

Récepteurs radioélectriques

Caractéristiques et conception

par **Gérard HAMON**

*Ingénieur de l'École Supérieure d'Électronique de l'Ouest (ESEO)
Ingénieur à la Division Télécommunications de la Compagnie Thomson-CSF*

et **Jean-Michel BAER**

*Ingénieur de l'École Supérieure d'Électricité (ESE)
Responsable du Laboratoire HF Navale à la Division Télécommunications de la Compagnie
Thomson-CSF*

| | |
|--|-------------|
| 1. Généralités | E 6 205 - 2 |
| 1.1 Remarque préliminaire | — 2 |
| 1.2 Définitions | — 2 |
| 1.3 Exposé du problème | — 2 |
| 2. Compromis sensibilité-linéarité | — 3 |
| 2.1 Généralités | — 3 |
| 2.2 Bruit de fond des récepteurs | — 3 |
| 2.3 Influence des bruits externes..... | — 4 |
| 2.4 Linéarité des récepteurs. Intermodulation | — 4 |
| 2.5 Choix du compromis sensibilité-linéarité..... | — 5 |
| 3. Modes de fonctionnement | — 5 |
| 3.1 Types de modulation..... | — 5 |
| 3.2 Principaux modes de fonctionnement..... | — 6 |
| 4. Réception superhétérodyne | — 8 |
| 4.1 Principe de fonctionnement..... | — 8 |
| 4.2 Changement de fréquence..... | — 8 |
| 4.3 Récepteur à fréquence intermédiaire basse..... | — 9 |
| 4.4 Récepteur à fréquence intermédiaire élevée..... | — 9 |
| 5. Caractéristiques des principaux sous-ensembles | — 10 |
| 5.1 Schéma synoptique d'un récepteur | — 10 |
| 5.2 Étages d'entrée | — 11 |
| 5.3 Premier mélangeur..... | — 12 |
| 5.4 Première fréquence intermédiaire | — 15 |
| 5.5 Deuxième mélangeur | — 16 |
| 5.6 Deuxième fréquence intermédiaire..... | — 16 |
| 5.7 Démodulation | — 17 |
| 5.8 Amplification basse fréquence | — 20 |
| 5.9 Silencieux | — 20 |
| 6. Évolutions techniques et technologiques des récepteurs | — 21 |
| 6.1 Généralités | — 21 |
| 6.2 Amélioration de la tenue aux brouilleurs | — 21 |
| 6.3 Utilisation des techniques numériques | — 21 |
| 6.4 Intégration et diminution des volumes..... | — 22 |

Cet article fait de larges emprunts à l'édition précédente rédigée par Joseph Swaenepoel.

| Notations et Symboles | | |
|-----------------------|-----------------|--|
| Symbol | Unité | Définition |
| B | | bruit |
| C_0 | | valeur de la capacité à la tension inverse V_i |
| C_t | | valeur instantanée de la capacité |
| e_s | $\mu\text{V/m}$ | champ signal |
| E | | fém de la porteuse A3E |
| E_B | | fém de bruit |
| E_S | μV | fém fournie par l'antenne |
| f | | fréquence de modulation |
| f_0 | | fréquence porteuse |
| F_B | | facteur de bruit du récepteur |
| f_H | | fréquence hétérodyne |
| f_{im} | | fréquence image |
| f_I | | fréquence intermédiaire |
| f_S | | fréquence du signal |
| h_e | m | hauteur effective de l'antenne |
| k | | constante de Boltzmann |
| m | | taux de modulation |
| n | | rapport des puissances de sortie signal/bruit |
| P_{f_I} | | puissance du signal à la fréquence intermédiaire |
| P_{f_S} | | puissance du signal d'entrée |
| $P_{I(x)}$ | Ω | point d'interception d'ordre x |
| R | | résistance d'entrée |
| S | | signal |
| T | K | température absolue |
| V_0 | | amplitude du signal porteur |
| β | | indice de modulation |
| ϕ | | barrière de potentiel |
| ω | | pulsation du signal |

1. Généralités

1.1 Remarque préliminaire

Les récepteurs radioélectriques regroupent une gamme de matériaux très différents de par leur utilisation et leur complexité.

On trouve en fait deux grandes familles de postes :

- les récepteurs de radiodiffusion dits *grand public* ;
- les récepteurs de trafic et de radiosurveillance dits *professionnels*.

La première catégorie s'adresse à un nombre d'utilisateurs très important. Les postes sont simples et bon marché. De nombreux récepteurs sont à l'écoute du même émetteur.

La seconde catégorie est réservée aux usages professionnels et fait appel à des opérateurs qualifiés. Les postes sont beaucoup plus complexes, plus chers et présentent des performances notablement supérieures.

Nous traiterons dans cet article plus particulièrement des récepteurs professionnels.

Les récepteurs de télévision ne seront pas abordés ici. Leur importance justifie amplement l'existence d'un article particulier sur ce sujet (article *Télévision* [E 6 448] dans le présent traité).

1.2 Définitions

Les récepteurs sont caractérisés par un certain nombre de qualités dont nous donnons maintenant quelques définitions.

■ **Sensibilité** : la sensibilité d'un récepteur définit son aptitude à permettre l'écoute de signaux de faible amplitude. Elle se chiffre par la plus petite valeur qu'il faut donner au signal d'entrée pour obtenir à la sortie du récepteur un rapport signal/bruit (*S/B*) déterminé.

■ **Sélectivité** : elle permet l'écoute distincte, sans brouillage, de deux stations dont les fréquences de trafic sont voisines. Elle se chiffre par l'écart de fréquence minimal, séparant deux stations, que peut distinguer sans brouillage le récepteur. Les niveaux des signaux à l'entrée du récepteur doivent également être définis.

■ **Linéarité** : elle définit l'aptitude du récepteur à recevoir un signal utile de faible amplitude, en présence d'un ou plusieurs signaux brouilleurs de fort niveau.

■ **Fidélité** : elle traduit l'aptitude du récepteur à restituer à sa sortie le signal de modulation sans déformation. Elle se chiffre généralement en terme de distorsion donnant le pourcentage des signaux parasites à la sortie du récepteur par rapport au signal utile de modulation.

■ **Stabilité** : elle définit l'aptitude du récepteur à conserver son réglage sur une fréquence fixe, dans le temps, quand les conditions d'environnement se modifient (température, tension d'alimentation, etc.). Elle se chiffre en hertz, ou en fraction de la fréquence d'accord du récepteur.

1.3 Exposé du problème

La principale caractéristique des *liaisons radioélectriques* actuelles est qu'elles sont de plus en plus *nombreuses* de façon à transmettre un volume d'informations en augmentation constante. Pour répondre à ce besoin, les points de départ et d'arrivée de ces informations se multiplient, la densité géographique des émetteurs et des récepteurs augmente, de sorte que le nombre de liaisons simultanées pour une région donnée augmente lui aussi considérablement. Pour établir simultanément, sans recouvrement, toutes ces liaisons, deux solutions sont possibles :

- étendre la gamme de fréquence utilisée ;
- diminuer la bande de fréquence réservée à chaque liaison.

En fait, ces deux possibilités sont actuellement exploitées conjointement et ont des répercussions sensibles sur les caractéristiques et la conception des récepteurs (plan de fréquence, mode de fonctionnement, sensibilité et sélectivité, etc.).

Si la densité des liaisons augmente pour une région donnée, le nombre de régions et la distance entre elles ont augmenté également. Les récepteurs doivent donc permettre d'établir des communications sur des distances importantes en présence d'émissions, voisines en fréquence et sur le terrain, de plus en plus nombreuses.

Il s'agit en définitive de se protéger de mieux en mieux contre les émissions voisines sans diminuer pour autant les distances de trafic.

Une caractéristique importante du récepteur sera donc sa tenue aux brouilleurs.

La figure 1 donne une courbe typique de tenue aux brouilleurs d'un récepteur. Nous trouvons en abscisse l'écart en fréquence par rapport à la fréquence d'accord du récepteur et en ordonnée le niveau du brouilleur provoquant une dégradation donnée du rapport signal/bruit (par exemple 3 dB). Les différentes perturbations rencontrées ont pour origine :

- le brouilleur dans la bande passante du récepteur (figure 1, I) ;
- l'insuffisance du filtrage première et deuxième fréquences intermédiaires (figure 1, II) ;
- la remontée du bruit hétérodyne (figure 1, III) ;
- les phénomènes d'intermodulation (figure 1, IV).

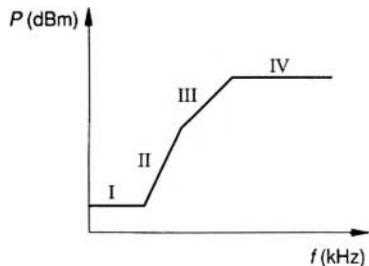


Figure 1 – Tenue aux brouilleurs d'un récepteur

Nous expliciterons par la suite, en détail, ces différents phénomènes.

De plus, la diminution de la bande de fréquence allouée à chaque émission conduit à réaliser des liaisons à bande étroite où la stabilité des émetteurs et des récepteurs doit être très bonne. Toutes ces raisons ont grandement orienté la conception des récepteurs actuels.

2. Compromis sensibilité-linéarité

2.1 Généralités

Le compromis sensibilité-linéarité est la préoccupation constante des réalisateurs de postes récepteurs et est une performance essentielle du matériel.

Pour un matériel donné, il est en général possible de faire varier ce compromis dans certaines limites, et d'améliorer ainsi la linéarité, c'est-à-dire la *tenue aux brouilleurs*, si l'on accepte de perdre quelques décibels en sensibilité.

Cependant, pour répondre aux besoins nés de l'augmentation de la densité des télécommunications, il ne suffit pas d'améliorer une performance au détriment de l'autre. Plus qu'un basculement plus ou moins prononcé du compromis, c'est une amélioration de la performance globale qu'il faut rechercher et c'est ce qu'essaie de résoudre la génération actuelle des récepteurs.

Il est à noter aussi que la valeur de ce compromis est fonction de la technologie et tout particulièrement des composants utilisés et des niveaux mis en jeu.

2.2 Bruit de fond des récepteurs

Cette notion très importante a fait l'objet de nombreuses études et publications (article *Bruit de fond. Méthodes de calcul dans les composants électroniques* [E 1 160] dans le traité Électronique) et nous nous contenterons ici de rappeler quelques considérations générales indispensables à la bonne compréhension de la suite de l'exposé.

Les lois de la thermodynamique établissent qu'à toute résistance R correspond une force électromotrice (fém) de bruit exprimée en volts et donnée par la relation :

$$E_B^2 = 4kT\Delta f R \quad (1)$$

correspondant à une puissance de bruit :

$$\frac{E_B^2}{4R} = kT\Delta f$$

avec k constante de Boltzmann,
 $T(K)$ température absolue,
 $\Delta f(Hz)$ bande de fréquence dans laquelle on considère le bruit,
 $R(\Omega)$ résistance.

Il résulte de cela qu'il apparaît à l'entrée de tout récepteur une force électromotrice (fém) de bruit due à l'impédance des circuits d'entrée du récepteur à la fréquence considérée.

En plus du bruit dû aux éléments *passifs*, il faut tenir compte du bruit des éléments *actifs* et tout particulièrement de l'étage d'entrée du récepteur. Nous renverrons ici le lecteur à l'article sur le bruit dans les transistors, *Diodes et transistors bipolaires discrets* [E 2 465], dans le traité Électronique.

2.2.1 Définition du facteur de bruit

Différentes notions ont été utilisées pour caractériser le bruit des éléments actifs.

On peut comparer le bruit à celui inévitable d'une résistance, c'est-à-dire l'évaluer par une *résistance de bruit* (par exemple pour les tubes à vide).

Pour les récepteurs entiers et les semi-conducteurs, on a introduit la notion un peu plus complexe de facteur de bruit.

Le *facteur de bruit* d'un récepteur peut être défini comme étant le rapport de la puissance totale de bruit, ramenée à l'entrée du récepteur, à la puissance de bruit due à l'impédance de la source (générateur ou aérien) et absorbée par le récepteur :

$$F_B = \frac{P_B}{kT\Delta f}$$

$$F_B(\text{dB}) = 10 \lg \frac{P_B}{kT\Delta f} \quad (2)$$

avec $P_B(W)$ puissance de bruit ramenée à l'entrée du récepteur, dans la bande Δf .

Une autre définition plus courante et plus tangible du facteur de bruit exprime le facteur de bruit F_B par la relation suivante :

$$F_B = \frac{\text{rapport } S/B \text{ à l'entrée du récepteur}}{\text{rapport } S/B \text{ à la sortie du récepteur}} \quad (3)$$

Cela signifie finalement que le facteur de bruit correspond à la détérioration du rapport signal S sur bruit B de la source, due au passage du signal dans le récepteur.

Cette notion de facteur de bruit n'est pas seulement applicable au récepteur, mais aussi aux amplificateurs et mélangeurs qui constituent le récepteur. En fait le facteur de bruit global du récepteur est fonction de celui de chacun des éléments du poste et nous allons en rappeler la méthode de calcul.

2.2.2 Calcul du facteur de bruit

Soit une suite d'étages amplificateurs A_1, A_2, A_3, \dots (figure 2) ayant les caractéristiques suivantes :

- facteur de bruit $F_{B1}, F_{B2}, F_{B3}, \dots$
- gain en puissance G_1, G_2, G_3, \dots

Le facteur de bruit total, F_{BT} , vu de l'entrée E, est donné par la relation :

$$F_{BT} = F_{B1} + \frac{F_{B2}-1}{G_1} + \frac{F_{B3}-1}{G_1 G_2} \dots \quad (4)$$

Dans la formule (4) le facteur de bruit est exprimé en rapport (et non en décibels) et le gain en rapport de puissance.

Plus le gain des étages situés entre l'entrée E et l'entrée d'un étage A_n est grand et moins le facteur de bruit global F_{BT} sera fonction du facteur de bruit de l'étage A_n .

Nous verrons lors de l'étude des mélangeurs ([§ 5.3.2](#)) qu'en plus de son facteur de bruit propre il faut parfois tenir compte du bruit ramené par l'oscillateur local.

2.3 Influence des bruits externes

Le facteur de bruit détermine bien l'influence des bruits internes du récepteur sur le niveau minimal que peut recevoir correctement le matériel.

La mesure de ce niveau s'effectue sur générateur et en général en cage de Faraday pour ne pas être perturbée par les champs extérieurs.

En exploitation réelle sur antenne, la situation est par contre toute différente. Le récepteur se trouve en présence des champs parasites, appelés *brouilleurs*, et des bruits externes.

Les bruits externes peuvent être classés en plusieurs catégories, chacune ayant ses caractéristiques propres. Les principaux types sont le bruit atmosphérique, le bruit galactique et le bruit industriel. Ces bruits interviennent différemment suivant les fréquences considérées. On peut admettre qu'au-dessous de 15 MHz le bruit atmosphérique est prédominant, alors que pour les fréquences supérieures le bruit galactique devient plus important.

