

4.3.6. Les détecteurs

Nous avons déjà vu que sous ce nom générique on peut trouver

- les détecteurs proprement dits utilisés pour l'AM,
- les détecteurs de produits qui sont utilisés pour la CW et la BLU
- les discriminateurs utilisés en FM

4.3.6.1. Détection AM

La détection AM se fait au moyen d'une diode D qui ne laisse passer que les alternances positives (dans le cas de la figure ci-contre).

Soit donc un signal AM à l'entrée, la tension après la diode suit l'amplitude du signal RF. A chaque alternance, le condensateur C1 se charge à une valeur proche de la valeur de crête, puis se décharge dans R1. La constante de temps C1 R1 doit donc être élevée par rapport à la période du signal FI.

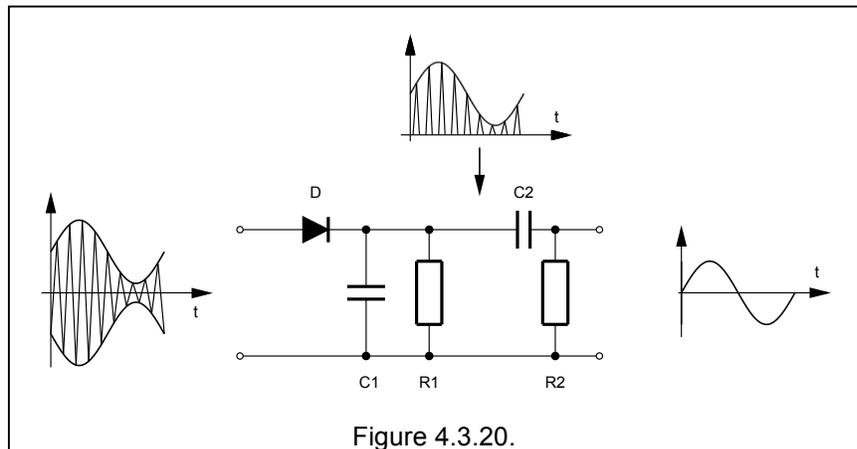


Figure 4.3.20.

Pour restituer la symétrie du signal on doit alors ajouter le condensateur C2 et la résistance R2 et la constante de temps C2 R2 doit donc être élevée par rapport à la période du signal AF.

On appelle ce type de démodulation un **détection d'enveloppe**.

4.3.6.2. Détecteur de produit

Les détecteurs de produits sont utilisés pour démoduler des signaux AM et SSB, ils utilisent les produits de mélange entre le signal utile et un oscillateur local. Un détecteur de produit est en fait un mélangeur, mais à sa sortie on trouve le signal BF au lieu d'une FI.

Un détecteur de produit peut décoder un signal AM surmodulé, et le rapport signal/bruit est meilleur que celui produit par un détecteur d'enveloppe.

CA3028A

4.3.6.3. Les discriminateurs

Il existe plusieurs circuits qui permettent de démoduler de la FM.

Le discriminateur le plus simple est le **discriminateur de flanc**¹⁶. On utilise la courbe de réponse d'un circuit accordé LC, décalé en fréquence pour que la tension de sortie soit proportionnelle à la fréquence.

Dans un discriminateur de flanc on convertit donc la modulation de fréquence en modulation d'amplitude et le signal obtenu est alors "détecté", comme en AM.

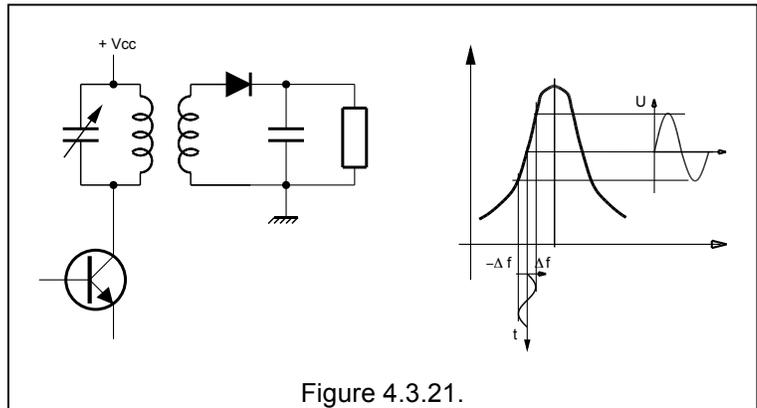


Figure 4.3.21.

L'inconvénient majeur est le manque de linéarité, et comme la modulation FM se veut être une modulation de qualité, le discriminateur de flanc a été modifié et a donné lieu au discriminateur à deux circuits accordés.

Dans le **discriminateur à deux circuits accordés**¹⁷, on met deux discriminateurs de flanc "en opposition" de phase. La non linéarité s'annule donc, et on obtient une courbe caractéristique appelée **courbe en forme de "S"**.

La bande passante utile est sensiblement inférieure à la distance entre les deux sommets, c-à-d à la différence entre les deux fréquences d'accord des deux circuits.

Malheureusement si les circuits peuvent facilement être réglés séparément sur des fréquences f_1 et f_2 , pratiquement les deux circuits auront tendance à se synchroniser sur une fréquence moyenne. Ce phénomène est d'autant plus marqué que l'impédance de la source (impédance de sortie du transistor) est faible.

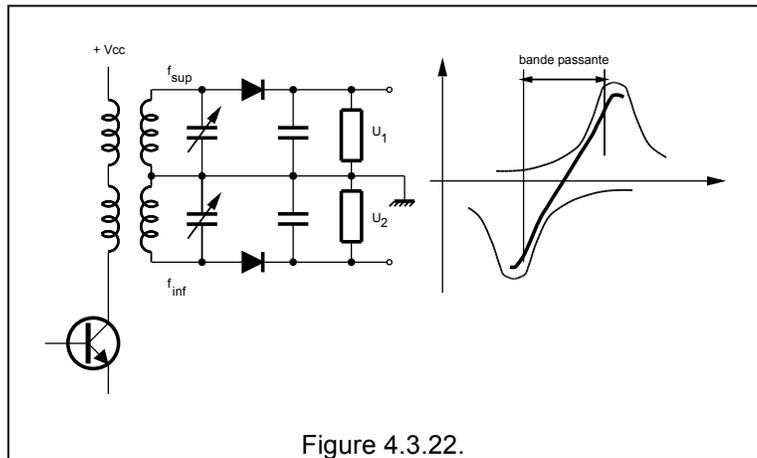


Figure 4.3.22.

De plus, il est difficile d'obtenir des circuits LC légèrement décalés avec des courbes "vraiment" complémentaires.

¹⁶ En anglais "slope detector".

¹⁷ Encore appelé discriminateur Travis

Une autre solution consiste en un **discriminateur de phase**¹⁸. Le circuit FI possède un secondaire avec prise médiane, produisant deux tensions $U_{s/2}$ en opposition de phase.

A la résonance, les tensions $U_{s/2}$ sont décalées exactement de $+90^\circ$ et de -90° par rapport à la tension sur la self de choc L_p . Les tensions U_1 et U_2 sont égales et en quadrature. Après détections les deux tensions sont égales et de signe opposé, la tension de sortie est nulle.

Si $f < f_0$ ou $f > f_0$ les tensions ne sont plus égales, et leur différence n'est plus nulle.

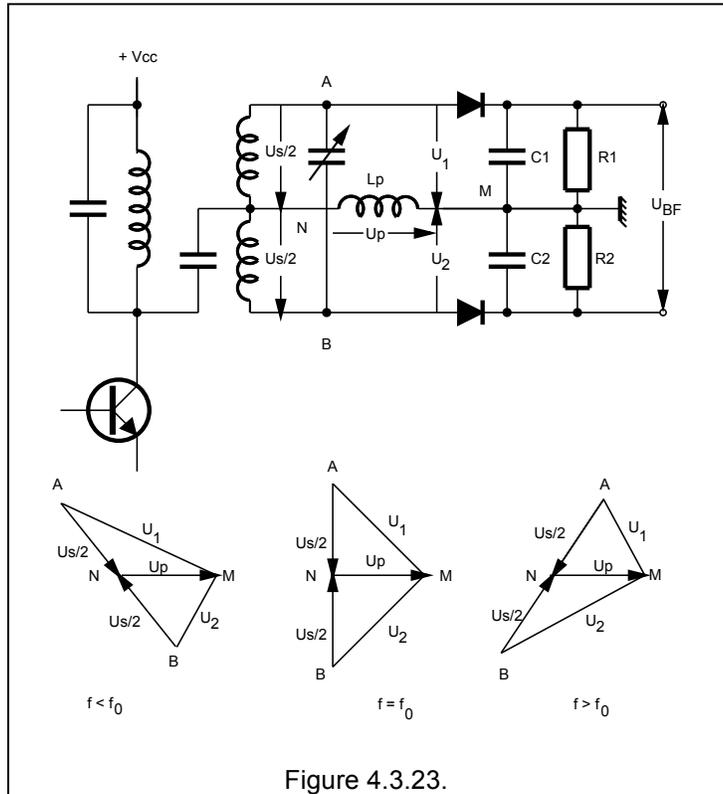


Figure 4.3.23.

En inversant une des deux diodes, on arrive finalement au **détecteur de rapport**¹⁹. L'avantage du détecteur de rapport est qu'il ne nécessite pas de circuit limiteur.

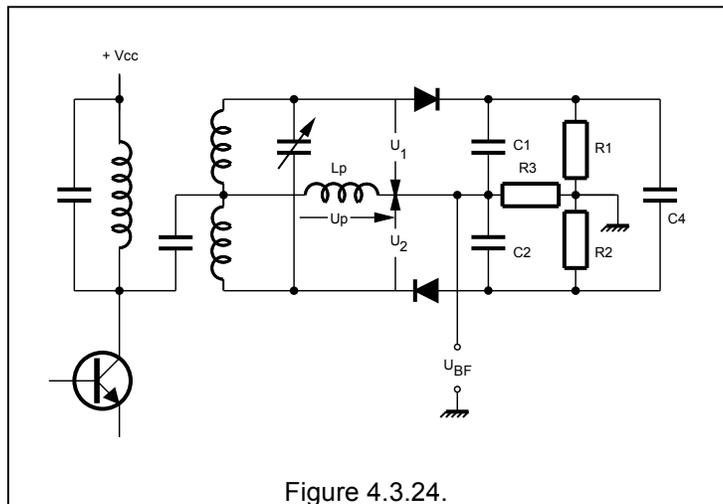


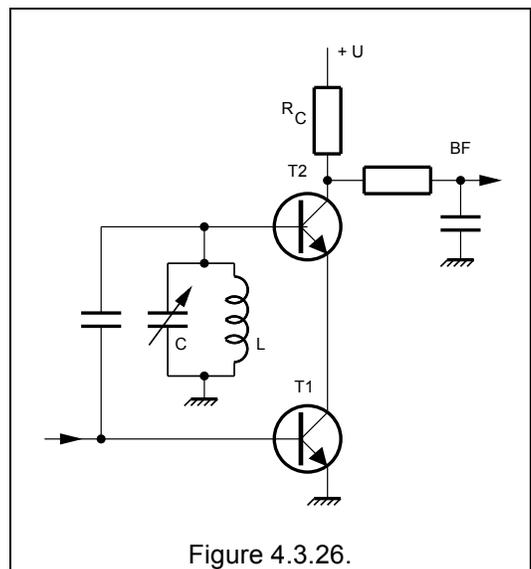
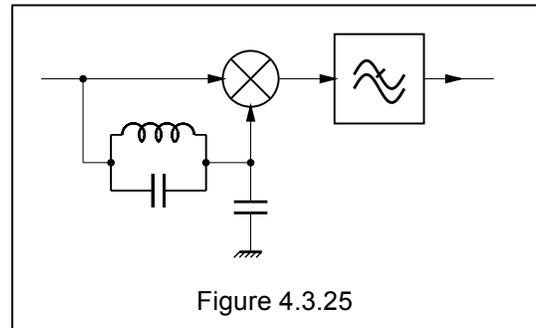
Figure 4.3.24.

¹⁸ Encore appelé discriminateur Foster-Seeley

¹⁹ En anglais "ratio detector".

4.3.6.4. Les démodulateurs à coïncidence

Dans un démodulateur à coïncidence²⁰, on va convertir la modulation de fréquence en modulation de phase et ensuite un détecteur de phase va être utilisé. A la fréquence porteuse, le déphasage introduit par le circuit est de -90° . Le circuit passe bas supprime la fréquence somme.



²⁰ En anglais "quadrature demodulator".

4.3.6.5. Discriminateur à PLL

Ce type de démodulation est appelé démodulateur **cohérent**.

Dans une boucle à verrouillage de phase (PLL) la tension d'erreur est proportionnelle à l'erreur de fréquence, par conséquent si, à la place du VCO, on applique le signal modulé en FM en lieu et place de l'oscillateur de référence et la tension de correction (qui devient maintenant la tension de sortie) représente le signal qui a servi à moduler le signal FM. La figure ci-contre montre un PLL classique (a) et un discriminateur à PLL (b).

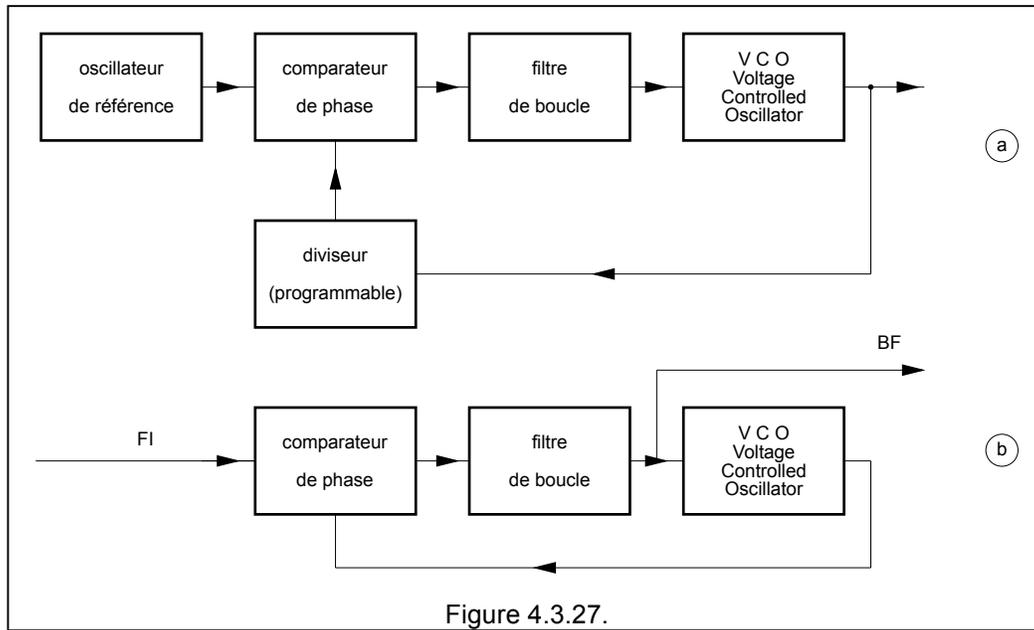


Figure 4.3.27.

4.3.7. Oscillateur de battement (BFO)

En télégraphie, on doit provoquer le battement entre le signal reçu (même si celui-ci a été converti en une autre fréquence) et un oscillateur local de sorte à produire une fréquence ("une note") audible.

