



Antenne de Bretagne



Caractéristiques des récepteurs

Ce document rassemble des notes de cours destinées aux élèves de préparation à l'Agrégation de Génie Electrique. Toutes les remarques qui pourraient contribuer à son amélioration sont les bienvenues. Certaines informations sont tirées d'ouvrages dont les références sont données en fin de document. Si certaines d'entre elles venaient à manquer, je m'en excuse par avance auprès de leurs auteurs et les invite à m'en faire part. Mon adresse est la suivante : frenea@bretagne.ens-cachan.fr

STRUCTURE DES RECEPTEURS

Introduction : Complément sur la structure des émetteurs (Consulter [1], [2])

L'architecture des émetteurs est généralement plus simple que celle des récepteurs. Un émetteur comporte trois modules principaux :

- Un dispositif de traitement du signal en bande de base
- Un circuit modulateur
- Un amplificateur de puissance

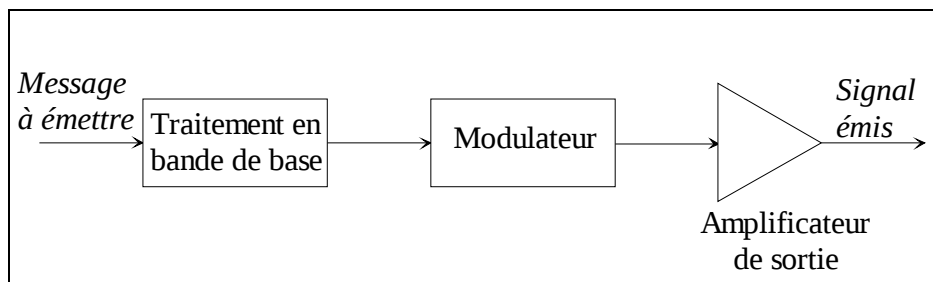


Figure 1 - Schéma structurel d'un émetteur

Quel que soit le type de modulation envisagé, on borne le spectre du signal modulant à la fréquence $f_{\max}$ lors d'une étape préliminaire de filtrage. Cela permet de limiter la bande B occupée par le signal modulé :

	Largeur de bande (B)
AM-DBAP	$2.f_{\max}$
AM-DBSP	$2.f_{\max}$
AM-BLU	$f_{\max}$
AM-BLR	$(1 + \alpha).f_{\max}$ avec $\alpha \ll 1$
FM	$2(\beta + 1).f_{\max}$

Si le signal à transmettre est modulé en fréquence, on compte parmi les traitements réalisés en amont du modulateur une étape de préaccentuation (*pre-emphasis*). Cette opération consiste à relever le niveau des composantes situées dans la partie haute du spectre avant modulation. En effet, le spectre est généralement décroissant en fonction de la fréquence, et les signaux ont par conséquent peu d'énergie dans les bandes où le bruit est le plus important (en MF, le bruit démodulé croît avec la fréquence). Afin de conserver une transmission sans distorsion, il sera nécessaire à la réception d'effectuer l'opération inverse (désaccentuation = *de-emphasis*), qui consiste à atténuer la partie haute du spectre BF.

L'architecture du modulateur et la classe de fonctionnement de l'ampli de sortie dépendent du type de modulation => cf. cours MA et MF

Un circuit d'adaptation d'impédance doit être intercalé entre cet étage de sortie et la charge, qui peut être une antenne, un câble coaxial ou bifilaire, un guide d'onde, etc.

I – Principe de la réception hétérodyne

Un récepteur doit être capable :

- D'amplifier les signaux modulés (de faible niveau, en raison de la distance séparant l'émetteur du récepteur)
- De sélectionner le canal désiré dans la bande d'intérêt
- De démoduler la porteuse correspondante et de restituer le message transmis.

Ces opérations doivent s'effectuer en présence de bruit et l'on ne doit pas oublier que l'antenne captera une multitude d'émissions dans les bandes de fréquences environnantes.

Le principe de la réception hétérodyne repose sur un changement de fréquence consistant à transposer le spectre d'un signal *Radio Fréquence* (RF) capté par l'antenne autour d'une fréquence fixe appelée *Fréquence Intermédiaire* (FI, généralement beaucoup plus basse que celle de la porteuse RF). Ce changement de fréquence est réalisé à l'aide d'un mélangeur et d'un oscillateur local.

Intérêt du changement de fréquence (*hétérodynage*):

- Elimine le besoin de réaliser un filtre sélectif en haute fréquence de fréquence centrale variable (pour assurer la sélection d'un seul canal)
- Le démodulateur fonctionne à fréquence porteuse fixe
- L'ampli FI fonctionne à fréquence fixe et peu élevée, ce qui permet d'avoir un gain important.

Tous les récepteurs radio et TV du commerce font usage de ce principe. On retrouve cette structure dans les analyseurs de spectre à balayage, ainsi que dans les analyseurs de réseau.