Les valeurs des champs de bruit probables sont définies dans un important document du Comité Consultatif International des Radiocommunications (CCIR). Ces niveaux de bruit sont fonction des trois paramètres principaux suivants :

- région du globe où se trouve le récepteur ;
- heure de la journée et saison ;
- fréquence de réception.

Nous n'entrerons pas plus avant dans le détail des données de ce rapport, mais retenons simplement quelques ordres de grandeur de la valeur des champs de bruit moyen, sachant que, par rapport à ces chiffres, d'importantes variations allant jusqu'à 20 dB peuvent se produire, suivant l'heure de la journée ou la saison.

Le champ moyen de bruit est égal à :

- 0,25 µV/m pour les fréquences de 1 à 15 MHz ;
- 0,10 µV/m pour les fréquences supérieures à 15 MHz.

Pour connaître le signal minimal que peut recevoir un récepteur, il faut donc non seulement tenir compte de son facteur de bruit propre, mais aussi du *champ de bruit ambiant*. Tous ces paramètres influent finalement sur le choix du meilleur compromis *sensibilité-linéarité*.

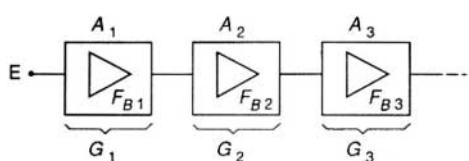


Figure 2 – Répartition des gains et des facteurs de bruit

2.4 Linéarité des récepteurs. Intermodulation

Rappelons succinctement les notions essentielles relatives à la non-linéarité et à sa caractérisation, à savoir le **point d'interception**. La fonction de transfert d'un étage non idéal peut être exprimée par une relation du type :

$$f(x) = K_0 + K_1 x + K_2 x^2 + K_3 x^3 + \dots$$

Lorsque deux signaux :

$$x_1 = a \cos \omega_1 t$$

et

$$x_2 = a \cos \omega_2 t$$

sont appliqués à l'entrée de cet étage, le signal de sortie comprendra les composantes suivantes :

— fondamental :

$$K_1 a \cos \omega_1 t$$

$$K_2 a \cos \omega_2 t$$

— deuxième ordre :

- $K_2 a^2 \cos(\omega_1 \pm \omega_2) t$, raies d'intermodulation d'ordre 2,
- $1/2 K_2 a^2 \cos 2 \omega_1 t$, harmonique 2,
- $1/2 K_2 a^2 \cos 2 \omega_2 t$, harmonique 2,

— troisième ordre :

- $3/4 K_3 a^3 \cos(2 \omega_1 \pm \omega_2) t$, raies d'intermodulation d'ordre 3,
- $3/4 K_3 a^3 \cos(2 \omega_2 \pm \omega_1) t$, raies d'intermodulation d'ordre 3, ...

Il en résulte que si les signaux fondamentaux sont proportionnels à l'amplitude des signaux d'entrée, les raies d'intermodulation d'ordre 2 et 3 sont respectivement proportionnelles au carré et au cube de l'amplitude de ces signaux d'entrée. Sur une échelle logarithmique (puissances exprimées en dBm), la réponse d'ordre x sera en conséquence une droite de pente x ([figure 3](#)).

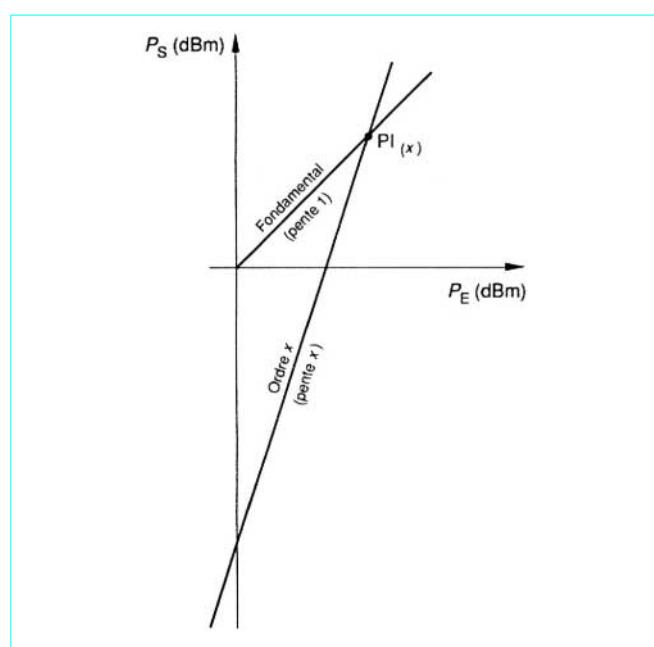


Figure 3 – Point d'interception d'ordre x

2.4.1 Définition du point d'interception

Intersection de la droite représentant le signal fondamental et de la droite représentant la réponse d'ordre x , le **point d'interception** (figure 3) est un point fictif pour lequel deux signaux brouilleurs égaux produiraient par non-linéarité un signal de niveau égal au signal fondamental ; il est défini par la relation suivante :

$$P_{\text{imd}}(x) = x P - (x - 1) \text{Pl}(x) \quad (5)$$

avec $P_{\text{imd}}(x)$ (dBm) puissance sur la raie d'intermodulation d'ordre x ,

P (dBm) puissance sur la raie fondamentale,

$\text{Pl}(x)$ (dBm) point d'interception d'ordre x .

Les points d'interception Pl d'ordre 2 [$\text{Pl}_{(2)}$] et d'ordre 3 [$\text{Pl}_{(3)}$] suffisent le plus souvent pour caractériser la linéarité d'un récepteur.

Nous aurons donc les relations :

$$\text{Pl}_{(2)} = 2 P - P_{\text{imd}}(2)$$

$$\text{Pl}_{(3)} = [3 P - P_{\text{imd}}(3)]/2$$

2.4.2 Calcul du point d'interception

Soit une suite d'étages amplificateurs $A_1, A_2, A_3 \dots$ (figure 2) ayant les caractéristiques suivantes :

- point d'interception d'ordre x en entrée $\text{Pl}_{(x)1}, \text{Pl}_{(x)2}, \text{Pl}_{(x)3}, \dots$
- gain en puissance G_1, G_2, G_3, \dots

Le point d'interception d'ordre x global, $\text{Pl}_{(x)T}$, vu de l'entrée E, est donné par la relation :

$$\left(\frac{1}{\text{Pl}_{(x)T}}\right)^{\frac{x-1}{2}} = \left(\frac{1}{\text{Pl}_{(x)1}}\right)^{\frac{x-1}{2}} + \left(\frac{G_1}{\text{Pl}_{(x)2}}\right)^{\frac{x-1}{2}} + \left(\frac{G_1 G_2}{\text{Pl}_{(x)3}}\right)^{\frac{x-1}{2}} + \dots \quad (6)$$

Dans la formule (6), les points d'interception sont exprimés en watts les gains en rapport de puissance et non en décibels.

2.5 Choix du compromis sensibilité-linéarité

Le premier travail de l'ingénieur est de choisir tout d'abord les étages d'entrée du récepteur de façon à obtenir la meilleure performance globale (sensibilité + linéarité), compte tenu des objectifs fixés par ailleurs, tels que : volume, poids, consommation, prix, etc.

Ensuite il faut adapter au mieux le récepteur à l'aérien de façon à obtenir les meilleures conditions de liaison.

Les signaux à recevoir se présentent au voisinage du récepteur sous la forme d'un champ qu'il faut transformer en une force électromotrice à l'entrée du récepteur. La transformation est effectuée par l'ensemble antenne et adaptation d'antenne que nous caractérisons par une hauteur effective h_e telle que :

$$E_S = h_e e_S \quad (7)$$

avec E_S (μV) fém fournie par l'antenne,

h_e (m) hauteur effective de l'antenne,

e_S ($\mu\text{V/m}$) champ signal.

La même transformation s'applique au champ de bruit. Le rapport des forces électromotrices signal et bruit externe, à l'entrée du récepteur, est donc égal au rapport des champs correspondants au voisinage des récepteurs, et la hauteur effective de l'antenne ne peut avoir aucune influence sur ce rapport.

Par contre, la force électromotrice de bruit à l'entrée du récepteur est fonction du bruit externe et du bruit interne, vus de l'entrée du récepteur. Si l'on veut avoir à l'entrée du récepteur le rapport signal à bruit maximal, c'est-à-dire celui des champs signal et bruit externe, il faut que le niveau de bruit externe soit nettement supérieur au bruit interne.

Le moyen d'obtenir ce résultat est d'augmenter suffisamment la hauteur effective de l'antenne ou de diminuer le facteur de bruit du récepteur. Plus on voudra recevoir les champs faibles pendant les périodes calmes, c'est-à-dire lorsque les bruits externes sont faibles, plus le facteur de bruit devra être faible.

Il faut cependant bien voir qu'un circuit ne peut pas en général avoir à la fois un très faible facteur de bruit et une tenue maximale aux brouilleurs.

Il semblerait donc préférable de *ne pas rechercher un trop faible facteur de bruit, et d'augmenter la hauteur effective de l'antenne* pour que le bruit externe soit toujours supérieur au bruit interne, même pendant les périodes calmes. Mais alors la force électromotrice correspondant aux champs brouilleurs augmente et sa présence à l'entrée du récepteur provoque rapidement des phénomènes parasites tels que intermodulation et transmodulation.

Finalement il apparaît qu'aucun choix ne peut être fait de façon définitive, une fois pour toutes. Il faut adapter le système à chaque cas particulier en ayant bien présent à l'esprit toutes les données du problème et tous les paramètres tels qu'ils viennent d'être définis précédemment.

3. Modes de fonctionnement

3.1 Types de modulation

Le signal de base, ou encore *porteur*, dans toute transmission radioélectrique, est de la forme :

$$v = V_0 \cos(\Omega_0 t + \phi_0) \quad (8)$$

Pour transmettre les informations, il faut appliquer à ce signal porteur la signal modulation qui devra se traduire par une modification dans le temps des caractéristiques du signal de base.

La relation (8) montre que l'on peut agir sur plusieurs paramètres (V, Ω ou ϕ).

Les équations ci-après sont celles du signal modulé, le signal modulant étant de la forme :

$$x(t) = X \cos \omega t$$

3.1.1 Modulation d'amplitude

Dans ce cas, c'est le paramètre V qui varie au rythme de l'information à transmettre.

L'équation générale du signal pour une modulation sinusoïdale est de la forme :

$$v = V_0 [1 + m \cos \omega t] \cos(\Omega_0 t + \phi_0) \quad (9)$$

avec $f = \omega/2\pi$ fréquence de modulation basse fréquence,

$f_0 = \Omega_0/2\pi$ fréquence porteuse,

m taux de modulation : $0 \leq m \leq 1$; $m = X/V_0$,

V_0 amplitude du signal porteur.

3.1.2 Modulation de fréquence

Dans ce cas, c'est le paramètre $\Omega_0 = 2\pi f_0$ qui varie au rythme de l'information à transmettre.

L'équation générale du signal est de la forme :

$$v = V_0 \cos [(\Omega_0 + \beta \cos \omega) t + \varphi_0] \quad (10)$$

avec $\beta = \Delta\Omega/\omega$ indice de modulation,

$\Delta f = \Delta\Omega/2\pi$ déviation de fréquence, proportionnelle à X .

3.1.3 Modulation de phase

Dans ce cas, c'est le paramètre φ qui varie au rythme de l'information à transmettre.

L'équation générale du signal est de la forme :

$$v = V_0 \cos (\Omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi \cos \omega t) \quad (11)$$

avec $\Delta\varphi$ déviation de phase, proportionnelle à X ,

φ_0 phase initiale.

3.1.4 Modulation d'impulsions

La modulation d'impulsions est en fait une double modulation du signal porteuse (figure 4a). La porteuse est découpée par les impulsions et ce sont les impulsions qui sont modulées au rythme de l'information à transmettre.

On peut distinguer plusieurs cas :

- les impulsions sont de largeur constante et équidistantes, mais leur amplitude est variable (figure 4b) ;
- les impulsions sont d'amplitude constante et équidistantes, mais de largeur variable (figure 4c) ;
- les impulsions sont d'amplitude et de largeur constantes, mais de position variable (figure 4d).

3.2 Principaux modes de fonctionnement

En plus des grands principes de modulation définis au paragraphe 3.1, les différents traitements particuliers des signaux de modulation conduisent à distinguer un grand nombre de modes de fonctionnement.

La définition de tous ces modes est donnée par les différents règlements internationaux et particulièrement dans les documents du Comité Consultatif International des Radiocommunications.

Une dénomination à trois symboles a été retenue :

- le premier symbole caractérise le type de modulation de la porteuse principale ;
- le deuxième symbole, la nature du signal modulant cette porteuse principale ;
- le troisième symbole, le type d'information à transmettre.

Nous allons examiner les principaux modes utilisés faisant ressortir les caractéristiques principales, ainsi que certains avantages et inconvénients propres à chacun d'eux.

3.2.1 Fonctionnement en A3E, J3E, H3E, R3E, B8E

Les spectres de ces émissions sont représentés sur la figure 5.

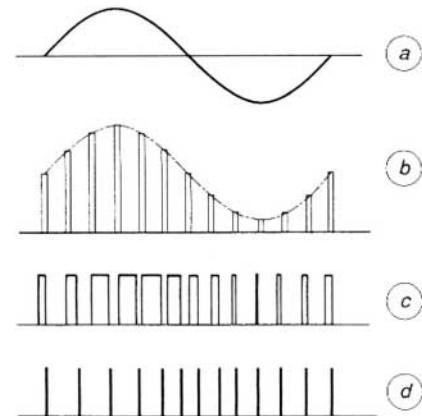


Figure 4 – Modulations d'impulsions

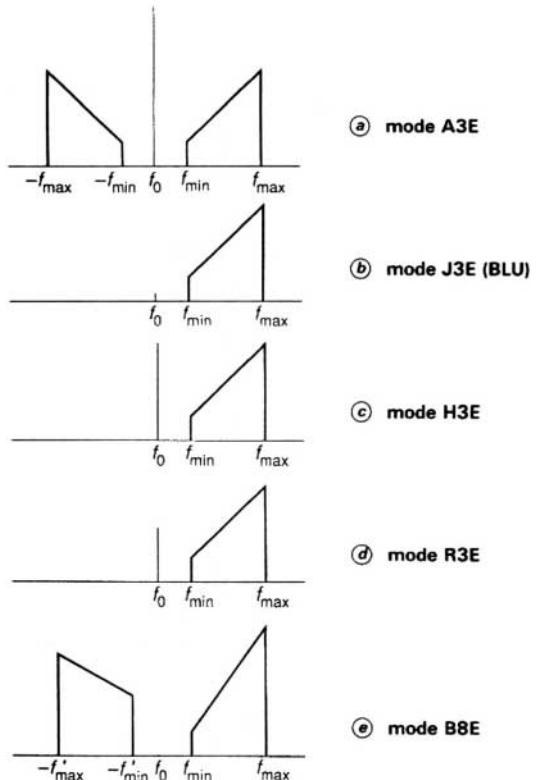


Figure 5 – Spectre des émissions en modulation d'amplitude

3.2.1.1 Mode de fonctionnement en A3E (modulation d'amplitude)

Chronologiquement, le mode A3E fut le premier utilisé et le plus répandu. C'est le mode utilisé pour les transmissions de radio-diffusion.

