
DI	Decoder Identification	Donnée de mise en fonction d'un décodeur
M/S	Music/Speech	Distinction Musique/Parole
IH	In House information	Donnée concernant l'exploitant de la station
Fonctions auxiliaires		
RP	Radio Paging	Appel de personne
TMC	Traffic Message Channel	Information routière (texte)

Tableau 2 - Principaux services

Tableau 2

cahier des charges de l'UER, nous retrouvons dans le tableau 2, les fonctions définies, avec les dix-sept fonctions primaires et secondaires relevées, ainsi que de nombreuses autres possibilités non mentionnées ici.

Détail des principaux services :

a) PI (Program Identification) et ECC (Extended Country Code) :

Le code PI est un code unique attribué à chaque station, qui permet aux récepteurs de l'identifier à coup sûr lors d'un changement de fréquence. C'est un code sur 16 bits, dont les 4 premiers identifient le pays, cela donne donc 16 possibilités seulement pour le choix du pays (2⁴). Il est donc complété par un code de pays ECC : le couple PI+ECC constitue un identifiant réellement unique d'une station au niveau mondial.

b) PS (Program Service) :

Le nom de la station, composé de huit caractères alphanumériques, peut être affiché sur l'écran du récepteur. Sauf cas particulier, toutes les stations proposent ce service. La norme RDS stipule que les huit caractères doivent être fixes, et représenter le nom de la station. En réalité, un certain nombre de radios ont détourné ce service pour y faire passer des informations dynamiques. Ces données représentent sur l'affichage du récepteur, le nom de la station captée (France Inter, RTL, Europe 1, par exemple).

c) AF (Alternative Frequencies) :

Les émetteurs diffusent la liste des fréquences des différents émetteurs d'une même radio.

Les autoradios recherchent automatiquement la meilleure fréquence disponible. C'est ainsi qu'il est (presque) possible d'écouter la

même radio d'un bout à l'autre du pays sans intervention manuelle, les fréquences alternatives se chargeant automatiquement dans la mémoire de l'autoradio. A l'aide d'un code à 8 bits est indiqué avec un pas de 100 kHz, où se trouve la fréquence, par rapport à la fréquence du début de bande sur 87,5 MHz.

d) TP (Traffic Program) / TA (Traffic Announcement) :

TP est un drapeau qui indique si la station reçue est susceptible d'émettre des annonces routières. Presque toutes les stations émettent ce drapeau, même si elles ne diffusent jamais en pratique d'annonce routière. En effet, bon nombre d'autoradios ignorent en mode de recherche automatique les stations où le drapeau TP est absent ; son émission est donc recommandée. Pour une station qui diffuse le drapeau TP, le drapeau TA indique que la station émet en ce moment une annonce routière. Les récepteurs utilisent ce code pour augmenter le volume sonore ou, dans le cas des autoradios, commuter entre la lecture de CD ou autre et la réception radio, ou bien faire quitter au récepteur son état d'attente (stand by) pour le mettre en fonction, voire d'augmenter le volume pour permettre une meilleure audibilité d'informations importantes. L'utilisateur peut être informé par illumination d'une LED.

e) ON (Other Networks) :

Les données de cette fonction donnent au récepteur des informations concernant d'autres stations radio. Si par exemple, France Inter donne des informations routières, les auditeurs d'une station différente peuvent également capter ces informations parce que ces données sont transmises au récepteur par l'intermédiaire du code ON. Une autre des possibilités consiste à donner des stations émettant un programme similaire, ce qui facilite la recherche d'alternatives.

f) CT (Clock Time and date) :

Le RDS permet la transmission de l'heure, donc le réglage de l'horloge du récepteur. Ce service est proposé par de nombreuses stations.

g) PTY (Program TYPe) et PTYN (Program TYPe Name) :

Il est possible d'indiquer grâce à un code à 5 bits, le type de programme diffusé parmi 32 types prédéfinis (fonctionnalité PTY). Certains récepteurs permettent un balayage sélectif des stations mémorisées, en fonction du type de programme désiré. Grâce au service associé PTYN, il est même possible théoriquement d'affiner la recherche en émettant un titre sur huit caractères (exemple : PTY correspondant au type générique « sport », PTYN contenant le texte « football »). De plus il existe par contre un code «catastrophe». Le récepteur réagit à ce code de la même façon qu'il réagit au code TA, à la différence près qu'il est impossible de désactiver cette fonction. Le risque de manquer une annonce de catastrophe en est sensiblement diminué.

h) RT (Radio Text) :

Le radiotexte permet la diffusion de textes de 64 caractères au maximum qui peuvent s'afficher à la demande sur l'écran des récepteurs. Il peut s'agir du titre d'un programme d'actualité ou encore le résultat d'un événement sportif, le titre d'un morceau de musique, ou encore des informations routières.

i) RT+ :

Le RT+ est un service complémentaire du radiotexte (RT) introduit en 2008, qui consiste à étiqueter certains des passages textuels des messages de radiotexte par des métadonnées décrivant leur nature. Par exemple, on peut indiquer qu'un certain fragment de message est un titre de chanson, un nom d'artiste, ou le numéro de téléphone de la radio. Ainsi, les terminaux peuvent présenter ces informations de façon structurée.

j) TMC (Traffic Message Channel) :

Le RDS est actuellement la principale voie de transmission pour les données structurées d'information trafic TMC.

k) EON (Enhanced Other Networks) :

Les informations EON constituent des références croisées entre des programmes différents appartenant à un même réseau. Chaque station diffuse les références des autres stations du réseau : nom (PS), code d'identification (PI), fréquences (AF), type de programmes (PTY), diffusion d'informations routières (TP/TA). Cela permet notamment à un récepteur de passer sur une autre station lorsqu'une annonce routière y est diffusée. Le basculement ne dure que le temps de la diffusion de l'annonce ; le récepteur se recalcule ensuite sur le programme d'origine. Par exemple, en France, les radios du groupe Radio France se référencent mutuellement, de même que 107,7 MHz, la fréquence autoroutière. Ainsi, lorsqu'un automobiliste écoute l'une de ces radios, il peut bénéficier des informations trafic diffusées sur n'importe quelle autre station.

4) Autres services :

a) La radiomessagerie :

Plusieurs pays européens ont développé un service de radiomessagerie par RDS.

En 1987, l'opérateur Télédiffusion de France (TDF), possesseur des émetteurs du réseau Radio France, lance un système de radiomessagerie par RDS, nommé Operator10. Les messages sont transmis sur les ondes du réseau Radio France. Ceci garantit une très bonne couverture sur l'ensemble du territoire, sans installation d'émetteur supplémentaire. Au départ, le service proposait l'acheminement de messages numériques à 10 chiffres, via les émetteurs de France Inter. Les messages pouvaient être transmis par téléphone (composition directe ou prise par des opérateurs) ou par Minitel. Ils étaient acheminés par le réseau X.25 Transpac jusqu'à la tête de réseau TDF, qui les diffusait aux codeurs RDS des émetteurs FM via la voie de données DIDON du réseau de TF110. Par la suite, d'autres stations de Radio France ont participé à la diffusion du service, qui s'est ouvert aux messages alphanumériques. Operator a été repris en 1998 par France Télécom Mobiles, sous le nom Alphapage-RDS.

b) Abris bus et trafic :

Europe 1 Paris transmettait des données d'information trafic sur sa fréquence, à destination d'un équipement spécial à installer dans sa voiture : un pare-soleil particulier, capable d'afficher la position des ralentissements sur une carte de Paris et de sa banlieue. Jusqu'en 2004, à Strasbourg, les arrêts de bus de la

Compagnie des transports strasbourgeois (CTS) affichaient les temps d'attente des bus, lesquels étaient transmis en RDS sur la fréquence de Nostalgie Strasbourg (105,3 MHz). De même, les panneaux indicateurs des parkings de la ville recevaient les informations portant sur les places disponibles, via RDS. En Île-de-France, des panneaux d'information trafic (PIT) étaient installés dans certains lieux publics. Les données transitaient par RDS sur la fréquence d'Europe 1.

5) La technique mise en œuvre pour la modulation :

Comme nous l'avons vu précédemment, le signal de modulation stéréo résulte de l'association par multiplexage des deux signaux combinés gauche G et droite D, associés au petit signal pilote que l'on retrouve à la réception pour reconstituer les deux canaux audio.

On dispose encore sur la bande de base, d'une place suffisante pour loger, moyennant une disposition appropriée afin de ne pas perturber le programme principal, un signal supplémentaire supportant des données numériques (figure 2-11-2).

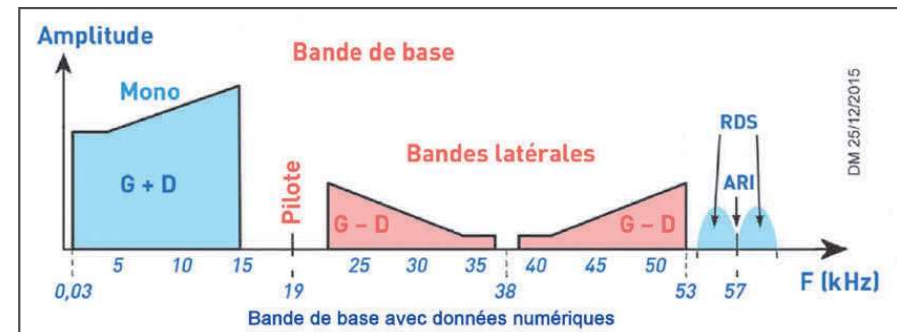
Celles-ci sont inscrites dans une sous-porteuse à 57 kHz, fréquence qui correspond au troisième harmonique du signal pilote à 19 kHz, déjà présent. Comme l'ARI utilisait déjà cette fréquence, le RDS a été conçu pour pouvoir fonctionner simultanément, sans perturbation.

La norme spécifie que l'amplitude de cette sous-porteuse ne doit pas dépasser 10% du signal multiplex total, ce qui se traduit par une modulation maximale de $\pm 7,5$ kHz, comme pour le pilote, mais la déviation retenue en France est de seulement ± 4 kHz. La modulation RDS du signal 57 kHz est à modulation d'amplitude à porteuse supprimée, mais qui conserve ses deux bandes latérales. A la place de la porteuse, il est ainsi possible d'incorporer sans interférence la sous-porteuse ARI.

Le signal de modulation est un signal codé biphase (Voir tous les détails sur le signal biphase dans l'encadré suivant).

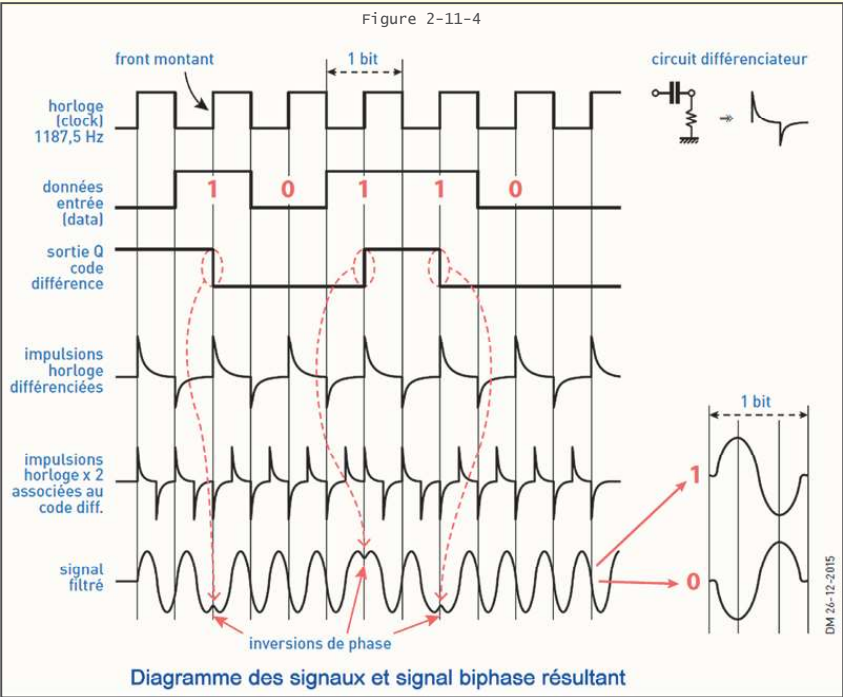
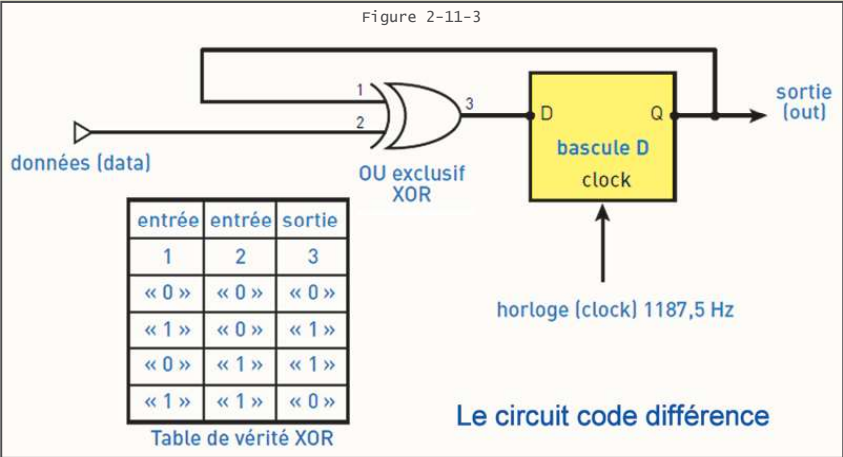
La fréquence du flux binaire est de 1187,5 bits/seconde, nombre qui a été choisi car il représente le quotient par 48 de la fréquence de la sous-porteuse à 57 kHz. Une seule et unique horloge est donc nécessaire pour la génération de la porteuse et l'échantillonnage des données, aussi bien sur l'émetteur que sur le récepteur.

Figure 2-11-2



LE SIGNAL BIPHASE :

Un bit correspond à une période de signal, dans le flux des données d'entrée, durant une période, l'état binaire ne change pas, c'est-à-dire qu'un « 1 » logique reste au niveau haut et un « 0 » au niveau bas.