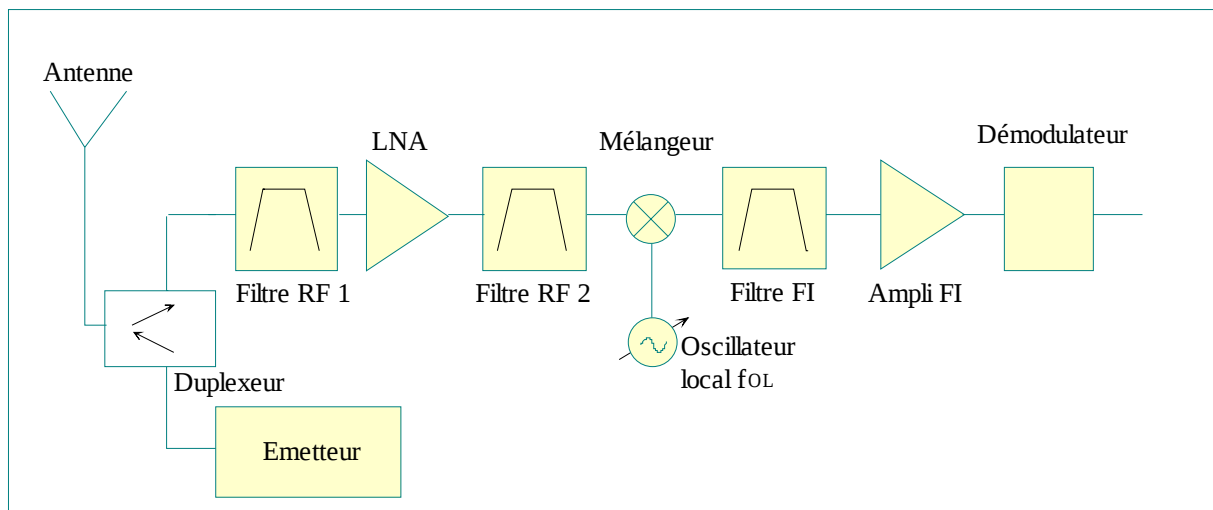
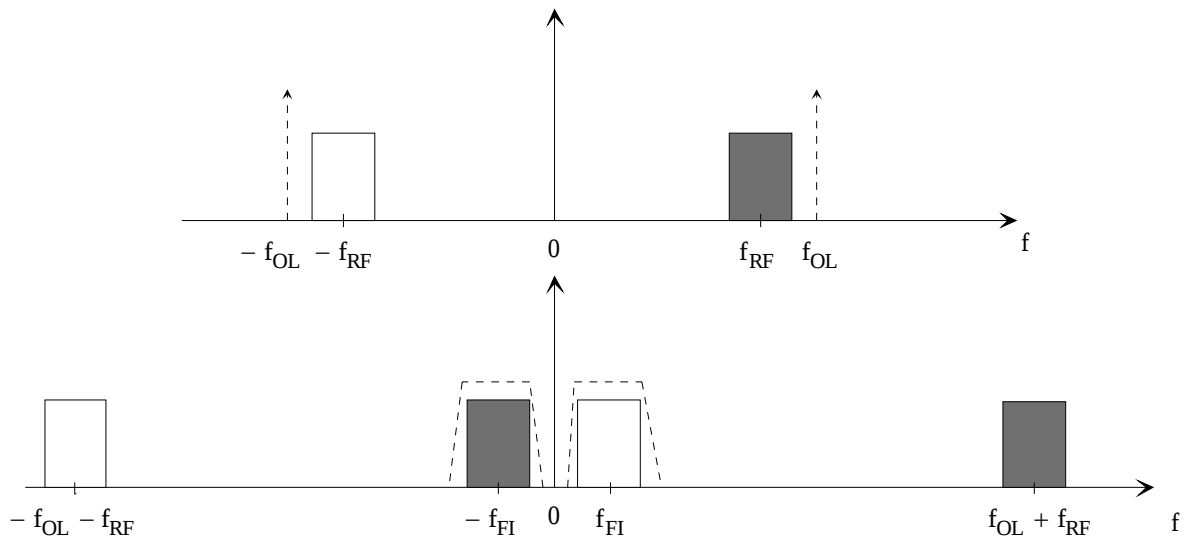


Figure 2 - Principe du récepteur hétérodyne

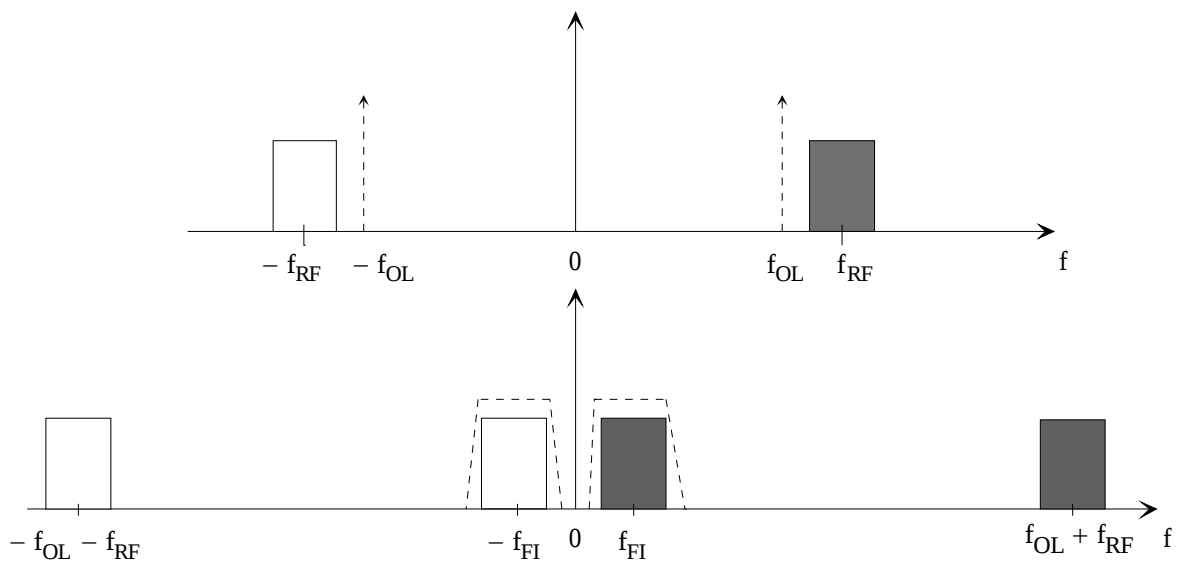
En sortie du mélangeur, le spectre de la porteuse modulée est translaté autour des fréquences $f_{OL} + f_{RF}$ et $f_{FI} = |f_{OL} - f_{RF}|$. Après filtrage autour de f_{FI} , il reste un signal identique au signal RF, mais dont la fréquence centrale est égale à la fréquence intermédiaire $f_{FI} = |f_{OL} - f_{RF}|$.