Le signal est conforme à l'équation (9) et peut s'écrire sous la forme :

$$v = V_0 (\cos \Omega_0 t + \varphi_0) + \frac{1}{2} m V_0 \cos (\Omega_0 + \omega) t + \frac{1}{2} m V_0 \cos (\Omega_0 - \omega) t \quad (12)$$

Il comprend donc la porteuse et deux bandes latérales symétriques.

Les deux bandes transmettent la même information et l'amplitude maximale d'une bande latérale est la moitié de l'amplitude du porteur ($m = 1$).

Ce mode de fonctionnement est simple à utiliser, mais occupe une bande de fréquence égale au moins à $2 f_{\max}$ (f_{\max} étant la fréquence de modulation la plus grande à transmettre).

3.2.1.2 Mode de fonctionnement en J3E (ou bande latérale unique)

Ce mode se déduit du précédent par suppression de la porteuse et d'une bande latérale. Le spectre du signal se limite donc à une seule bande latérale qui suffit à elle seule à transmettre l'information.

D'après la relation précédente (12), l'expression du signal se réduit elle aussi à :

$$v = V_0 \cos (\Omega_0 - \omega) t \quad (13)$$

Le terme m , taux de modulation, est supprimé car à l'émission toute la puissance de l'émetteur est consacrée à la seule bande latérale existante.

À puissance émise constante, le gain en rapport signal/bruit à la réception va donc être important. De plus, à la réception, la bande passante du récepteur est égale à la moitié de celle d'un récepteur A3E, d'où là aussi une diminution de la bande de bruit.

Nous pouvons calculer facilement le gain en sensibilité du mode J3E par rapport au mode A3E.

Rappelons pour cela les formules de calcul du rapport signal à bruit dans les deux cas :

— en A3E :

$$E^2 = 8kT \frac{\Delta f Rn}{m^2} F_B \quad (14)$$

— en J3E :

$$E^2 = 4 kT \Delta f Rn F_B \quad (15)$$

avec Δf largeur de bande de bruit,

E fém de la porteuse en A3E, de la bande latérale en J3E appliquée à l'entrée du récepteur,

F_B facteur de bruit du récepteur,

k constante de Boltzmann,

m taux de modulation,

n rapport des puissances de sortie signal/bruit,

R résistance d'entrée,

T température absolue.

Pour deux postes récepteurs présentant les mêmes caractéristiques, mais l'un fonctionnant en A3E et l'autre en J3E, on trouve donc la relation :

$$n(\text{J3E}) = 2 n(\text{A3E})/m^2 \quad (16)$$

Pour un taux de modulation de 30 % on trouve un gain voisin de 13 dB.

Un autre avantage du mode J3E est de diminuer l'effet du *fading* sélectif rencontré en A3E lorsque la porteuse et les bandes latérales ne sont pas soumises aux mêmes conditions de propagation, ce qui crée de la distorsion.

Par contre, une contrainte du mode J3E est de réaliser des émetteurs et des récepteurs de très bonne stabilité de fréquence, tout au moins lorsque le récepteur n'est pas synchronisé sur l'émetteur. En effet, un déplacement relatif de l'un par rapport à l'autre provoque une transposition des signaux BF démodulés, bien caractéristique de la BLU (bande latérale unique). Pour conserver la compréhension en phonie, il faut que ce décalage ne dépasse pas environ 50 Hz. Un décalage inférieur à 10 à 20 Hz est nécessaire pour reconnaître la voix du correspondant.

3.2.1.3 Mode de fonctionnement en H3E

Ce mode de fonctionnement est équivalent au mode précédent auquel on ajoute le signal porteur à un niveau égal à celui de la bande latérale.

Ce mode permet la compatibilité des émetteurs BLU avec les anciens récepteurs ne recevant qu'en A3E, au prix d'une légère complication des émetteurs.

3.2.1.4 Mode de fonctionnement en R3E

C'est le mode J3E auquel on ajoute un signal porteur à faible niveau. Ce niveau se situe entre 16 et 26 dB au-dessous de la bande latérale.

Ce mode permet la synchronisation du récepteur sur l'émetteur. En effet, le récepteur possède alors un système d'asservissement de fréquence qui isole la porteuse et accorde le récepteur sur ce résidu de porteur synchrone de l'émetteur. Cela permet le trafic J3E avec des émetteurs relativement peu stables.

3.2.1.5 Mode de fonctionnement en B8E (ou bandes latérales indépendantes)

Au signal J3E précédent on ajoute une bande latérale, mais ne transmettant pas les mêmes informations que la première bande latérale.

Le spectre du signal B8E occupe donc la même bande qu'un signal A3E classique, mais transmet deux informations indépendantes.

Ce système de transmission est également connu sous le nom de transmission à bandes latérales indépendantes (BLI).

3.2.2 Fonctionnement en F3E (en modulation fréquence)

Ce fonctionnement est le fonctionnement en modulation de fréquence classique (figure 6).

Le spectre d'une émission modulée en fréquence possède lui aussi deux bandes latérales symétriques. Chacune de ces bandes comporte un nombre important de raies. Toutes les raies sont écartées entre elles de f et leur amplitude est fonction de l'indice de modulation.

L'expression d'un signal modulé en fréquence est la suivante :

$$v = V_0 \cos \left[\left(\Omega_0 t + \frac{\Delta \Omega}{\omega} \cos \omega t \right) + \varphi_0 \right] \quad (17)$$

dans laquelle $\Delta f = \Delta \Omega / 2 \pi$ est l'excursion de fréquence.

L'excursion de fréquence Δf est proportionnelle à l'amplitude du signal BF de modulation.

Le rapport entre la déviation de fréquence et la fréquence de modulation s'appelle **indice de modulation** :

$$\beta = \Delta f / f = \Delta \Omega / \omega \quad (18)$$

Il s'ensuit que pour une déviation de fréquence constante l'indice de modulation est inversement proportionnel à la fréquence de modulation.

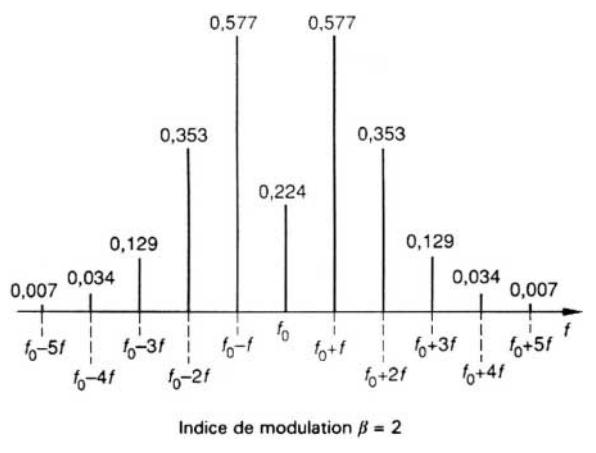


Figure 6 – Spectre en modulation de fréquence

Le principal inconvénient de la modulation de fréquence est la largeur de bande occupée par le spectre du signal, qui est plus grande qu'en modulation d'amplitude.

En pratique cependant, on limite le nombre de raies utilisées sans trop diminuer la qualité de la liaison ou augmenter la distorsion. La bande minimale B_{\min} est définie par la relation :

$$B_{\min} = 2(\Delta f_{\max} + f_{\max}) \quad (19)$$

avec Δf_{\max} excursion maximale,

f_{\max} fréquence maximale de modulation.

Par contre, la modulation de fréquence présente de nombreux avantages tels que :

- augmentation du rapport signal/bruit (au-dessus du seuil) par rapport à la modulation d'amplitude ;

- simplification des récepteurs où la fonction de commande automatique de gain (CAG) n'est plus utile, et est remplacée par un limiteur. Il faut cependant noter que la CAG n'est pas incompatible avec le fonctionnement F3E, et qu'au contraire elle peut encore améliorer le fonctionnement de ces récepteurs F3E ;

- niveau de sortie basse fréquence constant et indépendant des conditions de transmission (pas de *fading*).

3.2.3 Fonctionnement en A1A

Ce mode de fonctionnement est très simple et est certainement beaucoup plus connu sous le nom de **transmission en morse**.

Le signal reçu est une fréquence sinusoïdale pure de fréquence fixe et modulée en amplitude par tout ou rien : le signal existe ou n'existe pas, pendant des intervalles de temps plus ou moins longs. Un code (morse par exemple) permet de reconnaître le message reçu.

À la réception, l'opérateur dispose d'un oscillateur de battement (BFO) qui lui permet de faire correspondre au signal reçu la note BF la mieux adaptée à son oreille.

Ce mode de fonctionnement ne demande aux récepteurs qu'une bande passante très étroite, fonction de la vitesse de modulation. Une bande de quelques centaines de hertz suffit pour la transmission manuelle. La réduction de bande augmente très sensiblement le rapport signal sur bruit ou plutôt permet de recevoir des émissions de champ faible, tout en ayant un rapport signal sur bruit confortable.

Pour une manipulation automatique à vitesse rapide, la bande passante doit être augmentée.

3.2.4 Fonctionnement en F1A, F7B, F1C

Nous regroupons ici ces modes, car il s'agit dans les différents cas d'une manipulation par tout ou rien de la fréquence du signal porteur.

Le mode le plus simple est F1A. Le signal reçu peut avoir deux valeurs de fréquences $f_0 - \Delta f$ et $f_0 + \Delta f$. La fréquence f_0 est la fréquence *nominal*e de la liaison, mais ne correspond pas à une valeur réelle de fréquence du signal.

La manipulation consiste à faire passer la fréquence du signal de l'un des états à un autre et permet de transmettre ainsi les messages à l'aide de codes.

À la réception, la démodulation transpose ce déplacement de fréquence (*shift*) par rapport à une note basse fréquence. Généralement cette note basse fréquence est normalisée à 2 550 Hz. Ce signal peut, après passage dans un convertisseur *shift*, attaquer directement un téléimprimeur qui retranscrit le message.

La largeur de bande nécessaire est plus grande qu'en A1A, et d'autant plus que le déplacement de fréquence est important. Les valeurs de déplacement de fréquence sont très variables ainsi que les vitesses de manipulation. La valeur la plus faible est en général de $\pm 42,5$ Hz, voire ± 25 Hz en VLF (*Very Low Frequency*).

Le mode F7B fait intervenir quatre valeurs possibles de la fréquence du signal.

Le mode F1C, encore appelé *fac-similé*, est utilisé pour transmettre à distance des documents et en particulier les cartes météorologiques.

Il existe différents types de codes.

Un des codes souvent utilisés consiste à déplacer de ± 400 Hz la fréquence émise. La fréquence basse correspond à un noir et la fréquence haute à un blanc par exemple.

4. Réception superhétérodyne

4.1 Principe de fonctionnement

La réception superhétérodyne permet d'augmenter considérablement la sélectivité des récepteurs et de se protéger mieux des émissions voisines.

Le principe de la réception superhétérodyne consiste à utiliser un ou plusieurs changements de fréquence à l'aide d'oscillateurs locaux dénommés *hétérodynes* et à transformer ainsi la fréquence reçue en fréquence fixe appelée **fréquence intermédiaire** f_I .

La fréquence intermédiaire conserve la même valeur quelle que soit la fréquence d'accord du récepteur, et il est alors facile d'éliminer les brouillages par un filtrage à fréquence fixe.

Il faut bien voir cependant que ce filtrage à fréquence fixe se fait après le premier mélangeur et qu'il ne protège donc aucunement les étages qui le précèdent.

Nous verrons (§ 5.2) comment cette protection peut être obtenue, de plusieurs manières différentes.

4.2 Changement de fréquence

Soit deux signaux d'entrée :

$$v_S = V_S \cos \omega_S t$$

représentant le signal reçu :

$$v_H = V_H \cos \omega_H t$$

représentant l'oscillateur local.

Le changement de fréquence consiste, à l'aide d'un dispositif non linéaire dénommé **mélangeur**, à transposer le signal reçu à la fréquence somme ou différence des deux signaux d'entrée.

Deux modes de fonctionnement du mélangeur sont envisageables.

■ **Fonctionnement non linéaire continu** : dans ce mode, les produits de mélange sont obtenus en faisant décrire au point de fonctionnement de l'élément non linéaire une faible excursion à la fréquence de l'oscillateur local.

Le courant fourni par l'élément non linéaire peut être représenté en fonction de la tension à ses bornes par la relation :

$$i = a v + b v^2 \quad (20)$$

En remplaçant v par la somme $v = v_S + v_H$ il apparaît à la sortie du mélangeur des composantes dont les fréquences sont respectivement égales à la somme et à la différence des fréquences des signaux incidents. Le double produit issu du terme $b v^2$ donne en effet :

$$2 b v_S v_H = b V_S V_H [\cos(\omega_H - \omega_S) t + \cos(\omega_H + \omega_S) t] \quad (21)$$

La relation (20) précédente est en fait une loi très simplifiée de mélange et n'existant jamais en réalité.

En pratique, la loi de mélange fait apparaître des termes complémentaires tels que :

$$i = a v + b v^2 + c v^3 + d v^4 + \dots \quad (22)$$

Ces termes complémentaires donnent lieu à des mélanges-parasites faisant apparaître des réponses-parasites ou des sifflements internes du récepteur. Les différents cas possibles seront examinés plus en détail lors de l'étude des caractéristiques des mélangeurs (§ 5.3).

■ **Fonctionnement en commutation** : dans ce mode, les produits de mélange résultent d'une action de commutation obtenue par l'application du signal de l'oscillateur local sur l'élément non linéaire (en général un semi-conducteur) : ce dernier fonctionne alors en *bloqué-saturé* sous l'action de l'oscillateur local. On retrouve alors l'équation (21).

Cette relation (21) montre qu'à la sortie du mélangeur que l'on dispose de deux fréquences intermédiaires possibles égales respectivement à la différence et à la somme des fréquences incidentes.

Bien que les résultats de mélange soient tous exploitables, on préfère en général le *battement différence*, ce qui permet d'avoir une variation dans le même sens, avec décalage constant, des deux fréquences hétérodyne et du signal.

Suivant les valeurs respectives de f_H et de f_S (fréquence du signal), on peut se trouver dans l'un des deux cas suivants :

$$f_I < f_S \text{ ou } f_I > f_S$$

Si $f_I < f_S$ on dira que le récepteur est du type *superhétérodyne infradyne*.

Si $f_I > f_S$ on dira que le récepteur est du type *superhétérodyne supradyne*.

Plutôt que de distinguer les récepteurs en infradyne et supradyne, on parle généralement de récepteurs à fréquences intermédiaires basses ou élevées.

4.3 Récepteur à fréquence intermédiaire basse

Dans ce cas, la fréquence intermédiaire est donnée par l'une des relations :

$$f_I = f_H - f_S$$

ou :

$$f_I = f_S - f_H$$

Mais la valeur maximale de f_I est de quelques mégahertz (2 à 3 MHz). Pour les récepteurs de trafic HF classiques (1,5 à 30 MHz) on a donc presque toujours $f_I < f_S$.