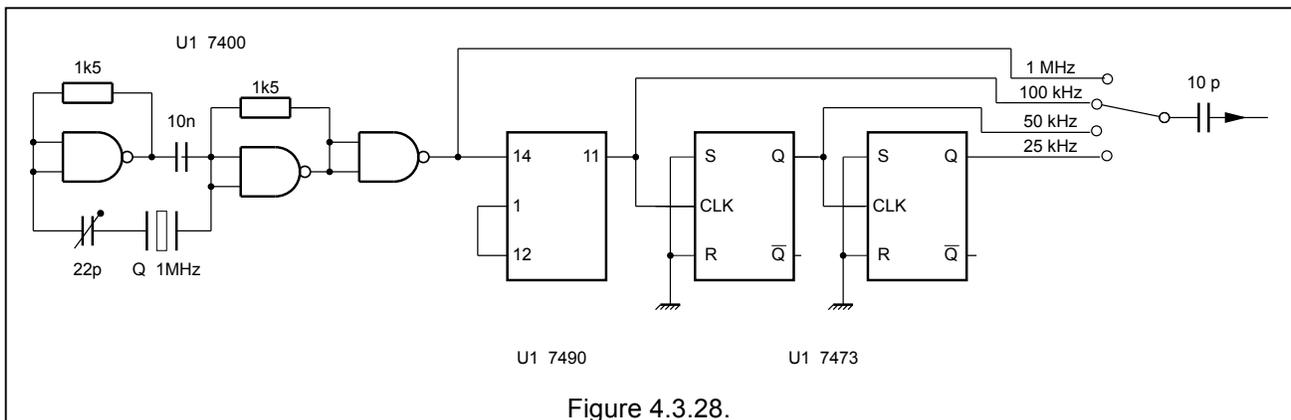
Par ailleurs, pour recevoir de la BLU (J3E), il faut restituer la porteuse de façon à pouvoir on doit restituer l

4.3.8. Calibreur à quartz

Dans la plupart des récepteurs actuels, la fréquence de l'oscillateur est traitée par un microprocesseur et, en tenant compte de la valeur de la FI, de tous les oscillateurs et du mode de réception, il est possible de calculer et d'afficher la valeur exacte de la fréquence de réception.

Ceci n'était pas le cas des récepteurs travaillant avec un VFO et des oscillateurs à quartz pour obtenir toutes les bandes radio amateur.

Un oscillateur à quartz, spécialement conçu pour générer beaucoup d'harmoniques, permettait alors de calibrer le récepteur. Ce générateur est temporairement mis à l'entrée du récepteur et comme il fournit un signal à 1 MHz avec ses multiples, c-à-d ses harmoniques. Mais grâce à quelques diviseurs de fréquences on peut obtenir des calibrations tous les 100 kHz, tous les 50 kHz ou tous les 25 kHz.



Notons aussi qu'il est facile de trouver des quartz à 3,579 MHz (fréquence pour le signal couleur du système NTSC) grâce à un tel quartz on peut identifier le début des bandes 3,5, 7, 14, 21 et 28 MHz puisque toutes ces bandes sont en relation harmonique du 3,5 MHz.

4.3.9. Amplificateur BF

Etant donné la faible puissance nécessaire à une réception normale via haut-parleur ou casque, plusieurs circuits intégrés peuvent convenir. Nous avons vu quelques exemples au chapitre des composants. Nous n'y reviendrons pas plus longuement.

4.3.10. Contrôle automatique de gain

Le signal d'entrée varie dans de fortes proportions, de l'ordre de 0,2 μV pour un signal S1²¹ à 5000 μV pour un signal S9 + 40 , soit un rapport de 25.000 soit près de 90 dB ! Il va s'en dire que le signal audio sera dans les mêmes proportions²².

Le circuit de CAG agit de telle manière que la tension à l'entrée du détecteur soit plus ou moins constante. On détecte donc le niveau de sortie, on produit une tension continue qui va contrôler le gain des premiers étages et le gain de l'amplificateur FI principal.

Les transistors MOSFET à doubles grilles sont particulièrement bien adaptés à ce genre de "contrôle".

La constante de temps avec lequel ce circuit réagi dépend du type de réception. En AM et en SSB on utilisera une grande constante de temps (c-à-d en position SLOW) , tandis qu'en CW on utilisera une constante de temps plus faible (c-à-d la position FAST).

²¹ Voir plus loin la signification des points S.

²² Pour autant que l'on considère la modulation AM, ou les modulations apparentées c-à-d la SSB et la CW

4.3.11. S-mètre

Les récepteurs sont généralement munis d'une indication du niveau reçu. Cette indication est établie en points "S" allant de 1 à 9.

L'échelle des points S a été définie dans les années 1940 et confirmé lors d'une réunion IARU :

- pour les récepteurs décimétriques S9 correspond à une f.é.m. de 100 μV , donc en cas d'adaptation, on aura 50 μV aux bornes du récepteur,
- pour les récepteurs VHF et UHF, S9 correspond à 5 μV aux bornes du récepteur.

Une variation de un point S correspond à 6 dB. Au-delà de S9, on utilise des pas de 10 dB

On peut alors établir la correspondance suivante :

	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9 ²³	S9 +20	S
Décimétrique	$\approx 0,2$	$\approx 0,4$	$\approx 0,80$	$\approx 1,6$	≈ 3	6,125	12,5	25	50	500	μV
VHF/UHF	$\approx 0,02$	$\approx 0,04$	$\approx 0,08$	$\approx 0,16$	$\approx 0,3$	0,6125	0,125	2,5	5	50	μV

Mais en pratique l'indication du S-mètre n'est pas aussi précise. On peut bien sûr "calibrer" l'indication pour la valeur S9. Le S-mètre doit donc être considéré comme une indication relative du niveau de réception.

4.3.12. Silencieux (squelch)

Le silencieux ou squelch est essentiellement utilisé sur les récepteurs FM. En effet, en absence de signal, le gain est maximal et la tension à la sortie du discriminateur est un bruit d'amplitude relativement élevé qui est relativement désagréable. C'est pourquoi en absence de réception, le silencieux va bloquer la BF. On parle du squelch comme d'un robinet, on dit qu'il est "**ouvert**" s'il laisse passer le signal audio et qu'il est "**fermé**" dans le cas contraire.

Il existe deux méthodes

- soit en se basant sur le niveau de la tension d'AGC,
- soit en se basant sur le niveau de bruit BF, mais pour faire la distinction entre le bruit et la modulation, on ne considère que le bruit dans une bande de fréquence au dessus de la parole. Donc pour un récepteur NBFM qui est normalement destiné à la transmission vocale, on ne considère que les fréquences supérieures à 4 kHz.

Le réglage du silencieux est généralement accessible à l'opérateur. On règle le squelch en l'absence de transmission, partant d'une situation "non-squelchée" où le bruit est audible, il faut régler le squelch jusqu'au moment où le bruit disparaît. Lorsque de nombreuses sources de perturbations sont présentes (ordinateur, arc électrique, ...) il est parfois nécessaire de dépasser légèrement ce seuil pour éviter que le squelch ne s'ouvre de manière intempestive.

²³ Seules les correspondances pour S9 en décimétrique et en VHF doivent être retenues, le reste se retrouve facilement.

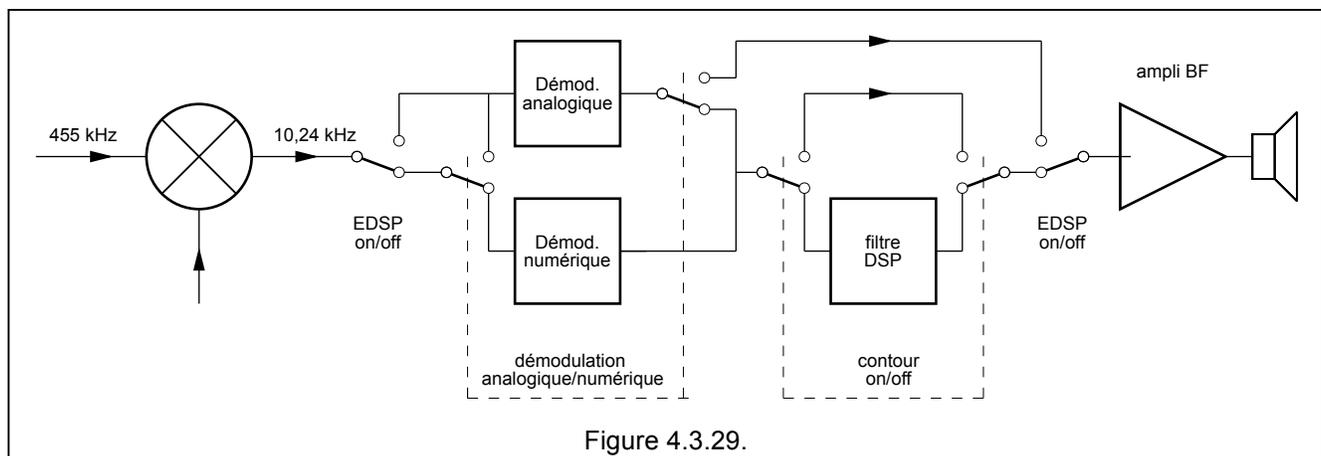
4.3.13. Le traitement numérique du signal (DSP) dans les récepteurs

Chacun des grands fabricants d'équipements pour radioamateur a développé un produit qui lui est propre et a incorporé des fonctionnalités DSP. A titre d'exemple nous examinerons quelques approches :

Remarques : Les marques sont citées uniquement à titre indicatif ...

YAESU a développé l'EDSP (Enhanced Digital Processing). Dans le FT-1000MP par exemple, dans le récepteur, après la FI de 455 kHz il y a une FI à 10.24 kHz suivi

- d'une détection en technique DSP et
- d'un filtre audio : passe bande, passe-bas, passe-haut ou réjecteur
- un filtre de réjection du bruit avec 4 protocoles
- ainsi qu'un filtre réjecteur (notch) qui permet aussi de rejeter plusieurs signaux



Le DSP est également appliqué à l'émetteur et permet de corriger la courbe de réponse du micro ou la voix de l'opérateur.

ICOM quant à lui utilise un filtrage tout DSP

KENWOOD ...

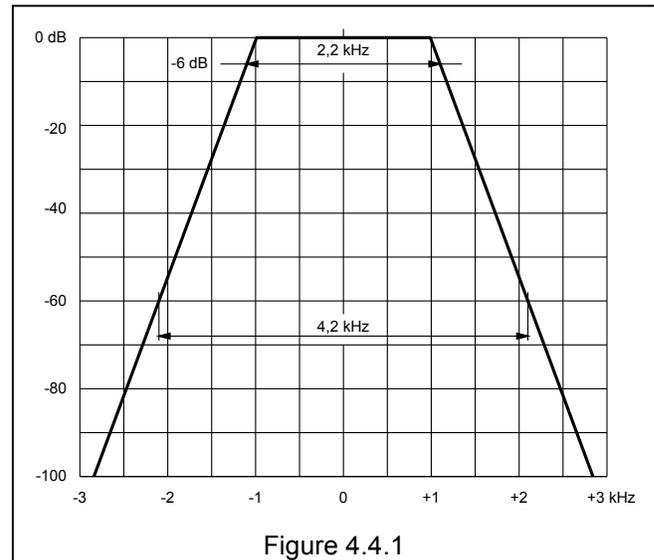
4.4. Les caractéristiques des récepteurs

4.4.1. La sélectivité et le canal adjacent

La sélectivité d'un récepteur est la faculté de pouvoir séparer le signal souhaité des autres signaux. La sélectivité est essentiellement déterminée par le(s) filtre(s) FI.

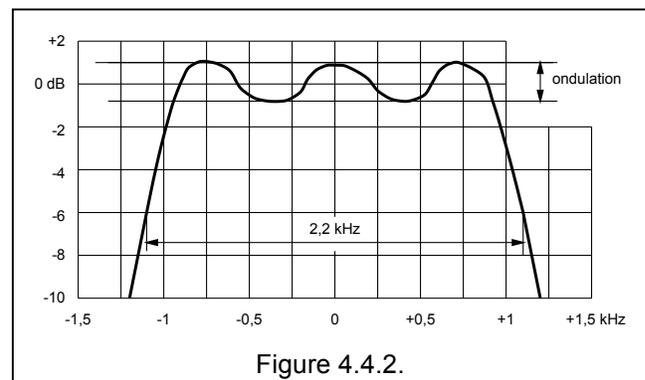
La sélectivité est déterminée par les points à -6 dB et à -60 dB.

- en SSB avec un filtre 2,4 kHz, la bande passante à -6 dB est de 2,2 kHz, la BP à -60 dB est de 4,2 kHz (voir ci-contre)
- en CW avec un filtre 500 Hz, la bande passante à -6 dB est de 500 Hz, la BP à -60 dB est de 1,8 kHz
- en FM avec un filtre "étroit", la bande passante à -6 dB est de 6 kHz, la BP à -60 dB est de 20 kHz
- en FM avec un filtre "large", la bande passante à -6 dB est de 10 kHz, la BP à -60 dB est de 30 kHz

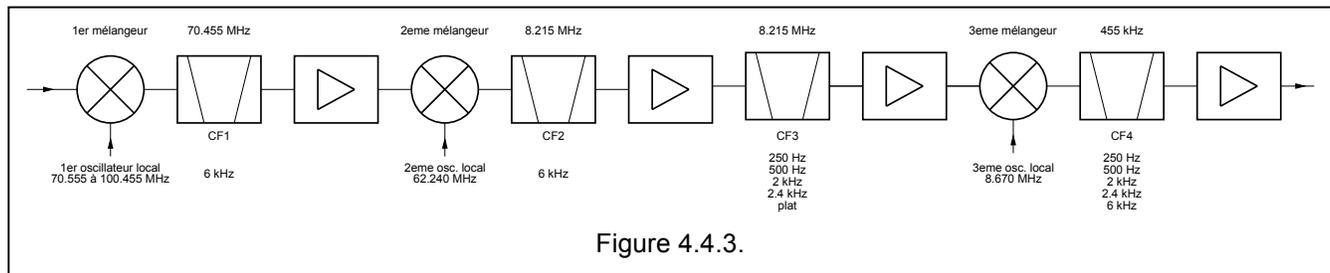


On définit ainsi un **facteur de forme** comme le rapport entre la bande passante à -60 dB et la bande passante à -6 dB. Un facteur de forme de 1 serait idéal, mais évidemment un tel filtre n'existe pas. Dans le cas de la figure ci-dessus, de forme est de $4,2/2,2 = 1,9$.

Un autre paramètre caractéristique est la forme de la courbe dans la partie passante. Nous avons, par simplification, dessiné ci-dessus la partie bande passante comme bien horizontale, mais en réalité elle est affectée d'une certaine **ondulation** (ou ripple). Remarquez bien les différences des échelles entre les figures 4.4.1 et 4.4.2.



Lorsqu'il y a plusieurs FI, avec plusieurs filtres, la sélectivité sera le résultat des différentes réponses des différents étages. La figure ci-dessous représente la partie FI d'un récepteur à triple changement de fréquence. On remarque quatre filtres à quartz (CF1 à CF4). Deux de ces filtres (CF3 et CF4) sont au fait constitués chacun de 5 filtres permettant d'avoir la sélectivité pour la télégraphie (CW) large ou étroite (500 Hz ou 250 Hz), ou pour la phonie (SSB) large ou étroite (2,4 kHz ou 2 kHz) et un filtre large pour l'AM.



Les fréquences centrales des filtres, ainsi que les fréquences des oscillateurs locaux, doivent être aligné de sorte que tout le spectre de la bande de fréquence à recevoir tombe dans la bande passante des filtres. On dit que ces différents éléments doivent être **alignés**.

On remarquera aussi que les amplificateur à FI se trouvent chaque fois entre le mélangeur et le filtre ou entre le filtre et le mélangeur suivant et constituent aussi une sorte d' "isolation" entre les filtres.

Une erreur d'alignement des différents fréquences intermédiaires ou des oscillateurs locaux, pourrait aussi affecté la sélectivité globale du récepteur, toutefois, et dans le cas de la figure ci-dessus, les derniers filtres c-à-d CF3 et CF4, c-à-d aussi les filtres les plus étroits, détermineront la sélectivité totale.