Deux cas sont envisageables :

- 1) $f_{RF} < f_{OL} \Rightarrow$ Récepteur *superhétérodyne* $f_{FI} = f_{OL} - f_{RF}$



- 2) $f_{RF} > f_{OL} \Rightarrow$ Récepteur *infradyne* $f_{FI} = -f_{OL} + f_{RF}$



La plage de variation relative ($\Delta f / f_0$) d'un VCO étant limitée, on privilégie en principe l'architecture superhétérodyne :

$$\Rightarrow \text{Plage de variation relative dans le cas 1) : } \left| \frac{\Delta f_{RF}}{\frac{f_{RF \min} + f_{RF \max}}{2} + f_{FI}} \right|$$

$$\Rightarrow \text{Plage de variation relative dans le cas 2) : } \left| \frac{\frac{\Delta f_{RF}}{f_{RF \min} + f_{RF \max}} - f_{FI}}{2} \right|$$

Le premier choix conduit donc à une gamme de variation de fréquence relative plus faible de l'oscillateur local.

II – Fréquence image

Dans le cas d'un récepteur superhétérodyne, une porteuse de fréquence f_{RF} pourra être démodulée en réglant l'oscillateur local à la fréquence $f_{OL} = f_{RF} + f_{FI}$. Une autre porteuse de fréquence f'_{RF} telle que $f'_{RF} = f_{OL} + f_{FI}$ produirait la même différence $|f_{OL} - f_{RF}|$. Si ces deux signaux sont présents en amont du mélangeur, ils se retrouveront simultanément dans la bande passante du filtre FI. La fréquence f'_{RF} , non désirée, est située à une distance $2f_{FI}$ de la fréquence f_{RF} et est appelée fréquence image.

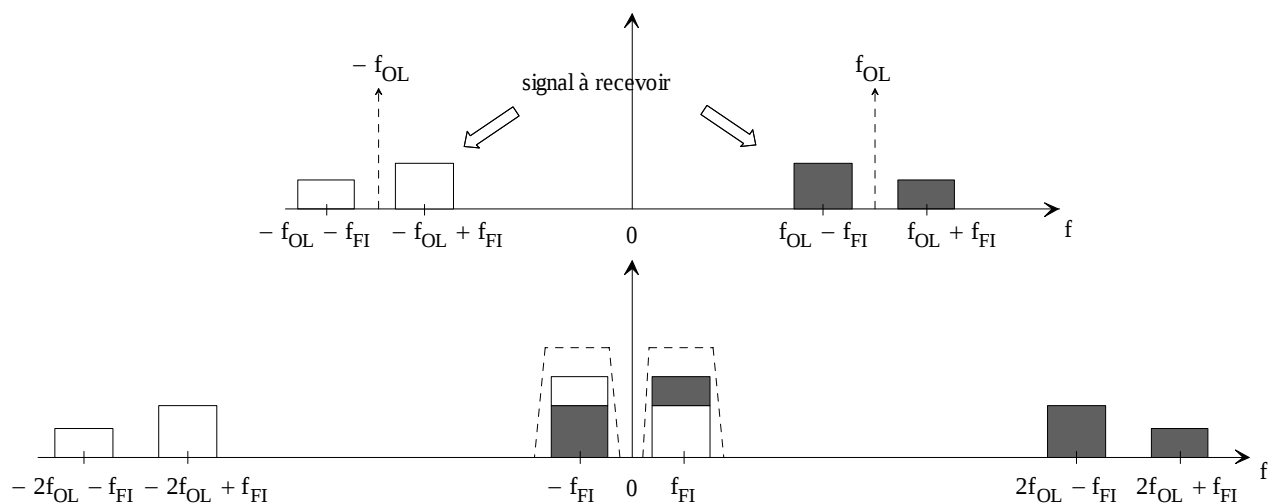


Figure 3 – Problème de la fréquence image

Plusieurs procédés permettent de rejeter la fréquence image, afin d'empêcher la sélection simultanée de deux émetteurs :

- Choix approprié de la fréquence intermédiaire (f_{FI}) :

Le choix de la fréquence intermédiaire intègre plusieurs paramètres contradictoires : plus la fréquence intermédiaire est élevée, plus il sera facile d'éliminer la fréquence image par filtrage RF. Cependant, l'amplification et le filtrage dans la chaîne FI seront d'autant plus délicats que la fréquence intermédiaire sera haute.

Si la largeur de bande occupée par tous les canaux pouvant être reçus est peu importante, une valeur suffisamment grande de la fréquence intermédiaire constitue une solution.

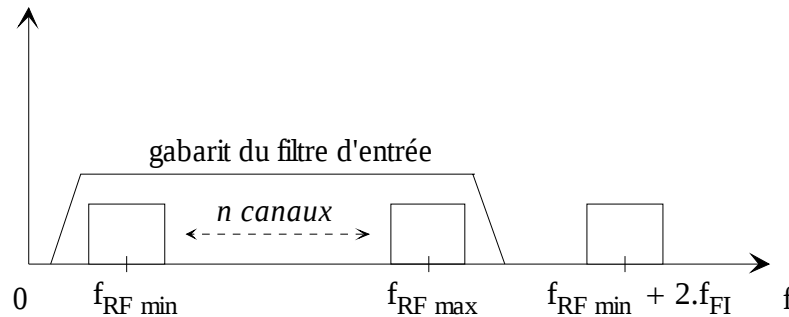


Figure 4 - Choix de f_{FI} en fonction de la bande occupée par les n canaux pouvant être reçus

Si ces n canaux sont compris entre $f_{RF \min}$ et $f_{RF \max}$, avec $f_{OL} = f_{FI} + f_{RF}$ (récepteur superhétérodyne) les fréquences images se situent dans l'intervalle $[f_{RF \min} + 2.f_{FI} ; f_{RF \max} + 2.f_{FI}]$.