Ce mode de réception était celui choisi généralement pour les premiers récepteurs HF réalisés et était alors la solution la mieux adaptée au problème, compte tenu de la technologie et des composants disponibles.

4.3.1 Avantages

La valeur de la fréquence intermédiaire est généralement choisie relativement faible, de l'ordre de quelques mégahertz, ce qui permet :

- de réduire sans trop de difficultés la bande passante des circuits, évitant ainsi les brouillages ;
- d'amplifier correctement, avec un facteur de bruit assez faible, le signal reçu et transposé à la fréquence intermédiaire.

4.3.2 Inconvénients

Les inconvénients de la solution f_I basse se situent au niveau de la protection contre deux types particuliers de brouillage.

■ **Fréquence image** : soit un mélangeur tel que :

$$f_I = f_H - f_S \quad (23)$$

On appelle fréquence image f_{im} un signal tel que :

$$f_I = f_{im} - f_H \quad (24)$$

Si le signal à la fréquence f_{im} est présent à l'entrée du récepteur, il est transposé dans le mélangeur à la fréquence intermédiaire et se superpose alors au signal principal.

Des relations (23) et (24) on tire :

$$f_{im} = 2 f_I + f_S \quad (25)$$

La fréquence image sera donc d'autant plus éloignée du signal reçu que la valeur de la fréquence intermédiaire sera élevée, et plus l'écart sera grand, plus il sera facile de s'en protéger. C'est la protection contre la fréquence image qui fait généralement choisir une *fréquence intermédiaire* de quelques mégahertz.

■ **Fréquence intermédiaire** : la fréquence intermédiaire de quelques mégahertz tombe généralement dans la bande que peut recevoir le récepteur, ce qui provoquerait pour les fréquences f_S voisines de f_I des brouillages importants. Pour éviter ce type de brouillage, les récepteurs comportent alors deux valeurs de première fréquence intermédiaire de façon à ne jamais avoir f_S proche de f_I .

Le fonctionnement à f_I basse impose une sélection en tête du récepteur. Cette sélection est faite par des circuits accordés dont on peut faire varier la fréquence d'accord. Ces circuits sont en commande unique et sont positionnés par le système d'affichage de fréquence du récepteur.

■ **Fréquence hétérodyne** : la fréquence de l'oscillateur local tombe dans la gamme de fréquence du récepteur, et il peut y avoir *remontée* du signal hétérodyne vers l'antenne. Par ailleurs, la plage de variation de la fréquence f_H est importante et est voisine de $f_{Smax} - f_{Smin}$ (en valeur relative).

4.4 Récepteur à fréquence intermédiaire élevée

Dans ce cas, la fréquence intermédiaire est donnée par la relation :

$$f_I = f_H - f_S \quad (26)$$

avec $f_I > f_{Smax}$

$f_{S\max}$ étant la fréquence la plus élevée à recevoir.

Ce mode de réception est aujourd'hui généralisé ; c'est seulement grâce à l'apparition sur le marché d'éléments nouveaux qu'il a été utilisable dans les gammes de trafic s'étendant jusqu'à l'UHF.

4.4.1 Inconvénients

La valeur de la fréquence intermédiaire est choisie très élevée : de 40 à 100 MHz et même davantage pour des récepteurs fonctionnant dans la gamme VHF (*Very High Frequency*). Les avantages signalés précédemment ([§ 4.3.1](#)) pour la solution à f_I basse deviennent maintenant des inconvénients du fait de l'augmentation de la valeur de la fréquence intermédiaire. Ils sont cependant résolus par l'apparition sur le marché de nouveaux composants tels que :

- **filtres à quartz à fréquence élevée** (100 MHz) présentant une bande passante très étroite, quelques kilohertz, et apportant une atténuation importante (60 dB) à des fréquences relativement proches (25 kHz) ;

- **transistors haute fréquence à faible bruit** (transistors bipolaires ou transistors à effet de champ au silicium ou à l'arsénure de gallium).

4.4.2 Avantages

Cette fois, ce sont les inconvénients de la solution à f_I basse qui deviennent des avantages.

- **Fréquence image** : la fréquence intermédiaire étant de l'ordre de 100 MHz, l'écart entre la fréquence image et le signal reçu est d'environ 200 MHz et il est alors très facile de bien se protéger contre la fréquence image.

- **Fréquence intermédiaire** : la fréquence intermédiaire est plus élevée que la plus haute des fréquences à recevoir et ne tombe donc jamais dans la gamme à recevoir. On peut donc également s'en protéger facilement.

- **Fréquence hétérodyne** : la fréquence de l'oscillateur local est elle aussi toujours en dehors de la gamme à recevoir. Les remontées de la fréquence hétérodyne sur l'antenne seront donc facilement diminuées par le filtrage d'entrée.

Le fonctionnement à fréquence intermédiaire élevée n'impose donc plus, du point de vue des fréquence image, fréquence intermédiaire et réinjection de l'oscillateur local sur l'antenne, de circuits accordés à fréquence variable avant le premier mélangeur. Ces circuits peuvent être remplacés par un filtre passe-bande accordé une fois pour toutes.

Par ailleurs, la plage de variation de la fréquence f_H est beaucoup plus faible que celle du signal $f_{S\max} - f_{S\min}$ (en valeur relative).

5. Caractéristiques des principaux sous-ensembles

5.1 Schéma synoptique d'un récepteur

Il est possible de définir un schéma synoptique de récepteur suffisamment général pour qu'il fasse apparaître les fonctions principales nécessaires à tout récepteur. Notre but ici n'est pas d'ailleurs de passer en revue et dans le détail toutes les fonctions et circuits, mais d'attirer l'attention sur les quelques fonctions fondamentales.

Soit un récepteur défini par le schéma synoptique de la figure [7](#).

Nous voyons apparaître les fonctions suivantes :

- filtrage ;
- amplification ;
- mélange ;
- démodulation.

Le récepteur peut être décomposé en un certain nombre de sous-ensembles :

- étages d'entrée ;
- premier mélangeur ;
- première fréquence intermédiaire ;
- deuxième mélangeur ;
- deuxième fréquence intermédiaire ;
- démodulateur ;
- amplificateur basse fréquence ;
- commande automatique de gain (CAG).

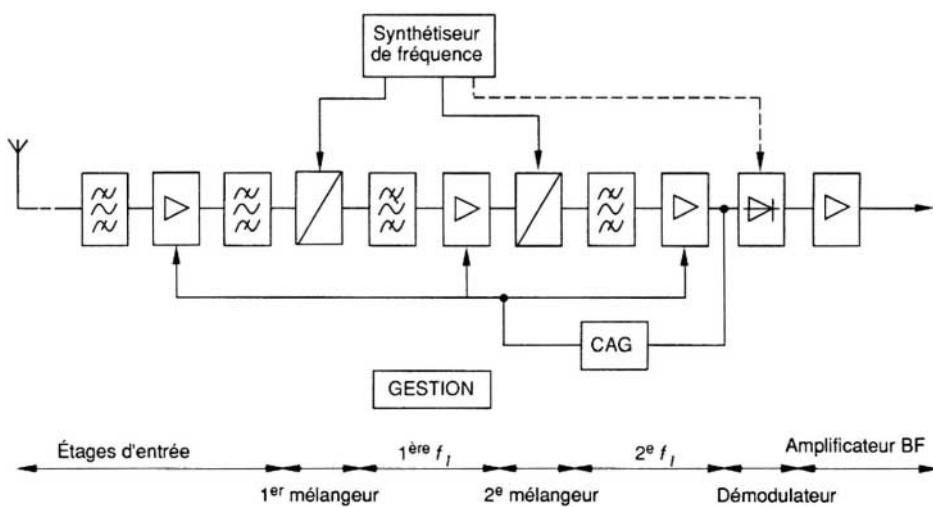


Figure 7 – Schéma synoptique de récepteur

En plus de ces sous-ensembles, il existe une unité indispensable au fonctionnement du récepteur proprement dit, appelée **synthétiseur de fréquence**.

Cette fonction regroupe toutes les générations des fréquences hétérodynes ou oscillateurs locaux et détermine la stabilité de fréquence du récepteur.

L'unité synthétiseur de fréquence est une partie importante du matériel. Les récepteurs modernes comportent également une unité dite **de gestion**. Cette unité, réalisée le plus souvent à microprocesseur, assure l'interface entre les organes de commande et de visualisation et les unités fonctionnelles énumérées précédemment. Il est évidemment judicieux d'utiliser cette unité de gestion pour assurer des autotests performants et pour faire effectuer au récepteur des fonctions spécifiques autrefois réalisées par des équipements externes associés ; nous pouvons ainsi citer à titre d'exemples la veille cyclique sur canaux, le balayage sur plages de fréquence, la recherche de canal libre, la détection d'activité, le traitement de fausses alarmes, etc.

Nous allons maintenant expliciter le rôle de chacun des sous-ensembles cités précédemment et donner quelques exemples de réalisation pour chacun d'eux.

5.2 Étages d'entrée

Ce sous-ensemble comprend généralement un étage amplificateur précédé et suivi d'éléments de filtrage. Nous sommes conduits à considérer deux catégories de matériaux, selon que les étages d'entrée sont accordés ou à large bande.

5.2.1 Étages d'entrée accordés

Cette architecture conduit à une meilleure protection du récepteur contre les brouilleurs.

L'amplificateur est précédé et suivi d'un ou plusieurs circuits accordés.

5.2.1.1 Circuits accordés

Tous les circuits sont accordés sur la même fréquence qui est la fréquence d'accord du récepteur. Pour pouvoir couvrir toute la gamme du récepteur, il faut que la fréquence d'accord des circuits puisse varier. Tous les circuits sont donc mis en *commande unique*, ce qui permet de les accorder tous automatiquement lors d'un changement de la fréquence de réception.

Le rôle de ces circuits est bien sûr de protéger les étages suivants dans le récepteur en atténuant les signaux parasites recueillis par l'antenne. Pour un tel récepteur, plus l'écart du signal brouilleur par rapport au signal utile sera grand, et plus grande sera la protection sur le brouilleur.

L'accord des circuits peut être fait de façon continue par :

- variation de capacité (condensateur variable à air, varactor) ;
- variation de l'inductance (inductance à noyau plongeur).

L'accord peut également être fait de façon discontinue, *par poids* ; on peut, par exemple, utiliser pour ce faire des condensateurs commutés par diodes PIN (*Positive Intermediate*) ; la combinaison des condensateurs assurant l'accord est imposée autoritairement par l'unité de gestion à partir de la fréquence affichée.

5.2.1.2 Amplificateur

Les qualités demandées à cet amplificateur sont :

- faible facteur de bruit ;
- grande linéarité ;
- gain en puissance.

Le faible facteur de bruit et le gain en puissance sont utiles pour obtenir un facteur de bruit global du récepteur relativement bas [équation (4) § 2.2.2]. Plus le gain en puissance sera important et plus le facteur de bruit global sera indépendant du bruit des autres sous-ensembles du récepteur.

En pratique, on choisit le gain minimal suffisant pour masquer le bruit des étages suivants mais pas trop fort cependant pour éviter de trop amplifier les résidus de signaux parasites.

L'amplificateur doit admettre sans distorsion des signaux de forte amplitude car il n'est protégé que par un ou deux circuits accordés et non par tous les circuits accordés des étages d'entrée.

L'amplificateur peut être réalisé à l'aide de transistors à effet de champ. Nous donnons un exemple de montage (figure 8).

Ce montage permet d'obtenir les résultats suivants :

- gain : 12 dB ;
- facteur de bruit propre : 4 dB.

La linéarité peut être définie en termes de transmodulation.

Avec ce montage on obtient une modulation parasite de 1,5 % environ pour des niveaux de l'ordre de 300 à 400 mV sur la grille du transistor à effet de champ.

Pour que cet avantage soit conservé au niveau de l'entrée du récepteur, il ne faut pas attaquer le transistor à trop haute impédance, sinon le rapport de transformation nécessaire à la transformation d'impédance fait correspondre aux 400 mV précédents un niveau de brouilleur beaucoup plus faible à l'entrée 50 Ω du récepteur.

C'est pour cette raison que l'on choisit généralement pour les amplificateurs d'entrée, qu'ils soient à transistors bipolaires ou à effet de champ (et même à tubes à vide auparavant), des éléments de puissance relativement forte et présentant de faibles impédances d'entrée.

Il nous faut également citer ici l'amplificateur paramétrique. Comme le mélangeur paramétrique décrit en détail au paragraphe 5.3.4.4, l'amplificateur paramétrique est basé sur l'utilisation d'une réactance variable de façon non linéaire.

Ce type d'amplificateur est en particulier utilisé dans les stations terrestres de réception des satellites.

5.2.2 Étages d'entrée à large bande

Cette architecture de récepteur conduit à une moins bonne protection contre les brouilleurs ; elle est cependant très utilisée, car plus simple à mettre en œuvre, en particulier lorsqu'un changement rapide de la fréquence de réception est recherché.

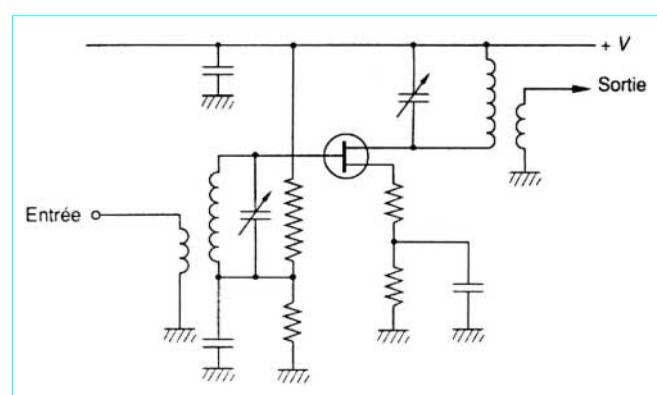


Figure 8 – Amplificateur d'entrée avec transistor à effet de champ

5.2.2.1 Filtrage

Les circuits accordés précédents sont remplacés par des filtres de bandes plus ou moins larges. On peut distinguer les deux cas suivants :

plusieurs filtres de bandes : la gamme de fonctionnement du récepteur est divisée en plusieurs sous-bandes plus ou moins larges, généralement du type demi-octaves. Ces filtres assurent une protection contre les brouilleurs hors bandes et permettent d'améliorer les performances de linéarité intrinsèque du récepteur ;

un seul filtre à l'entrée : ce filtre, qui couvre la gamme complète du récepteur, assure tout à la fois la protection :

- contre la fréquence intermédiaire f_I ;
- contre la fréquence image f_{im} ;
- vis-à-vis de la réinjection de l'oscillateur hétérodyne vers l'antenne.

Dans les deux cas, les circuits en commande unique sont supprimés et on trouve tout au plus les commutations des filtres de sous-bandes, ce qui simplifie notamment la réalisation et le réglage de cette partie du poste.