La question du canal adjacent bien qu'elle existe aussi en HF (décamétrique), et qu'elle a un sens, elle est surtout importante en VHF-UHF, avec des plans d'utilisation qui utilisent plusieurs canaux²⁴.

La **réjection du canal adjacent** est directement liée à cette notion de sélectivité. Puisqu'on ne définit pas de "canaux" en CW et en SSB, nous allons plutôt examiner le cas de la FM et plus particulièrement le cas des canaux espacés de 12,5 kHz.

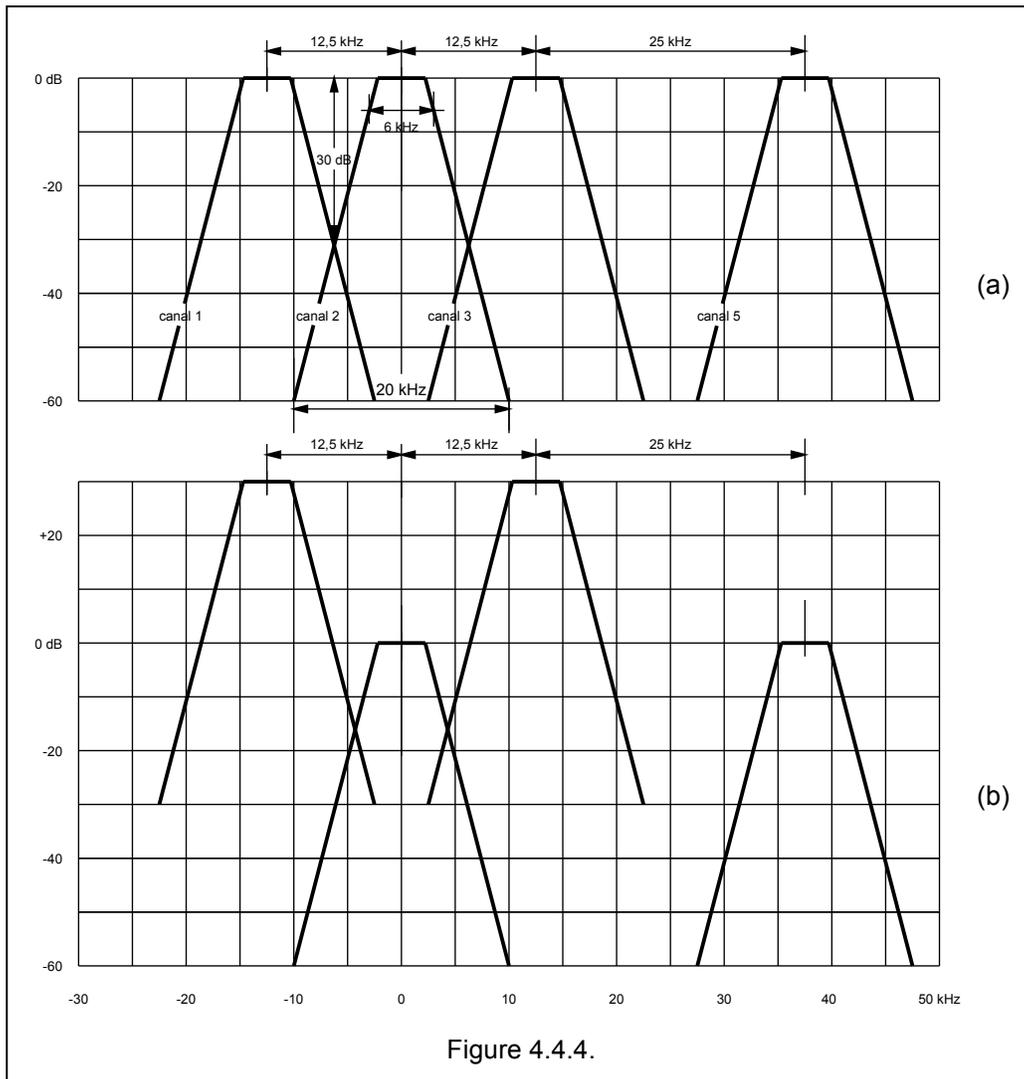


Figure 4.4.4.

Dans le cas d'un plan de fréquence avec des canaux espacés de 12,5 kHz, on utilisera des filtres étroits avec une bande passante de 6/20 kHz à -6/-60 dB. La figure (a) montre schématiquement la situation : l'isolation entre canaux, encore appelée **rejection du canal adjacent** est ici de 30 dB. Ceci est largement suffisant pour une application de radiotéléphonie en FM. Cette figure montre aussi que la situation "est plus confortable", si dans une région déterminée, on n'utilise pas les canaux adjacents, mais bien un canal sur deux (tous les pairs ou tous les impairs).

On pourrait augmenter la réjection du canal adjacent soit en utilisant des filtres plus sélectifs, soit en augmentant

²⁴ Notez que dans le cas de la VHF-UHF professionnelle, on préfère désigner des "canaux" plutôt que des "fréquences", tout simplement par soucis de simplifications du langage. De façon similaire, il est aussi plus facile pour les radioamateurs de désigner des canaux pour des relais plutôt que des fréquences, il est plus simple de dire le "R3" que de dire "145.675 MHz" ...

l'écart entre canaux.

Mais en réalité la situation n'est pas aussi favorable, certains canaux peuvent être reçus avec des niveaux plus importants que d'autres. Il est fréquent de trouver des différences de l'ordre de 10 à 30 dB. Dans ce cas la figure (b) montre que l'emploi de canaux adjacents devient alors catastrophique. Le canal 2 sera brouillé par le canal 1 et par le canal 3. Tandis que l'emploi d'un canal sur deux conduira à une meilleure solution.

4.4.2. La sensibilité

La sensibilité d'un récepteur est la faculté de pouvoir recevoir des signaux très faibles. Mais avant de pouvoir définir la sensibilité, il faut définir le rapport signal/bruit minimum souhaité. Par exemple, en FM, un rapport S/B de 12 dB en FM correspond au point où on entend un léger souffle sans que celui-ci soit gênant. Cette valeur est subjective, mais il a fallu fixer une valeur pour pouvoir comparer les différents récepteurs.

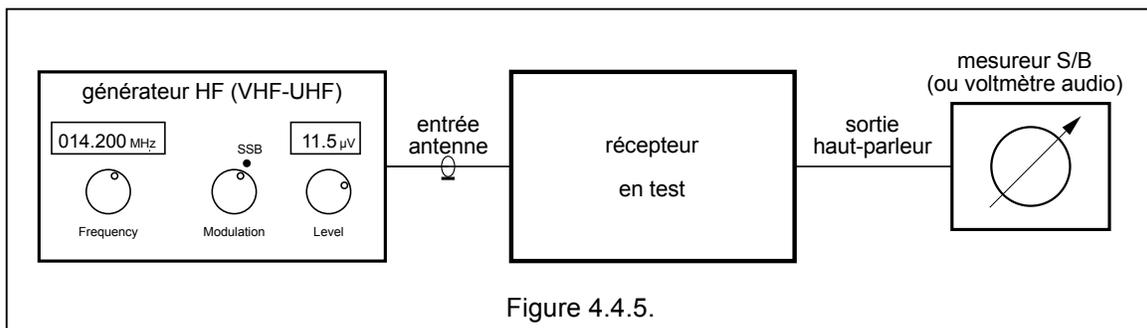
Cette valeur dépend aussi du mode de modulation. Ainsi, pour la télégraphie (CW) et la bande latérale unique (SSB) on peut considérer qu'un rapport signal/bruit de 10 dB est suffisant, alors que pour la FM on exige plutôt un rapport signal bruit minimum de 12 dB.

Au fait, on utilise plutôt le SINAD qui est le rapport Signal-to-noise and distortion qui englobe non seulement le bruit, mais aussi la distorsion. Le SINAD est défini par

$$\text{SINAD} = (P_{\text{signal}} + P_{\text{bruit}} + P_{\text{distorsion}}) / (P_{\text{bruit}} + P_{\text{distorsion}})$$

expression où tout est exprimé en dB !

Dans la pratique, on réalise le montage de la figure ci-dessous. On injecte un niveau relativement élevé (quelques mV) modulé par un signal audio à 1 kHz par exemple et produisant la profondeur de modulation nominale (cas de l' AM) ou l'excursion (cas de la FM) nominale. Puis on diminue graduellement le niveau jusqu'à obtenir le rapport SINAD considéré ci-dessus. Cette valeur constitue la sensibilité du récepteur.



La sensibilité dépend essentiellement des étages d'entrées du récepteur.

Typiquement

- la sensibilité d'un récepteur décamétrique (1,8 à 30 MHz) est de l'ordre de 0,25 µV pour un rapport S/B de 10 dB et pour les modes SSB et CW
- la sensibilité d'un récepteur VHF/UHF pour la NBFM est de l'ordre de 0,16 µV pour un rapport S/B de 12 dB²⁵

Remarquons qu'ici, nous n'avons qu'un seul signal à l'entrée du récepteur. Nous verrons plus loin d'autres caractéristiques du récepteur tels que le point d'intercept (voir plus loin).

²⁵ Remarquons que l'on exige d'une réception FM un meilleur rapport S/B que pour une réception CW ou SSB.

Mais la sensibilité ainsi définie dépend d'un critère subjectif : la valeur du S/B utilisé comme référence. Pour contourner cette difficulté on peut utiliser le concept du "Signal Minimum Discernable" ou "**Minimum Discernible Signal**" ou **MDS**. Le MDS est le niveau du signal à l'entrée du récepteur qui va produire une sortie audio lorsque la puissance du signal est égale à la puissance dans le bruit ($S + N = N + 3 \text{ dB}$). L'essai est généralement effectué avec le récepteur en mode CW avec un filtre IF de 500 Hz, sans préamplificateur, sans filtre audio supplémentaire, et avec AGC sur la position OFF. Typiquement on obtient des valeurs de -110 à -130 dBm

4.4.4. La désensibilisation

L'un des problèmes les plus difficiles à résoudre avec les stations relais est la désensibilisation du récepteur.

La désensibilisation est due à la présence d'un émetteur proche. Le signal de cet émetteur atteint alors le récepteur avec un niveau tellement important que le récepteur devient moins sensible et ne reçoit plus les signaux qu'il devrait théoriquement pouvoir recevoir.

Il est donc important de construire un récepteur avec une très grande plage dynamique.

Dans le cas d'un relais, l'émetteur qui cause la désensibilisation n'est rien d'autre que l'émetteur du relais lui-même. La règle fondamentale pour éviter la désensibilisation est l'isolation. Parmi les mesures à prendre, il faut

- blinder correctement l'émetteur et le récepteur
- séparer physiquement l'émetteur du récepteur
- blinder correctement l'émetteur et le récepteur

On doit aussi faire les connexions avec du câble blindé de bonne qualité et si nécessaire utiliser du câble à double tresse ou du câble semi-rigide.

Pour diminuer le niveau du signal perturbateur, on peut aussi séparer les antennes d'émission et de réception.

Mais souvent on désire utiliser la même antenne. On utilise à ce moment la des cavités montés dans un ensemble appelé duplexeur. Le duplexeur agit comme un filtre passe bande sur la fréquence à recevoir et atténue la fréquence de l'émetteur. La réjection peut facilement être de l'ordre de 80 dB.

Si la désensibilisation provient d'un émetteur puissant mais qui se trouve assez loin hors de la bande radioamateur, alors il est possible d'utiliser des filtres passe -haut et passe bas classiques, ou éventuellement des filtres hélicoïdaux.

4.4.5. La stabilité

La stabilité d'un récepteur est la faculté de pouvoir rester accordé sur la fréquence désirée.

Dans un récepteur superhétérodyne, la stabilité est essentiellement liée à la stabilité des oscillateurs locaux et du VFO. La stabilité est exprimée en partie par million (ppm). Si un récepteur est accordé sur 14 MHz, une stabilité de 10 ppm signifie une stabilité de 140 Hz. La stabilité dépend des coefficients de température des quartz ou, des selfs et des capacités dans la cas d'un oscillateur LC. Il est donc nécessaire de spécifier la plage de températures.

Pour un récepteur décamétrique, la stabilité est de l'ordre de 10 ppm. Toutefois, si on équipe le récepteur d'un oscillateur de référence à haute stabilité, on peut obtenir une stabilité de 0,5 ppm.

Pour un récepteur V/UHF, la stabilité est de

- 10 ppm pour un récepteur NBFM
- 1 ppm pour un récepteur SSB/CW.

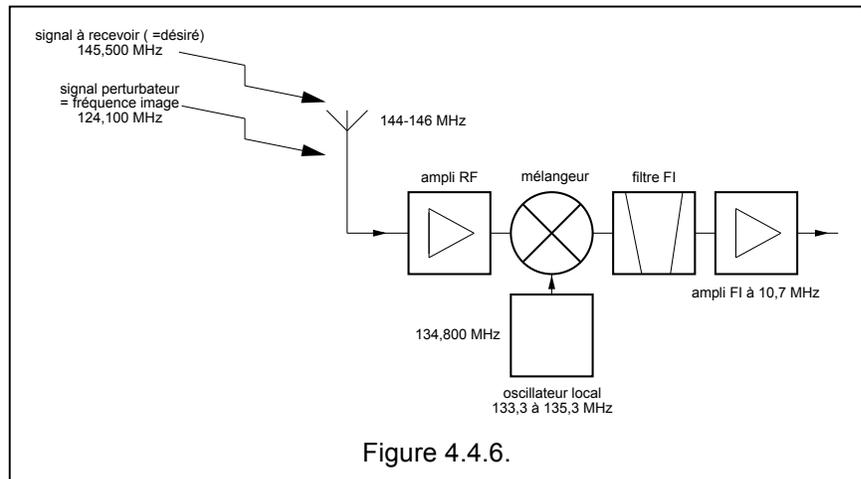
4.4.6. La fréquence image

Nous avons déjà évoqué le sujet ! (voir § 4.1.3.2), mais simplement pour rappel :

fréquence image

$$f_{\text{image}} = f_{\text{RF}} \pm 2 FI$$

Imaginons donc un récepteur pour la bande 144 à 146 MHz avec une FI à 10.7 MHz, l'oscillateur local sera donc variable entre 133,3 et 135,3 MHz. Si la fréquence à recevoir (f_{RF}) est de 145,500 MHz, cela implique que l'oscillateur local sera sur 134,800 MHz. Dans ce cas les fréquences images seront de $145,500 \pm (2 \cdot 10,7)$ soit 166,9 MHz et 124,100 MHz.



La fréquence image de 166,9 MHz va produire un battement à $166,9 - 134,8 = 32,1$ MHz ... cette fréquence va être filtrée par le filtre FI et ne gênera pas. Par contre l'autre fréquence image de 124,1 MHz va produire un battement à $124,1 - 134,8 = 10,7$ MHz ... et cette fréquence va être gênante. Bien évidemment il faut que l'amplitude de la fréquence image (124,1 MHz dans ce cas-ci) soit du même ordre de grandeur ou plus grand que le signal désiré (145,5 MHz dans ce cas-ci) pour être gênant.

Pour éviter ce phénomène, l'ampli RF, c-à-d l'étage d'entrée peut être équipé d'un filtre sélectif qui ne laissera passer que les fréquences entre 144 et 146 MHz, ou légèrement plus (par exemple 140 à 150 MHz). On pourrait aussi se contenter d'un simple filtre passe haut qui bloquerait le 124,1 MHz, mais laisserait passer toutes les fréquences supérieures à 144 MHz.

Pour caractériser la fréquence image, on donne parfois la réjection de la fréquence image qui représente le rapport entre le niveau de la fréquence utile à celui de la fréquence image en un point donné du récepteur (par exemple en FI, juste avant le démodulateur).