Ces fréquences seront rejetées par l'étage de filtrage RF à condition que : $f_{RF \min} + 2.f_{FI} > f_{RF \max}$.

Le choix de la fréquence intermédiaire doit permettre de vérifier: $f_{FI} > \frac{f_{RF \max} - f_{RF \min}}{2}$

Exemple :

On souhaite recevoir tous les canaux dans la bande de radio-diffusion FM 87.5 à 108 MHz.

$$\Rightarrow f_{FI} > \frac{108 - 87.5}{2} \text{ soit } f_{FI} > 10.25 \text{ MHz.}$$

Dans la pratique, la valeur standard retenue est égale à 10.7 MHz.

• Filtre d'entrée à accord variable sélectionnant un groupe de canaux :

Lorsque la bande couverte par le récepteur est très large (ex : TV), on ne peut plus appliquer la méthode précédente. On introduit alors une sélectivité fréquentielle au niveau du filtre RF de fréquence centrale variable, laissant passer f_{RF} tout en bloquant f'_{RF} . La commande de ce filtre est couplée avec celle de l'oscillateur local, de façon à respecter : $f_{OL} = f_{RF} + f_{FI}$.

Il n'est pas nécessaire de rechercher une grande précision du gabarit du filtre d'entrée. En effet, il suffit de sélectionner un ensemble de canaux comportant le signal utile. Après transposition autour de la fréquence intermédiaire, il appartient au filtre FI de rejeter les signaux situés en-dehors du canal choisi.

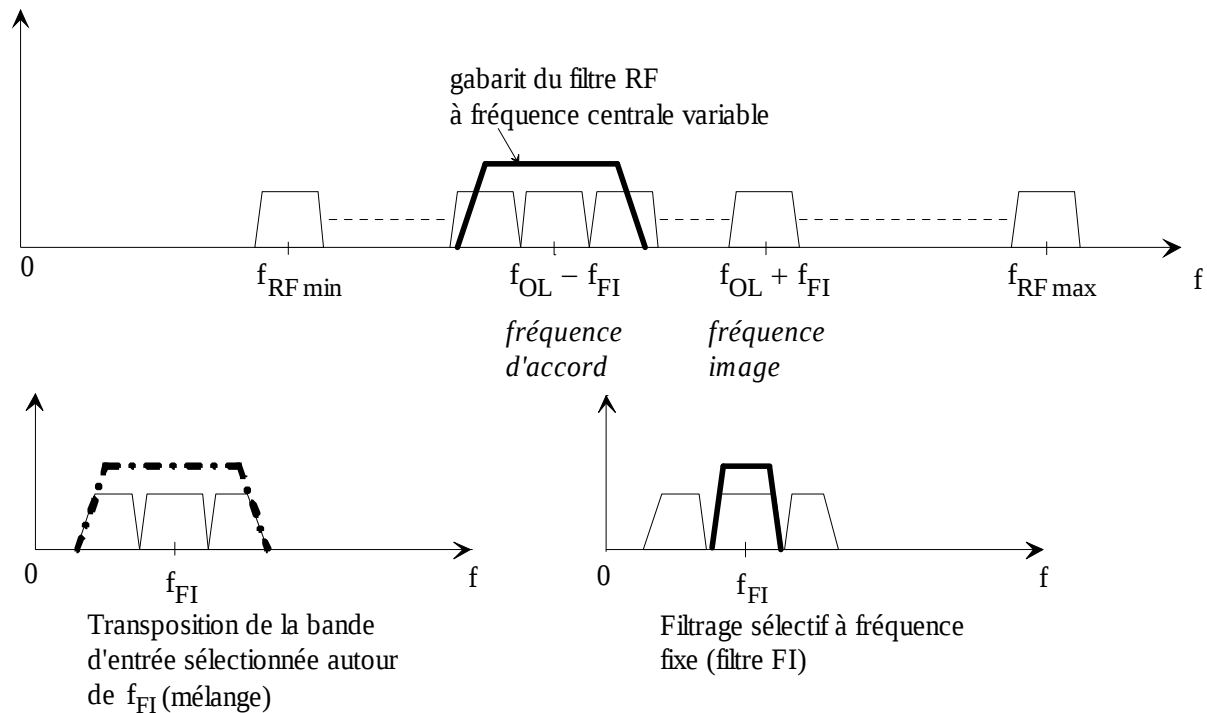


Figure 5 – Réjection de la fréquence image à l'aide d'un filtre d'entrée à accord variable

L'hétérodynage permet donc la sélection d'un canal parmi n grâce à un filtre de largeur de bande et de fréquence centrale fixes valant respectivement Δf_{FI} et f_{FI} . Le facteur de

surtension Q du filtre FI est par conséquent fixe : $Q_{FI} = \frac{f_{FI}}{\Delta f_{FI}}$.

Si l'on n'avait pas eu recours à ce changement de fréquence, il aurait fallu reporter la sélection du canal souhaité sur le filtre RF, dont le coefficient de surtension aurait alors valu :

$Q_{RF} = \frac{f_{RF}}{\Delta f_{FI}} = \frac{f_{RF}}{f_{FI}} \cdot Q_{FI}$. On aurait donc eu à réaliser un filtre à fréquence centrale variable élevée ayant un facteur de surtension très important !