Le signal biphasé est obtenu tout d'abord par le circuit de base du modèle de celui représenté sur la figure 2-11-3 qui produit le code différence.

Ce codage repose sur un principe simple qui ne tient compte que du changement d'état, en restant insensible à la polarité du signal.

L'organe principal est une bascule bistable type « D » dans laquelle les données binaires « 1 » ou « 0 » présentes à l'entrée D (donnée ou data) sont transmises sur la sortie Q lors du front positif d'horloge (clock).

La sortie Q est appliquée à l'une des entrées d'une porte OU exclusif (XOR) et les données sont appliquées sur l'autre.

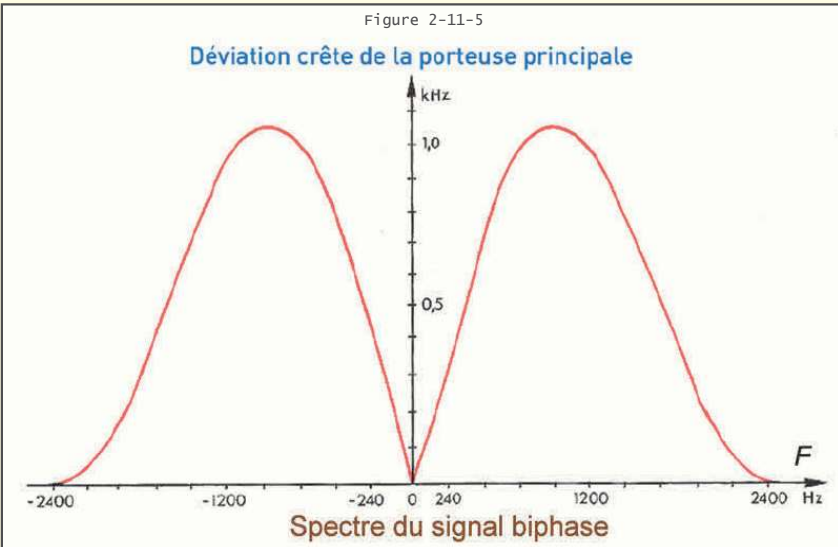
Les quatre états de fonctionnement du codage différentiel sont représentés dans le tableau 3. Le niveau de sortie à t-1 indique simplement le niveau logique présent sur la sortie Q avant le front montant d'horloge.

On peut résumer le fonctionnement en disant que le niveau logique de sortie ne change que si le bit de donnée est à « 1 ».

Nouveau signal entrée à t	Niveau sortie à t-1	Nouveau signal sortie à t
« 0 »	« 0 »	« 0 » pas de changement
« 1 »	« 0 »	« 1 » changement d'état
« 0 »	« 1 »	« 1 » pas de changement
« 1 »	« 1 »	« 0 » changement d'état

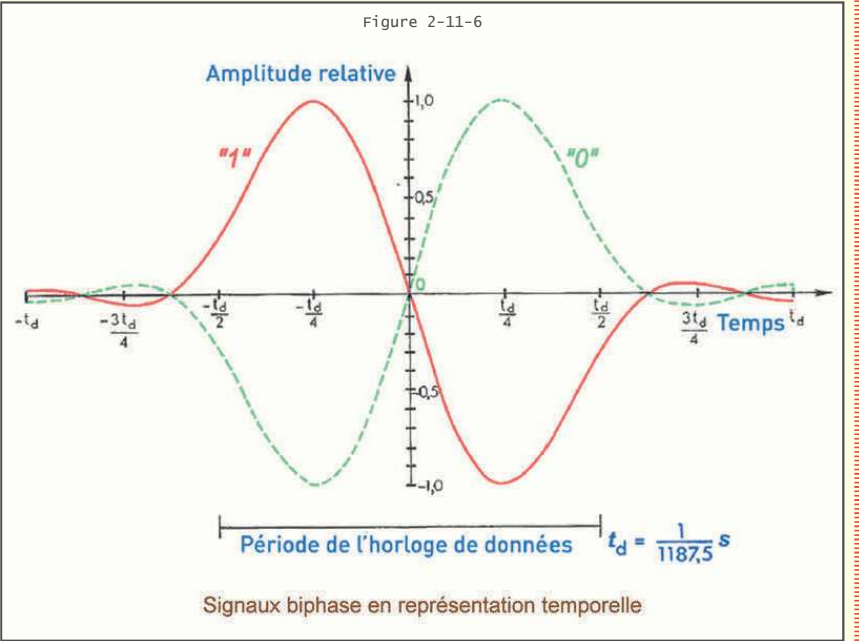
Tableau 3 - Codage différentiel

La figure 2-11-4 donne le diagramme des signaux du circuit, avec le signal d'horloge à 1187,5 Hz, les données numériques d'entrée et de sortie.



Un signal d'horloge à fréquence double (2375 Hz) est différencié (dv/dt) et chaque période de l'horloge initiale donne donc lieu à quatre impulsions, deux positives et deux négatives, qui sont ensuite mises en forme dans un filtre limitant la largeur du spectre de façon appropriée. Les signaux de modulation qui sont obtenus sont représentés sur les figures 144b et 145a et b. On voit qu'un « 0 » présent dans le code de différence produit une inversion des impulsions.

Dans le récepteur, les données sont décodées par le processus inverse. Il est à noter en outre que le code de différence est insensible à une inversion dans le démodulateur du récepteur. Même si le code est inversé, il est possible d'en extraire des données valides.



6) Structure de la trame RDS, flot des données :

Le canal unique est le siège de données binaires (bits) en série défilant les unes après les autres. La trame est constituée de groupes de 104 bits, chaque groupe étant subdivisé en quatre blocs consécutifs de 26 bits (figure 2-11-7).

Un bloc comprend 16 bits de données utiles et 10 bits de redondance permettant la correction d'erreurs. Il existe 32 types de groupes, numérotés 0A, 0B, 1A, 1B, ..., 15A, 15B. Quel que soit le type de groupe, il existe donc un identificateur de type de groupe à un emplacement fixe, sur 5 bits. La lettre A ou B est appelée version du groupe. On peut donc considérer qu'il existe 16 types de groupes, chacun disponible en version A ou B.

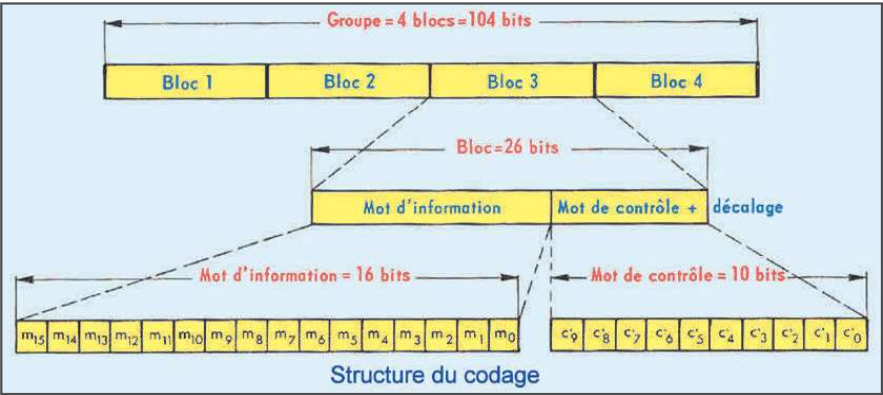


Figure 2-11-7

Les groupes sont conçus pour transmettre le plus souvent possible les informations les plus importantes. Ainsi, l'indicateur TP (programme susceptible de diffuser des annonces routières), PI (identification de la station) et PTY (identification du type de programmes), sont-ils inclus dans chaque type de groupe possible.

Les pages essentielles sont répétées à une fréquence plus élevée que les autres de moindre importance.

Il existe des pages déroulantes à contenu variable (le code ON permet d'ailleurs d'obtenir un processus semblable).

Le tableau 4 donne les différents groupes des applications essentielles avec leur fonction et leur pourcentage de transmission.

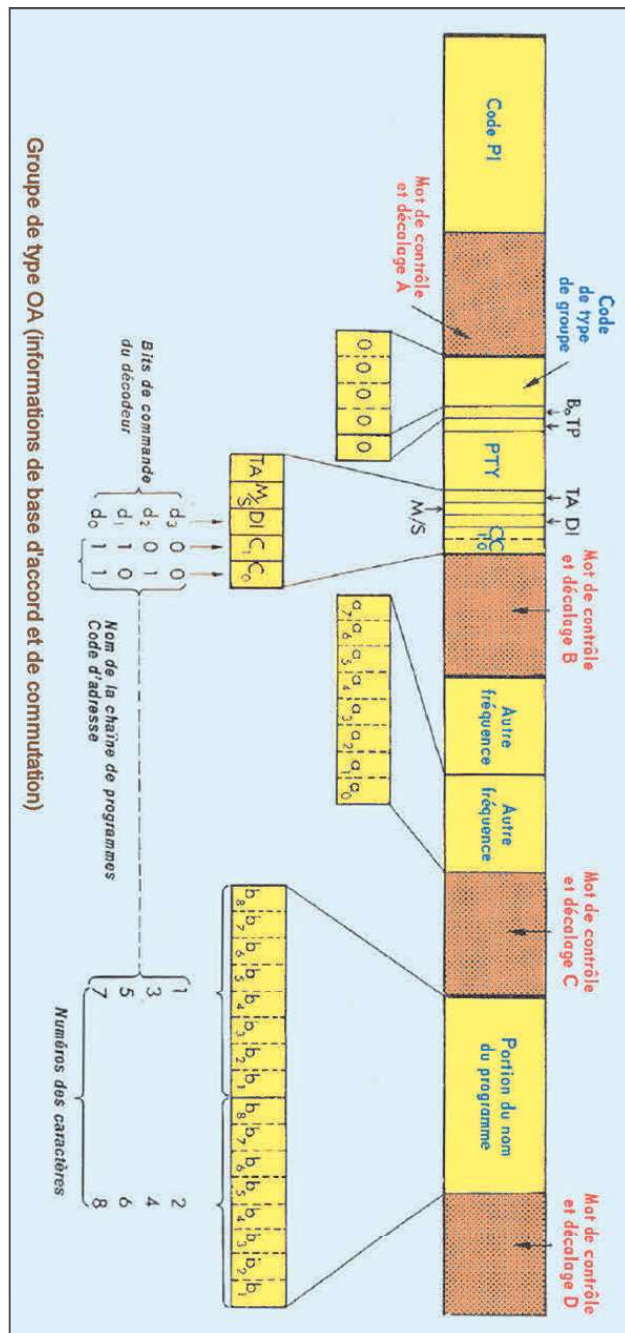
En principe, chaque groupe connaît une variante A et une variante B. Les groupes 4 et 15 (non représentés) ne connaissent, eux qu'une seule variante.

La différence entre la variante A et B est le contenu du bloc 3. Avec la variante B on trouve toujours le code PI dans le bloc 3 (voir figure 2-11-7). Si l'on n'utilise pas une fonction, on met à cet endroit du groupe le code «inactif» ou «non utilisé».

Tableau 4

Type de groupe	Applications	Pourcentages moyens de groupes émis d'un type donné
0A ou 0B	PI, PS, PTY, TP, AF, TA, DI, M/S	40 %
1A ou 1B	PI, PTY, TP, PIN	10 %
2A ou 2B	PI, PTY, TP, RT	15 %
3A ou 3B	PI, PTY, TP, ON	10 %
Quelconque	Applications en option	25 %

Tableau 4 - Groupes essentiels



La figure 2-11-8 permet de voir la disposition des bits à l'intérieur d'un groupe. Le début de chaque groupe est identique: on trouve dans le bloc 1 et une partie du bloc 2 le code PI, le numéro du groupe (4 bits), 1 bit pour indiquer s'il s'agit d'un groupe A ou B, le bit TP et 5 bits pour le code PTY. Le reste du bloc 2 et les blocs 3 et 4 comportent toujours d'autres informations. Outre les 16 bits de données, chaque bloc comporte 10 bits qui représentent la somme d'un mot de vérification de 10 bits et un décalage (offset). La somme de vérification (checksum) permet au décodeur de détecter des erreurs, grâce au décalage, il est capable de savoir quel bloc a été émis et d'effectuer ainsi la synchronisation.

Afin d'illustrer la constitution des groupes RDS, nous pouvons analyser le groupe de type 0A, le plus fréquent, car il porte les informations de base (fréquences alternatives, nom de la station, indicateur d'informations routières TA). La constitution des autres groupes obéit aux mêmes principes.

Détails du groupe de type 0A :

Après la partie fixe commune à tous les groupes, on trouve :

- un bit TA (Traffic Announcement), positionné à « 1 » lorsqu'une annonce routière est en cours de diffusion.
- un bit MS (Music/Speech) : « 0 » lors d'un programme parlé, « 1 » lors de la diffusion de musique.
- deux champs de 8 bits dans le bloc 3, pouvant coder chacun une fréquence alternative, selon une table de codage spécifiée dans la norme.
- deux champs de 8 bits dans le bloc 4, codant deux caractères du nom de la station (Program Service, PS), parmi huit. Le nom de la station est donc transmis en quatre fois, grâce à quatre segments de deux caractères, transmis successivement. Le numéro du segment porté par un groupe 0A, appelé adresse, et codé sur 2 bits à la fin du bloc 2. Selon la norme, les caractères sont codés sur 8 bits, dans une version étendue du code ASCII adaptée aux langues européennes.

-un bit DI (Decoder Identification) portant des informations complémentaires tels l'indication d'une diffusion en mono ou stéréo, ou le caractère statique ou dynamique du PTY. Le bit DI code une information d'un bit parmi quatre, dont le numéro est codé par le champ d'adresse.