5.2.2.2 Amplificateur

Lorsque cet amplificateur existe, il doit avoir les mêmes qualités que dans le cas des étages d'entrée accordés, mais avec une linéarité nettement meilleure si l'on veut que le récepteur ait une bonne tenue aux brouilleurs.

On utilise en général pour ce faire des transistors de puissance à faible facteur de bruit dans des montages à contre-réaction par transformateurs.

Cet amplificateur d'entrée n'existe pas toujours ; lorsqu'il existe, il peut être mis hors service soit manuellement par l'opérateur, soit automatiquement à partir de l'information de CAG.

On peut ainsi optimiser manuellement ou automatiquement le compromis sensibilité-linéarité des étages d'entrée du récepteur.

5.3 Premier mélangeur

Le choix et la réalisation de ce premier mélangeur vont dépendre pour une grande part du type de récepteur choisi, à savoir fréquence intermédiaire basse ou élevée et étages d'entrée accordés ou large bande.

Nous verrons, lors de la description de certains récepteurs particuliers, les caractéristiques particulières demandées au mélangeur suivant les divers cas. Cependant certaines caractéristiques restent valables dans tous les cas et nous allons les examiner ici.

5.3.1 Linéarité des mélangeurs

5.3.1.1 Définition

L'association de ces deux mots semble *a priori* incompatible et il faut commencer par définir ce que nous entendons par *linéarité des mélangeurs*.

Les équations générales du mélangeur de fréquence (§ 4.2) mettent en évidence que l'on trouve à la sortie du mélangeur deux catégories de signaux :

- des signaux à la fréquence somme et différence des fréquences incidentes ;
- des signaux dont la fréquence résulte des combinaisons des différents harmoniques des signaux incidents entre eux.

La première catégorie donne la fréquence intermédiaire recherchée.

La deuxième catégorie donne une quantité plus ou moins grande de mélanges parasites.

Nous dirons que *le mélangeur est d'autant plus linéaire que le rapport des niveaux des signaux de la première catégorie à ceux de la seconde est plus grand*.

5.3.1.2 Siflements. Fréquences parasites

Le problème de linéarité du mélangeur est en fait compliqué par la présence à l'entrée du mélangeur d'un ou plusieurs brouilleurs dont les harmoniques provoquent également des mélanges parasites.

Il suffit qu'un de ces battements parasites soit égal à la fréquence intermédiaire pour avoir à la sortie BF une réponse, appelée sifflement.

Tous les signaux brouilleurs v_b à la fréquence f_b et tels que :

$$|m f_b - n f_H| = f_I \quad (27)$$

donneront naissance à une réponse parasite.

Lorsque le récepteur comporte plusieurs changements de fréquence, comme c'est souvent le cas dans les récepteurs de trafic, les possibilités de fréquences parasites sont encore plus grandes de par la présence de plusieurs fréquences hétérodynes.

Nous pouvons voir dès maintenant que, dans le cas des récepteurs à large bande, le problème de réponses parasites dues aux brouilleurs est encore plus difficile à résoudre, de par l'absence de sélectivité en tête du réjecteur. Ces types de récepteurs n'ont en pratique été réalisables que grâce à d'importants progrès sur les mélangeurs.

5.3.1.3 Transmodulation et intermodulation

Ces deux phénomènes sont dus également à la non-linéarité du mélangeur et se produisent en présence de brouilleurs.

La transmodulation est le fait que l'on retrouve, superposée à la réponse basse fréquence due au signal utile, la modulation du signal brouilleur. Il faut que le signal brouilleur soit modulé en amplitude.

L'intermodulation est due à la présence de deux brouilleurs dont l'écart de fréquence, ou l'écart de fréquence entre leurs harmoniques, est égal à la fréquence du signal reçu, ou encore à la fréquence intermédiaire.

Il se produit alors également un sifflement à la sortie du récepteur.

5.3.2 Symétrie des mélangeurs

L'utilisation de mélangeurs symétriques dans les récepteurs permet une très nette amélioration du fonctionnement du matériel.

Comme nous allons le voir lors de la description de quelques exemples de mélangeurs (§ 5.3.4), un **mélangeur symétrique** a la propriété d'équilibrer la voie signal ou la voie hétérodyne ou les deux à la fois de telle manière que les niveaux de signal et hétérodyne par rapport à la fréquence intermédiaire à la sortie du mélangeur soient nettement affaiblis. On obtient assez facilement un équilibrage de 20 à 30 dB.

La symétrisation permet d'améliorer les deux points suivants :

- passage direct de l'antenne à la fréquence intermédiaire ;
- injection du bruit hétérodyne à la fréquence intermédiaire.

5.3.2.1 Passage direct

Il s'agit de protéger le récepteur contre les réponses parasites dues à la présence à l'entrée du récepteur d'un brouilleur à la fréquence f_I .

Dans le cas des récepteurs à f_I basse et donc à *circuits accordés*, cette protection est faite par les circuits d'entrée.

Dans le cas des récepteurs à f_I élevée et *large bande*, cette protection est assurée par le filtre d'entrée, car f_I est alors supérieure à f_S .

En fait cette protection est souvent encore insuffisante et il est souhaitable d'obtenir une protection supérieure sur cette fréquence particulière car un brouilleur à cette fréquence serait gênant quel que soit l'accord du récepteur, surtout pour les matériels à étages d'entrée à large bande.

La symétrisation sur la voie signal permet d'améliorer cette protection de 20 à 30 dB.

5.3.2.2 Bruit hétérodyne

Le signal hétérodyne fourni par un oscillateur local ou un synthétiseur de fréquence n'est pas un signal parfaitement pur.

En plus de la raie principale à la fréquence nominale, il apparaît de part et d'autre de la raie un spectre de bruit, comme l'indique la figure 9.

Nous voyons par conséquent que du bruit dû à l'hétérodyne est injecté à l'entrée de la fréquence intermédiaire. Si ce niveau de bruit est relativement fort, il peut devenir supérieur au bruit propre des étages mélangeur et amplificateur du récepteur et détériorer ainsi le facteur de bruit global du récepteur, comme il a été dit précédemment ([§ 2.2.2](#)).

Le risque est d'autant plus grand dans les récepteurs large bande et à f_I élevée, car la liaison synthétiseur de fréquence – mélangeur est elle aussi à large bande, alors que dans les récepteurs à f_I faible cette liaison est généralement sélective.

Ici aussi, la symétrisation du mélangeur sur la voie hétérodyne permet de diminuer le bruit injecté de 20 à 30 dB et d'amener ce niveau de bruit parasite à un niveau inférieur au bruit propre du récepteur.

Pour des mélangeurs travaillant à des niveaux d'hétérodyne élevés (par exemple + 30 dBm), la symétrisation peut s'avérer insuffisante pour amener le niveau de bruit parasite à un niveau inférieur au bruit propre du récepteur ; on se protège alors contre ce phénomène en insérant un filtre réjecteur à la fréquence f_I dans la chaîne d'amplification de l'oscillateur hétérodyne.

5.3.3 Remontée de bruit hétérodyne

Ce phénomène se produit lorsqu'un signal brouilleur est présent à l'entrée du récepteur (figure 10).

Soit f_b la fréquence de ce signal brouilleur ;

f_S la fréquence du signal (accord du récepteur) ;

telles que $f_b - f_S = \Delta f$.

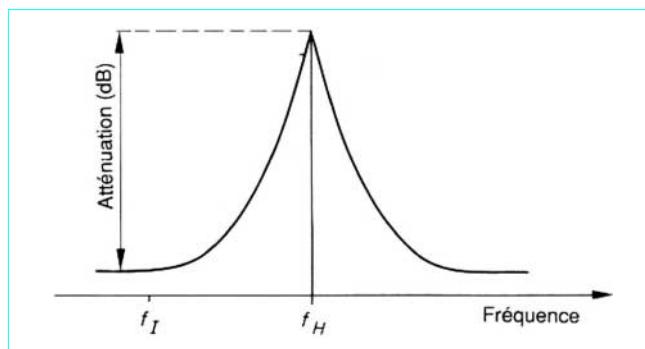


Figure 9 – Spectre de bruit hétérodyne

Soit f_{BH} la fréquence du bruit hétérodyne (mesuré dans une bande bruit égale à celle du récepteur) situé à une distance Δf de la fréquence hétérodyne f_H .

Par mélange nous obtenons les battements suivants :

— battement utile :

$$f_H - f_S = f_I$$

— battement parasite :

$$f_{BH} - f_b = f_I$$

Le brouilleur transpose une partie du spectre de bruit hétérodyne à la fréquence intermédiaire et peut ainsi détériorer le rapport signal/bruit si son amplitude est suffisante.

Il faut noter qu'ici la symétrie du mélangeur n'a aucune influence sur ce phénomène.

5.3.4 Exemples de mélangeurs

De nombreux types de mélangeurs sont utilisés dans les récepteurs radio, aussi nous limiterons-nous à quelques exemples principaux.

Tous les mélangeurs présentés ont la particularité d'être symétriques, en application du paragraphe [5.3.2](#).

5.3.4.1 Mélangeur à diodes

Ce type de mélangeur est certainement le plus ancien des mélangeurs à semi-conducteur présents ici. Il est connu généralement sous le nom de **modulateur en anneau** (figure 11).

Les signaux incidents sont appliqués par exemple aux entrées A pour le signal faible et B pour le signal fort.

Le signal mélange est recueilli en C.

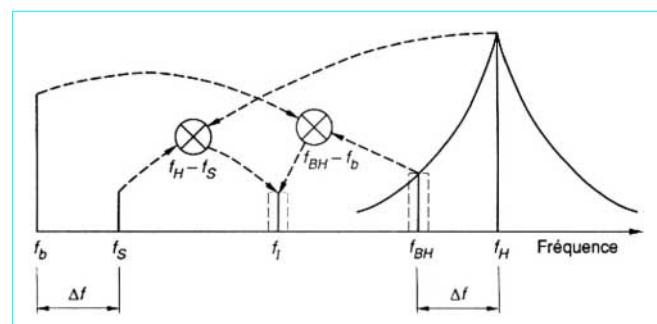


Figure 10 – Remontée de bruit hétérodyne

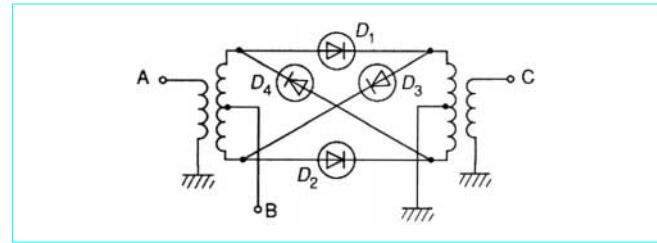


Figure 11 – Modulateur en anneau

La répartition des signaux sur les entrées et sorties peut être différente, et on préfère sortir la fréquence mélange en B lorsqu'elle est de faible valeur, tout particulièrement dans les démodulateurs, afin de faciliter la réalisation des transformateurs du mélangeur.

De toute façon, quelle que soit l'utilisation des trois extrémités A, B et C, les diodes D_1 à D_4 fonctionnent en interrupteurs actionnés par le signal fort. Elles sont passantes ou bloquées par groupes de deux.

Les transformateurs à point milieu permettent d'additionner dans l'enroulement de sortie les composants du signal mélange et de le recueillir en C. La symétrie d'une voie par rapport à l'autre est en pratique de 25 à 35 dB. Des équilibrages meilleurs sont possibles mais difficilement reproductibles.

Le mélangeur à quatre diodes n'a pas de gain de conversion, mais au contraire une perte de transmission de 6 à 7 dB en général. La symétrie du montage peut être améliorée par la mise en série avec les diodes de résistances. La linéarité du mélangeur peut aussi être améliorée en prépolarisant les diodes, ou en mettant en série avec chaque diode un réseau de détection.

De très larges bandes passantes sont obtenues avec ce type de mélangeur.

Les performances de linéarité de ce type de mélangeur sont variables ; le point d'interception d'ordre 3 en entrée peut aller de + 10 à + 30 dBm suivant le mélangeur utilisé et le niveau d'hétérodyne mis en jeu.

5.3.4.2 Mélangeur à transistors bipolaires

L'utilisation des transistors comme mélangeur est assez souple. Les signaux à mélanger peuvent être en effet appliqués soit l'un sur la base, l'autre sur l'émetteur, soit tous les deux sur la même électrode.

Nous avons représenté (figure 12) le schéma d'un mélangeur à deux transistors, où le signal faible est appliqué sur les bases en opposition de phase, et le signal hétérodyne sur les émetteurs en phase.

De ce fait le mélangeur est équilibré pour la voie hétérodyne vis-à-vis de la sortie à fréquence intermédiaire. Par contre il n'y a aucun équilibrage de la voie signal faible, vis-à-vis de la sortie à fréquence intermédiaire.

Un avantage de ce mélangeur est que son fonctionnement ne nécessite pas un niveau de signal hétérodyne très important.

Une puissance de l'ordre de 0,5 mW est généralement suffisante. De même la consommation des deux transistors est faible (2 à 3 mA sous une tension de 6 à 10 V). Par contre, la linéarité de ce type de mélangeur est médiocre, ce qui ne doit pas nous surprendre compte tenu de la faible puissance hétérodyne utilisée.

Ce mélangeur semble bien adapté aux utilisations ne demandant pas de performances de linéarité très grandes et où la simplicité du matériel est recherchée.

5.3.4.3 Mélangeur à transistors à effet de champ

Ces mélangeurs sont réalisés à l'aide soit de transistors à effet de champ, ordinaires, soit de transistors à grille isolée, MOS (*Metal Oxide Semiconductor*).

La figure 13 donne le schéma d'un tel mélangeur utilisant quatre transistors.

Les quatre transistors Q_1 à Q_4 sont attaqués sur leur grille par le signal, sur leur source par l'hétérodyne, et fournissent le mélange sur les drains.

Les réseaux R_1C_1 et R_2C_2 sont les réseaux de polarisation automatique des transistors.

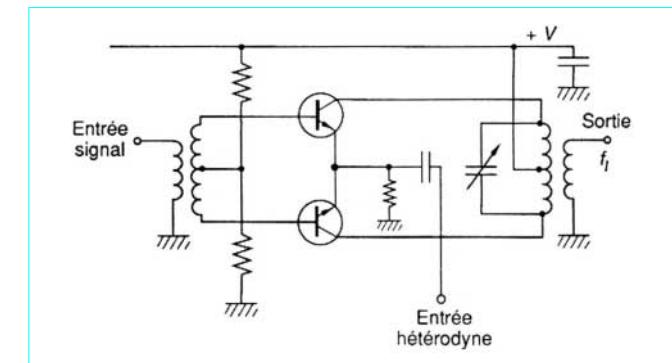


Figure 12 – Mélangeur à transistors bipolaires

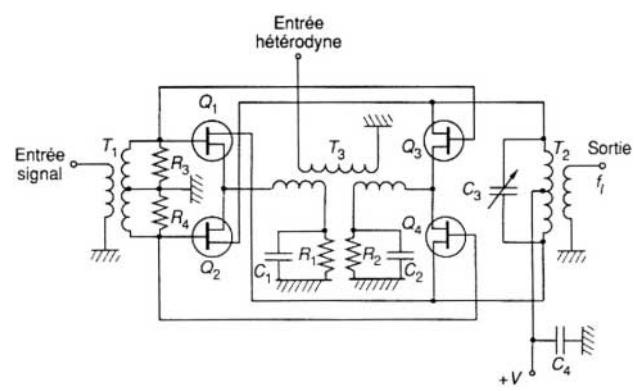


Figure 13 – Mélangeur à transistors à effet de champ

Les différentes entrées et sorties des transistors sont réunies entre elles de façon que :

- le *signal* attaque en phase les grilles de Q_1 et Q_3 mais en opposition par rapport aux grilles de Q_2 et Q_4 ;
- l'*hétérodyne* attaque en phase les sources de Q_1 et Q_2 mais en opposition par rapport aux sources de Q_3 et Q_4 ;
- les *drains* de Q_2 et Q_4 fournissent un signal résultant en opposition de phase avec celui fourni par Q_1 et Q_3 .