La sélectivité d'un récepteur est d'autant meilleure que le coefficient de surtension du filtre FI est élevé. On utilise généralement des filtres céramiques, à quartz et à onde de surface qui permettent d'obtenir des coefficients de surtension élevés avec une grande simplicité de mise en œuvre et un coût relativement faible. Ces filtres existent pour un certain nombre de fréquences intermédiaires standards :

455 kHz (Radio MA) , 10.7 MHz (Radio MF), 21.4 MHz, 70 MHz, 130 MHz, 140 MHz, 480 MHz, etc.

Ces fréquences sont liées à des applications « grand public » telles que les récepteurs radio en MA et MF, les récepteurs de télévision terrestres et satellites, les téléphones mobiles... On trouve pour toutes ces fréquences intermédiaires différentes largeurs de bande. La disponibilité de ces filtres standards peut également être un critère de choix pour une fréquence intermédiaire : elle permet de se passer du développement d'un filtre spécifique.

- **Récepteur à double changement de fréquence :**

Pour résoudre le problème lié au compromis entre réjection de la fréquence image et sélectivité, on a parfois recours à une architecture à double changement de fréquence. Un premier oscillateur local variable permet de sélectionner le canal et de le transposer vers une fréquence intermédiaire suffisamment élevée pour pouvoir éliminer la fréquence image. Un deuxième oscillateur à fréquence fixe ramène le signal autour de la seconde fréquence intermédiaire où est effectué un filtrage très sélectif.

(Exemple de récepteur pour le GSM : 1ère fréquence intermédiaire : 225 MHz – 2^{ème} fréquence : 45 MHz).

III - Caractérisation d'une chaîne de réception (Cf. [2], [3])

1. **Bruit** (Consulter [4], [5])

Le bruit thermique (bruit de JOHNSON) est le résultat du mouvement brownien des électrons dans un conducteur. Il produit aux bornes d'une résistance R une tension aléatoire de valeur

quadratique moyenne : $\overline{V^2} = 4kTBR$

soit $V = \sqrt{4kTBR}$

avec :

V : tension efficace de bruit (V)

k : constante de Boltzmann $k = 1.38.10^{-23} \text{J.K}^{-1}$

T : Température exprimée en K

R : résistance (Ω)

B : bande de fréquence (Hz)

La puissance maximale de bruit pouvant être transférée à une charge (cas $R_{\text{charge}}=R$) vaut :

$$N = \frac{\overline{V^2}}{4R} = kTB$$

Pour une température de 290°K (17°C), servant généralement de référence, on a :

$$N(\text{dBm}) = -174 + 10 \log B$$

Température équivalente de bruit d'un quadripôle:

Considérons l'amplificateur idéal de la Figure 6. Le signal à l'entrée est constitué d'une composante à la fréquence f_0 , de puissance S_e et d'un bruit de puissance $N_e = k.T_s.B$ (T_s : température de bruit de la source en °K)

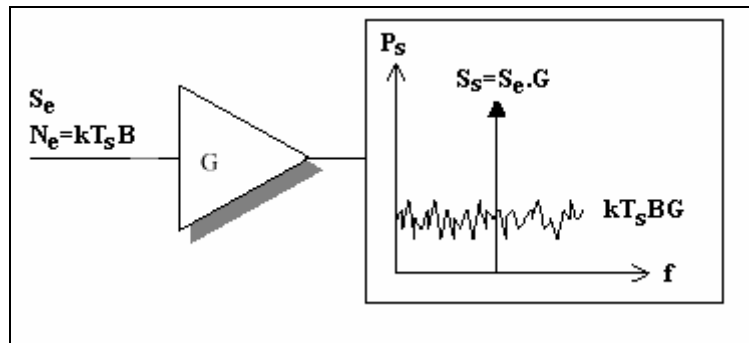


Figure 6 - Amplificateur idéal (ne produisant pas de bruit)

En notant G le gain de l'amplificateur, on récupère en sortie :

$$S_s = S_e \cdot G$$

$$N_s = k \cdot T_s B G$$

Le rapport signal sur bruit en sortie est identique au rapport signal sur bruit en entrée :

$$\frac{S_s}{N_s} = \frac{S_e}{N_e}$$

Dans le cas d'un amplificateur réel, la puissance de bruit en sortie N_s est plus importante que celle obtenue dans le cas de l'amplificateur idéal (cf. Figure 7).

Le bruit électronique d'un circuit peut être imputé à plusieurs sources (bruit thermique, bruit de Grenaille, bruit de scintillement). Caractériser le bruit d'un amplificateur revient à combiner ces différentes sources et à les assimiler à du bruit thermique. A partir de la contribution de bruit de l'ampli N_{eq} , on peut définir une température équivalente de bruit T_{eq} telle que : $N_{eq} = k \cdot T_{eq} \cdot B$. Cette valeur peut être très différente de la température physique du circuit. Tout se passe comme si le bruit interne de l'amplificateur provenait d'une source de bruit à la température T_{eq} située à son entrée.