4.5. Le rapport S/N , figure de bruit et seuil de bruit²⁶

4.5.1. Le bruit thermique

Dans tout conducteur, les électrons sont animés d'un mouvement désordonné. Dès lors il apparaît aux bornes d'une résistance une différence de potentiel de valeur aléatoire. Comme cette d.d.p. est indépendante de la fréquence, on dit que ce bruit est "blanc" par analogie avec la lumière blanche dont l'énergie est aussi indépendante de la fréquence. La puissance de bruit est donnée par la formule de Nyquist (appelée formule de Johnson d'après d'autres sources)

puissance de bruit thermique

$$P = k T B$$

où k est la constante de Boltzman et vaut $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ W / }^\circ\text{K}$

R est la résistance en ohms

T est la température absolue en $^\circ\text{K}$ ($0^\circ\text{C} = 273,15^\circ\text{K}$)²⁷.

B est la bande passante exprimée en Hz

Remarques:

- le bruit n'est pas seulement généré par les résistances (composant discret) mais aussi par les résistances de connexions, les résistances de surface des circuits résonnants, par les tubes électroniques, par les semi-conducteurs
- la bande passante d'un système n'a pas de limite très nette, c'est pourquoi on définit la bande passante équivalente où le bruit serait identique. Dans la pratique toutefois la bande équivalente est proche de la bande passante à -3 dB
- à 0°K (donc à -273°C) plus aucune résistance ne générerait du bruit ! C'est pourquoi des préamplis à très faible bruit utilisé pour des applications spéciales (recherche spatiale, etc ...) travaillent à température TRÈS basse (quelques 10°K)

Si on calcule cette puissance de bruit dans une bande passante de 1 Hz, on trouve

$$P = 1,38 \cdot 10^{-23} \times 290 = 4,002 \cdot 10^{-21} \text{ W / Hz soit } -203,98 \text{ dBW/Hz soit } -173,97 \text{ dBm/Hz soit } \approx -174 \text{ dBm/Hz}$$

Pour une bande passante déterminée, il suffit alors d'ajouter $10 \log(B)$ où B est la bande passante en Hz, ainsi

mode	Bande passante	10 log B	P dans cette BP
CW	250 Hz	23,98 dB	-149,99 dBm
SSB	2700 Hz	34,31 dB	- 139,66 dBm
FM	12 kHz	40,79 dB	- 133,18 dBm
TV	6 MHz	67,78 dB	- 106,19 dBm

Ceci explique pourquoi on peut plus facilement trouver des petits signaux en CW que dans les autres modes de modulation. Ceci explique pourquoi on a intérêt à utiliser un filtre étroit en CW plutôt que de conserver le filtre SSB.

²⁶ Le bruit dans les récepteurs et les phénomènes d'intermodulation sont les deux problèmes fondamentaux des récepteurs. C'est la raison pour laquelle nous avons séparé ces 2 chapitres par rapport au programme HAREC.

²⁷ On considère généralement que la température ambiante est de 17°C , ce qui permet d'arrondir et d'obtenir $T_0 = 290^\circ\text{C}$

4.5.2. Le rapport S/N

Le rapport signal bruit (S/N ou SNR²⁸) détermine la qualité d'une transmission. Comme point de départ, il existe un rapport S/B minimum nécessaire pour avoir cette qualité minimale de réception du signal. Généralement on considère qu'il faut un minimum de

- 30 dB pour une transmission vocale
- 45 dB pour une transmission vidéo
- 15 dB pour une transmission de données, mais cela dépend fortement du type de modulation (FSK, PSK, QAM), des codes de corrections ... Toutefois pour une transmission numérique on préfère utiliser la notion de E_b / N_0 où E_b est l'énergie dans un bit d'information.

4.5.3. Facteur de bruit d'un amplificateur

Le **facteur de bruit** d'un amplificateur, noté F, est une mesure de la détérioration du rapport (S/N) entre l'entrée et la sortie d'un amplificateur. Il traduit le bruit engendré dans le circuit amplificateur. Nous aurons donc

facteur de bruit

$$F = (S/N)_{\text{optimum}} / (S/N)_{\text{réel}}$$

donc F est toujours >1 . Mais le facteur de bruit est aussi exprimé en décibel NF = 10 log F

Le bruit à l'entrée d'un amplificateur est égal à kTB.

Un amplificateur idéal amplifierait le signal et le bruit qui entrent de la même manière. En réalité, l'amplificateur introduit un bruit additionnel, de sorte que

Figure 4.5.1.

$$N_{\text{sortie}} = (N_{\text{entrée}} G) + N_{\text{additionnel}}$$

ou si F = B

Le rapport $(S/B)_{\text{optimum}}$ est déterminé par le bruit à l'entrée de l'amplificateur et ce bruit à l'entrée de l'amplificateur vaut kTB.

Le facteur de bruit d'un amplificateur est essentiellement dû aux composants électroniques actifs dans lesquels apparaît un effet de grenaille qui est lié à la structure discontinue de la matière.

Le facteur de bruit d'un récepteur décimétrique est de l'ordre de 6 à 12 dB, parce que le bruit extérieur (voir § suivant) est largement prépondérant. Pour les VHF-UHF, et principalement pour faire du DX, il faut que le facteur de bruit du récepteur soit inférieur à 3 dB. Enfin pour les VHF-UHF et en NBFM, le facteur de bruit est souvent de l'ordre de 6 à 7 dB.

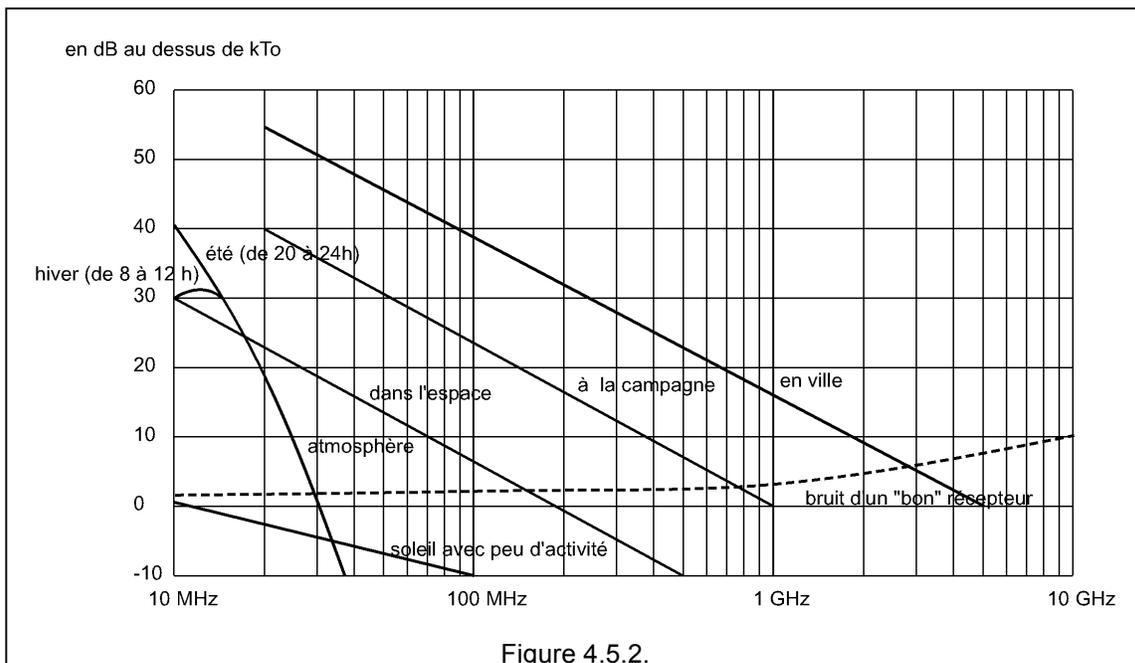
²⁸ Signal to Noise ratio

4.5.3. Le bruit extérieur

Lorsqu'on raccorde un récepteur à une antenne extérieure, elle capte du bruit. Ce bruit trouve son origine dans plusieurs sources, il est notamment dû

- à l'atmosphère
- au bruit thermique de la terre
- au bruit dû aux émissions solaires et cosmiques
- au bruit occasionné par l'homme : allumage des autos, appareils électrodomestiques, etc ...

On peut trouver une courbe donnant la valeur moyenne typique de ce bruit dans différentes circonstances.



On constate que :

- au dessus de 100 MHz, le bruit est essentiellement limité par le bruit du récepteur
- qu'en dessous de 30 MHz le bruit atmosphérique est relativement prépondérant.

On remarque aussi, qu'il vaut mieux avoir une station à la campagne qu'en pleine ville

Exemple: En supposant que l'on utilise la SSB, déterminer le bruit maximum en 145 MHz ?

en ville : $k T_0 + 34,31 \text{ dB} + 35 \text{ dB} = - 174 + 34,31 + 35 = -104,69 \text{ dBm}$

à la campagne : $k T_0 + 34,31 \text{ dB} + 20 \text{ dB} = - 174 + 34,31 + 20 = -119,69 \text{ dBm}$

On gagne donc 15 dB en allant vivre à la campagne !

Exemple : En supposant que l'on utilise la SSB, déterminer le bruit maximum sur 20 m en CW ?

en été : $k T_0 + 23,98 \text{ dB} + 35 \text{ dB} = - 174 + 23,98 + 35 = -115 \text{ dBm}$

en hiver : $k T_0 + 23,98 \text{ dB} + 32 \text{ dB} = - 174 + 23,98 + 32 = -118 \text{ dBm}$

4.5.4. Seuil de sensibilité d'un récepteur

Le seuil de sensibilité d'un récepteur est la plus faible tension d'entrée nécessaire pour obtenir un rapport de la puissance nécessaire à l'entrée (P_e), à la puissance de bruit (P_b) égal à 1.

Donc pour un récepteur "sans bruit", $P_b = kTB$ et si la source de bruit a la même impédance que l'entrée du récepteur alors $U_b = \sqrt{Z k T B}$

Exemple: $t = 17^\circ\text{C}$, $Z = 50 \Omega$, calculons $U_b = \sqrt{Z k T B}$ pour 3 cas typiques

B = 250 Hz	B = 2700 Hz	B = 12 kHz
$U_b = 0,00707 \mu\text{V}$	$U_b = 0,0232 \mu\text{V}$	$U_b = 0,049 \mu\text{V}$
transformons en dB μV		
-43 dB μV	-32 dB μV	-26,2 dB μV
transformons en dBm		
- 150 dBm	-139 dBm	- 133,2 dBm

mais un tel récepteur idéal n'existe pas, il possède un facteur de bruit F, donc il faudra une tension supérieure $U_{b \text{ seuil}} = \sqrt{F Z k T B}$

Continuons donc notre exemple et supposons un facteur de bruit F de 6 dB (soit 4 x) :

B = 250 Hz	B = 2700 Hz	B = 12 kHz
$U_{b \text{ seuil}} = 0,0141 \mu\text{V}$	$U_{b \text{ seuil}} = 0,0464 \mu\text{V}$	$U_{b \text{ seuil}} = 0,098 \mu\text{V}$
- 37 dB μV	-27 dB μV	-20 dB μV
- 143 dBm	-133 dBm	- 127 dBm

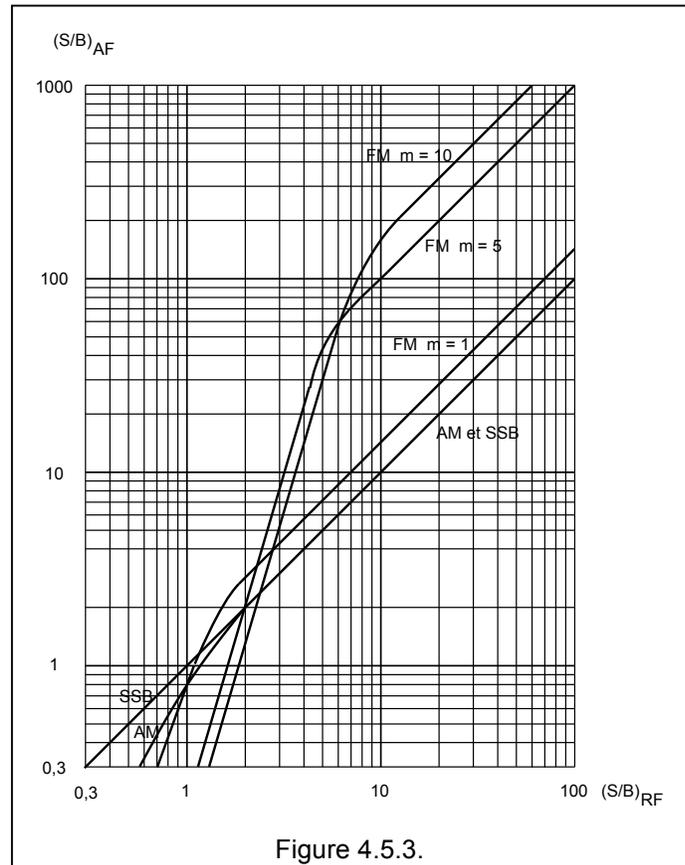
Le facteur de bruit (exprimé en dB) se retrouve ici directement dans la sensibilité exprimée en dB μV ou en dBm ... il fallait s'y attendre !

4.5.5. Seuil de sensibilité pour un rapport (S/N) donné

Le seuil de sensibilité donné plus haut correspond juste au niveau du bruit. Dans la littérature anglaise on trouve le terme "noise floor" qui est peut être plus significatif.

Mais l'utilisateur veut un certain "confort" d'écoute, il souhaite donc un certain rapport S/B à la fin de la chaîne et par conséquent il est plus intéressant de donner la tension d'entrée pour obtenir un rapport S/B donné.

Dans la plupart de cas, on donne cependant le rapport S/B mesuré au niveau de l'ampli AF. Pour la SSB et pour l' AM, si $S/B > 2$ dB, alors on peut dire que le rapport $(S/B)_{AF}$ est pratiquement égal au rapport $(S/B)_{RF}$. Pour les autres modes on peut se rapporter à la courbe ci-contre pour obtenir le rapport entre le $(S/B)_{AF}$ et le rapport $(S/B)_{RF}$



Reprenons notre exemple :

B = 250 Hz F = 6 dB télégraphie	B = 2700 Hz F = 6 dB modulation SSB	B = 12 kHz F = 6 dB modulation NBFM avec une déviation de 4 kHz, une $f_{MOD} = 1,75$ kHz, la bande passante RF est de 12 kHz,
en télégraphie, on peut se contenter d'un $(S/B)_{AF}$ de 3 dB (soit 2x)	en SSB, un radioamateur se contente d'un $(S/B)_{AF}$ de 10 dB (soit 10 x)	Si on fait de la FM, c'est pour profiter de la qualité, donc il faudra atteindre par exemple un $(S/B)_{AF}$ de 20 dB
la courbe montre que $(S/B)_{AF} = 3$ dB implique $(S/B)_{RF} = 3$ dB	la courbe montre que $(S/B)_{AF} = 10$ dB implique $(S/B)_{RF} = 10$ dB	la courbe montre que $(S/B)_{AF} = 20$ dB implique $(S/B)_{RF} = 12$ dB
$U_{b\text{ seuil}} = \mu\text{V}$ - 37 dB μV - 143 dBm	$U_{b\text{ seuil}} = \mu\text{V}$ -27 dB μV -133 dBm	$U_{b\text{ seuil}} = \mu\text{V}$ -20 dB μV - 127 dBm

Le facteur de bruit (exprimé en dB) se retrouve ici directement dans la sensibilité exprimée en dB μV ou en dBm ... il fallait s'y attendre !