Le transformateur T_2 fait la somme de ces deux signaux résultants.

Ce type de mélangeur permet d'obtenir une bonne symétrie de l'une quelconque des voies par rapport aux deux autres.

Un équilibrage de 30 dB est obtenu assez facilement.

Des protections meilleures peuvent être obtenues (40 à 50 dB) en introduisant dans le montage des réglages supplémentaires d'autant plus délicats à mettre au point que la protection recherchée est importante et que les fréquences de fonctionnement sont élevées.

L'utilisation d'autres transistors, et en particulier des transistors à effet de champ de puissance qui apparaissent maintenant sur le marché, permet, au prix d'une consommation nettement plus importante, d'améliorer les performances de linéarité de ce mélangeur.

5.3.4.4 Mélangeur paramétrique

Le principe du mélangeur paramétrique, comme celui de l'amplificateur paramétrique, est basé sur l'utilisation d'une réactance variable.

Dans le cas présent, l'élément choisi est un varactor. On sait en effet qu'une jonction PN, polarisée en inverse, présente une capacité dépendant de la tension appliquée à ses bornes suivant la relation générale :

$$C_t = C_0 \left(\frac{V_i}{v + \Phi} \right)^p \quad (28)$$

avec C_0 valeur de la capacité à la tension inverse V_i ,
 Φ barrière de potentiel (0,7 V pour une diode au silicium),
 p exposant fonction de la jonction :
 1/3 pour les jonctions graduées,
 1/2 pour les jonctions abruptes,
 > 2 pour les jonctions hyperabruptes.

L'interaction de deux fréquences différentes sur le varactor donne en particulier naissance aux fréquences somme et différence des fréquences incidentes. En effet, si dans l'expression (28) on remplace le terme v par la somme des deux signaux v_1 et v_2 appliqués au mélangeur, la valeur instantanée de la capacité C_t sera fonction des termes du développement $(v_1 + v_2 + \Phi)^p$. Le circuit mélangeur utilisant ce varactor fournira donc à sa sortie un courant fonction de ces mêmes termes.

Le gain théorique de ce type de mélangeur est donné par la relation de Manley et Rowe :

$$\frac{P_{f_I}}{P_{f_S}} = \frac{f_I}{f_S} \quad (29)$$

avec P_{f_I} et f_I puissance et fréquence du signal à fréquence intermédiaire,

P_{f_S} et f_S puissance et fréquence du signal d'entrée.

D'après cette relation, le gain maximal d'un mélangeur élévateur (*up-converter*) est égal au rapport des fréquences de sortie et d'entrée.

Ce type de mélangeur semble donc convenir tout particulièrement aux récepteurs à fréquence intermédiaire élevée.

Nous donnons à la figure 14 un schéma possible de mélangeur paramétrique symétrique à quatre varactors.

Une des principales difficultés rencontrées dans l'utilisation de varactors comme mélangeurs est le fait que ces éléments ne possèdent, par nature, que deux extrémités, et qu'il est ainsi difficile de bien séparer les trois voies signal, hétérodyne et fréquence intermédiaire entre elles.

5.3.4.5 Circuits de charge des mélangeurs

Pour un fonctionnement optimisé, le mélangeur requiert sur tous ses accès un circuit de charge adapté pour toutes les fréquences issues du mélangeur ; il est courant pour ce faire de placer en sortie du mélangeur un filtre dissipatif qui présentera une impédance correcte (le plus souvent 50 Ω) sur une très large gamme de fréquence.

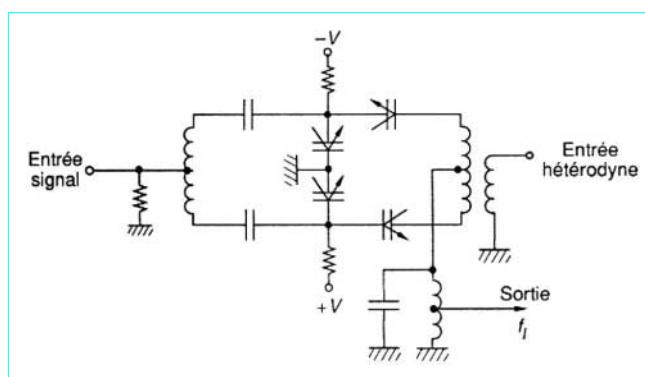


Figure 14 – Mélangeur paramétrique

Un amplificateur f_I peut également être placé en sortie du mélangeur ; le gain inverse de cet amplificateur masquera grandement la désadaptation présentée par le filtre f_I hors bande ; l'emploi d'un tel amplificateur peut également s'avérer judicieux pour améliorer le facteur de bruit de la chaîne f_I .

5.4 Première fréquence intermédiaire

5.4.1 Filtrage

Ce filtre à fréquence intermédiaire fixe (f_I) a pour rôle de protéger les circuits suivants dans le récepteur contre les signaux brouilleurs.

L'évolution actuelle de la technologie permet d'utiliser à cet endroit des filtres de plus en plus sélectifs, même pour les valeurs de fréquence intermédiaire élevée (100 MHz et davantage).

Nous donnons à titre d'exemple (figure 15) la courbe de réponse d'un filtre à quartz centré à 102,5 MHz et présentant une bande passante relative très faible.

Ces filtres à plusieurs pôles sont actuellement disponibles sur le marché mais ont pour principal inconvénient d'être encore relativement chers. Une solution plus économique peut être de mettre en série plusieurs filtres plus simples (2 pôles).

Si la sélectivité demandée n'est pas trop grande, des filtres céramiques, économiques, sont utilisables.

5.4.2 Amplification

Cette amplification a une importance toute particulière dans le fonctionnement du récepteur, et d'autant plus qu'il y a moins de gain en puissance dans les étages précédents. Dans les récepteurs à mélangeurs placés directement en tête du récepteur, le facteur de bruit final du récepteur dépend en partie du facteur de bruit de l'amplificateur.

Le fait d'être à fréquence fixe facilite grandement la réalisation et permet d'obtenir un facteur de bruit faible.

Cette amplification, qui peut être réalisée sur plusieurs étages, doit remplir simultanément plusieurs fonctions :

- amplification (20 dB à 40 dB environ) ;
- variabilité du gain avec la tension CAG ;
- adaptation du filtre à quartz.

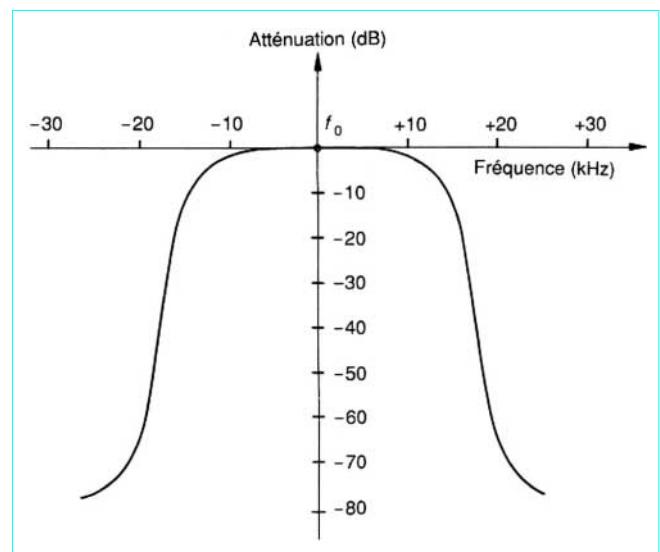


Figure 15 – Courbe de réponse de filtre à quartz pour $f_I = 102,5$ MHz

Toutes ces conditions réunies font que le facteur de bruit obtenu est de l'ordre de 4 à 6 dB environ.

Les amplificateurs utilisent, suivant les cas, des transistors bipolaires, ou des transistors à effet de champ.

5.5 Deuxième mélangeur

Ce qui a été dit pour le premier mélangeur ([§ 5.3](#)) reste valable dans le cas présent. Les problèmes sont plus faciles à résoudre étant donné que :

- le mélangeur travaille à fréquence fixe ;
- le mélangeur travaille à bande étroite ;
- le mélangeur est protégé par le filtre de la première fréquence intermédiaire ;
- le facteur de bruit du mélangeur intervient peu puisqu'il est précédé par l'amplificateur de première fréquence intermédiaire.

On utilise généralement l'un des trois types de mélangeurs suivants :

- mélangeur à diodes ;
- mélangeur à transistors ;
- mélangeur à transistors à effet de champ.

5.6 Deuxième fréquence intermédiaire

5.6.1 Filtrage

Le filtrage à l'entrée de cette fréquence intermédiaire assure la sélectivité proprement dite du récepteur. La bande passante et le gabarit des filtres dépendent du mode de fonctionnement choisi et de la largeur du spectre de modulation du signal.

Suivant le cas, on utilise :

- des filtres symétriques, centrés sur la valeur f_I de la fréquence intermédiaire ;
- des filtres dissymétriques, décentrés par rapport à f_I et ne laissant passer qu'une bande latérale de modulation.

Suivant les valeurs des fréquences intermédiaires et des gammes de températures, on rencontre trois types principaux de filtres :

- filtres à bobines ;
- filtres mécaniques ;
- filtres à quartz.

Le tableau [1](#) résume les principaux domaines d'utilisation et les caractéristiques de ces filtres. La comparaison est faite pour des filtres BLU donnant des protections comparables.

Tableau 1 – Domaines d'utilisation et caractéristiques des trois types principaux de filtres

| | Filtres à bobines | Filtres mécaniques | Filtres à quartz |
|---|---------------------|--------------------|---------------------|
| Fréquences d'utilisation (kHz) | 30 à 100 | < 500 | > 500 |
| Stabilité en température (par °C) | $100 \cdot 10^{-6}$ | $5 \cdot 10^{-6}$ | $0,5 \cdot 10^{-6}$ |
| Encombrement (cm³)..... | 200 | 30 | 30 |
| Prix relatif..... | 1 | 1,5 | 2 |

Il existe un autre type de filtre, le **filtre céramique**, utilisé principalement dans les matériels semi-professionnels ou grand public. Les performances de ces filtres sont limitées mais leur prix est très faible.

5.6.2 Amplification

La principale caractéristique de cette partie est son gain élevé. On trouve en effet couramment des gains de 70 à 80 dB en modulation d'amplitude et supérieurs à 90 dB en modulation de fréquence, ce qui nécessite un soin tout particulier dans la réalisation des circuits pour éviter les problèmes d'oscillations parasites.

Pour le fonctionnement en modulation d'amplitude, les amplificateurs doivent être linéaires et avoir un gain variable en fonction d'une tension dite de CAG (commande automatique de gain).

Par contre, en modulation de fréquence, cette fonction n'est pas indispensable et est remplacée par une limitation du signal.

La tendance actuelle est de réaliser des amplificateurs de fréquence intermédiaire à large bande, et de séparer les fonctions filtration et amplification.

L'inconvénient principal de cette solution est que le bruit en sortie des amplificateurs est très important puisque la bande de fréquence est large. Ce niveau de bruit peut, dans certains cas, perturber le fonctionnement en actionnant la CAG ou le limiteur, même en l'absence de signal.

Il y a donc lieu de prendre certaines précautions pour éviter ce phénomène.

5.6.3 Commande automatique de gain (CAG)

Ce dispositif a pour but de maintenir le niveau de sortie du récepteur constant, quel que soit le niveau du signal d'entrée. On réalise pour cela une boucle d'asservissement comprenant les principaux organes suivants :

- circuits d'élaboration de la tension de commande ;
- circuits à gain variable.

5.6.3.1 Élaboration de la tension de commande

Cette tension de commande est une tension continue dont la valeur est fonction du niveau de sortie du récepteur. Elle est obtenue généralement à partir du signal à fréquence intermédiaire par détection, puis amplification de la tension continue ainsi obtenue (figure [16](#)).

Un problème important et souvent difficile est le réglage des constantes de temps du système qui sont les constantes de temps de réponse de la boucle d'asservissement. Les temps de réponse désirés sont fonction du mode de fonctionnement et l'on peut distinguer en fait deux cas principaux :

— si le signal est du type A3E, F1A ou F3E, il y a toujours un certain niveau reçu, même en l'absence de modulation. Les circuits de CAG fonctionnent alors de la même manière, qu'il y ait ou non modulation ;

— si le signal est du type J3E ou A1A, il n'y a alors un signal présent à l'entrée du récepteur que s'il y a modulation. En l'absence de modulation, donc pour un signal d'entrée nul, les circuits CAG vont ramener le récepteur au gain maximal, ce qui a pour effet de faire apparaître en sortie BF un bruit important.

Même au cours d'une conversation continue, il apparaît des *blancs* dans le signal émis, et le récepteur a alors tendance à prendre son gain maximal. Pour éviter ainsi des remontées de bruit gênantes au cours de la conversation, on donnera aux circuits de CAG un temps de réponse important (1 s), relativement grand par rapport à la durée du *blanc* (100 à 200 ms), pour éviter une resensibilisation trop rapide du récepteur. Par contre, on demandera qu'en cas d'augmentation brusque du signal d'entrée le récepteur se désensibilise rapidement (10 ms) afin de ne pas perdre les premières syllabes du message.

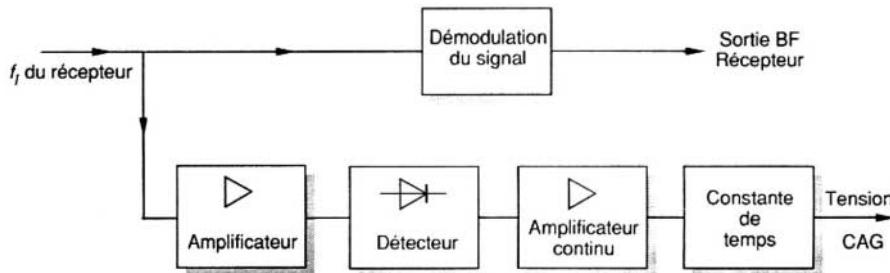


Figure 16 – Tension de commande automatique de gain

5.6.3.2 Circuits à gain variable

À partir de la tension de commande obtenue précédemment, il faut maintenant réaliser une variation de gain du récepteur. Cette action est obtenue au niveau de plusieurs des amplificateurs du récepteur ou encore d'atténuateurs variables placés entre ces différents amplificateurs.