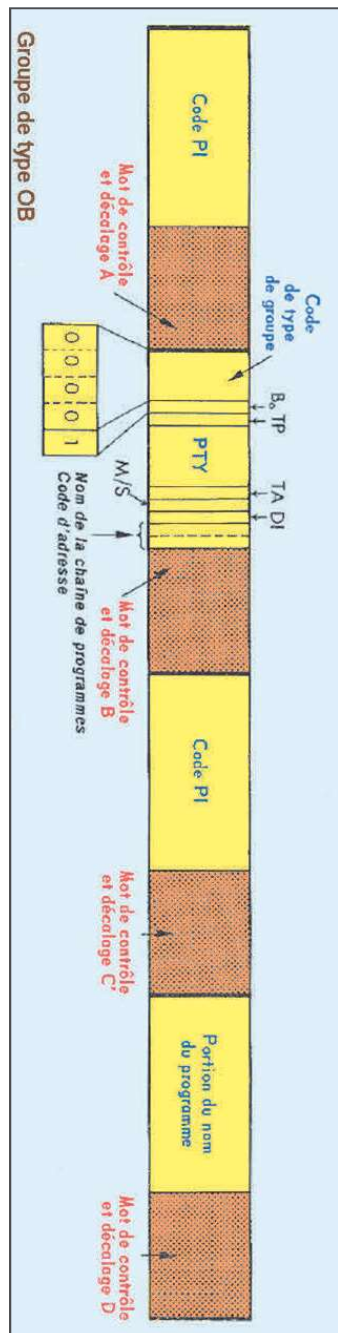
La séquence de diffusion des différents groupes possibles est laissée à la discrétion du diffuseur. Cependant, il est recommandé de transmettre plus souvent les groupes les plus importants, à savoir ceux qui contiennent les informations de base. Par exemple, la norme recommande de diffuser au moins quatre groupes 0A par seconde.

Du fait du mode de transmission en radiodiffusion, il est particulièrement important que les données RDS soient accompagnées d'information de synchronisation, de détection et de correction d'erreurs. À cette fin, 10 bits redondants sont transmis après chaque mot de 16 bits d'informations utiles. Les données de synchronisation et de détection/correction d'erreur représentent donc 38,5 % des données transmises.

Ainsi, un récepteur qui reçoit un mot de contrôle et de décalage A sait qu'il s'agit du bloc n°1 d'un groupe et qu'il contient le code PI, indépendamment du reste du groupe (qui, éventuellement, peut ne pas avoir été reçu correctement, sans pour autant perturber la réception du code PI), voir la figure 2-11-8.

Ces informations transmises dans tous les groupes sont celles qui permettent la recherche de programmes : recherche d'un programme donné grâce au code PI, recherche d'un programme diffusant des informations routières grâce à l'indicateur TP, et recherche d'un type de programme grâce au PTY.

Le code PI étant jugé particulièrement important, les groupes en version B le portent deux fois (une fois dans le bloc 1, comme dans tous les groupes, mais également une fois dans le bloc 3). En diffusant des groupes de type B, il est donc possible de doubler la fréquence d'émission du code PI, au détriment bien sûr de la bande passante allouée aux autres informations. L'idée à la



base des groupes en version B était d'améliorer la réception du code PI, même si les groupes étaient reçus incomplètement (figure 2-11-9). Cependant, dans le schéma général, il est nécessaire de recevoir correctement le bloc 2 afin de déterminer le type de groupe, et donc d'interpréter les blocs suivants. C'est afin de s'affranchir de la nécessité d'une réception correcte du bloc 2 pour l'interprétation d'un code PI en bloc 3 qu'ont été introduits les deux décalages possibles pour le bloc 3 (C et C'). Le décalage C est utilisé pour les groupes en version A et le C pour les groupes en version B. Ainsi, si un récepteur reçoit un bloc de décalage C', il est certain, comme lorsqu'il reçoit un bloc de décalage, qu'il contient le code PI, indépendamment du contenu du reste du groupe. En général, pour un numéro donné, les groupes A et B portent le même type d'information, des détails supplémentaires étant disponibles dans la version A.

7) Les décodeurs RDS et les récepteurs :

Dans un récepteur, il est possible de connecter le décodeur RDS directement à la sortie du démodulateur FM. Parmi les premiers circuits dédiés au décodage du RDS qui ont été mis sur le marché, citons le SAA 7579 T de Philips et le SDA1000 de Siemens. Aujourd'hui les tuners FM sont équipés de puces qui intègrent cette fonction avec la gestion des données (figure 2-11-10).

Figure 2-11-10



12 - DES TUBES AUX PUCES, 60 ANNÉES D'ÉVOLUTION

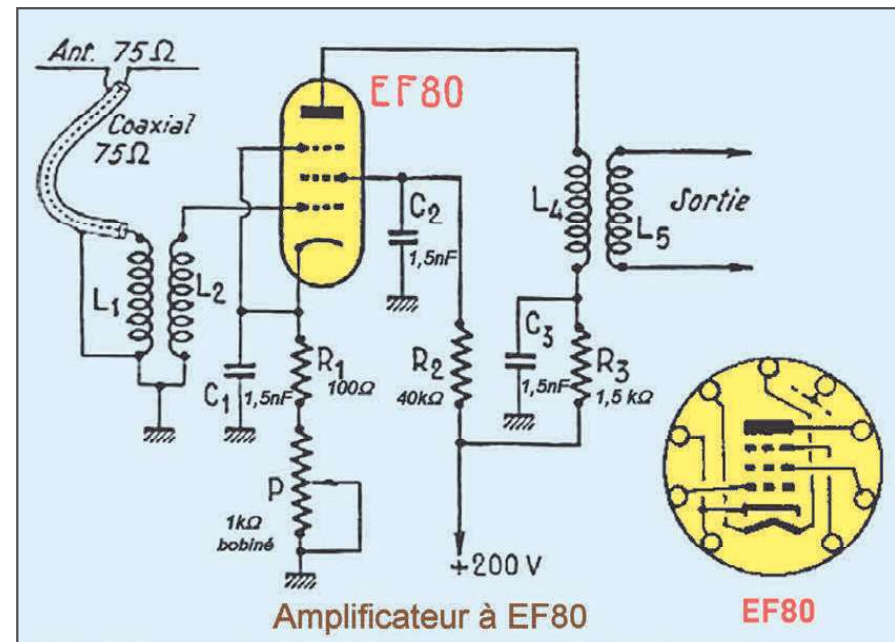
Avant d'aborder l'aspect pratique qui vous incitera, espérons-le, à réaliser des montages se rapportant à la modulation de fréquence, revenons sur les composants actifs qui équipent nos tuners FM. Sans soucis d'exhaustivité, nous examinons quelques composants, parfois spécifiques, que nous avons déjà rencontrés, pour certains, sur un schéma dans les chapitres précédents.

1) Les débuts avec les tubes :

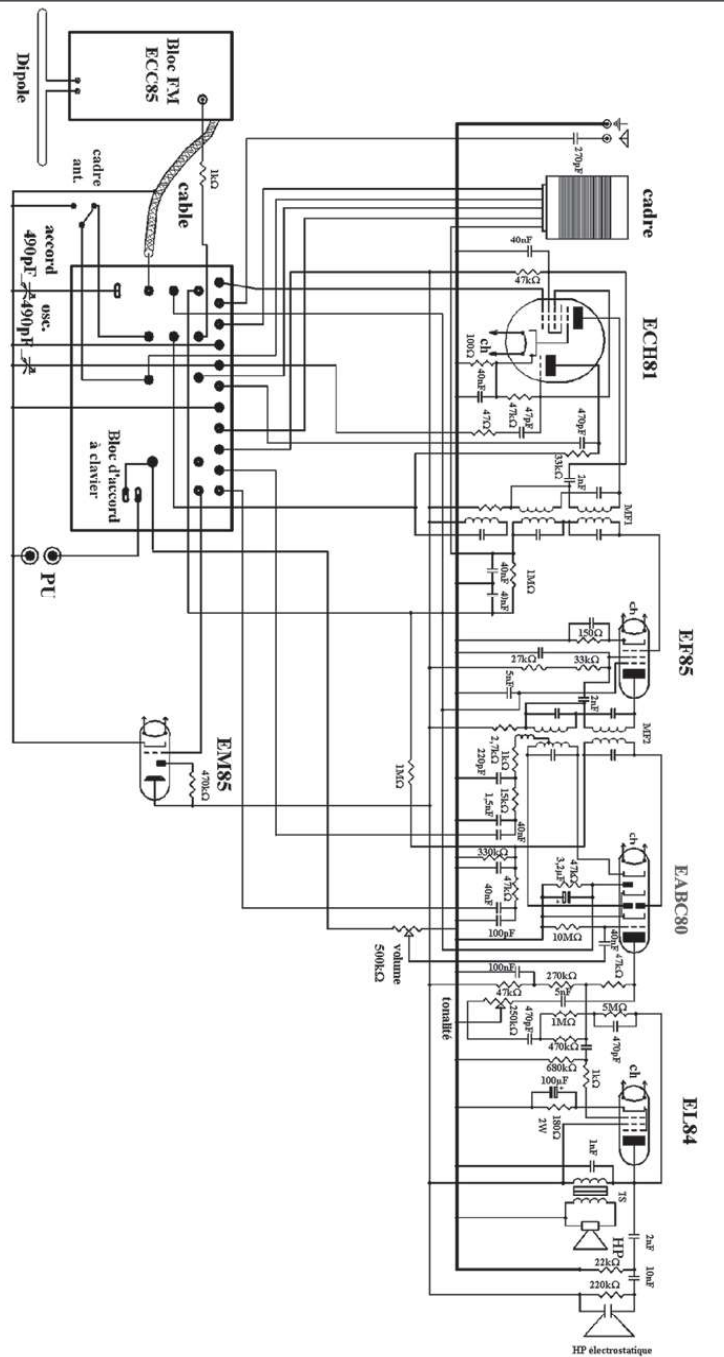
La FM, technique moderne née dans le milieu des années 50, doit son existence aux tubes électroniques, ce qui a incité les ingénieurs à en développer de nouveaux modèles aux performances accrues. Les tubes tout verre à culot 9 broches dit Noval ont été les plus fabriqués. Deux raisons évidentes à cela, le fonctionnement de la FM en très haute fréquence sur 100 MHz, ainsi que le besoin pour concevoir des circuits offrant les performances requises, de tubes à faible bruit ou à grand gain et résistance interne élevée, de surcroît stables et linéaires. Le tube penthode EF80, cheval de bataille des récepteurs VHF de télévision présentant de faibles capacités interélectrodes, est apparu sur le marché dès 1950. C'est un tube à forte pente (6 mA/V) et à coefficient d'amplification fixe (Figure 2-12-1).

L'EF85, mentionné comme son équivalent, présente quant à lui, une pente variable pour les étages amplificateurs à commande automatique de gain (figure 2-12-2).

Figure 2-12-1



Récepteur GO-PO-OC-FM à tubes



EF 183

EF 89

La plupart de ces penthodes ont la grille G3 suppressiveuse disponible sur une broche, ce qui s'avère souvent très pratique.

Le tube EF89 (figure 2-12-4) est une penthode également à pente variable pour les amplificateurs HF ou moyenne

[illegible]

Figure 2-12-6

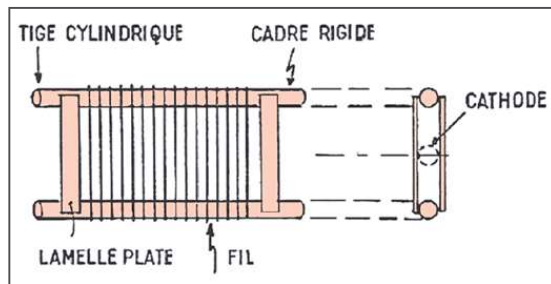
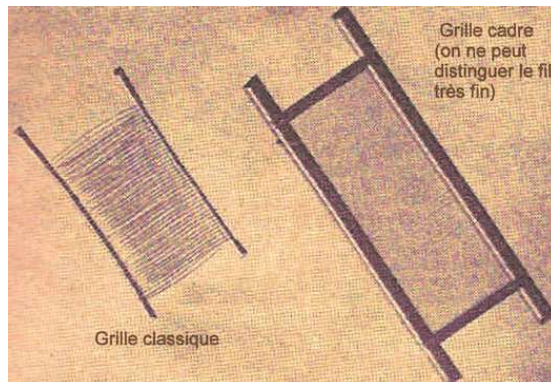


Figure 2-12-7



être placée plus près de la cathode, ce qui réduit l'espace grille cathode et augmente ainsi l'efficacité de la grille qui se traduit par une augmentation de la pente du tube. Dans certains tubes, comme l'ECC189, on utilise du fil de 0,01 mm (10 μ m), 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 en vis-à-vis qui sont bien parallèles ; il en résulte une réduction notable du temps de transit des électrons, donc un accroissement des performances en hautes fréquences. A titre de comparaison, dans la double triode ECC84 à grille normale, conçue pour le montage cascade, l'espace grille-cathode est de 110 μ m, ce qui permet d'atteindre une pente de 6 mA/V. En montant une grille cadre, comme dans la double triode ECC88, la pente est plus que doublée, puisqu'elle atteint 12,5 mA/V, en raison de l'espace qui ne fait plus que 57 μ m (figure 2-12-7).

Examinons maintenant quelques résultats obtenus avec cette nouvelle technique.

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 dans les postes tous-courants, avec une intensité de 300 mA, le second, pour l'alimentation en parallèle

fréquence, d'une grande stabilité que l'on rencontre souvent dans les tuners FM à tubes.

Les études menées par les fabricants de lampes européens et américains ont abouti à un accroissement tangible des performances, en particulier grâce aux grilles cadres.

Le principe de la grille cadre conduit à utiliser du fil de grille très fin qui est bobiné sur 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 (figure 2-12-6).

Il en résulte une grande précision et une grande solidité de l'électrode. Elle est plus rigide, moins déformable sous l'effet de la chaleur, et donc peut

sous 6,3 V (0,365 A). Ce sont de 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 μ m de la cathode.

Les incontournables double triodes à grille cadre ECC85, ECC88 ou ECC189 (ou PCC xx) pour les étages d'entrée à faible bruit sont souvent montées en cascade ou en amplificateur d'entrée et changement de fréquence, et fréquemment utilisées dans les tuners (figures 2-12-8 et 2-12-9).

Le tube ECC85 a été créé en 1954. Ses deux triodes sont totalement indépendantes et isolées l'une de l'autre par un blindage.