Exemple: $t = 17^{\circ}\text{C}$, $Z = 50 \Omega$, modulation NBFM avec une déviation de 4 kHz, une $f_{\text{MOD}} = 1,75 \text{ kHz}$, la bande passante RF est de 12 kHz, le $F = 3 \text{ dB (2x)}$, Quelle est la sensibilité pour un rapport S/B de 12 dB (16 x) ?

$$U_{b(26 \text{ dB})} = \sqrt{2 \times 50 \times 1,38 \times 10^{-23} \times 290 \times 12 \times 10^3} = 0,07 \mu\text{V}$$

$$M = 4 / 1,75 = 2,3$$

$$(S/B)_{\text{AF}} = 20 \text{ dB avec } M = 2,3 \text{ d'où } (S/B)_{\text{RF}} = 12 \text{ dB (x16)}$$

$$\text{donc } U_{b(20 \text{ dB AF})} = 0,07 \times \sqrt{16} = 0,28 \mu\text{V}$$

0,28 μV convertit en dB μV devient -5,5 dB μV soit -118 dBm

Remarques :

- il faut savoir que le rapport S/B des amplis audio ne dépasse jamais 100 dB, et que les courbes ont été tracées au-delà de cette valeur.
- en FM, la courbe présente deux pentes

Une représentation intéressante consiste en une échelle verticale où le bruit de fond serait tout en bas (le "noise floor" comme disent les anglais) et où le signal fort serait en haut. A partir des exemples ci-dessus nous pouvons donc faire la représentation ci-dessous :

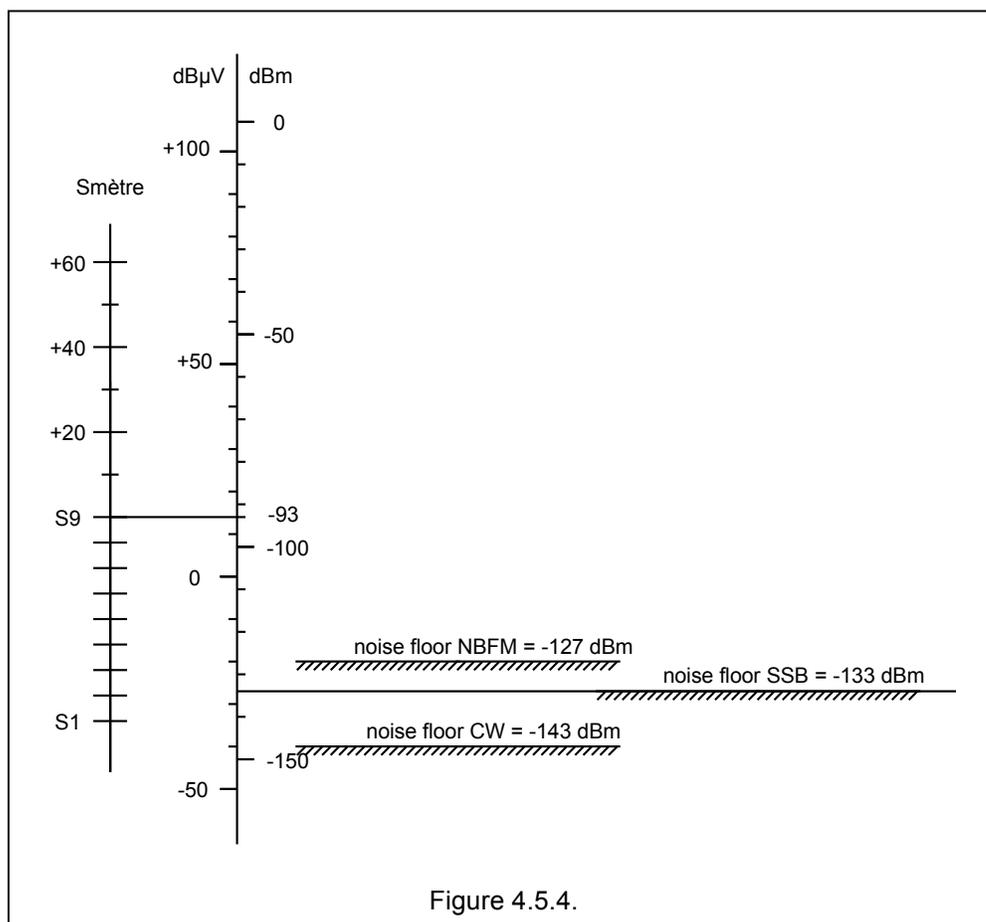


Figure 4.5.4.

4.5.6. La température de bruit

La température de bruit d'un amplificateur est la température à laquelle il faudrait porter une résistance (égale à la résistance d'entrée) pour produire la même puissance de bruit.

$$F = \frac{p_e + p_i}{p_e} = 1 + \frac{p_i}{p_e} = 1 + \frac{G k T_i B}{G k T_e B} = 1 + \frac{T_i}{T_e}$$

Donc

température de bruit

$$T_i = (F - 1) T_0$$

Application: La figure de bruit d'un préampli est de 0,8 dB. Calculez la température de bruit ?

Partons de $f = 10^{(NF/10)} = 10^{(0,8/10)} = 10^{0,08} = 1,202264$, et comme $F = 1 + T_i / 290$, $T_i = (F - 1) 290 = (1,202264 - 1) 290 = 58,6 \text{ ° K}$

On peut également tracer le diagramme qui montre la température de bruit en fonction du facteur de bruit. Il est intéressant de noter qu'un F de 3 dB correspond à une température de bruit de 290°K !

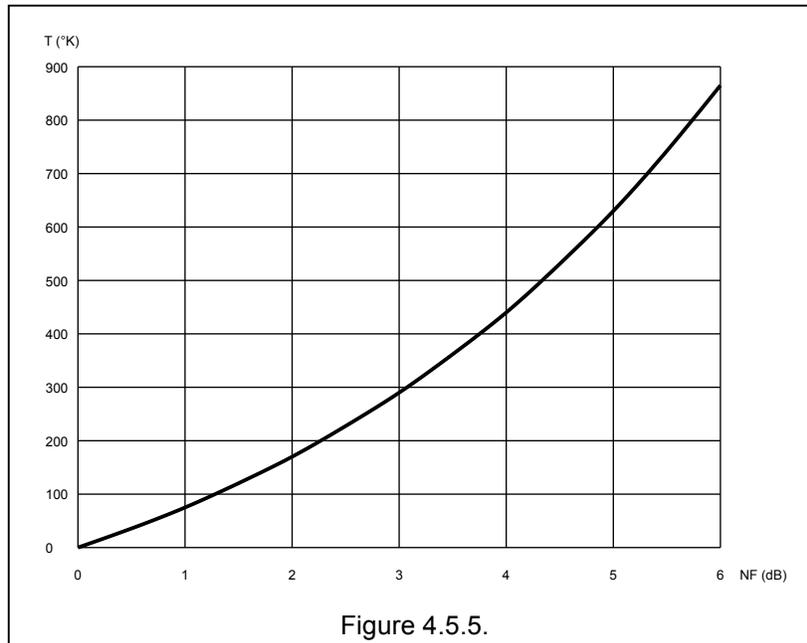


Figure 4.5.5.

4.5.7. Rapport (S+B) / B

Le rapport signal/bruit est un paramètre que l'on peut mesurer au niveau du haut-parleur c.-à-d. à la sortie du récepteur. On peut mesurer la tension produite par le bruit, puis le signal utile et en déduire le S/B.

Lorsque le rapport signal/bruit est de l'ordre de 60 dB, on n'entend presque pas le bruit, cette valeur est requise pour toute bonne installation audio (haute fidélité). Pour des communications téléphoniques, un rapport de l'ordre de 20 à 30 dB signifie une transmission normale. En dessous de 16 dB le souffle devient nettement audible et pour 10 dB la communication est franchement perturbée par le bruit.

Mais en mesurant le bruit tel qu'indiqué plus haut, on fait une erreur car on a mesuré en fait le rapport $S+B/B$ ($S+N/N$), lorsque le rapport $S+B/B$ est grand il n'y a pratiquement pas de différence avec le rapport S/B ; par contre en dessous de x dB, la figure ci-dessous permet de trouver le rapport S/B à partir du $S+B/B$

Toutefois on a pas encore tenu compte de la distorsion et en fit on a mesurer le $S+B+D/B$, ce que l'on appelle encore le **SINAD** pour Signal Noise And Distorsion.

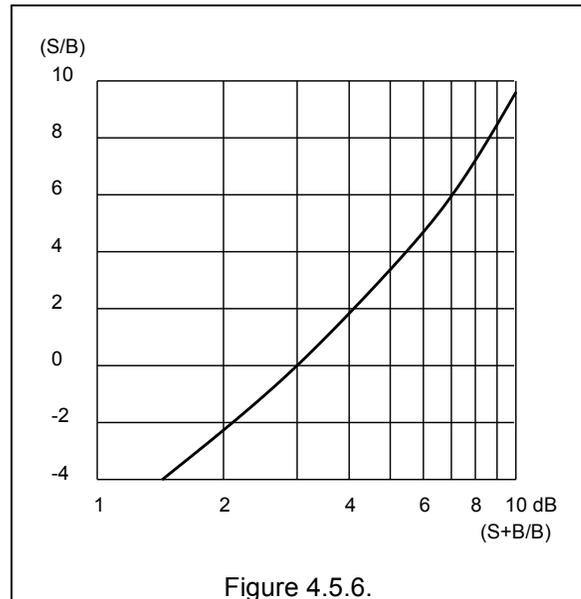
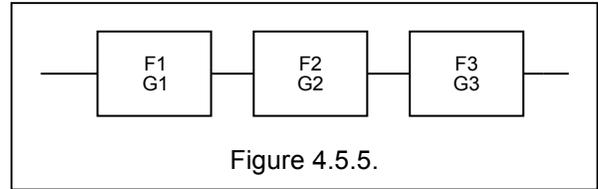


Figure 4.5.6.

4.5.8. Mise en cascade de plusieurs amplificateurs

On peut se demander ce que devient le rapport S/B ou la facteur de bruit lorsqu'on connecte n amplificateurs en cascade tel qu'indiqué à la figure ci-contre.



Pour le 1er amplificateur nous avons par définition : $F_1 = p_{b1} G_1 / k T B G_1$

De même pour le 2ème amplificateur : $F_2 = p_{b2} G_2 / k T B G_2$

La puissance de bruit à la sortie de ce 2ème amplificateur sera égale au bruit du 1er ampli multiplié par G_2 plus le bruit du 2ème ampli, donc $(p_{b1} G_1) G_2 + p_{b2} G_2$ Mais si le système avait été parfait nous aurions eu $k T B G_1 G_2$, donc :

$$F_{1+2} = \frac{p_{b1} G_1 G_2 + p_{b2} G_2}{k T B G_1 G_2} = \frac{p_{b1} G_1 G_2}{k T B G_1 G_2} + \frac{p_{b2} G_2}{k T B G_1 G_2} = F_1 + \frac{F_2}{G_1}$$

et ainsi de suite on peut ajouter un troisième ampli dont $F_3 = p_{b3} G_3 / k T B G_3$, ce qui donnera

$$F_{1+2+3} = \frac{p_{b1} G_1 G_2 G_3 + p_{b2} G_2 G_3 + p_{b3} G_3}{k T B G_1 G_2 G_3} = \dots = F_1 + \frac{F_2}{G_1} + \frac{F_3}{G_1 G_2}$$

Et en généralisant nous aurons

$$F_t = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{F_n - 1}{\prod_{n=1}^{n-1} G_n}$$

Voir note²⁹

Ceci montre que l'influence du facteur de bruit du premier étage est prépondérante.

²⁹ Lorsque nous avons vu la loi de Kirchhoff au chapitre 1, nous avons dit que les mathématiciens aiment bien écrire de façon "élégante" et nous avons introduit le symbole Σ qui représente une somme de plusieurs éléments. De la même façon le symbole Π représente un produit de plusieurs éléments.

4.5.9. Influence d'un atténuateur

Jusqu'à présent nous avons parlé d'étage d'amplification, mais il nous manque un élément de première importance pour évaluer une installation, ce sont les lignes de transmissions (coaxial, bifilaires...).

Une ligne est en principe caractérisée du point de vue qui nous intéresse par la perte qu'elle introduit. Mais, comme pour un étage d'amplification, il nous faut connaître son facteur de bruit. Nous admettrons que celui-ci est égal à l'atténuation engendrée par le câble.

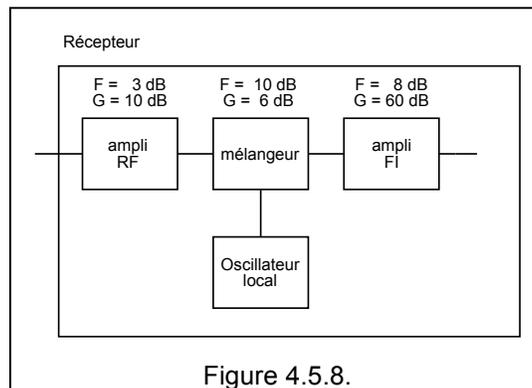
Par exemple, une ligne dont la perte est de 3 dB aura un facteur de bruit de 3 dB.

Ainsi une ligne ayant une perte de 3 dB, sera considérée comme un étage ayant un gain de -3 dB et un facteur de bruit de 3 dB.

4.5.10. Applications et choix de la meilleure solution

4.5.10.1. Etape 1

Soit un récepteur qui comporte un ampli RF, un mélangeur actif (donc avec un composant actif), et un amplificateur FI



1.	ampli RF	F ₁ = 3 dB (2 x)	G ₁ = 10 dB (10x)
2.	mixer	F ₂ = 10 dB (10 x)	G ₂ = 6 dB (4 x)
3.	ampli FI	F ₃ = 8 dB (6,3 x)	G ₃ = 60 dB (x 10 ⁶)
4.	reste du récepteur	F ₄ est négligeable	

Calculons le facteur de bruit total :

$$F_t = 2 + \frac{10^{-1}}{10} + \frac{6,3^{-1}}{4 \times 10} + \frac{\text{négligeable}}{10^6 \times 4 \times 10} = 2 + 0,9 + 0,132 + \text{négligeable} = 3,03 \text{ soit } 4,8 \text{ dB}$$

Le facteur de bruit total est donc (légèrement) supérieur au facteur de bruit du premier étage.

Notons au passage qu'un tel facteur de bruit de 3 dB n'est obtenu que pour des récepteurs VHF-UHF pour le trafic DX et convenablement conçus.

4.5.10.2. Etape 2

On fait précéder ce récepteur par un câble avec une perte de 3 dB (35 m de câble RG213 à 145 MHz par exemple) :

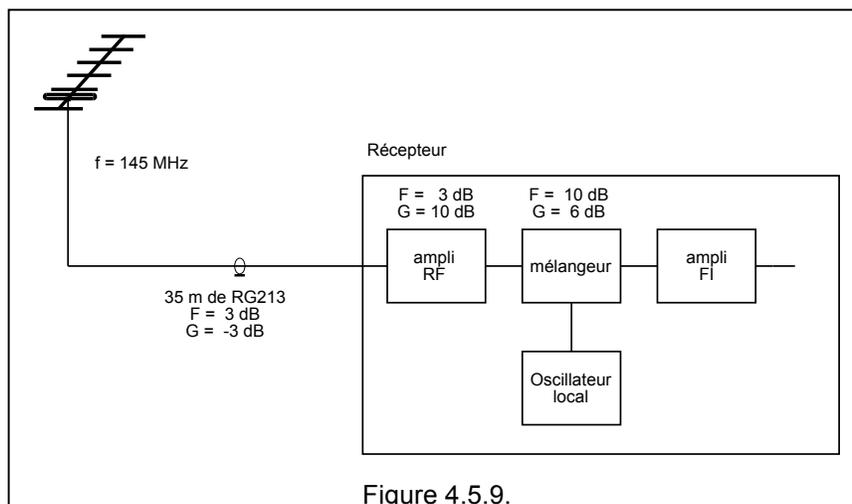


Figure 4.5.9.