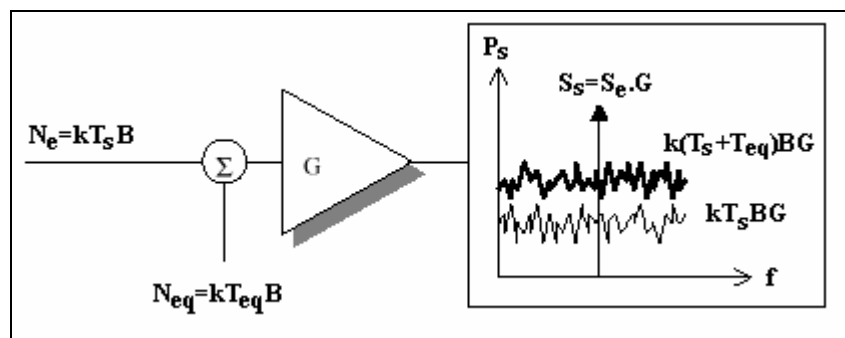


Figure 7 – Contribution du bruit de l'amplificateur

Le rapport signal sur bruit en sortie en sortie vaut ainsi : $\frac{S_s}{N_s} = \frac{G \cdot S_e}{G \cdot k(T_s + T_{eq}) B}$, tandis que le

rapport signal sur bruit en entrée s'exprime par : $\frac{S_e}{N_e} = \frac{S_e}{kT_s B}$

$$\text{D'où: } \frac{S_s}{N_s} = \frac{1}{1 + \frac{T_{eq}}{T_s}} \cdot \frac{S_e}{N_e}$$

Facteur de bruit :

Le facteur de bruit d'un quadripôle mesure la dégradation du rapport signal sur bruit à la traversée du quadripôle :

$$F = \frac{S_e/N_e}{S_s/N_s}$$

D'après la relation précédente, on a donc : $F = 1 + \frac{T_{eq}}{T_s}$

Cette définition présente néanmoins un inconvénient : le facteur de bruit dépend de la température de bruit T_s de la source, paramètre indépendant du quadripôle que l'on souhaite caractériser. Par convention, le facteur de bruit d'un quadripôle sera donc spécifié en supposant que la source est à la température $T_0 = 290^\circ\text{K}$ (convention IEEE) :

$$F = 1 + \frac{T_{eq}}{T_0}$$

La notion de facteur de bruit est généralement employée lorsque les sources de bruit sont à une température proche de 290°K . C'est notamment le cas des systèmes de transmission par voie hertzienne. Dans le cas des transmissions par satellite, pour lesquelles on s'éloigne de cette valeur, on utilisera de préférence la notion de température équivalente en entrée.

Remarque :

On exprime généralement F en dB : $F_{dB} = 10 \cdot \log F$. On a alors : $\left(\frac{S_s}{N_s}\right)_{dB} = \left(\frac{S_e}{N_e}\right)_{dB} - F_{dB}$

En anglais, on distingue les termes « noise factor » (facteur de bruit) et « noise figure » (facteur de bruit exprimé en dB).

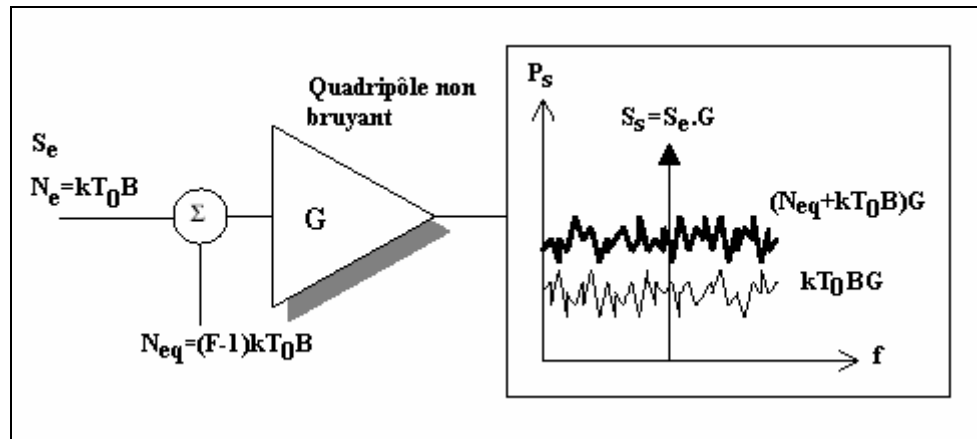


Figure 8

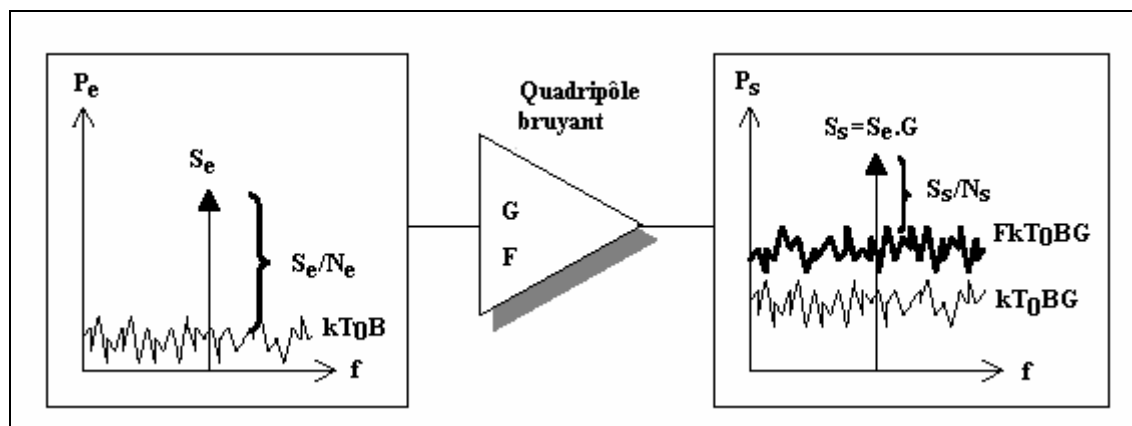


Figure 9 - le facteur de bruit traduit la dégradation du rapport signal sur bruit

Facteur de bruit d'un quadripôle passif :

Considérons un quadripôle passif à la température T attaqué par une impédance Z_g à la même température (physique). Son gain en puissance G est inférieur à l'unité, et on définit l'atténuation du quadripôle comme : $A = 1/G$

Le quadripôle reçoit à son entrée une puissance de bruit $N_e = kTB$.