Il semble qu'il n'y ait jamais eu mieux que l'ECH81, triode heptode, pour l'amplification et le changement de fréquence dans les derniers postes AM, et ce jusque dans les postes AM/FM. En position FM, la section penthode est utilisée en premier amplificateur 10,7 MHz (figure 2-12-2). On rencontre aussi quelquefois le tube penthode 6AU6 en amplificateur à moyenne

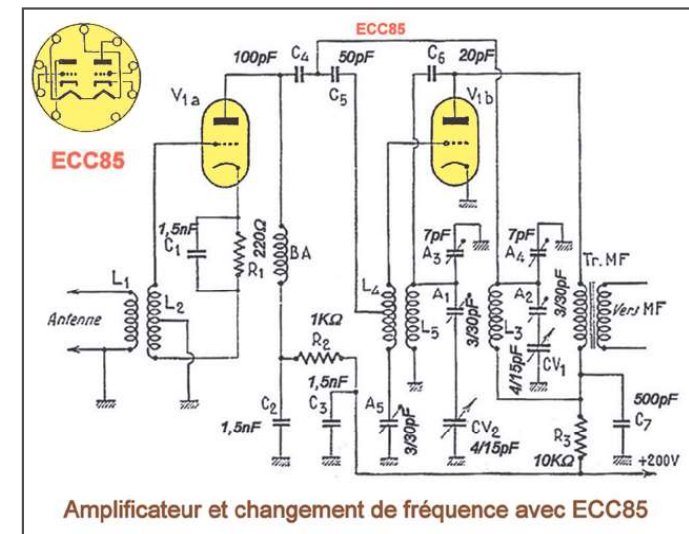


Figure 2-12-8

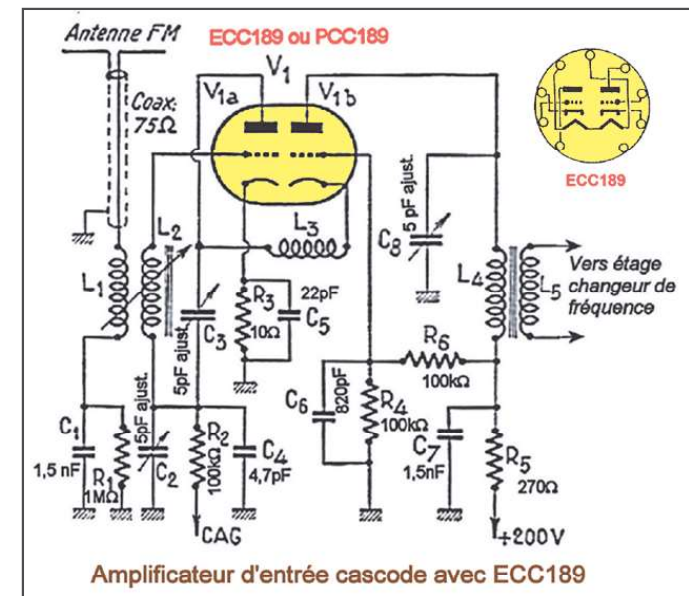
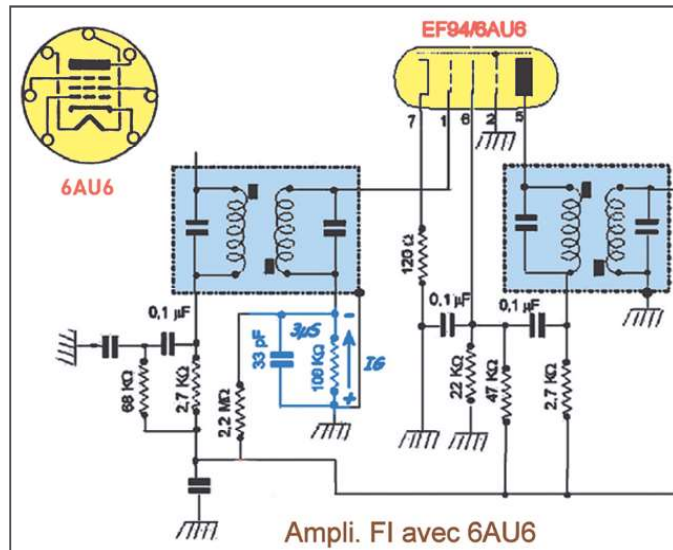


Figure 2-12-9

Figure 2-12-10



fréquence, bien que ce dernier ne soit pas spécialement dédié à la FM, puisqu'il existe depuis 1946 (figure 2-12-10).

Côté démodulation, on trouve dans les postes AM/FM l'EABC80, qui assure la démodulation FM, ainsi que la détection AM, fonctions pour lesquelles il a été spécialement conçu, avec ses trois cathodes indépendantes (figure 2-12-11).

Figure 2-12-11

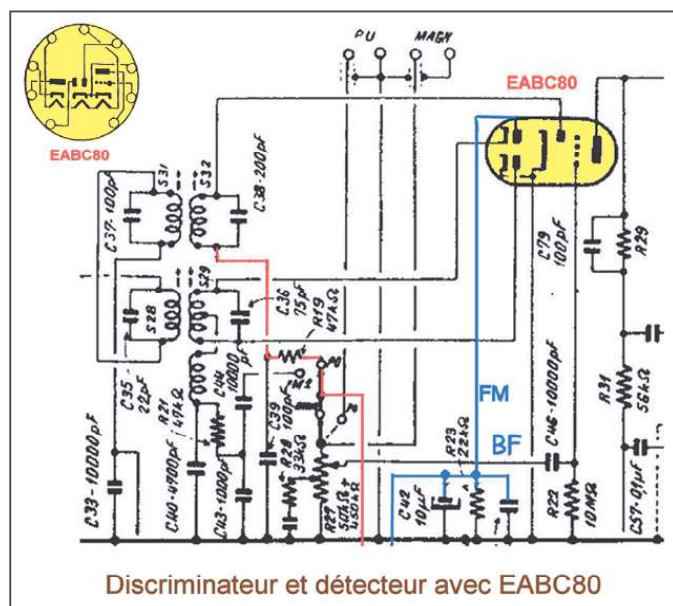


Figure 2-12-12

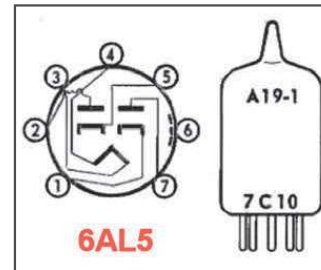
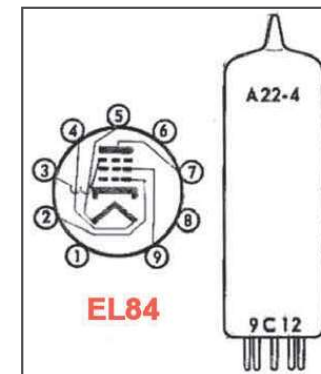


Figure 2-12-13



Le discriminateur est parfois également réalisé avec un petit tube double diode miniature 7 broches genre 6AL5 (figure 2-12-12), ou bien encore avec deux diodes au germanium genre 0A79, même dans les tuners à tubes.

Enfin on ne peut passer sous silence le tube penthode EL84 (figure 2-12-13), qui en particulier, grâce à la FM et la haute-fidélité a connu une grande popularité. Ce tube noval est capable de sortir 6 watts sous 250 V avec un rendement de 50 %. Deux tubes fonctionnant en push-pull classe AB ou B, peuvent délivrer 17 watts sous 300 V avec une faible distorsion.

2) Les indicateurs visuels :

L'indication de l'accord du tuner n'est pas suffisante en FM, car il faut qu'il soit également bien centré sur l'émission. Certains indiquent de plus la présence d'une émission en stéréophonie (figure 2-12-14).

Bien que certains postes aient utilisé des indicateurs classiques déjà existants pour la réception en modulation d'amplitude, tel l'EM34 ou l'EM85, plusieurs, d'un niveau plus sophistiqué, ont été spécialement conçus pour la FM.

Les EM84 et EM87 étaient prévus pour les tuners FM. Leur brochage est identique, mais la sensibilité de l'EM87 est supérieure.

A l'accord exact, les deux zones vertes se rejoignent.

L'oeil magique peut être un EMM803, à la fois indicateur d'accord et indicateur stéréo. Le grand champ lumineux double se ferme quand l'accord est bon et le petit indicateur s'allume si la fréquence-pilote stérééo est présente.

Citons l'EM86 dont la sensibilité est assez élevée et qui est pourvu d'une diode. Peu connu, il a été aussi créé pour équiper certains appareils de mesure.

A noter également l'EMM801 qui est en fait la réunion de deux EM84 dans le même tube.

Il délivre deux indications, à savoir l'accord exact et le type d'émission, mono ou stéréo.

OC615
germanium
PNP junctions

AF106
germanium
PNP Mesa

AF121
germanium
PNP diffusions

AF102
germanium
PNP diffusions

AF116
germanium
PNP diffusions

Premiers transistors au germanium

Ampli à MOS FET avec accord à diodes varicap BB104

GENÈSE, CODAGE, MESURES, ANTENNES | 181

4) Les puces :

A partir de 1970, des circuits intégrés renfermant une, puis plusieurs fonctions d'un récepteur FM, ont été développés. Le TBA120S, ou SO41P Siemens, est un circuit intégré monolithique spécialement étudié pour la démodulation en TV et en réception FM. Il renferme huit étages amplificateurs limiteurs à fréquence intermédiaire, un démodulateur équilibré et une commande audio continue. Les broches 3 et 4 sont connectées au collecteur et à la base d'un transistor qui peut être utilisé comme préamplificateur audio ou comme interrupteur. Sur la broche 12, une diode zener peut être utilisée pour stabiliser la tension d'alimentation du circuit.

Le SO42P est un mélangeur symétrique qui peut monter jusqu'à 200 MHz. Il peut être actionné par une source externe ou bien par l'oscillateur interne. Les signaux d'entrée sont supprimés sur la sortie.

Caractéristiques :

- Large gamme de tension d'alimentation.
- Peu de composants externes.
- Gain de conversion élevé.
- Faible bruit.

Voir la figure 2-12-18.

Rappelons le CA3089, puis le CA3189 (figure 2-12-19) sorti en 1978 dont nous avons déjà parlé.

Caractéristiques principales :

- Commande électronique de l'atténuation audio pour remplacer le classique potentiomètre de volume.
- Atténuation du volume 85 dB.
- Sensibilité, début de limitation à 3 dB : 30µV.
- Réjection AM : 68 dB.
- Niveau audio : 1 V.

Figure 2-12-18

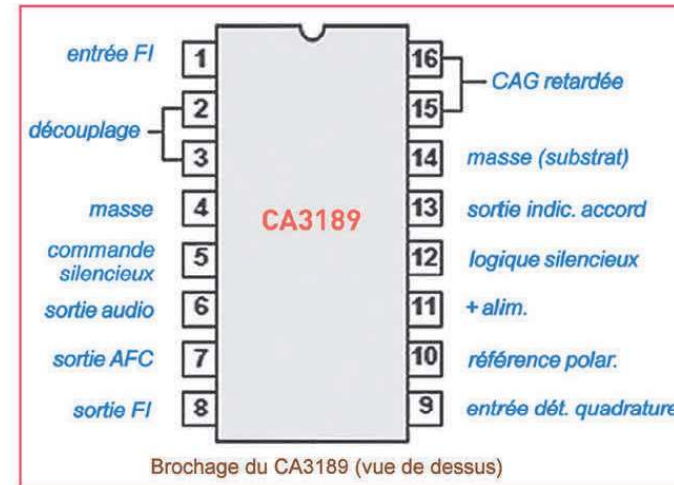
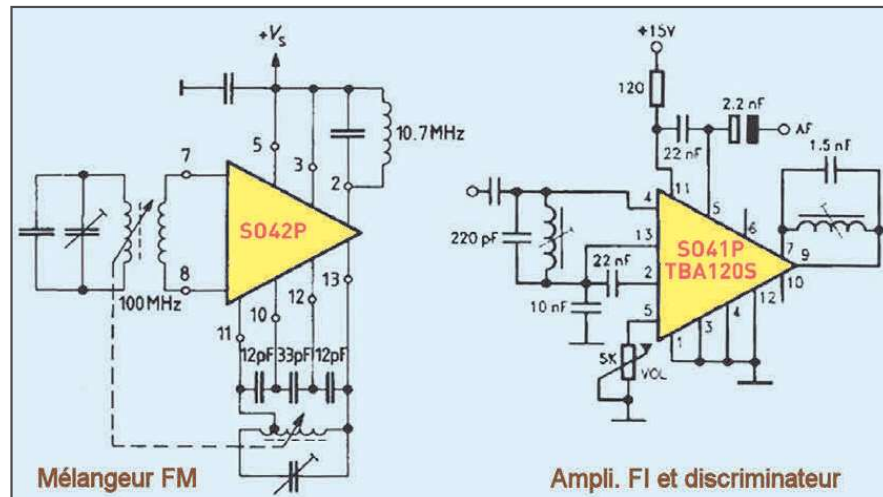


Figure 2-12-19

Le TDA7000 Philips (1983) intègre un récepteur FM mono complet. Les seuls composants externes sont un circuit d'accord et quelques composants passifs. La figure 2-12-20 donne un exemple d'application.