1.	câble	$F_1 = 3 \text{ dB}$ (2 x)	$G_1 = -3 \text{ dB}$ (0,5 x)
2.	ampli RF	$F_2 = 3 \text{ dB}$ (2 x)	$G_2 = 10 \text{ dB}$ (10x)
3.	mixer	$F_3 = 10 \text{ dB}$ (10 x)	$G_3 = 6 \text{ dB}$ (4 x)
4.	ampli FI	$F_4 = 8 \text{ dB}$ (6,3 x)	$G_4 = 60 \text{ dB}$ (10^6 x)
5.	reste du récepteur	F_5 est négligeable	

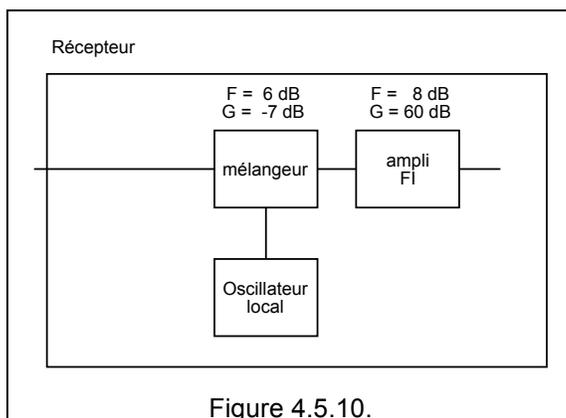
Calculons à nouveau le facteur de bruit total :

$$F_t = 2 + \frac{2 - 1}{0,5} + \frac{10 - 1}{0,5 \times 10} + \frac{6,3 - 1}{0,5 \times 4 \times 10} + \dots = 2 + 2 + 1,8 + 0,265 + \dots = 6,04 \text{ soit } 7,8 \text{ dB}$$

L'atténuation introduite par un relativement long câble entre l'antenne et le récepteur dégrade de façon très nette le facteur de bruit du système.

4.5.10.3. Etape 3

On a souvent entendu dire que pour éviter l'intermodulation (voir paragraphe consacré à ce sujet) il valait ne pas utiliser d'amplificateur d'entrée et qu'il valait mieux utiliser un mélangeur en anneau ("balanced ring mixer"). Refaisons le calcul :



1.	mélangeur en anneau	F ₁ = 6 dB (4 x)	G ₁ = - 7 dB (0,2 x)
2.	ampli FI	F ₂ = 8 dB (6,3 x)	G ₂ = 60 dB (10 ⁶ x)

Donc le facteur de bruit total vaudra

$$F_t = 4 + \frac{6,3 - 1}{0,2} = 4 + 26,5 = 30,5 \text{ soit } 14,8 \text{ dB}$$

On pourrait aussi tenir compte d'un long câble, par exemple 35 m de RG213, comme dans l'exemple précédent et en recalculant le facteur de bruit du système global nous aurions maintenant

1.	câble	F ₁ = 3 dB (2 x)	G ₁ = - 3 dB (0,5 x)
1.	mélangeur en anneau	F ₂ = 6 dB (4 x)	G ₂ = - 7 dB (0,2 x)
2.	ampli FI	F ₃ = 8 dB (6,3 x)	G ₃ = 60 dB (10 ⁶ x)

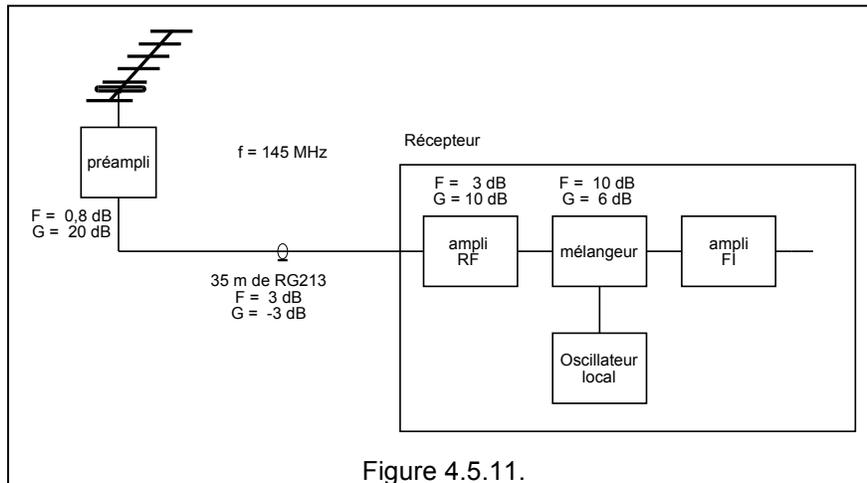
Donc le facteur de bruit total vaudra

$$F_t = 2 + \frac{4 - 1}{0,5} + \frac{6,3 - 1}{0,5 \times 0,2} = 2 + 6 + 53 = 61 \text{ soit } 17,8 \text{ dB}$$

Cette configuration est peut être excellente pour avoir peu d'intermodulation, mais la facteur de bruit est assez décevant.

4.5.10.4. Etape 4

On fait précéder la 1ere configuration par un préampli, puis un câble avec une perte de 3 dB (35 m de câble RG213 à 145 MHz par exemple) :



1.	préampli	$F_1 = 0,8 \text{ dB (1,2 x)}$	$G_1 = 20 \text{ dB (100 x)}$
2.	câble	$F_2 = 3 \text{ dB (2 x)}$	$G_2 = -3 \text{ dB (0,5 x)}$
3.	ampli RF	$F_3 = 3 \text{ dB (2 x)}$	$G_3 = 10 \text{ dB (10x)}$
4.	mixer	$F_4 = 10 \text{ dB (10 x)}$	$G_4 = 6 \text{ dB (4 x)}$

$$F_t = 1,2 + \frac{2 - 1}{100} + \frac{2 - 1}{100 \times 0,5} + \frac{10 - 1}{100 \times 0,5 \times 4} + \dots = 1,2 + 0,01 + 0,02 + 0,0045 + \dots = 1,2345 \text{ soit } 0,91 \text{ dB}$$

Le facteur de bruit de l'ensemble est légèrement supérieur au facteur de bruit du préampli.

Remarquons que nous n'avons pas tenu compte du morceau de câble entre l'antenne et le préampli. Il va de soit que ce morceau de câble doit être le plus court possible et d'une qualité (atténuation spécifique) tels qu'on puisse négliger influence de ce câble.

Conclusion :

La meilleure solution consiste donc

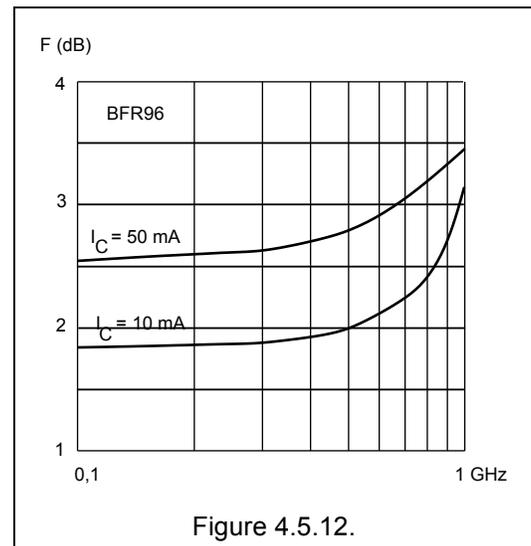
- à mettre un préamplificateur directement tout près de l'antenne de réception. Ce préamplificateur aura le meilleur facteur de bruit possible (0,5 ... 2 dB). Son gain n'est pas très critique, mais il devrait être compris entre 10 et 20 dB,
- le câble aura le moins de pertes possibles,
- le récepteur aura si possible un amplificateur RF,
- un mélangeur en anneau donnera un moins bon résultat qu'un mélangeur actif (mélangeur à transistor par exemple). Ceci est d'autant plus marqué si ce mélangeur en anneau est mis directement près de l'antenne (sans préampli et/ou sans ampli RF).

4.5.11. Retour sur les composants actifs

Le composant actif (souvent un transistor ...) du premier étage du récepteur ou du préamplificateur joue donc un rôle essentiel. Dans la pratique les facteurs de bruits se situent entre 3 dB et 0,3 dB.

Plus le courant de collecteur est faible, plus le facteur de bruit est faible.

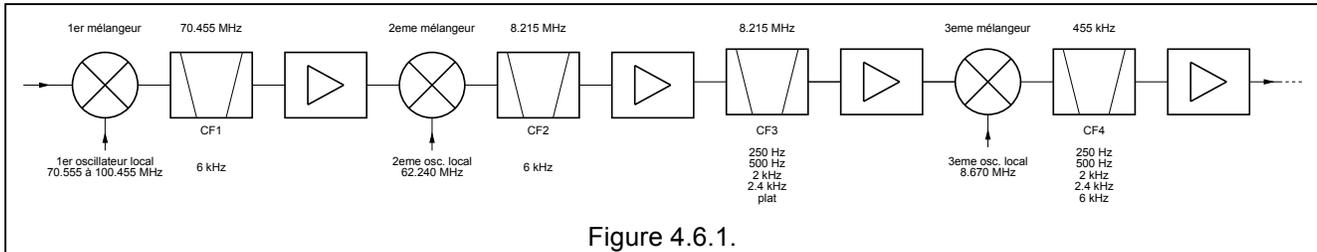
On constate aussi, que pour un transistor donné, le bruit augmente avec la fréquence de travail.



4.6. L'intermodulation et transmodulation³⁰

4.6.1. La théorie

La distorsion d'intermodulation ("intermodulation distortion" ou IMD) apparaît quand un élément non linéaire (ampli, mélangeur, etc.) est attaqué simultanément par deux signaux. Or dans un récepteur le mélangeur est a fortiori un élément non linéaire sinon il n'y aurait pas de mélange !



Soit donc un élément non linéaire, celui-ci répond à la relation du type

$$i = a u + b u^2 + c u^3 + \dots x u^n$$

si, à l'entrée de cet élément, on applique deux signaux tels que

$$u = (A \sin \omega_1 t) + (B \sin \omega_2 t)$$

alors les termes se développent de la manière suivante

$$\begin{aligned} i = & a A \sin \omega_1 + a B \sin \omega_2 t \\ & + b A^2 \sin^2 \omega_1 t + 2 b A B \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t + b B^2 \sin^2 \omega_2 t \\ & + c A^3 \sin^3 \omega_1 t + 3 c A^2 B \sin^2 \omega_1 t \sin \omega_1 t + 3 c A B^2 \sin \omega_1 t \sin^2 \omega_2 t + c B^3 \sin^3 \omega_2 t \\ & + \text{etc.} \end{aligned}$$

La première ligne représente la partie linéaire, la deuxième la partie quadratique, la troisième la partie cubique etc.

On va pouvoir développer cette relation, en se souvenant que

$$\sin^2 \omega = (1 - \cos 2 \omega) / 2$$

$$\text{et } \sin^3 \omega = \dots$$

et voilà l'origine des termes en 2ω , 3ω etc ...

D'une façon générale, on peut dire que les produits de mélange sont de la forme $(p \omega_1 \pm q \omega_2)$.

On appelle $(p + q)$, l'ordre du produit de mélange. C'est ainsi que l'on trouve des termes en

$\omega_1, \omega_2, 2 \omega_1, 2 \omega_2, 3 \omega_1, 3 \omega_2$	ce sont les fréquences fondamentales et les harmoniques,
$(\omega_1 \pm \omega_2)$... les produits de mélange du 2 ième ordre,
$(2\omega_1 \pm \omega_2)$ et $(2\omega_2 \pm \omega_1)$... les produits de mélange du 3 ième ordre,
$(3\omega_1 \pm \omega_2), (2\omega_1 \pm 2\omega_2)$ et $(3\omega_2 \pm \omega_1)$... les produits de mélange du 4 ième ordre,
et ainsi de suite.	

³⁰ C'est, avec le bruit, le deuxième problème fondamental dans un récepteur.

Il est important de noter que les produits de modulations du 3eme ordre vont être proche des fréquences qui nous intéressent, mais ce qui est beaucoup plus gênant c'est que les amplitudes sont proportionnelles au cube, on trouve effectivement des termes en A^3 , $A^2 B$, $A B^2$ ou B^3 ...

Ces produits d'intermodulations du 3eme ordre vont venir perturber le récepteur et en dégrader les performances.

4.6.2. La plage dynamique

La plage dynamique ou "Dynamic range" en anglais d'un récepteur est son aptitude à tolérer de forts signaux présents hors de sa bande passante. La plage dynamique c'est l'écart (en dB) entre le niveau minimal du signal qu'on peut recevoir et le niveau de blocage.

Supposons donc que notre récepteur (un YAESU FT-1000MP) ait une sensibilité de $0,25 \mu\text{V}$. On doit évidemment ajouter quelques éléments à cette valeur et nous devons dire que nous avons une sensibilité de $0,25 \mu\text{V}$ pour un rapport S/B de 10 dB et pour une bande passante de 2,4 kHz. Cela correspond à -119 dBm.

Mais ce rapport S/B de 10 dB est une valeur subjective. Certains opérateurs diront qu'ils n'ont pas besoin d'un rapport S/B de 10 dB. Alors il est probablement plus simple de prendre pour référence un niveau égal au niveau du bruit. Ce niveau est appelé "Minimum Discernible Signal" ou **MDS**. Dans notre cas, le MDS serait de $-119 - 10 = -129 \text{ dBm}$.

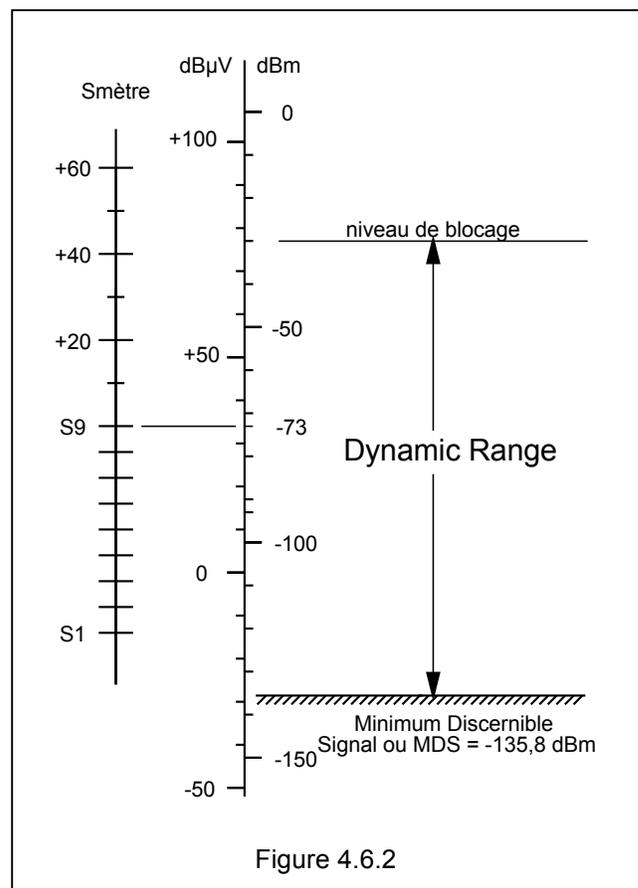
Mais on peut aller encore plus loin et fixer la bande passante à 500 Hz, ce qui va encore permettre de descendre la valeur annoncée de 6,8 dB.

Donc le MDS devient $-129 - 6,8 = -135,8 \text{ dBm}$, ce qui correspond exactement à la valeur mesurée dans le laboratoire de l'ARRL.

Le MDS d'un récepteur décimétrique se situe généralement entre -130 et -140 dBm.