On a donc : $N_s = GkTB + GN_{eq}$

Du point de vue de la sortie, l'ensemble est équivalent à une impédance Z_s à la température T .

La puissance de bruit disponible en sortie s'écrit donc : $N_s = kTB$. D'où :

$$N_{eq} = A(N_s - \frac{kTB}{A}) = (A - 1)kTB = kT_{eq}B$$

$$\text{D'où : } T_{eq} = T(A - 1)$$

Remarque : Un quadripôle sans pertes ne comporte aucun élément dissipatif, donc aucun élément bruyant. La température T_{eq} est alors nulle et il n'y a aucune dégradation du rapport signal à bruit apportée par le quadripôle. $T_{eq} = 0 \Rightarrow A = 1$. Le gain en puissance disponible d'un quadripôle sans pertes est égal à l'unité. On dit aussi que les pertes d'insertion sont

nulles (les pertes d'insertion correspondent à l'atténuation en puissance du quadripôle, exprimée en dB).

On en déduit :
$$F = 1 + \frac{T_{eq}}{T_0} = 1 + \frac{T}{T_0} (A - 1)$$

Si le quadripôle Q est à la température $T_0 = 290^\circ\text{K}$ (ce que l'on considère souvent en première approximation), on a $F = A$

Le facteur de bruit (en dB) du quadripôle est alors égal à ses pertes d'insertion.

Association de plusieurs quadripôles en cascade:

- Température de bruit équivalente en entrée :

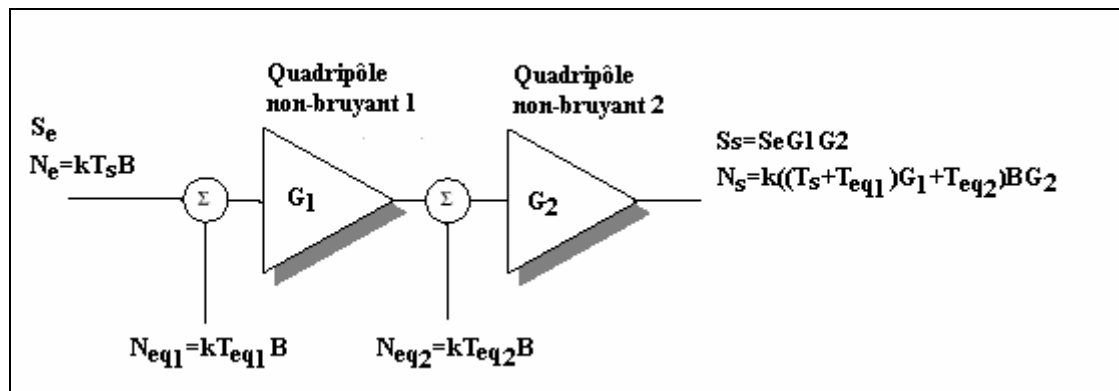


Figure 10 - Association de deux quadripôles en cascade

Considérons deux amplificateurs bruyants en cascade, de gains en puissance respectifs G_1 et G_2 et de températures équivalentes de bruit en entrée T_{eq1} et T_{eq2} . Le système reçoit à son entrée une puissance de signal S_e et un bruit à la température T_s .

La température de bruit équivalente T_{eq} en entrée de l'ensemble est telle que la puissance de bruit totale disponible en sortie peut s'écrire:

$$N_s = G_1 G_2 k (T_s + T_{eq}) B$$

Par ailleurs, on a :

$$\begin{aligned} N_s &= G_1 G_2 N_e + G_1 G_2 N_{eq1} + G_2 N_{eq2} \\ &= G_1 G_2 k T_s B + G_1 G_2 k T_{eq1} B + G_2 k T_{eq2} B \end{aligned}$$

En identifiant les deux relations précédentes, on aboutit à :

$$T_{eq} = T_{eq1} + \frac{T_{eq2}}{G_1}$$

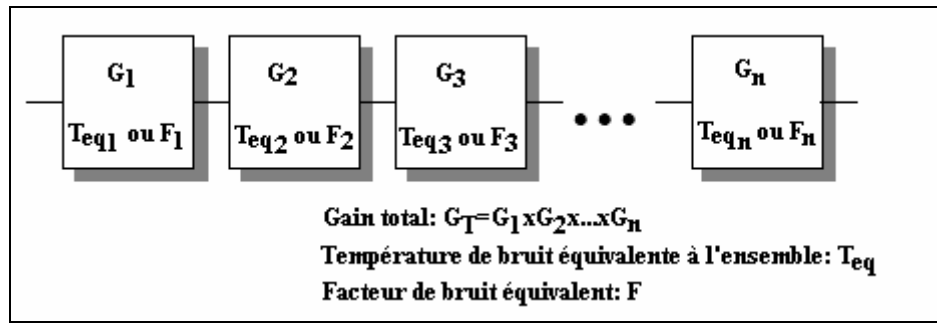


Figure 11 - Association de n quadripôles en cascade

On démontrerait par récurrence que l'association de n quadripôles en cascade donne une température équivalente de bruit en entrée de valeur T_{eq} telle que :

$$T_{eq} = T_{eq1} + \frac{T_{eq2}}{G_1} + \frac{T_{eq3}}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_{eqn}}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}$$

- *Facteur de bruit de l'ensemble :*

Le facteur de bruit de l'ensemble se déduit immédiatement de la relation précédente :

$$F = 1 + \frac{T_{eq}}{T_0} = 1 + \frac{T_{eq1}}{T_0} + \frac{T_{eq2}}{G_1 T_0} + \dots + \frac{T_{eqn}}{G_1 G_2 \dots G_{n-1} T_0}$$

Soit :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}$$

Cette relation indique que le bruit apporté par le premier étage d'un système intervient de façon prépondérante dans le bruit en sortie (la contribution au bruit de chaque étage est divisée par le gain des étages précédents, à l'exception de ce premier quadripôle). Il faudra donc accorder une attention particulière à la conception de l'amplificateur placé en entrée d'une chaîne de réception. On cherchera à avoir F_1 faible et G_1 élevé.