Figure 2-12-20

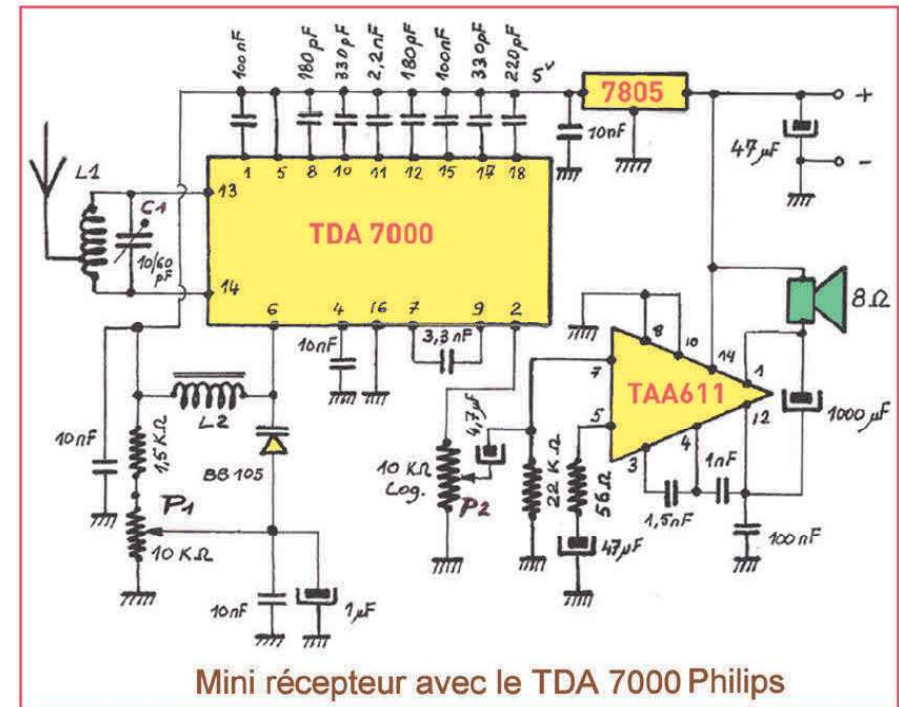


Figure 2-12-21

Schéma du récepteur avec TEA5594 (Philips 1990)

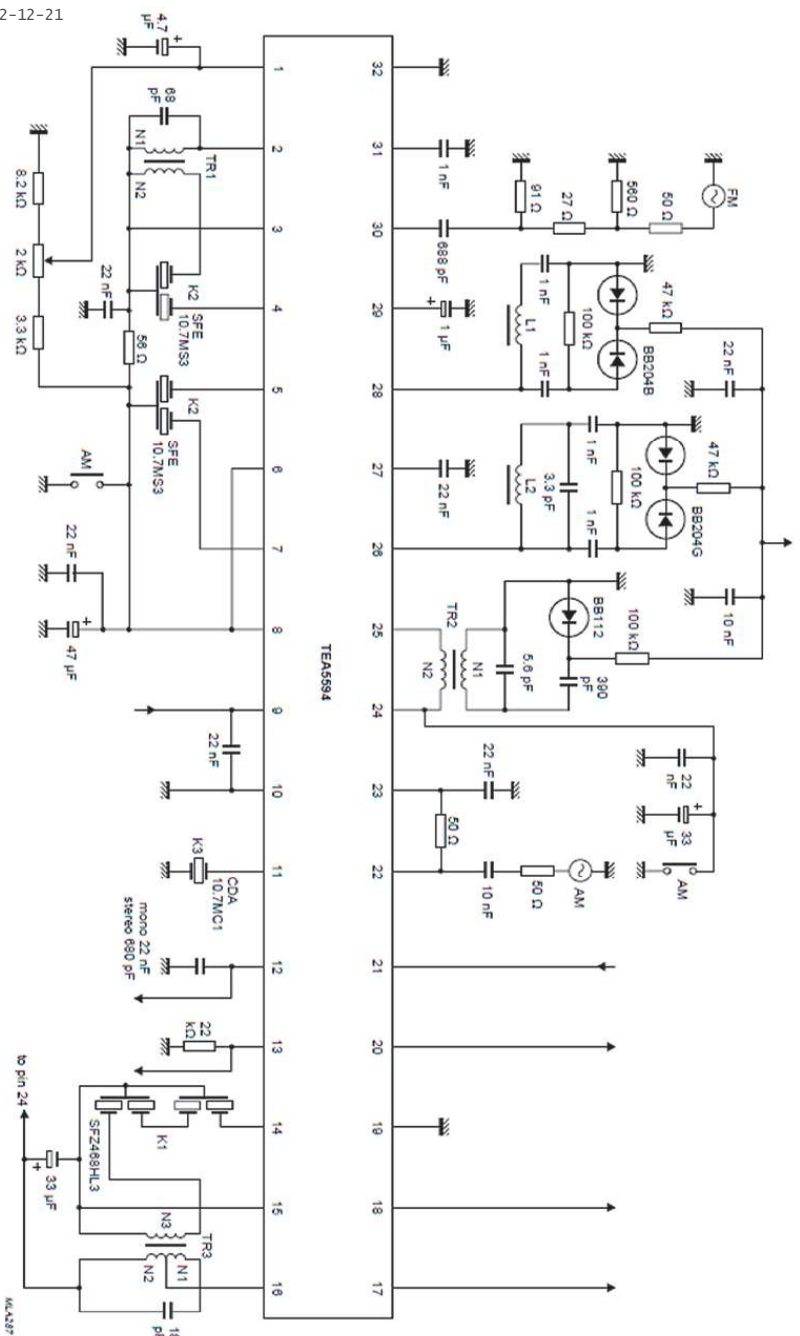
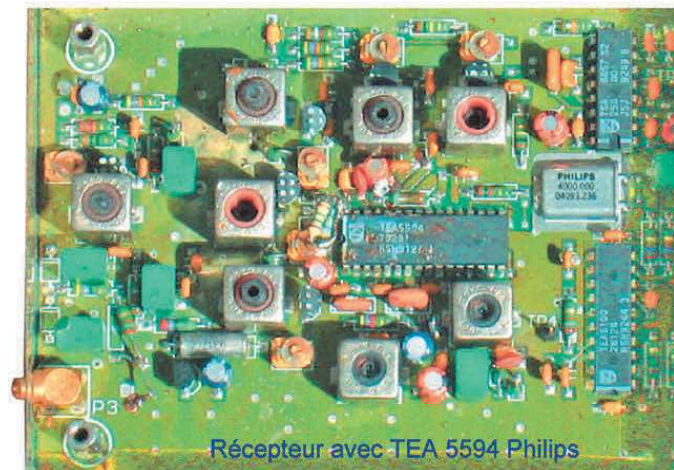


Figure 2-12-22



Sorti chez Philips en 1990, le TEA5594 est un circuit intégré monolithique qui réunit toutes les fonctions d'un récepteur AM/FM. Prévu pour équiper les autoradios, il peut fonctionner sur une large plage de tension d'alimentation s'étendant de 2,7 à 15 volts. Les figures 2-12-21 et 2-12-22 montrent un récepteur équipé de ce module.

La liste du tableau 5 donne à titre indicatif quelques références de circuits utilisés en modulation de fréquence des années 70 à nos jours.

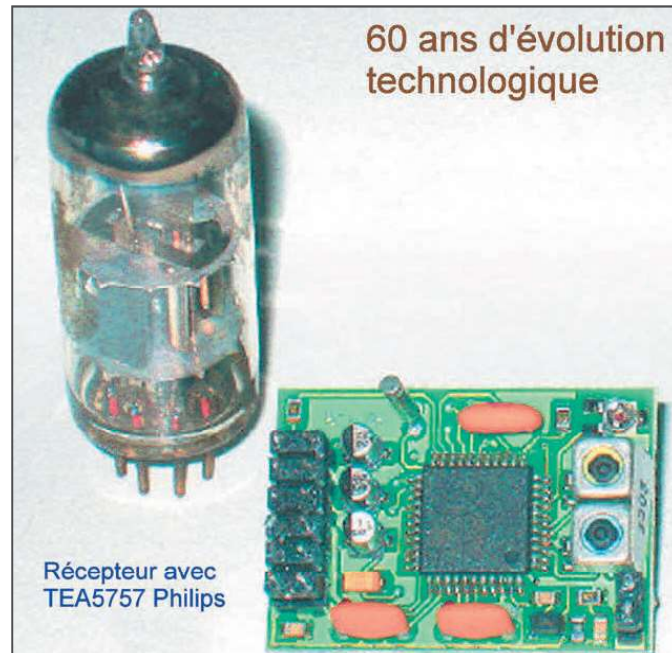
Tableau 5

Fonction	Référence	Date approx sortie
Ampli FI + discriminateur quadrature	CA3189	1976
Ampli FI + discriminateur quadrature	TDA1576T	
Ampli FI + discriminateur quadrature	TDA1576	
Ampli FI + discriminateur	SO41P	1973
Ampli FI + discriminateur	TBA120S	1973
Mélangeur + ampli FI faible conso	AD607	1995
Mélangeur + oscillateur local	SO42P	
Décodeur stéréo	MC1310	1972
Décodeur stéréo à PLL	TCA4500A	1979
Décodeur stéréo à PLL	LM1800	
Décodeur stéréo à PLL	TEA5580	
Décodeur RDS	SAA6579T	
Récepteur	NE605	
Récepteur	TDA7000	1983
Récepteur	TDA7020	1985
Récepteur	TEA5594	1990
Récepteur STR*	TEA5757	1996
Récepteur STR	TEA5767	
Récepteur	MC3362	
Diversité antenne	TEA6101	

Tableau5. — Quelques circuits utilisés en modulation de fréquence.
* STR : Self Tuned Receiver (récepteur à accord autonome).

Pour clore ce chapitre, la figure 2-12-23 présente un récepteur STR équipé d'un TEA5757 à côté d'un tube pour la comparaison. Soixante années de technologie les séparent.

Figure 2-12-23



13 - RÉCEPTEURS ET TUNERS AU LABORATOIRE

Avant de décrire les principaux tests d'évaluation, rappelons les performances que doit (ou devrait) afficher tout récepteur FM de qualité. Les tests d'émetteurs et de récepteurs nécessitent d'une part, des instruments de mesure performants et, d'autre part, des procédures de mesure élaborées, ainsi qu'un certain savoir-faire de la part de l'utilisateur. Nous donnons un aperçu des principales mesures effectuées sur les récepteurs FM. Un récepteur comprend un grand nombre de circuits classiques tels des amplificateurs, des filtres, des oscillateurs etc. dont les réglages et la mise au point sont bien connus. Certaines mesures spécifiques au récepteur doivent être faites en considérant le mode d'utilisation.

1) Le bruit dans les récepteurs :

Le bruit a communément trois origines différentes :

- les bruits d'origine artificielle ou humaine,
- les bruits d'origine atmosphérique amenés par l'antenne,
- les bruits générés par les composants eux-mêmes dans le récepteur.

Bien évidemment les bruits d'origines artificielle et atmosphérique qui sont captés par l'antenne échappent à notre contrôle. Par conséquent, les mesures de bruit concernent seulement le bruit généré par les composants dans les circuits du récepteur. Celui-ci est dû aux fluctuations spontanées qui affectent une tension, un courant ou un champ dans les divers composants électroniques. On distingue trois sortes de bruits dus au même phénomène :

- le bruit thermique,
- le bruit de grenaille ou de répartition,
- le bruit dû à l'effet de scintillation.

Le bruit thermique provient de l'agitation thermique des électrons dans les conducteurs. En l'absence de champ électrique extérieur, la moyenne de la vitesse des électrons est nulle et par conséquent, il n'y a pas de courant, mais la moyenne du carré de la vitesse n'est pas nulle et est proportionnelle à la température absolue du matériau.

Pour une résistance, on aura, selon la tension appliquée à ses bornes, un courant moyen plus ou moins grand (loi d'Ohm), mais autour de cette valeur moyenne le courant fluctue d'une manière aléatoire. Il faut ici prendre le terme résistance dans son sens le plus général, c'est-à-dire une résistance en tant que composant mais aussi la résistance d'une self ou d'un condensateur (qui représente les pertes), la résistance d'une jonction, etc.

Le bruit de grenaille et de répartition dans un transistor provient des fluctuations du courant des porteurs minoritaires, en raison de la présence d'une électrode supplémentaire, la base, le courant d'émetteur se partageant entre un courant de base et un courant de collecteur.

Le bruit dû à l'effet de scintillation est mal connu, son spectre

varie en raison inverse de la fréquence et pour cette raison il est souvent appelé bruit en $1/F$. Il se produit dans les transistors pour les fréquences inférieures à quelques kHz et dans les tubes pour les fréquences inférieures à quelques centaines de kHz et n'est donc pas gênant dans les récepteurs.

2) Rappel : le rapport signal sur bruit R et le facteur de bruit F :

Revenons sur le cas d'un amplificateur parfait, sans bruit, avec les signaux utile S_e et de bruit N_e à son entrée, et S_s et N_s ceux obtenus à la sortie, respectivement.

Si G est le gain de l'amplificateur, on a $S_s = G.S_e$ et $N_s = G.N_e$ et, dans ce cas, le rapport signal sur bruit en sortie R_s est égal à $S_s/N_s = G.S_e/G.N_e$.

En simplifiant par G , on voit que $R_s = S_s/N_s = S_e/N_e$. Le rapport signal sur bruit de sortie R_s est le même que celui de l'entrée. Mais il n'en est pas de même dans le cas d'un amplificateur réel à très haute fréquence qui comporte les sources internes de bruit susmentionnées.

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

$$N_s = F.G.N_e$$

Ce qui donne le facteur de bruit : $F = N_s/G.N_e$

Remplaçons G dans l'expression de F par S_s/S_e :

$$F = N_s.S_e/S_s.N_e$$

Or comme on l'a vu, S_e/N_e est le rapport signal sur bruit de l'amplificateur idéal et S_s/N_s 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 $F = 1$, mais en réalité $F > 1$).

3) Les causes de la dégradation de la réception d'un signal FM :

a) Effet du bruit :

Le bruit est l'une des caractéristiques essentielles dans les mesures sur les récepteurs.

Le facteur de bruit est une notion qui dépend de l'ensemble source + amplificateur et de leur adaptation l'un par rapport à l'autre.

Et ce n'est pas l'adaptation parfaite entre les deux qui donne le meilleur facteur de bruit, comme on aurait pu le penser.

Le facteur de bruit est en général donné à température ambiante (T_0).

Reprenons la formule de Nyquist qui exprime la tension de bruit blanc v de densité spectrale uniforme à la température T pour toute la gamme des ondes hertziennes:

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

avec v exprimé en volt efficace

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

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

R : résistance en Ω

Bf : bande de fréquence considérée en Hz.

On voit dans la formule ci-dessus que la tension de bruit est proportionnelle à la racine carrée de la bande passante. Mais contrairement à ce que cette formule pourrait laisser supposer, en comparant à la modulation d'amplitude, la modulation de fréquence, qui nécessite une bande passante plus large, de l'ordre de 200 kHz, offre une meilleure immunité au bruit.

Supposons un bruit parasite tombant dans la large bande passante du récepteur FM, avec une amplitude V_b égale au quart de celle du signal reçu V_u (voir la figure 2-13-1).