Si maintenant nous injectons un signal loin à côté de notre bande passante, c'est-à-dire loin de notre fréquence de réception et que nous l'augmentons progressivement, à un moment donné le bruit du récepteur (mesuré au niveau du haut parleur) va augmenter et lorsqu'il aura atteint une valeur de 3 dB au dessus du bruit normal, nous allons définir ce niveau comme le niveau qui va "bloquer" le récepteur (par exemple -20 dBm) et la différence entre ces deux valeurs est la plage dynamique. Donc dans ce cas nous aurons $-135,8 - (-20) = 115,8 \text{ dB}$ de plage dynamique.

Nous avons dit "loin à côté" de la fréquence, ceci est évidemment très vague, mais dans la pratique on peut faire le test à 5 kHz, 20 kHz, 50 kHz ou même 100 kHz, on peut alors obtenir plusieurs valeurs allant par exemple de 90 dB (pour 5 kHz) à 117 dB (pour 100 kHz).



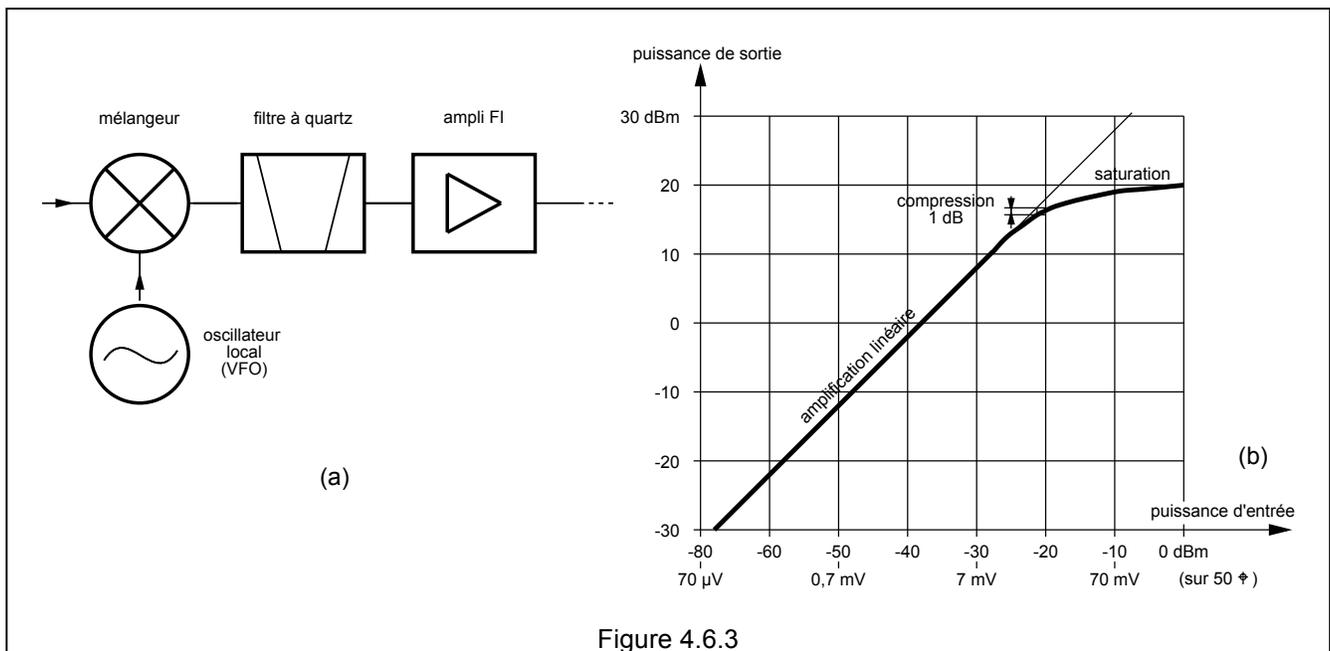
De plus, on peut aussi mettre le préamplificateur en service ou non, et on aura donc compris que la valeur de cette plage dynamique est fonction de toutes ces conditions de mesure. Il faut donc être très prudent lorsqu'on compare plusieurs récepteurs. En théorie, toutes les mesures devraient être faites par un laboratoire indépendant et impartial ...

Ce concept de plage dynamique et de niveau de blocage est une situation fort semblable à la situation pratique que les radioamateurs connaissent lorsqu'il y a un autre radioamateur qui émet avec une puissance raisonnable (disons 1500 Watts ...) et dont l'antenne n'est éloignée que de quelques centaines de mètres.

4.6.3. Le point d'intercept d'un récepteur décimétrique

Au fait dans l'approche de la plage dynamique, on ne s'est pas soucié de la raison de ce blocage. Au fait la raison ce sont les produits d'intermodulations et nous allons analyser les choses sous un autre aspect ...

Reprenons de façon simplifiée notre récepteur, et traçons la courbe de la puissance de sortie vs la puissance d'entrée en utilisant un générateur qui ne donne qu'une seule fréquence :



On observe ainsi une zone d'amplification linéaire, où chaque variation de "x" dB de la puissance d'entrée correspond exactement à une variation de "x" dB de la puissance de sortie. On constate également une zone de saturation et un point particulier où il y a une compression (écart entre les deux courbes) de 1 dB. Avec un signal d'entrée de -40 dBm, la puissance de sortie sera de -3 dBm, on en déduit que le gain de ce récepteur est de 37 dB.

Mais le montage est aussi un changeur de fréquence, donc et en fonction de l'oscillateur local et du filtre à quartz le signal d'entrée pourrait être par exemple de 14,200 MHz et le signal de sortie pourrait être à 8,900 MHz.

Comme nous l'avons dit, les choses vont se compliquer si nous avons deux signaux à l'entrée du récepteur ... Pour les bandes décamétriques la séparation entre les deux signaux espacés de 5 kHz ou de 20 kHz, on pourrait par exemple utiliser 14,200 et 14,220 MHz, nous aurons à la sortie de notre récepteur les fréquences suivantes :

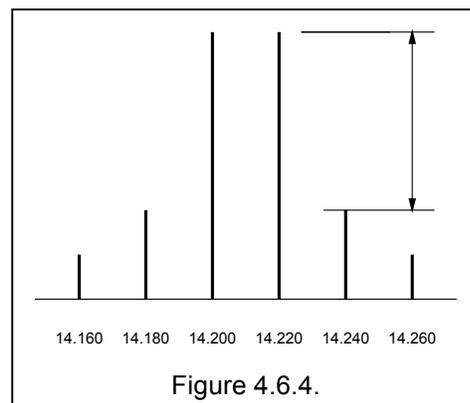
14.200 , 14.220 , 28.400, 28.440 , 42.600, 42.660, etc	les fréquences fondamentales et les harmoniques,
...	... les produits de mélange du 2 ième ordre,
28.420 et 0,020	... les produits de mélange du 3 ième ordre,
14.180 , 14.240 , 42.260 , 42.640	... les produits de mélange du 4 ième ordre,

et ainsi de suite.

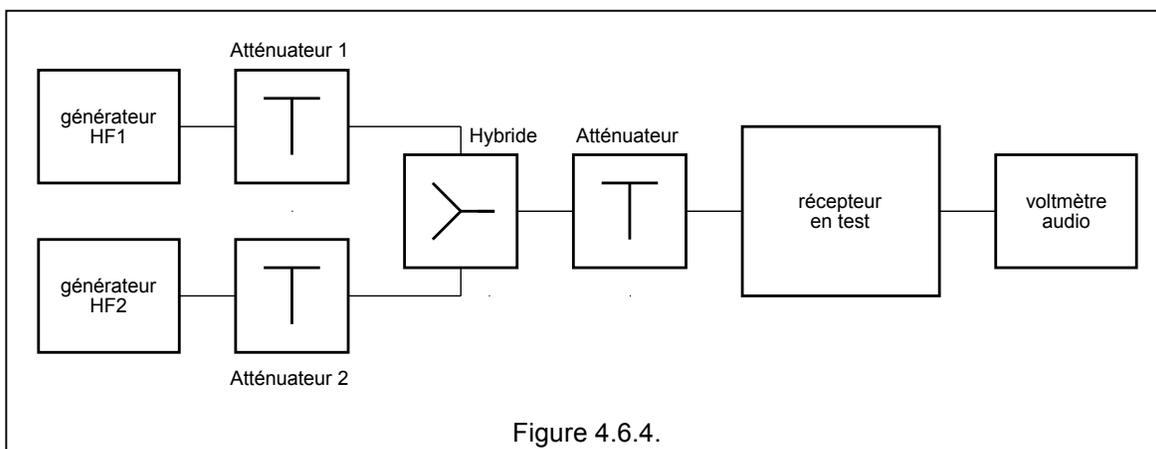
On constate que les produits d'ordre pair sont très éloignés des fréquences centrales qui nous intéressent (14,200 et 14,220), tandis que ceux d'ordre impair sont distribués symétriquement autour des deux fréquences. De plus parmi les produits d'intermodulation du 3 ième ordre, certains sont très près des fréquences qui nous intéressent : 14,180 et 14,240 MHz. Les produits du 5 ième ordre seront à 14,160 et 14,260 MHz, et ainsi de suite ...

La figure 4.6.4 donne une vue de l'analyse spectrale ...

Seuls les produits de mélange du 3eme ordre vont venir altérer les caractéristiques de notre récepteur.



Soit donc le montage pratique suivant : Les deux générateurs vont donner les deux fréquences (ici 14.200 et 14,220 MHz). Ils sont suivis de des atténuateurs qui ont pour rôle d'isoler les générateurs de façon mutuelle et d'un hybride pourra assurer le mélange, suivit d'un autre atténuateur qui va nous permettre de faire varier le niveau à l'entrée du récepteur en test.



Si nous traçons la courbe de la puissance de sortie vs la puissance d'entrée pour les deux fréquences (fondamentales) et pour les produits du 3ème ordre nous obtenons la courbe de la figure ci-contre.

Les composantes fondamentales évoluent de façon linéaire, c'est-à-dire que chaque accroissement de "x" dB de la puissance d'entrée produit un accroissement de "x" dB de la puissance de sortie.

Les composantes du 3ème ordre évoluent beaucoup plus vite, et chaque accroissement de "x" dB de la puissance d'entrée correspond un accroissement de "3x" dB de la puissance de sortie.

L'écart entre ces deux courbes s'appelle l'**écart d'intermodulation**.

Dans la pratique, on constate que les segments A-B et C-D sont relativement faciles à relever.

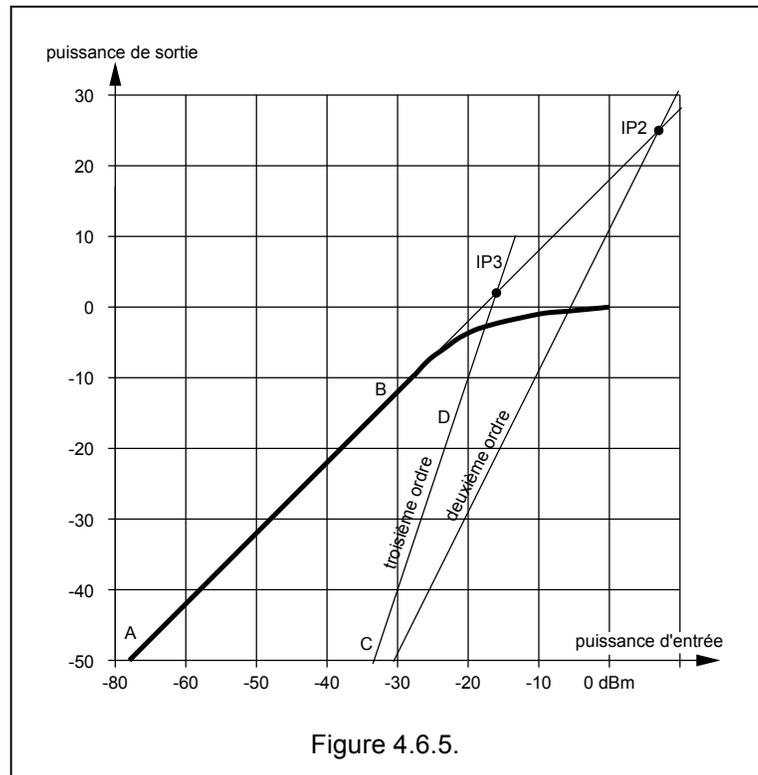


Figure 4.6.5.

On peut alors prolonger ces droites, on trouve alors le point IP3 que l'on appelle point d'intercept qui vaut ici +2 dBm.

Notons que le point IP2 est plus haut, mais ces fréquences n'entrent pas dans la bande passante qui nous concerne.

Ce point d'intermodulation est un point virtuel.

4.6.4. Le point d'intercept en VHF-UHF

Les choses ne sont évidemment pas fortement différent en VHF-UHF.

Pratiquement le montage pour la mesure reste le même. Pour les transceivers commerciaux, l'ARRL a fait une série de tests (voir les "Product Review" du QST) qui reprend la sensibilité et la plage dynamique en FM. Pour connaître le point d'interception, l'ARRL utilise une méthode simplifiée : il suffit de multiplier la plage dynamique d'interception par 1,5 et d'ajouter le SINAD à 12 dB exprimé en dBm.

	ALINCO DR112	AZDEN PCS7000H	ICOM IC229	KENWOOD TM241	YAESU FT2400
sensibilité à 12 dB SINAD	0,16 µV -123 dBm	0,19 µV -121 dBm	0,16 µV -123 dBm	0,15 µV -124 dBm	0,2 µV -122 dBm
plage dynamique à 20 kHz	73 dB	66 dB	71 dB	71 dB	75 dB
point d'interception calculé	-13,5 dBm	-22 dBm	-16,5 dBm	-17,5 dBm	-9,5 dBm

Ces résultats ne sont pas très brillants, ils sont en tous cas nettement moins bons que les résultats pour les transceivers décamétriques, mais il faut aussi dire que le problème est généralement moins critique en VHF-UHF. On pourrait aussi s'intéresser à des transceivers plus modernes :

sensibilité à 12 dB SINAD					
plage dynamique à 20 kHz					
point d'interception calculé					

On peut heureusement faire mieux ... En effet, la firme allemande Braun fabrique un module mélangeur à haut point d'interception qui atteint +27 dBm ! Ce module est donc 40 dB meilleur que les transceivers commerciaux ! Mais pour atteindre un tel résultat il faut un oscillateur local avec un très haut niveau. En général, le niveau de l'oscillateur local est de + 17 dBm (voire + 23 dBm), ce qui est une puissance considérable pour un mélangeur de réception, en effet cet oscillateur local fournit 200 mW c.-à-d. presque autant de puissance que le driver de l'émetteur ! Le problème avec un oscillateur local si puissant, est qu'il "repasse" par le mélangeur et est émis par l'antenne or nous devons veiller que les spurious soient inférieure à -57 dBm.

Variante : La firme Siliconix fabrique des mélangeurs équilibrés avec des transistors FET, ce qui réduit considérablement le niveau de l'oscillateur local.

L'analyse spectrale montre que l'amplitude diminue rapidement avec l'ordre des produits et on ne considérera que l'IMD du 3 ième ordre.

Si nous traçons $P_{FI} = f(P_{entrée})$, le signal évolue selon une loi $P_{FI} = k' P_{entrée}$ où k' représente le facteur d'amplification de l'étage d'entrée, du mélangeur et de l'ampli FI. Tandis que la puissance d'intermodulation mesurée au même point évolue selon une loi $P_{FI} = k'' (P_{entrée})^3$ pour les produits du 3 ième ordre

La courbe supérieure s'infléchit à un moment donné à cause de la saturation, on définit ainsi le point de compression à 1 dB comme étant le point où il existe une différence de 1 dB entre la droite prolongée théoriquement et la réalité.

Si on prolonge les deux droites, on peut définir un point appelé le point d'interception (ou IP) Cette valeur n'est pas mesurable directement, il faut la lire sur le diagramme par interpolation. Plus cet IP est élevé, meilleur est le récepteur.