La tension de commande précédente augmente quand le signal d'entrée augmente. Il est assez simple d'inverser cette variation et d'avoir le choix entre les deux lois de variation pour commander les exemples de dispositifs de réglage de gain décrits ci-après.

■ Atténuateur variable (figure 17a)

Le signal alternatif est appliqué en A et recueilli en B. Les deux diodes sont parcourues par un courant continu d'autant plus important que la tension appliquée en D est élevée.

L'impédance entre le point E et la masse, du point de vue alternatif, est d'autant plus faible que la tension continue en D est élevée.

La tension alternative recueillie en B sera donc d'autant plus faible que la tension en D sera élevée.

■ Amplificateur à contre-réaction variable (figure 17b)

Dans cet amplificateur, le gain est fonction de l'impédance, du point de vue alternatif, placée dans l'émetteur. Plus cette impédance est élevée et plus le gain est faible.

L'impédance alternative est ici celle présentée par les deux diodes et elle sera d'autant plus faible que la tension en D sera forte.

Des variantes de ce montage consistent à remplacer les deux diodes par un transistor ou un transistor à effet de champ. La tension de commande est alors appliquée sur la base de ces transistors.

■ Circuits intégrés à gain variable (figure 17c)

La complexité du schéma peut surprendre au premier abord. Mais c'est une caractéristique générale dans les circuits intégrés, où le nombre de transistors et résistances interviennent peu dans le prix. Il serait impensable de vouloir utiliser ce schéma tel quel, en éléments discrets.

Le signal d'entrée est appliqué aux transistors Q_1 et Q_2 montés en amplificateur différentiel. Chacun de ces transistors est chargé par un autre transistor Q_3 et Q_6 tel que les paires Q_1Q_3 et Q_2Q_6 forment chacune un amplificateur cascade.

Les signaux amplifiés aux bornes de R_1 et R_2 sont appliqués aux bases de Q_7 et Q_{10} fonctionnant en collecteur commun. Ils attaquent à leur tour les bases des transistors Q_8 et Q_9 , et le signal de sortie est recueilli sur les collecteurs de ces deux derniers transistors.

Les étages collecteur commun Q_7 et Q_{10} assurent une bonne séparation des étages de sortie et d'entrée.

La fonction CAG est réalisée par les transistors Q_4 et Q_5 . Pour une tension continue appliquée sur la borne 2, inférieure à 5 V, les transistors Q_4 et Q_5 sont bloqués. Lorsque cette tension est supérieure à 5 V, Q_4 et Q_5 conduisent. Les courants des transistors Q_1

et Q_2 se partagent alors entre les transistors Q_3 , Q_6 d'une part et Q_4 , Q_5 d'autre part. Les amplitudes de signaux recueillis sur les collecteurs de Q_3 et Q_6 seront d'autant plus faibles que la tension CAG appliquée à la borne 2 sera plus élevée par rapport à 5 V.

Ce système de CAG présente l'avantage de ne pas agir directement sur les étages d'entrée ou de sortie de l'amplificateur. Les impédances d'entrée et de sortie varient peu en fonction de la tension CAG, ce qui est un gros avantage pour ce genre de circuit. Les adaptations ou accords des circuits ne sont pas modifiés.

5.6.3.3 Cas des récepteurs à modulation de fréquence

Les récepteurs à modulation de fréquence ne comportent généralement pas de CAG. Dans ces postes, la chaîne à fréquence intermédiaire se termine par un limiteur qui précède le discriminateur de fréquence.

Ce circuit fournit une tension de sortie constante quel que soit le niveau appliqué à son entrée (à condition que ce niveau soit supérieur à un minimum appelé *seuil de limitation*). Le limiteur agit par écrêtage du signal et élimine en particulier la modulation d'amplitude.

5.7 Démodulation

Le choix du type de démodulation utilisé dépend du mode de fonctionnement choisi ([§ 3.2](#)).

Cependant il s'agit toujours de transformer les informations contenues dans le signal reçu en informations basse fréquence utilisables par l'opérateur.

Il existe en fait trois catégories de démodulateurs.

5.7.1 DéTECTEUR d'enveloppe

5.7.1.1 Fonctionnement en A3E

Ce système (figure 18) est employé pour les réceptions de modulation d'amplitude. L'information reçue est alors contenue dans l'enveloppe du signal, dont le niveau et la fréquence sont fonction du message transmis.

Pour devenir audible, l'onde HF modulée doit être détectée.

Ce rôle est rempli par la diode D et le réseau RC .

Le mécanisme de la détection est le suivant : supposons d'abord que l'onde HF ne soit pas modulée et considérons la caractéristique du courant i dans la diode en fonction de la tension v qui lui est appliquée. Seules les alternances positives de la tension HF permettent le passage d'un courant.

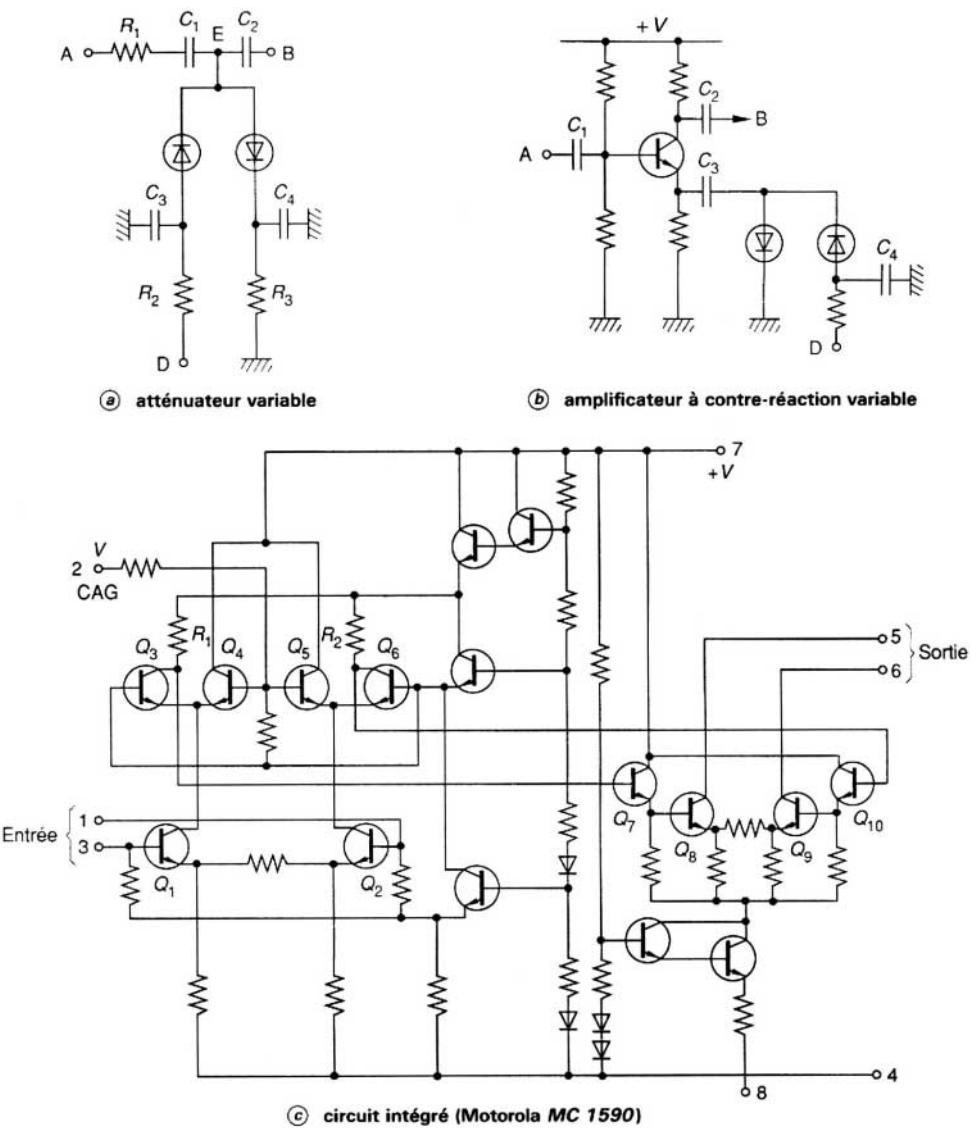


Figure 17 – Circuits à gain variable

Celui-ci ne peut durer pendant toute la demi-alternance positive car la capacité C se charge et la diode est bloquée dès que la valeur instantanée de v est inférieure à la tension due à la charge de capacité.

La résistance R étant grande vis-à-vis de la résistance interne de la diode, la capacité se charge à la valeur crête de la tension HF et ne se décharge que peu quand la diode est bloquée, car la constante de temps RC est grande vis-à-vis de la période du signal HF.

Lorsque la tension HF est modulée, son amplitude varie au rythme de cette modulation. La charge de la capacité C va suivre les variations de la tension crête HF car cette fois la constante de temps RC est courte vis-à-vis de la période du signal BF.

En résumé, la constante de temps est telle que :

$$\frac{1}{\Omega} < RC < \frac{1}{\omega} \quad (30)$$

5.7.1.2 Fonctionnement en BLU

Le détecteur d'enveloppe peut, sous certaines conditions, démoduler une onde à bande latérale unique.

Pour mieux comprendre le fonctionnement, nous aurons recours à la représentation de Fresnel.

La figure 19a représente une onde modulée en amplitude et ayant ses deux bandes latérales. Le signal est représenté par le vecteur OM dont l'amplitude varie proportionnellement à la modulation autour de sa valeur moyenne en porteuse OP.

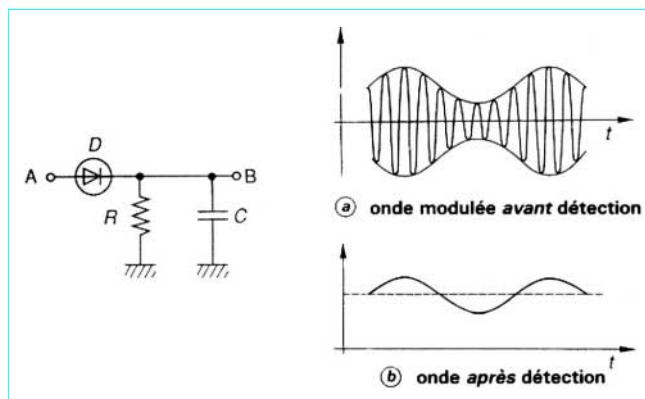


Figure 18 – Détection d'enveloppe

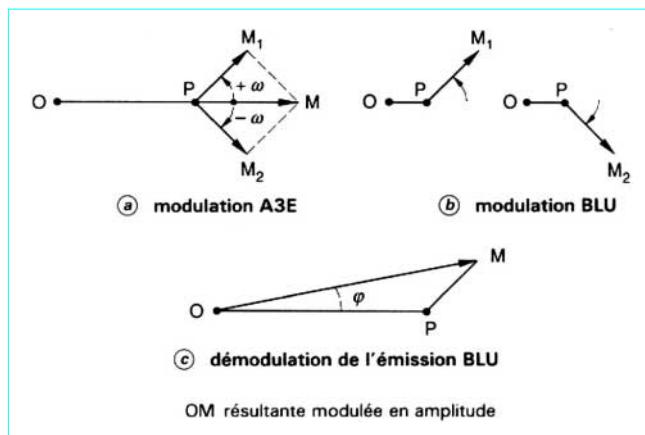


Figure 19 – Fonctionnement du détecteur d'enveloppe en BLU

Les deux vecteurs PM_1 et PM_2 représentant les deux bandes latérales sont égaux entre eux mais tournent en sens inverse à la vitesse angulaire ω .

En fonctionnement BLU le diagramme de Fresnel se réduit à celui de la figure 19b, OM_1 ou OM_2 suivant que la bande latérale conservée est la bande supérieure ou la bande inférieure.

Pour démoduler la bande latérale il faut reconstituer une onde modulée en amplitude, ce que l'on obtiendra en faisant agir en même temps sur le détecteur l'onde reçue et une oscillation locale à la fréquence du résidu de porteuse OP.

On voit qu'il est nécessaire de donner à la porteuse locale une grande amplitude par rapport à celle de la bande latérale, pour éviter une modulation de phase de OM qui se traduirait par une distorsion.

Cette précaution étant prise, il est possible de démoduler l'onde reçue par les procédés habituels utilisés en modulation d'amplitude.

5.7.2 Démodulateur de battement

Ce système est utilisé pour le mode BLU lorsque la distorsion recherchée est faible.

Le démodulateur (figure 20) est en fait un changeur de fréquence présentant la particularité de fournir un mélange résultant à très basse fréquence. L'oscillateur local est à la fréquence de la porteuse supprimée.

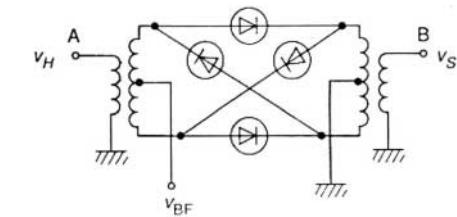


Figure 20 – Démodulateur de battement

Le dispositif classique est le démodulateur en anneau.

Pour le mode de fonctionnement BLU on aura par exemple :

$$v_H = V_H \cos \Omega t \quad (\text{oscillateur local}) ;$$

$$v_S = V_S \cos (\Omega + \omega) t \quad (\text{signal reçu}) ;$$

$$v_{BF} = K V_S V_H \cos \omega t \quad (\text{signal basse fréquence}).$$

5.7.3 Discriminateur de fréquence

Le système est utilisé pour les modes de trafic en modulation de fréquence.

L'information est contenue dans la valeur de la fréquence à un instant donné par rapport à la fréquence porteuse (déviation de fréquence) et dans la vitesse avec laquelle cette fréquence varie (fréquence de modulation).

Il existe de nombreux types de discriminateurs de fréquence.

Nous ne les décrirons pas tous ici et nous renvoyons le lecteur aux ouvrages spécialisés pour le fonctionnement détaillé de chacun d'eux.

Les principaux dispositifs sont :

- le discriminateur Foster Seeley ;
- le discriminateur de rapport ;
- le discriminateur à glissement de phase ;
- le discriminateur à comptage ;
- le discriminateur à quadrature ;
- le discriminateur à quartz.

La tendance actuelle est de rechercher des dispositifs éliminant le plus possible les circuits accordés et les transformateurs à enroulements multiples pour raisons de prix ou de facilité de réalisation, tout particulièrement lorsque l'on utilise les circuits intégrés.

Les deux dispositifs le plus couramment utilisés et réalisés en circuits intégrés sont actuellement les discriminateurs à comptage et à quadrature.

5.7.3.1 Discriminateur à comptage

La démodulation de l'onde modulée en fréquence est obtenue par comptage d'impulsions qui se succèdent à une fréquence égale à la fréquence de l'onde modulée.