Les deux signaux se mélangent et il se produit une modulation d'amplitude avec un taux de modulation :

$$M = V_b/V_u = 25 \%$$

On a donc un rapport signal sur bruit de $V_u/V_b = 4$.

En nous rapprochant du procédé FM, en raisonnant non plus en rapport d'amplitude, mais en rotation de phase, le signal résultant subit une variation de phase Φ par rapport à V_u :

$$\Phi = \text{Arc sin } V_b/V_u = \text{Arc sin } 0,25 \text{ (lire arc dont le sinus est égal à } 0,25),$$

$$\text{soit } \Phi = 14,5^\circ$$

Il reste à démontrer l'influence de ce parasite sur un récepteur en FM.

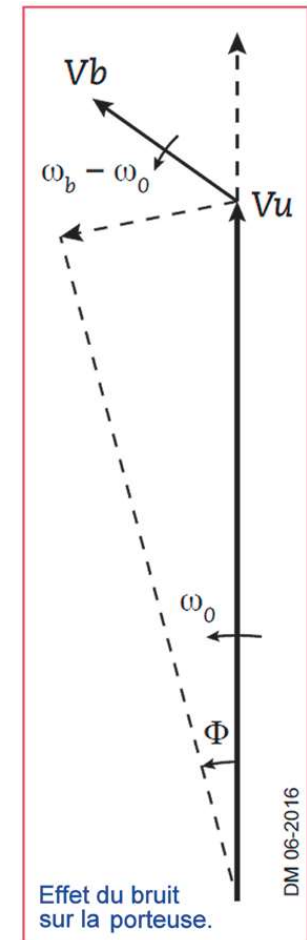
Supposons que, pendant le parasite, la porteuse soit modulée avec un indice faible, par exemple une excursion $\Delta F = 15$ kHz et une fréquence de modulation $f_{BF} = 15$ kHz :

$$M = \Delta F/f_{BF} = 1 \text{ radian, soit } 57^\circ.$$

En présence du parasite, le rapport signal sur bruit n'est que de $14,5/57 = 3,93$.

Si maintenant la porteuse est modulée $f_{BF} = 50$ Hz, avec la même excursion, l'indice $\Delta F/f_{BF}$ devient égal à 300 radians, ce qui donne un rapport signal sur bruit de 1190,5 soit 61,5 dB.

Figure 2-13-1



On constate bien que l'influence d'un parasite diminue lorsque M augmente.
Comme on l'a vu précédemment, c'est la raison pour laquelle on utilise à l'émission le principe de la préaccentuation qui favorise la transmission des signaux de modulation à fréquence élevée en augmentant « artificiellement » l'indice de modulation.

b) Les interférences dues à une autre station sur la même fréquence :

Les étages limiteurs ne laissent passer que le signal le plus fort. Le brouilleur n'est pas audible, grâce au phénomène de capture, tant que son amplitude ne dépasse pas la moitié de celle du signal utile.

c) Les interférences dues aux signaux présents sur les canaux adjacents :

En raison de l'action du limiteur et du phénomène de capture, le signal utile est normalement assez bien protégé contre les interférences qui peuvent survenir à cause d'un émetteur se trouvant à 200 kHz sur un canal adjacent (« éclaboussures » provoquées par une surmodulation par exemple).

d) Les signaux indésirables :

Des interférences peuvent perturber la réception si le récepteur est mal protégé contre la fréquence image (ou fréquence conjuguée), si l'étage d'entrée possède une mauvaise sélectivité. En outre de puissants signaux sur 10,7 MHz pourraient aussi passer directement dans les amplificateurs à moyenne fréquence. Enfin, plus grave, une mauvaise linéarité de l'étage d'entrée en présence de signaux forts peut provoquer des phénomènes de transmodulation.

e) La stabilité de l'accord :

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).

f) Les trajets multiples (multipath) :

Il y a réception multiple lorsque l'on reçoit, outre le signal direct de l'émetteur, un signal de la même station réfléchi sur des bâtiments ou des montagnes. Le signal réfléchi subit un temps de propagation différent et ce décalage peut provoquer des

perturbations désagréables qui ne peuvent être corrigées dans le récepteur. Lorsque ce phénomène se produit, le seul moyen de supprimer ses effets, consiste à décaler la position de l'antenne. On peut évaluer la qualité effective du signal reçu et estimer l'influence des déphasages dus aux trajets multiples avec un oscilloscope. Pour ce faire, le balayage est mis sur externe et l'on connecte le signal multiplex sur l'entrée X et le signal de CAG qui doit pouvoir répondre aux variations de phase, avec une faible constante de temps, sur l'entrée Y positionnée en courant continu. La figure 2-13-2 donne des exemples de relevés.

4) Tests de performances :

Les tests ont été définis pour évaluer les récepteurs modernes, en prenant en compte les critères évoqués précédemment. A titre d'information, nous indiquons seulement les plus importants.

Ils sont donnés avec des niveaux d'entrée moyens, afin de pouvoir être expérimentés sur un poste ancien, ce qui permettra de se faire une idée objective de sa qualité et de le comparer éventuellement avec un poste plus moderne. Les mesures ont lieu sur la sortie haut-parleur et reproduites en plusieurs points de la bande, en veillant à ce qu'il n'y ait pas d'émission sur les fréquences choisies, ce qui pourrait perturber les mesures. L'excursion, la fréquence de modulation et le niveau du signal incident appliqués à l'entrée doivent être évidemment mentionnés avec les résultats de mesure.

Si possible, le type de détecteur et le filtre de mesure doivent être également spécifiés. Les niveaux du ou des générateurs sont indiqués en V, dBm etc. Les générateurs modernes font les conversions automatiquement. Cependant à toutes fins utiles, un tableau de conversion est donné en figure 2-13-3.

a) Le rapport signal/bruit :

Cette mesure simple est effectuée avec un oscilloscope ou un voltmètre et un générateur numérique. Afficher sur le générateur un niveau HF de - 80 dBm et une excursion de 40 kHz @ 1 kHz, par exemple. On mesure en sortie le niveau global $V_s = V_u$ (tension du signal 1 kHz) + V_n (tension de bruit). On coupe la modulation, il ne reste que V_n en sortie.

Le rapport signal sur bruit est donné par :

$$r = 20 \log (V_u + V_n)/V_n$$

si $V_u \gg V_n$, on peut simplifier par :

$$r = 20 \log V_u/V_n$$

b) Le rapport SINAD :

Ce sigle est la contraction de « Signal plus Noise and Distortion », ce qui s'exprime par l'expression :

$$(V_u + V_n + d) / (V_n + d)$$

Figure 2-13-2

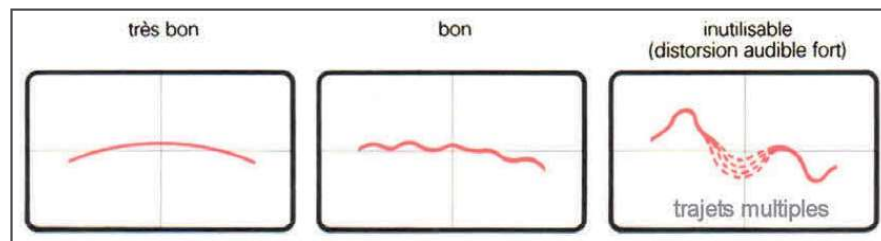


Figure 2-13-3

dBm	V	P _o	dBm	mV	P _o	dBm	μV	P _o
0	.225	1.0 mW	-49	0.80		-98	2.9	
-1	.200	.80 mW	-50	0.71	.01 μW	-99	2.51	
-2	.180	.64 mW	-51	0.64		-100	2.25	.1 pW
-3	.160	.50 mW	-52	0.57		-101	2.0	
-4	.141	.40 mW	-53	0.50		-102	1.8	
-5	.125	.32 mW	-54	0.45		-103	1.6	
-6	.115	.25 mW	-55	0.40		-104	1.41	
-7	.100	.20 mW	-56	0.351		-105	1.27	
-8	.090	.16 mW	-57	0.32		-106	1.18	
-9	.080	.125 mW	-58	0.286				
-10	.071	.10 mW	-59	0.251		dBm	nV	
-11	.064		-60	0.225	.001 μW	-107	1000	
-12	.058		-61	0.200		-108	900	
-13	.050		-62	0.180		-109	800	
-14	.045		-63	0.160		-110	710	.01 pW
-15	.040		-64	0.141		-109	640	
-16	.0355					-112	580	
			dBm	μV		-113	500	
dBm	mV		-65	128		-114	450	
-17	31.5		-66	115		-115	400	
-18	28.5		-67	100		-116	355	
-19	25.1		-68	90		-117	825	
-20	22.5	.01 mW	-69	80		-118	285	
-21	20.0		-70	71	.1 nW	-119	251	
-22	17.9		-71	65		-120	225	.001 pW
-23	15.9		-72	58		-121	200	
-24	14.1		-73	50		-122	180	
-25	12.8		-74	45		-123	160	
-26	11.5		-75	40		-124	141	
-27	10.0		-76	35		-125	128	
-28	8.9		-77	32		-126	117	
-29	8.0		-78	29		-127	100	
-30	7.1	.001 mW	-79	25		-128	90	
-31	6.25		-80	22.5	.01 nW	-129	80	
-32	5.8		-81	20.0		-130	71	.1 fW
-33	5.0		-82	18.0		-131	61	
-34	4.5		-83	16.0		-132	58	
-35	4.0		-84	11.1		-133	50	
-36	3.5		-85	12.9		-134	45	
-37	3.2		-86	11.5		-135	40	
-38	2.85		-87	10.0		-136	35	
-39	2.5		-88	9.0		-137	33	
-40	2.25	.1 μW	-89	8.0		-138	29	
-41	2.0		-90	7.1	.001 nW	-139	25	
-42	1.8		-91	6.1		-140	23	.01 fW
-43	1.6		-92	5.75				
-44	1.4		-93	5.0				
-45	1.25		-94	4.5				
-46	1.18		-95	4.0				
-47	1.00		-96	3.51				
-48	0.90		-97	3.2				

Conversion des dBm en volts et en watts sur 50 ohms.

Le chiffre obtenu est plus représentatif que celui du classique rapport signal/bruit, car il permet d'apprécier la qualité audio du signal reçu.

La mesure nécessite cependant un démodulateur avec un distorsiomètre.

c) La mesure de la sensibilité limitée par le bruit :

C'est cette mesure que l'on trouve dans les notices. Mais cette valeur est purement subjective car elle devrait toujours être associée à un rapport signal/bruit.

Par exemple : *sensibilité de 10 μV pour un rapport S/B de 20 dB.*

La mesure consiste, avec un niveau de modulation donné, 40 kHz @ 1 kHz par exemple, à diminuer progressivement le niveau du générateur jusqu'à obtenir le rapport signal sur bruit spécifié.

d) La sélectivité :

C'est la mesure de l'aptitude du récepteur à faire la discrimination entre un signal utile et un signal brouilleur.

-Méthode à deux signaux :

Deux générateurs sont associés à l'entrée du récepteur grâce à un coupleur (voir la figure 2-13-4).

Le premier est le signal utile V_{F1} sur la fréquence écoutée et le second le signal brouilleur V_{F2} . Le niveau du signal utile est de -50 dBm par exemple.

Ils sont modulés tous les deux avec la même excursion, 22,5 kHz ou 40 kHz, mais avec deux fréquences de modulation différentes : V_{F1} à 400 Hz et V_{F2} à 1 kHz.

On mesure le rapport de tension BF entre le signal utile et le signal brouilleur.

Celui-ci, fixé à 30 dB, est nommé rapport de protection à fréquence acoustique.

V_{F1} est sur la fréquence écoutée et on rapproche V_{F2} de façon à obtenir le rapport de protection de 30 dB, en faisant varier son niveau. Chaque fréquence de V_{F2} est notée avec son niveau HF correspondant.

On trace ensuite la courbe de sélectivité.

Figure 2-13-4

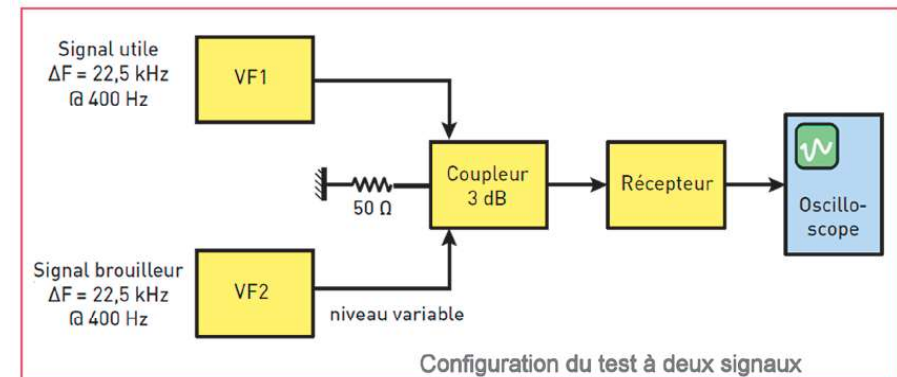
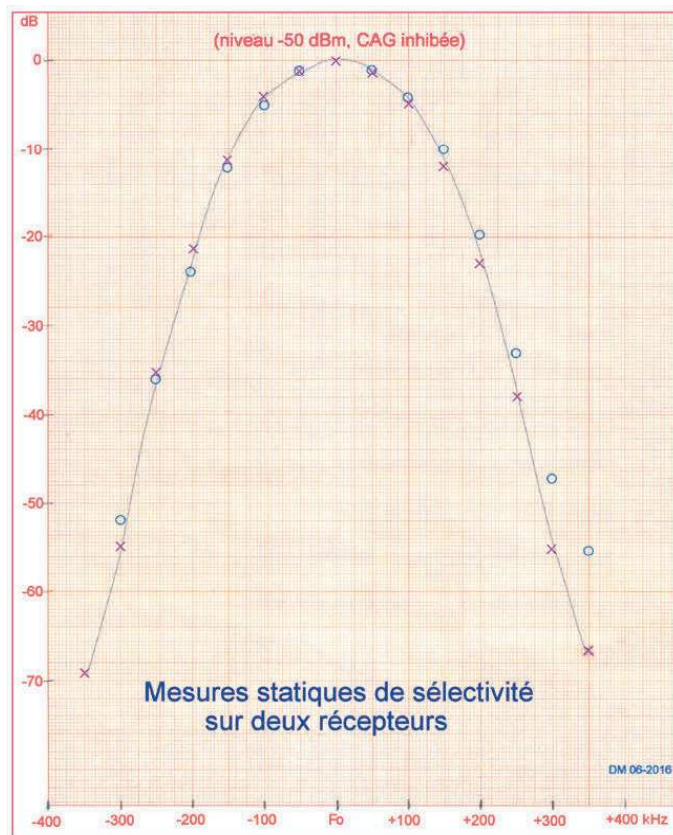


Figure 2-13-5



- Mesure de la sélectivité avec un seul signal :

C'est la mesure simple qui vient tout de suite à l'esprit, il s'agit d'une mesure de bande passante. Mais celle-ci ne tient pas compte des phénomènes éventuels de transmodulation causés par la non-linéarité.