Le point d'interception peut-être donné en faisant référence à l'entrée (c.-à-d à l'entrée du récepteur ou à l'entrée

d'un mélangeur), mais dans certains cas il est donné en faisant référence à la sortie (à la sortie de l'ampli FI, ou à la sortie d'un mélangeur). Ces deux nombres ne sont évidemment pas égaux, la différence représente le gain (soit le gain du récepteur entre l'entrée RF et la sortie FI, soit le gain du mélangeur). Il faut donc être prudent en comparant les points d'interception. Dans le cas qui nous intéresse plus particulièrement, c'est le point d'interception qui fait référence à l'entrée qui est le plus significatif...

Lorsque les signaux à l'entrée atteignent le niveau de ce point d'interception, les produits de mélange du 3^{ème} ordre sont au même niveau que le signal utile il ne sera plus possible de démoduler (dans notre cas démoduler en FM) le signal. Il faut donc convenir d'une marge en dessous du point d'interception où la démodulation est encore possible. Dans le cas de la NBFM, cette marge est de l'ordre de 20 dB. Donc si le point d'interception est à +30 dBm, il faut que le signal ne dépasse pas +10 dBm pour que le démodulateur puisse fonctionner correctement.

Il en résulte un autre paramètre : la plage dynamique relative aux produits d'intermodulation du 3^{ème} ordre (en anglais c'est plus simple : "two-tone, Third order IMD dynamic range"), qui est l'écart entre le seuil de bruit et le niveau maximum utilisable (donc 20 dB en dessous du point d'interception).

4.7. Software Defined Radio , SDR ou Radio Logicielle

Dans une radio³¹ logicielle, toute la partie de contrôle et de commande qui détermine la fréquence, le mode de modulation, la largeur du filtre, le niveau sonore, etc ... est reportée dans un ordinateur (PC).

Par ailleurs, la carte son de l'ordinateur est peut être utilisée soit comme

- démodulateur, la carte son va donc gérer les modes AM, USB, LSB, CW, FM, etc ... Dans ce cas la sortie de la radio logicielle se fait sur une fréquence intermédiaire de 12 kHz.
- processeur du signal audio, avec les fonctions de filtre passe-bas, passe haut, filtre de bande, réjecteur de bande et réducteur de bruit. Dans ce cas la sortie de la radio logicielle se fait en audio.

Dans un cas comme dans l'autre la carte son de l'ordinateur va donc jouer son plein rôle de Processeur de Signal Numérique, c-à-d de DSP.

Une radio logicielle est finalement "une simple boîte" avec un connecteur d'antenne, un connecteur série (USB) pour le contrôle et un connecteur BF pour la moyenne fréquence ou l'audio. C'est une radio sans bouton³². La figure ci-dessous représente le schéma bloc d'une radio logicielle, mieux dit d'un récepteur SDR.

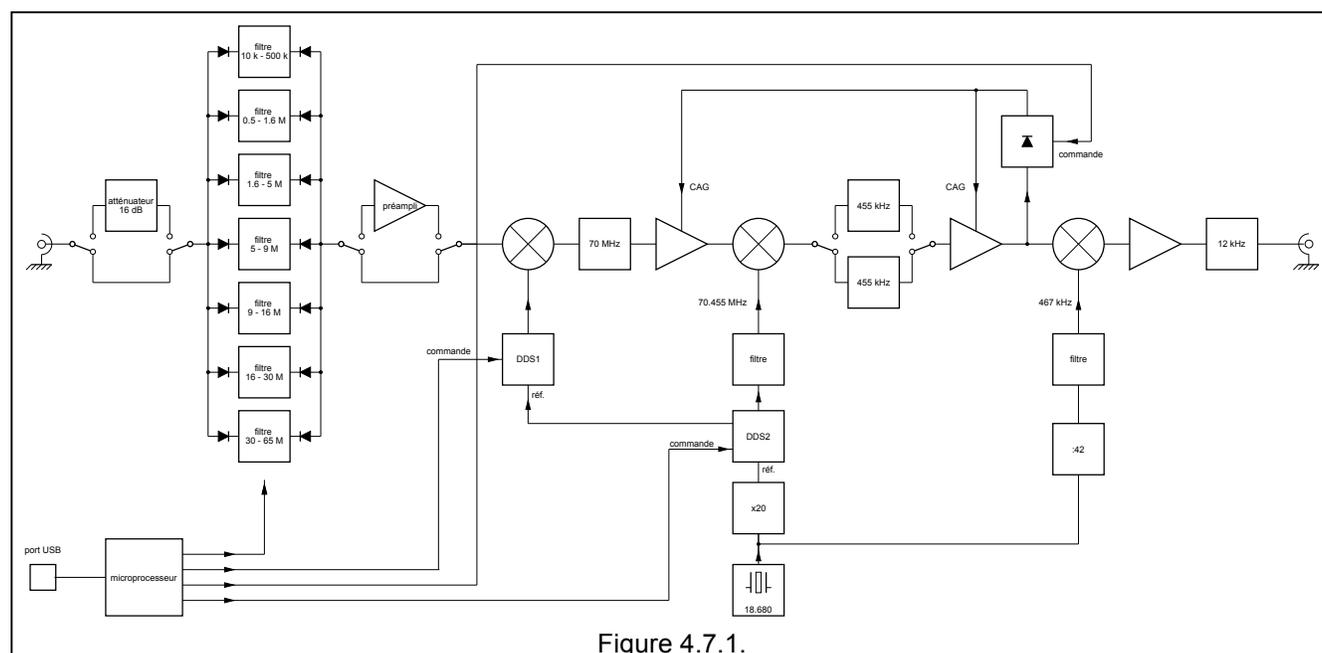


Figure 4.7.1.

Où est la différence avec une "radio traditionnelle" ? Toute la différence se trouve dans le microprocesseur (μP) qui contrôle (commande) tout et l'absence de boutons sur la face avant ... On y retrouve tous les blocs d'un récepteur superhétérodyne : les mélangeurs, des amplis, des filtres, la boucle de CAG, Il faut toutefois remarquer que l'on parle ici plutôt de Direct Digital Synthesis DDS au lieu de VCO

Mais il existe aussi des émetteurs-récepteurs avec des commandes classiques et la possibilité de le commander par un port série. La plupart des transceivers modernes appartiennent à cette catégorie d'appareils à commande

³¹ Radio signifie ici d'abord "récepteur". Les récepteurs de radio logicielles sont disponibles pour le radioamateur, mais il existe aussi des émetteurs-récepteurs contrôlés de façon logicielle.

³² Mis à part peut être un bouton d'alimentation on/off.

mixte³³ et cette possibilité de commander un transceiver par l'ordinateur est mise à profit dans les concours radio (les "contests").

Une vraie radio logicielle ou SDR est donc "sans bouton" !

L'interface graphique pour commander la radio logicielle, essaie de simuler une disposition des boutons et une fonctionnalité qui se rapproche des récepteurs radio non logiciel.

Un avantage est de pouvoir télécharger le logiciel adapté au mode de réception. On pourrait ainsi avoir un logiciel spécifique pour les modes ordinaires (AM, USB, LSB, CW, FM), un autre pour les modulations numériques (RTTY, Packet, Pactor, AMTOR,) et lors de l'avènement d'une autre forme de modulation ou d'un autre protocole de transmission, il suffirait de télécharger le nouveau logiciel.

Un autre avantage est de pouvoir contrôler des récepteurs à distance. Etant à Bruxelles, on pourrait par exemple écouter les signaux en Amérique du Sud par exemple, on pourrait aussi vérifier la qualité du signal à distance. On peut en effet transmettre des données pour commander le récepteur à travers internet et on peut aussi ramener le signal audio après l'avoir numérisé !

³³ Parmi les émetteurs-récepteurs radioamateurs traditionnels équipés d'un contrôle nous aimerions souligner quelques particularités :

YAESU appelle son système de contrôle le **CAT** system pour Computer Aided Transceiver, ce système est compatible avec le traditionnel RS232-C, il utilise un connecteur DB-9 traditionnel avec 2 signaux Tx data (pin 2) et RX data (pin3), la masse (pin5). Bien que le signal soit 100% compatible avec la norme RS232, le connecteur est de la mauvaise polarité (male/femelle). La transmission se fait à 4800 bauds selon un protocole clairement expliqué dans la documentation de YAESU. Pour connecter un transceiver YAESU à un ordinateur équipé d'un port RS232, il faut un câble femelle/femelle et ne pas croiser les broches (pin 2 -> pin 2 et pin 3 -> pin3).

ICOM appelle son système de contrôle le **CI-V**, il s'agit d'une communication série sur un seul fil, avec des niveaux de 0/+5V. Le connecteur est un jack 3.5mm. ICOM a développé ce système depuis les années 1980. Pour connecter un équipement ICOM, il faut une interface avec, par exemple, un MAX-232 si on veut attaquer un port RS232 classique. La vitesse peut être sélectionnée entre 1200 et 19200 bps. Plusieurs équipements ICOM peuvent être câblés en parallèle, et chaque équipement doit posséder une adresse.

KENWOOD

Parmi les émetteurs-récepteurs 100% SDR (donc sans bouton) citons les marques FlexRadioSystems

Parmi les récepteurs 100% SDR citons Elad FDM-77 , ICOM IC-PCR1500 et PCR-2500

4.8. Le programme HAREC

Que faut-il connaître d'après le programme HAREC ?

CHAPITRE 4 : RECEPTEURS

Vilnius
2004³⁴

4.1 Types

- Récepteur superhétérodyne simple et double

4.2 Schémas synoptiques

- Récepteur CW [A1A]
- Récepteur AM [A3E]
- Récepteur SSB pour la téléphonie avec porteuse supprimée [J3E]
- Récepteur FM [F3E]

4.3 Rôle et fonctionnement des étages suivants (Aspect schéma synoptique uniquement)

- Amplificateur HF
- Oscillateur [fixe et variable]
- Mélangeur
- Amplificateur de fréquence intermédiaire
- Limiteur
- Détecteur
- Oscillateur de battement
- Calibrateur à quartz
- Amplificateur BF
- Contrôle automatique de gain
- S-mètre
- Silencieux [squelch]

4.4 Caractéristiques des récepteurs (description simple uniquement)

- Canal adjacent
- Sélectivité
- Sensibilité
- Stabilité
- Fréquence-image
- Intermodulation ; transmodulation.

³⁴ Cette colonne indique la nouvelle matière ajoutée ou supprimée lors de la réunion CEPT de 2004.

4.9. Table des matières

Chapitre 4 : Les récepteurs	1
4.1. Types de récepteurs	1
4.1.1. Récepteurs directs	1
4.1.2. Récepteurs superhétérodynes	2
4.1.3. Particularités des récepteurs superhétérodynes	5
4.1.3.1. Fréquence de l'oscillateur local	5
4.1.3.2. Fréquence image et choix de la fréquence de l'oscillateur local	5
4.1.4. Récepteur à conversion directe	11
4.2. Schémas blocs de récepteurs	12
4.2.1. Récepteur AM (A3E)	12
4.2.2. Récepteur CW (A1A)	12
4.2.3. Récepteur BLU (SSB) pour la téléphonie avec porteuse supprimée (J3E)	13
4.2.4. Récepteur FM (F3E)	15
4.2.5. Une autre façon d'entendre les choses	16
4.3. Fonctionnement et rôle des différents étages	18
4.3.1. Amplificateur ou préamplificateur HF	18
4.3.1.1. Ampli HF à transistor bipolaire	18
4.3.1.2. Ampli HF à transistor FET	19
4.3.1.3. Ampli HF à transistor MOSFET	19
4.3.1.4. Circuits accordés	20
4.3.1.5. Utilisation de lignes quart d'ondes ou de strip-lines	20
4.3.1.6. Les préamplificateurs d'antennes	20
4.3.1.7. Remarques sur la réalisation pratique	21
4.3.2. Oscillateurs fixes et variables	22
4.3.2.1. Les montages fondamentaux	22
4.3.2.2. Oscillateur Clapp	24
4.3.2.3. Oscillateur par couplage collecteur-émetteur	24
4.3.2.4. Oscillateur à fréquence variable ou VFO	24
4.3.2.5. Un schéma pratique	25
4.3.2.6. Oscillateurs à quartz	26
4.3.3. Les mélangeurs	27
4.3.3.1. Théorie	27
4.3.3.2. Mélangeurs à transistor MOSFET	28
4.3.3.3. Le mélangeur symétrique	28
4.3.3.3. Le mélangeur symétrique	29
4.3.3.4. Le mélangeur symétrique double	29
4.3.3.5. Mélangeurs actifs et mélangeurs passifs	30
4.3.4. Les amplificateurs de fréquence intermédiaires	31
4.3.4.1. Ampli FI à circuit intégré	31
4.3.5. Les filtres à FI	32
4.3.5.1. Filtre LC et circuits couplés	32
4.3.5.2. Filtres à quartz	34
4.3.5.3. Les filtres céramiques	36
4.3.5.4. Les filtres à ondes de surface	36
4.3.5.5. Les filtres (électro)mécaniques	36
4.3.5.6. Les filtres DSP	36
4.3.5. Les limiteurs	37
4.3.6. Les détecteurs	38
4.3.6.1. Détection AM	38
4.3.6.2. Détecteur de produit	38
4.3.6.3. Les discriminateurs	39

4.3.6.4. Les démodulateurs à coïncidence	41
4.3.6.5. Discriminateur à PLL.....	42
4.3.7. Oscillateur de battement (BFO)	43
4.3.8. Calibreur à quartz.....	43
4.3.9. Amplificateur BF.....	43
4.3.10. Contrôle automatique de gain	44
4.3.11. S-mètre	45
4.3.12. Silencieux (squelch)	45
4.3.13. Le traitement numérique du signal (DSP) dans les récepteurs.....	46
4.4. Les caractéristiques des récepteurs	47
4.4.1. La sélectivité et le canal adjacent	47
4.4.2. La sensibilité	50
4.4.4. La désensibilisation.....	51
4.4.5. La stabilité	51
4.4.6. La fréquence image	52
4.5. Le rapport S/N , figure de bruit et seuil de bruit.....	53
4.5.1. Le bruit thermique	53
4.5.2. Le rapport S/N.....	54
4.5.3. Facteur de bruit d'un amplificateur	54
4.5.3. Le bruit extérieur	55
4.5.4. Seuil de sensibilité d'un récepteur.....	56
4.5.5. Seuil de sensibilité pour un rapport (S/N) donné	57
4.5.6. La température de bruit.....	59
4.5.7. Rapport (S+B) / B.....	60
4.5.8. Mise en cascade de plusieurs amplificateurs.....	61
4.5.9. Influence d'un atténuateur.....	62
4.5.10. Applications et choix de la meilleure solution.....	62
4.5.10.1. Etape 1.....	62
4.5.10.2. Etape 2.....	63
4.5.10.3. Etape 3.....	64
4.5.10.4. Etape 4.....	65
4.5.11. Retour sur les composants actifs	66
4.6. L'intermodulation et transmodulation.....	67
4.6.1. La théorie	67
4.6.2. La plage dynamique	68
4.6.3. Le point d'intercept d'un récepteur décamétrique	69
4.6.4. Le point d'intercept en VHF-UHF	72
4.7. Software Defined Radio , SDR ou Radio Logicielle.....	74
4.8. Le programme HAREC.....	76
4.9. Table des matières	77
Annexe	79
Commutateur RF:.....	79

Annexe

Commutateur RF:

Il est parfois nécessaire de commuter entre 2 sources RF. Le circuit ci-contre représente un tel commutateur. Pour les transfos, on peut utiliser des T4-1. La commutation nécessite une tension de -2 V pour rendre les diodes D1 et D2 conductrices (sortie A active) ou une tension de +2 V pour rendre les diodes D3 et D4 conductrices (sortie B active).

On peut ainsi réaliser un commutateur jusqu'à 250 MHz, avec une perte d'insertion de l'ordre de 0,8 dB et une isolation de l'ordre de 35 dB.