Dans ce but, l'oscillation modulée en fréquence est utilisée pour la formation d'impulsions, identiques en forme et en grandeur, produites au moment où le signal à démoduler passe par zéro.

La méthode de détection est illustrée par la figure 21 qui montre la formation des impulsions en correspondance avec la position qu'elles ont respectivement au passage (amplitude nulle) sur l'axe des temps.

Les impulsions résultantes sont intégrées par un filtre RC qui fournit une tension proportionnelle à la fréquence des impulsions :

$$u = K f \quad (31)$$

On retrouve donc bien en sortie du filtre passe-bas le signal basse fréquence.

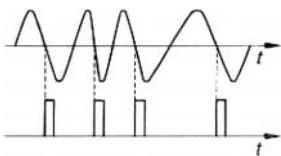


Figure 21 – Discriminateur à comptage : forme d'onde

5.7.3.2 Discriminateur à quadrature

Ce discriminateur, encore appelé **discriminateur à coïncidence**, utilise le principe de détection de phase pour restituer les informations d'un signal modulé en fréquence. La déviation instantanée de fréquence est transformée en une déviation proportionnelle de phase par un circuit résonnant LC . Le détecteur de phase est appelé dans ce circuit à *coïncidence*.

La figure 22b donne les différentes formes d'onde correspondant au montage de la figure 22a.

Dans le circuit de la figure 22a les deux paires différentielles fonctionnent de la façon suivante :

I_E passe à travers Q_1 et n'alimente la paire différentielle Q_3 , Q_4 qu'en présence d'une tension positive sur Q_1 . Le courant I_E passe à travers Q_4 et ne fournit un courant de sortie I_4 aux bornes de R_L qu'en présence d'une tension V_2 négative.

On obtient donc un courant de sortie I_4 uniquement pendant le temps où simultanément V_1 est positive et V_2 négative.

La figure 22b représente les diverses formes d'onde. La tension V_1 provient directement du limiteur précédent le discriminateur. La tension V_2 est obtenue à partir d'une fraction de V_1 , après passage dans un réseau de déphasage LC .

La valeur moyenne du courant de sortie dépend de l'angle de déphasage φ entre les tensions V_1 et V_2 et donc de l'écart Δf de la fréquence instantanée par rapport à la fréquence porteuse f_0 qui est aussi la fréquence d'accord du circuit LC .

Si φ augmente, la valeur moyenne de I_{moy} augmente.

Si φ diminue, la valeur moyenne de I_{moy} diminue.

On obtient ainsi un signal démodulé basse fréquence dont l'amplitude est fonction du déphasage φ et donc de l'écart de fréquence Δf .

5.7.3.3 Détecteur à boucle de phase

La tension de modulation du circuit d'accord de l'oscillateur (varactor) représente le signal utile. Ce type de détecteur, plus sensible que les autres, est en particulier utilisé pour certains récepteurs de satellites.

5.8 Amplification basse fréquence

Les différents dispositifs de démodulation fournissent les informations basse fréquence à un niveau relativement faible (quelques dizaines de millivolts).

L'amplification BF a pour rôle, à partir de ces niveaux faibles, de transformer les informations électriques généralement en informations acoustiques ou numériques.

On peut considérer trois catégories importantes suivant les puissances désirées :

- faible puissance (10 mW environ) : casque et écouteur ;
- moyenne puissance (50 à 100 mW) : haut-parleur intérieur au récepteur ;
- forte puissance (1 W et plus) : haut-parleur extérieur au récepteur.

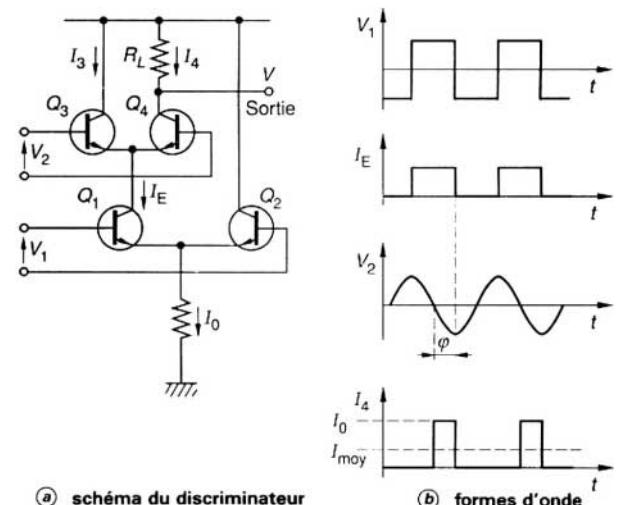


Figure 22 – Discriminateur à quadrature

Une application importante dans les postes de trafic est l'alimentation à partir de l'amplificateur basse fréquence d'une ligne téléphonique pour transmission à distance des informations reçues.

La transmission se fait généralement sous une impédance de 600Ω et avec une puissance de quelques milliwatts.

5.9 Silencieux

En absence de signal à leur entrée, les récepteurs fournissent, à leur sortie BF, du bruit, encore appelé **souffle**. Cela est très gênant pour les opérateurs assurant la veille d'une fréquence. Ils ont alors tendance à diminuer le volume BF, ce qui peut leur faire manquer le début du message lorsqu'il apparaît.

Les dispositifs de silencieux (*squelch*) assurent la coupure de la sortie BF dès qu'il n'y a plus de parole et à l'inverse la rétablissent dès l'apparition du message. Ils sont utilisés surtout en modulation de fréquence, où la remontée de bruit BF en absence de signal est plus importante et donc plus gênante.

Silencieux de porteuse

Une détection de niveau en sortie de la chaîne à fréquence intermédiaire permet de savoir si un signal est présent à l'entrée du récepteur. Si le niveau est supérieur au seuil choisi, la liaison BF est autorisée.

Silencieux de bruit

Le discriminateur de fréquence fournit un niveau de bruit important, en dehors de la bande passante BF utilisée dans les récepteurs de trafic ou les émetteurs-récepteurs (300 à 3 000 Hz).

Un filtre passe-bande est placé en dehors de la plage 300 à 3 000 Hz, vers 10 kHz par exemple.

Lorsqu'aucun signal n'est présent à l'entrée du récepteur, un niveau de bruit important traverse le filtre et fournit après détection une tension continue. En présence d'un signal, le bruit, et donc cette tension, disparaissent. On peut donc, à partir de ces informations, commander la sortie BF.

Le filtrage doit se faire en dehors de la bande 300 à 3 000 Hz pour que le signal de parole ne vienne pas exciter la détection et faire croire à la présence de bruit.

Silencieux de sous-porteuse

Ce système ne fonctionne que si les signaux reçus comportent, en plus de la parole, une information supplémentaire. Il s'agit d'une modulation à fréquence fixe de 150 Hz, juste au-dessous de la bande 300 à 3 000 Hz.

À la réception, un filtre de bande, centré sur 150 Hz, permet de détecter la présence ou non de cette modulation particulière qui signifie présence ou non d'un signal à l'entrée du récepteur.

D'un fonctionnement sûr, ce système oblige cependant un traitement particulier à l'émission et n'est donc pas compatible avec tous les émetteurs existants.

Silencieux à sous-bandes

En présence de bruit, l'énergie est uniformément répartie dans toute la bande 300 à 3 000 Hz. Si cette bande est divisée en deux parties égales 300 à 1 650 Hz et 1 650 à 3 000 Hz, on aura dans chaque sous-gamme la même énergie. Par contre, en présence de parole, il y aura déséquilibre.

Deux filtres passe-bande sont placés en BF, suivis chacun d'un détecteur de niveau. Par comparaison on peut alors savoir s'il s'agit de bruit ou de parole.

6. Évolutions techniques et technologiques des récepteurs

6.1 Généralités

Il est bon, cependant, avant d'aborder un exemple précis d'équipements aujourd'hui fabriqués en série, d'examiner les possibilités offertes actuellement aux constructeurs de récepteurs et les tendances générales pour les années à venir.

Nous retiendrons trois tendances principales :

- amélioration de la tenue aux brouilleurs ;
- utilisation des techniques numériques ;
- intégration et diminution des volumes.

6.2 Amélioration de la tenue aux brouilleurs

Il y a peu de chance pour que la sensibilité des futurs récepteurs soit fondamentalement différente de la sensibilité des récepteurs actuels ; ainsi, dans la gamme HF (3 à 30 MHz), compte tenu des niveaux de bruit atmosphérique, on considère comme suffisant un facteur de bruit de l'ordre de 12 dB. L'extrême densité d'occupation du spectre HF conduit par contre à considérer comme primordiale la performance de tenue aux brouilleurs.

Il n'est pas rare que les signaux reçus à l'entrée du récepteur atteignent 100 à 120 dB/ μ V. La réception de signaux faibles (0 dB/ μ V) avec un rapport signal/bruit acceptable (15 dB) conduit dès lors à des dynamiques d'entrée d'au moins 135 dB.

Pour éviter la génération de raies d'intermodulation tombant dans la bande passante, ces récepteurs à grande dynamique devront en conséquence mettre en œuvre des étages d'entrée très linéaires [PI₍₂₎ : > + 90 dBm, PI₍₃₎ : > + 40 dBm] travaillant à fort niveau d'hétérodyne (> + 30 dBm).

De même, pour minimiser la remontée de bruit hétérodyne en présence de niveaux brouilleurs élevés, les performances de pureté spectrale des synthétiseurs de fréquence devront être améliorées.

6.3 Utilisation des techniques numériques

L'emploi de microprocesseurs de gestion pour assurer l'ensemble des fonctions de gestion d'un récepteur est déjà largement répandu.

Les développements récents des techniques de traitement numérique du signal ouvrent aujourd'hui la voie aux récepteurs numériques.

Le récepteur VLF TRC 251 de Thomson-CSF est déjà un exemple de matériel, aujourd'hui fabriqué en série et dans lequel les fonctions de démodulation sont assurées par un microprocesseur de traitement de signal.

L'emploi du traitement numérique du signal ne va bien évidemment pas se limiter à la réalisation des fonctions de démodulation. Le schéma synoptique de la figure 23 montre un récepteur dans lequel le traitement numérique du signal a été introduit au niveau de la deuxième fréquence intermédiaire.

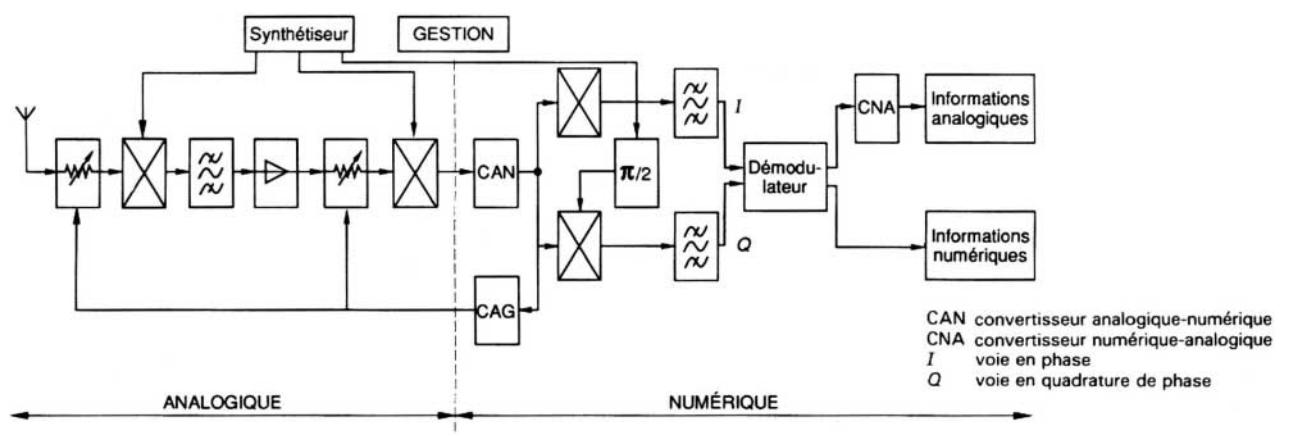


Figure 23 – Schéma synoptique d'un récepteur numérique

Les **fonctions** réalisées par le microprocesseur de traitement de signal sont :

- le filtrage deuxième fréquence intermédiaire ;
- la commande automatique de gain ;
- les démodulations.

Les principaux **avantages** qui en résultent sont :

— l'obtention de gabarits de filtrage très performants (atténuation de 80 dB en quelques centaines de hertz, distorsion de temps de propagation quasi nulle) ;

— une aptitude optimale aux modes de transmission du futur que sont les transmissions de données numériques ;

— les avantages inhérents aux techniques numériques, ainsi :

- des traitements paramétrables : l'adjonction d'un nouveau gabarit de filtrage ou d'une démodulation supplémentaire se traduit simplement par une évolution du logiciel, sans adjonction de composant,

- une grande reproductibilité : l'emploi pour la réalisation de la fonction CAG d'amplificateurs à gain fixe associés à des atténuateurs programmables *par poids* permet une maîtrise parfaite du gain de la chaîne de réception,

- une absence de réglage,
- une stabilité garantie dans le temps.

Sans aller jusqu'à l'utilisation de microprocesseurs de traitement de signal, des techniques numériques sont également envisageables pour la réalisation de fonctions spécifiques ; nous citerons à titre d'exemple l'utilisation de filtres à capacités commutées pour la réalisation du filtrage audiofréquence, voire du filtrage de canal.

6.4 Intégration et diminution des volumes

La réduction des volumes est grandement facilitée par l'emploi des circuits intégrés et la mise en œuvre des technologies de miniaturisation, telle l'utilisation de **composants montés en surface** (CMS).

Cette réduction de volume est souvent rendue obligatoire par le fait que, dans une nouvelle génération d'équipements, on demandera au nouveau produit de réaliser des fonctions annexes autrefois réalisées par des équipements associés, et ce en conservant le volume du récepteur de la génération précédente, voire en le réduisant.

Ces contraintes de réduction de volume associées à des objectifs de minimisation de coût de fabrication peuvent conduire à la réalisation de circuits intégrés spécifiques (dénommés *ASIC Application Specific Integrated Circuits*) ; le recours aux circuits intégrés hybrides, plus souples et qui regroupent sur un support céramique ou verre des éléments discrets de très faibles dimensions, peut également être envisagé.

Rendue possible par les progrès de la technologie, la diminution de volume doit cependant parfois être limitée, compte tenu de certaines autres contraintes.

— Organes de commande : ils doivent être manipulés par les doigts de l'opérateur et être suffisamment gros et dégagés pour être facilement accessibles.

— Rendement d'antenne : ceci est vrai pour les matériels où l'antenne est incorporée ou montée sur le poste (émetteurs-récepteurs portatifs en particulier). Pour qu'une antenne soit efficace, il faut que ses dimensions ou celles de son contrepoids soient suffisantes. On cherche à avoir une antenne de longueur voisine de $\lambda/4$ (λ étant la longueur d'onde de la fréquence utilisée). En général, cela n'est pas réalisable, et on utilise une antenne plus courte dont l'efficacité (hauteur effective) est proportionnelle à la longueur.