La CAG doit être inhibée, la mesure se fait en sortie de la moyenne fréquence. On fait varier la fréquence d'entrée et on trace la bande passante. La figure 2-13-5 représente des courbes de sélectivité établies selon ce procédé de mesures effectuées sur deux récepteurs.

e) Réponses parasites :

-Fréquence image (ou fréquence conjuguée), méthode à deux signaux :

La mise en œuvre est la même que précédemment et le rapport de protection est mesuré avec V_{F1} le signal utile et V_{F2} sur la fréquence image.

-Fréquence image, méthode à un signal :

On mesure le rapport de niveau HF entre V_{F1} et V_{F2} donnant un niveau BF égal sur la fréquence d'écoute F_1 .

-Fréquence intermédiaire ou moyenne fréquence :

On mesure la réponse en injectant à l'entrée un signal sur 10,7 MHz. Le procédé est identique au précédent.

-Oscillateur local :

Mesure de la réponse en injectant un signal de fréquence égale à celle de l'oscillateur local, le procédé est identique au précédent.

f) Rapport de capture :

Ce test évalue l'aptitude du récepteur à recevoir un signal plus fort en présence d'un signal brouilleur plus faible sur la même fréquence. Il est défini comme étant la demi-différence entre le niveau du signal brouilleur V_{F2} qui réduit le niveau BF du signal utile de 1 dB et le niveau du signal brouilleur V'_{F2} qui réduit le niveau BF de 30 dB.

La configuration de test est la même que précédemment (figure 2-13-4)

$$F_1 = F_2$$

$$V_{F1} = -60 \text{ dBm avec une excursion de } 22,5 \text{ kHz}@1 \text{ kHz}$$

$$V_{F2} \text{ non modulé}$$

Pour la calibration, couper V_{F2} et noter le niveau BF. Remettre V_{F2} et augmenter le niveau HF jusqu'à constater une chute de 1 dB du niveau BF : la capture du récepteur par V_{F1} a lieu.

Noter le niveau de V_{F2} . Augmenter le niveau HF de V_{F2} jusqu'à obtenir une réduction de 30 dB du niveau BF : la capture du récepteur par V'_{F2} a lieu.

Noter le niveau HF V'_{F2} .

Le rapport de capture est :

$$R = 20 \log (V'_{F2} - V_{F2}) / 2$$

g) Seuil de limitation à - 3dB :

C'est le niveau de V_{F1} modulé pour lequel on observe une chute de 3 dB du niveau du signal BF par rapport au niveau BF que l'on obtient avec un signal V_{F1} de niveau HF plus élevé, pour lequel on considère que la limitation est effective.

h) Réponse amplitude-fréquence :

La bande passante audio est mesurée en sortie en injectant à l'entrée du récepteur un signal de niveau et d'excursion constants et en faisant varier la fréquence de modulation de 30 Hz à 15 kHz (en monophonie).

La courbe de réponse doit être plate jusqu'à 15 kHz (à 0,5dB près). Cette mesure permet, entre autres, d'évaluer la justesse du circuit de désaccentuation.

« Tant vaut l'antenne, tant vaut la station ».

C'est l'antenne qui donne à votre récepteur les moyens de s'exprimer en mettant en valeur sa musicalité et ses qualités techniques.

Cessez donc d'utiliser un fil tendu dans le jardin comme antenne FM en imaginant que plus il sera long et meilleure sera la réception !

Alors que les aériens pour capter les grandes ondes ou les petites ondes ont toujours une dimension inférieure à la longueur d'onde, pour la modulation de fréquence la longueur d'onde est aux alentours des trois mètres et les dimensions des antennes doivent être en rapport.

Ne pas respecter ces règles fondamentales conduit irrémédiablement à une mauvaise réception due à une perte de signal.

1) Les descentes d'antenne, impédance caractéristique :

Il est logique d'installer une antenne dans un endroit où elle bénéficiera du meilleur dégagement possible à l'égard des obstacles susceptibles de causer l'absorption du signal. Mais ce lieu dégagé n'étant pas très proche du récepteur, la question de la liaison entre les deux se pose. Celle-ci est assurée par un câble de descente, appelé dans le vocabulaire technique « ligne de transmission », et qui doit pouvoir délivrer le signal reçu par l'antenne avec un minimum de pertes.

Cette ligne de transmission est bifilaire ou coaxiale et bien évidemment constituée de deux conducteurs. On peut admettre que chaque tronçon élémentaire présente entre les deux conducteurs une certaine capacité C et pour la longueur des tronçons, une certaine inductance L (figure 2-14-1). Il se dégage de ces deux paramètres élémentaires, représentatifs de la structure de la ligne, une caractéristique propre à celle-ci et théoriquement indépendante de sa longueur, appelée « impédance caractéristique Z_0 » et désignée par :

$$Z_0 = \sqrt{L/C}$$

Les valeurs de L et de C dépendent de la constitution physique de la ligne, c'est-à-dire du diamètre des conducteurs, de leur espacement et de la nature de l'isolant.

Dans le cas des lignes où les deux conducteurs sont seulement séparés par de l'air, l'impédance caractéristique est calculable par l'une des deux formules suivantes :

- Pour les lignes à deux conducteurs parallèles d'égal diamètre d et d'espacement D d'axe en axe :

$$Z_0 = 276 \log 2D/d.$$

- Pour les lignes coaxiales, où d est le diamètre du conducteur axial, et D le diamètre intérieur du tube conducteur extérieur :

$$Z_0 = 138 \log D/d.$$

Mais rien n'étant parfait, les conducteurs de n'importe quelle ligne présentent toujours une certaine résistance ohmique. D'autre part, l'isolant employé pour maintenir l'écartement entre les fils n'est pas exempt de pertes diélectriques. Par ailleurs, la ligne rayonne plus ou moins, qu'il s'agisse d'une ligne à deux fils (dont les rayonnements ne s'annulent mutuellement jamais totalement), ou d'un câble coaxial qui laisse toujours fuir un peu de rayonnement HF. Toutes ces pertes sont exprimées sous la forme d'une constante d'affaiblissement ou d'atténuation qui est donnée à une fréquence donnée en décibels (dB) par 100 mètres de longueur.

Si l'on connecte un générateur HF à l'extrémité d'une ligne de longueur infinie, l'onde du signal va progresser dans la ligne sans subir d'obstacle, comme l'onde provoquée par la chute d'un caillou au beau milieu d'un lac se déplacerait le long d'un rayon de cercles concentriques.

Cette analogie reflète bien l'image de déplacement de l'onde qui progresse vers le rivage avec une amplitude qui décroît avec la distance parcourue.

Mais en pratique, la longueur de la ligne n'est pas infinie, et l'onde atteint l'extrémité. De sa terminaison va dépendre le comportement de celle-ci.

Le cas idéal, pour une ligne à ondes progressives, est lorsque se trouve à l'extrémité une résistance purement ohmique dont la valeur est égale à celle de l'impédance caractéristique de la ligne. Ainsi, l'énergie haute fréquence captée par l'antenne, en l'occurrence le générateur, est intégralement transmise au circuit d'utilisation qui est le récepteur.

On obtient alors une adaptation correcte des impédances, et c'est précisément le but recherché en pratique pour obtenir le meilleur niveau de réception.

Une mauvaise adaptation conduit inévitablement à l'apparition d'ondes stationnaires qui viennent perturber la transmission du signal et dégradent les performances de la réception.

Définition de l'impédance caractéristique :

Les propriétés ci-dessus permettent d'énoncer trois définitions équivalentes de l'impédance caractéristique d'une ligne, qu'il convient de mémoriser :

- L'impédance caractéristique d'une ligne est l'impédance d'entrée qu'elle présenterait si elle était d'une longueur infinie.
- En pratique, l'impédance caractéristique d'une ligne est égale à la résistance qu'il convient de brancher à son extrémité pour qu'elle se conduise à l'entrée comme la résistance terminale. Dans ce cas la ligne est dite adaptée (anglais : matched).

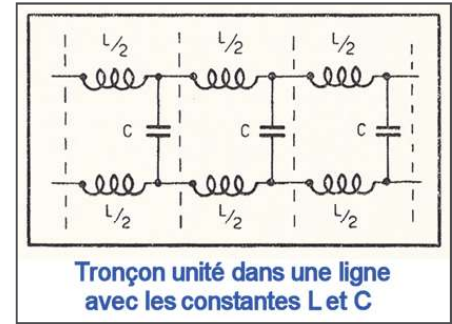


Figure 2-14-1

- L'impédance caractéristique d'une ligne est égale à la résistance qu'il faut brancher à son extrémité pour qu'elle soit le siège d'ondes progressives pures, comme si elle était infiniment longue.

NOTIONS SUR L'ADAPTATION DES IMPÉDANCES

Rappelons que l'on emploie le terme résistance de préférence en courant continu. Dans un circuit siège d'un courant alternatif, condensateurs et inductances exercent également une influence et le terme impédance, association de condensateur et résistance, ou inductance et résistance, ou bien encore des trois éléments, est employé.

Mais la résistance est aussi mentionnée en courant alternatif lorsqu'il n'y a ni condensateur, ni inductance (ou qu'ils s'annulent). Dans ce cas on dit que la réactance (capacitive ou inductive) est nulle.

Lorsque la charge terminale (en anglais : terminaison load) de la ligne n'est pas fermée sur une impédance de réactance nulle et que la résistance n'est pas égale à l'impédance caractéristique, la ligne est dite non adaptée, mal adaptée ou désadaptée (unmatched en anglais).

Dans ces conditions, il se forme le long de celle-ci des creux (nœuds) et des bosses (ventres) de courant et de tension qui résultent de la réflexion à l'extrémité d'une certaine partie des courants HF qui repartent vers l'entrée de la ligne. Or ces courants inverses (ou réfléchis), rencontrent au passage les courants incidents. Il en résulte une combinaison, et en certains points ils sont en phase et s'additionnent et en d'autres points en opposition et se retranchent.

La réflexion d'ondes se produisant en un point bien déterminé, à l'extrémité, ces nœuds et ces ventres occupent pour une fréquence donnée, des positions stables le long de la ligne.

Ce comportement se traduit par une perte de puissance.

Bien que ce soit hors sujet, signalons qu'à l'émission, ces phénomènes peuvent engendrer bien des problèmes, tels des amorçages, échauffements de la ligne, brouillages, claquage de l'étagé de puissance etc.

2) Les antennes accordées :

La meilleure antenne pour les très hautes fréquences est le dipôle demi-onde classique ou l'un de ses dérivés (antennes Yagi, panneaux etc.), ou encore la verticale quart d'onde à plan de sol (ground plane).

Tout morceau de fil conducteur qui est soumis à un champ électromagnétique est le siège d'un courant haute fréquence induit. Ce fil, en raison de sa nature ouverte, isolé dans l'espace et connecté à aucun élément matériel, est forcément le siège d'ondes stationnaires, avec naturellement une tension maximale (ventre) à ses extrémités. En conséquence la tension étant à son maximum, le courant y sera nul (nœud). En matière de courant HF, à chaque ventre de tension correspond un nœud de courant, et vice versa. Nous en trouvons l'équivalent mécanique avec la vibration médiane (ventre) d'une corde tendue pincée aux deux extrémités (nœud).

En soumettant ce fil conducteur à un signal dont on augmente la fréquence, on rencontre les modes de répartition différents, sachant qu'il ne peut y avoir que des nœuds d'intensité à ses extrémités, puisque celles-ci sont isolées.

Pour certaines longueurs d'ondes en rapport avec sa longueur

L, le conducteur va se comporter comme un circuit résonant ou antirésonant, selon le rang de l'harmonique

($\lambda_1 = 2 \lambda_2 = 3 \lambda_3 = 4 \lambda_4$ etc.) :

- $L_{AB} = \lambda_1/2$ (résonance)

- $L_{AB} = \lambda_2$ (antirésonance)

- $L_{AB} = 3\lambda_3/2$ (résonance)

- $L_{AB} = 2\lambda_4$ (antirésonance) etc.

On remarquera que pour la fondamentale $\lambda_1/2$ et ses multiples impairs, un nœud de tension siège au milieu M du conducteur AB, au lieu d'un ventre de tension pour les multiples pairs (figure 2-14-2).

3) Résistance de rayonnement et impédance :

Nous admettons maintenant que l'on peut utiliser ce fil conducteur comme une antenne et que s'il est convenablement taillé en longueur, il pourra vibrer ou résonner sur une certaine fréquence, et l'on pourra lui connecter à un point d'impédance favorable, la ligne de descente allant jusqu'au récepteur. Les paramètres électriques d'une antenne, à l'exception de la puissance admissible, bien entendu, sont les mêmes à la réception et à l'émission.

C'est à l'émission que l'on comprendra le mieux ce que sont la résistance de rayonnement et l'impédance de l'antenne, deux notions que nous allons examiner.

Supposons que le conducteur demi-onde de la figure 2-14-2a soit coupé en son milieu M et alimenté en HF en ce point. En dépit de sa forme rectiligne, le fil AB présente une certaine inductance et une certaine capacité, de sorte qu'apparaissent à la fois, à la coupure M, une réactance inductive et une réactance capacitive, ce

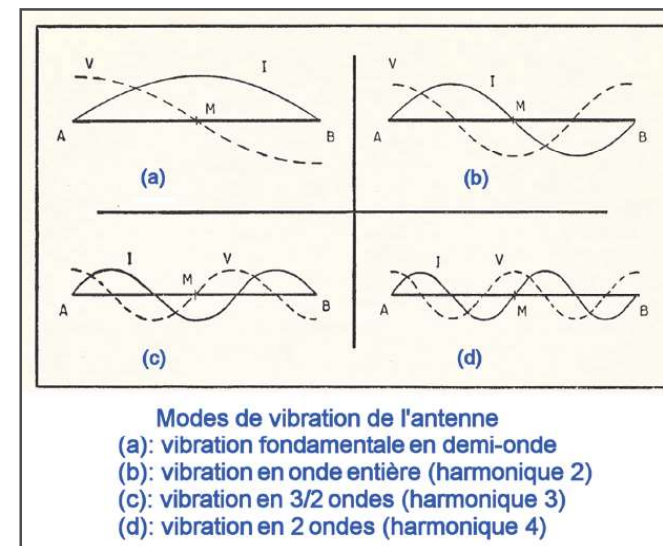
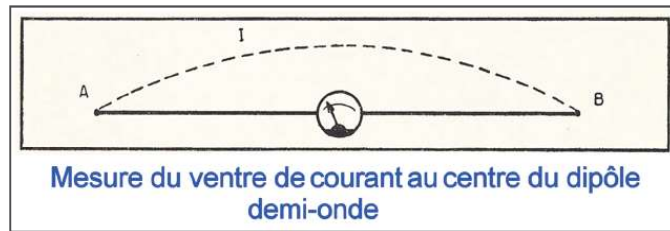


Figure 2-14-2

Figure 2-14-3



qui justifie déjà l'idée d'une impédance. Cela sera d'ailleurs vrai pour toutes les fréquences qui ne sont pas celles de la résonance, car en ce cas unique, les deux réactances deviennent égales, mais comme elles sont de signe contraire, elles s'annulent. Ainsi, pour la fréquence de résonance, seul demeure l'aspect résistif de l'antenne.

On place un ampèremètre thermique dans l'antenne à la coupure médiane M (figure 2-14-3), et on envoie un signal HF de 100 watts à la fréquence de résonance puis on mesure le ventre de courant, celui-ci est égal à 1,195 A.

La puissance appliquée à l'antenne semble être dissipée par cette dernière, il suffit d'appliquer la formule :

$$P = R \times I^2$$

Tout se passe comme si ces 100 watts étaient perdus sous forme d'effet Joule dans une résistance de $R = 100/1,195^2 = 70 \Omega$.

Or, ce n'est pas le cas, car la résistance du fil de l'antenne mesurée avec un ohmmètre n'excède pas $0,2 \Omega$.

Il s'agit en fait de la résistance de rayonnement qui correspond à l'énergie dissipée dans l'espace.

Que ce soit à l'émission ou à la réception, la même antenne présente toujours, sur une fréquence donnée, la même résistance ou la même impédance.

Comme on peut s'en douter, dans l'exemple de la figure 2-14-3, l'impédance qui est de 70Ω au centre, atteint plusieurs milliers d'ohms aux extrémités (ventre de tension).

Figure 2-14-4



Notons toutefois que, en raison de sa nature matérielle, une antenne ne peut se comporter d'une manière idéale. En particulier, sa longueur électrique ne correspond pas exactement à sa longueur physique, il faut en général ôter 5% à sa longueur physique pour obtenir la résonance sur une longueur d'onde donnée.

4) Description d'antennes simples :

Les émetteurs à modulation de fréquence modernes délivrent des puissances confortables. Comme les récepteurs disposent d'une bonne sensibilité, bien souvent l'antenne

n'est plus qu'un simple morceau de fil qui « pendouille » derrière l'appareil. Les postes portatifs, quant à eux, sont en général pourvus d'une antenne télescopique qui, une fois déployée, fait à peu près un quart d'onde, mais avec une impédance à la base très versatile, car il n'y a pas de plan de masse.

Il est prévu une entrée coaxiale 75 Ω et une entrée symétrique 300 Ω sur les tuners de salon souvent livrés avec un ruban symétrique (twin lead) de 300 Ω qu'il suffit d'accrocher sur le mur avec deux punaises (figure 2-14-4).

Parfois un dipôle replié en papier d'aluminium ou en fil électrique est agrafé à l'intérieur même de l'ébénisterie.

Une méthode simple pour tailler une antenne dipôle de fortune consiste à dédoubler du fil *Syndex* sur 1,5 mètre, le tendre sur le mur et le fixer avec du ruban adhésif ou des punaises.

A moins d'être accroché à un programme unique, pour obtenir une réception de qualité, il est conseillé d'utiliser une antenne omnidirectionnelle ou quasi omnidirectionnelle, comme c'est le cas avec deux dipôles demi-onde croisés.

Cependant il faut souligner qu'un dipôle a une fréquence de résonance propre et que, à mesure que l'on s'éloignera de cette fréquence, ses performances vont se dégrader.

Les antennes horizontales les plus simples sont les éléments uniques repliés en forme de trombone. On rencontre aussi les formes en S ou en cercle, versions avec un diagramme de rayonnement moins directif que le dipôle droit (figure 2-14-5). Le câble se connecte aux points A et B. Si l'on veut écouter toute la bande FM, il faut définir la fréquence médiane de la bande dont la longueur d'onde s'obtient avec les formules suivantes :

$$F = (88 + 108)/2 = 98 \text{ MHz}$$

$$\text{D'où : } \lambda_{\text{moy}} = 300/98 = 3 \text{ mètres}$$

Et la longueur du dipôle pour résonner sur 98 MHz se calcule facilement avec :

$$L = 0,95 \lambda/2 = 0,95 \times 1,5 = 1,45 \text{ mètre}$$

Le gain de l'antenne dipôle classique ou du trombone (ou dipôle replié = folded en anglais) est de 1 (ou 0 dB), mais avec le dipôle

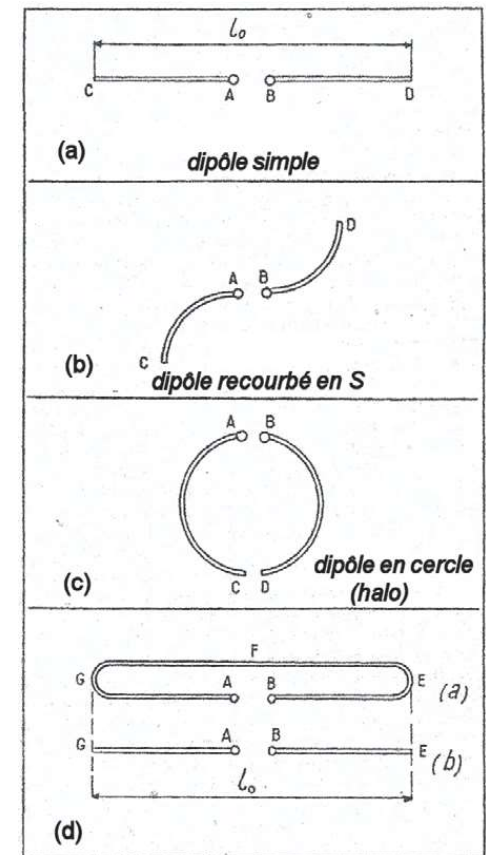


Figure 2-14-5

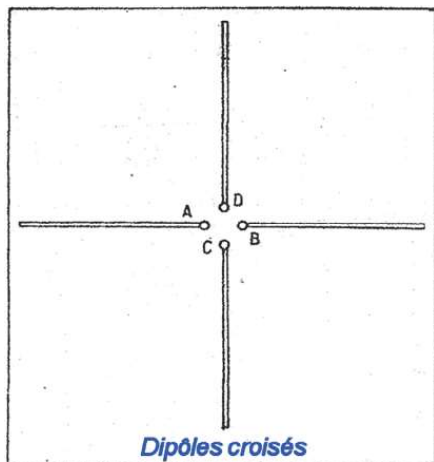


Figure 2-14-6

en S ou en cercle, il est divisé par 2 (-3 dB). Pour retrouver le gain de 1, il faudrait coupler deux antennes du même modèle l'une sur l'autre et espacées de $\lambda/2$ (on pourrait aussi en monter 4 pour +3 dB). Le gain de l'antenne à dipôles croisés de la figure 2-14-6 est pratiquement nul, de l'ordre de 0 dB, mais le diagramme de rayonnement est quasi omnidirectionnel, on peut également en superposer deux ou quatre pour obtenir un gain de 3 ou 6 dB.

Il faut ensuite coupler les antennes entre elles et obtenir l'impédance de 75 Ω en sortie pour l'adaptation au câble de descente. La figure 2-14-7 montre un exemple de couplage simple et adaptable à tous les modèles.

Attention toutefois à bien tenir compte du facteur de vélocité du câble 50 Ω dans le calcul de la longueur $\lambda/4$ (en général 0,66). Le facteur de vélocité est introduit pour indiquer que la vitesse de propagation de l'onde est plus faible dans le diélectrique que dans l'air.

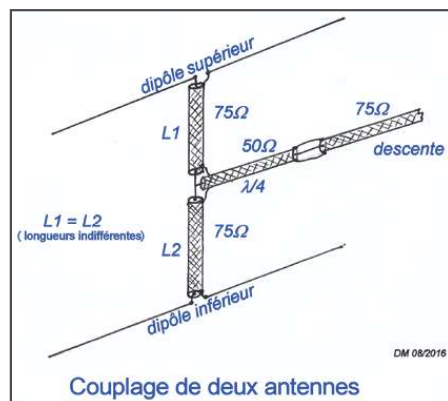
$$\text{soit } \lambda/4 = 3\text{m}/4 \times 0,66 = 0,49 \text{ mètre}$$

Tous ces calculs peuvent être faits pour une bande réduite, bien entendu. Il faut noter que le couplage de plusieurs antennes effectué grâce à la propriété adaptatrice de la ligne quart d'onde, dispositif sélectif, réduit sensiblement la bande passante de l'ensemble, donc le nombre des émissions reçues avec confort.

5) L'antenne à plan de sol (ground plane) :

C'est une excellente antenne verticale omnidirectionnelle (figure 2-14-8).

Figure 2-14-7



Il s'agit en fait d'un dipôle dont le brin inférieur est le reflet du supérieur dans le sol artificiel constitué par les quatre brins horizontaux ou inclinés. Lorsque ces derniers sont horizontaux, l'impédance à la base à la résonance est égale à 36 Ω , mais à mesure que les brins sont inclinés, l'impédance remonte pour atteindre 75 Ω lorsqu'ils sont à la verticale. Grâce à cette particularité, l'adaptation sur 50 Ω est aisée.

On peut également utiliser un transformateur quart d'onde, comme sur la figure 2-14-9.

6) La symétrisation d'une antenne :

En théorie et surtout à l'émission, l'attaque d'un dipôle symétrique avec un câble coaxial dissymétrique, de par sa structure, n'est pas conseillée. Cette dissymétrie a surtout le défaut de provoquer une déformation du diagramme de rayonnement (figure 2-14-9).

Un moyen d'améliorer le système est donné sur la figure 2-14-10, où l'on voit deux réalisations très simples de symétriseurs avec des petites perles en ferrite (en anglais balun = **balanced/unbalanced**).

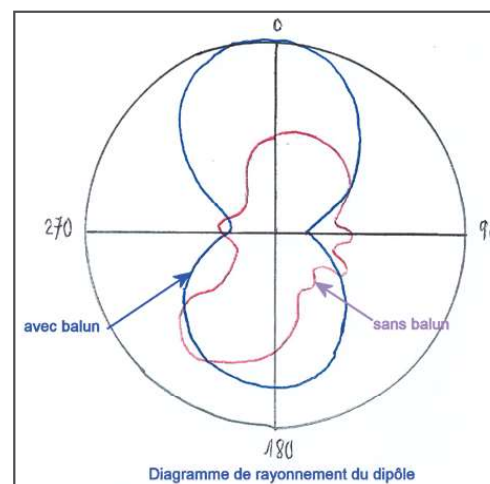


Figure 2-14-9

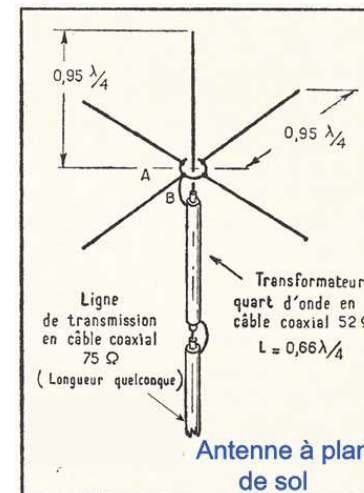
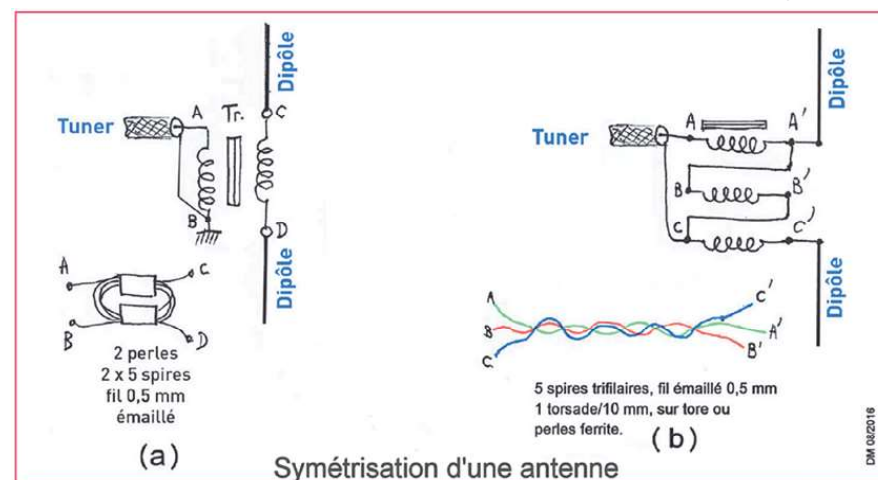


Figure 2-14-8



(a)

Symétrisation d'une antenne

(b)