Remarque :

Ces formules, donnant la température équivalente de bruit en entrée et le facteur de bruit de n quadripôles en cascade, portent le nom de formules de Friis.

2. Prise en compte des non-linéarités du récepteur

2.1. Point de compression à 1 dB :

Dans le cas idéal, la caractéristique de transfert d'un amplificateur est une droite de pente G (en échelle linéaire !), telle que $P_s = G \cdot P_e$. En pratique, la dynamique d'un amplificateur est limitée et la puissance de sortie cesse de croître linéairement avec la puissance d'entrée lorsque l'ampli arrive à saturation. Le point de compression à 1 dB est le point pour lequel la puissance de sortie de l'amplificateur se situe 1 dB en dessous de sa valeur théorique.

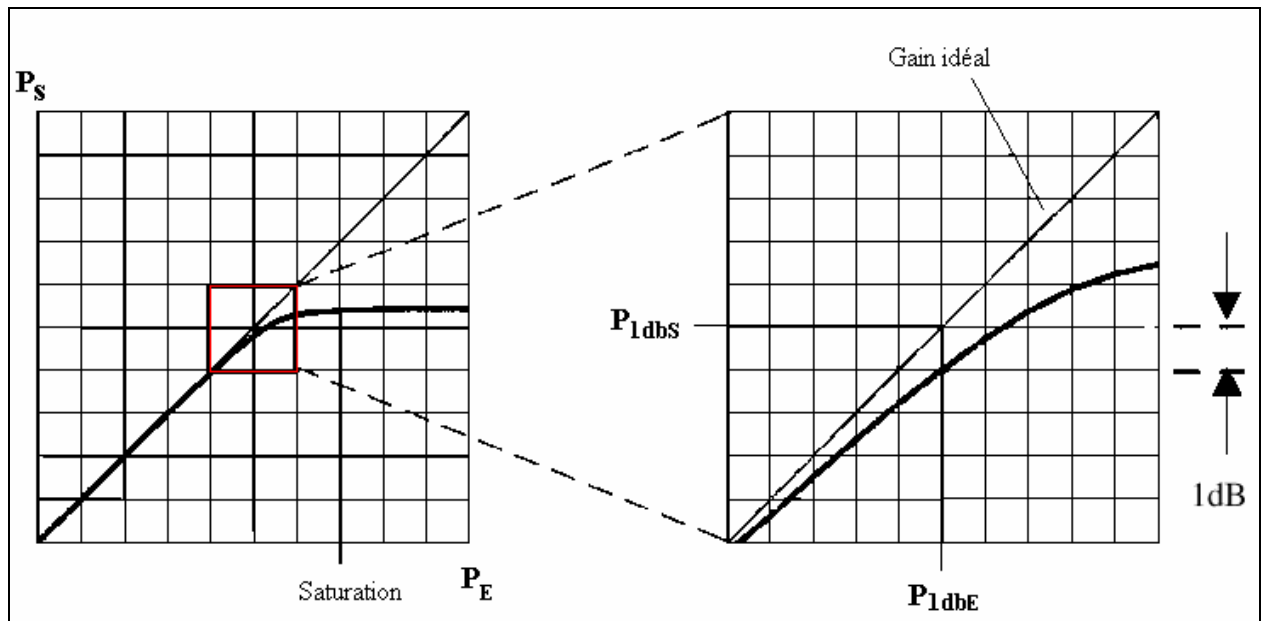


Figure 12 - Définition du point de compression à 1 dB

2.2. Distorsion d'intermodulation

Les différents amplificateurs entrant dans la composition du récepteur possèdent idéalement une caractéristique linéaire. Ce n'est malheureusement pas le cas en pratique, et les non-linéarités inhérentes à ces circuits peuvent perturber de façon importante la réception d'un signal. Il faut donc en tenir compte lors de la conception du récepteur.

Afin d'illustrer l'effet de la non-linéarité de la caractéristique d'un ampli, on peut considérer que sa fonction de transfert est de la forme : $V_s = G_1 \cdot V_e + G_2 \cdot V_e^2 + G_3 \cdot V_e^3 + \dots$

Si on présente à l'entrée de ce circuit deux signaux de pulsations ω_1 et ω_2 de même amplitude : $V_e = A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)$

en se limitant aux termes d'ordre 3, on a :

$$V_s = G_1[A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)] + G_2[A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)]^2 + G_3[A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)]^3$$

Après développement, on obtient :

$$\begin{aligned}
V_s = & G_2 A^2 + G_2 A^2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t + \left[G_1 A + \frac{9.G_3 A^3}{4} \right] \cos \omega_1 t + \left[G_1 A + \frac{9.G_3 A^3}{4} \right] \cos \omega_2 t \\
& + \frac{G_2 A^2}{2} \cos 2\omega_1 t + G_2 A^2 \cos(\omega_2 + \omega_1)t + \frac{G_2 A^2}{2} \cos 2\omega_2 t + \frac{3.G_3 A^3}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \\
& + \frac{3.G_3 A^3}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t + \frac{3.G_3 A^3}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3.G_3 A^3}{4} \cos(2\omega_2 + \omega_1)t \\
& + \frac{G_3 A^3}{4} \cos 3\omega_1 t + \frac{G_3 A^3}{4} \cos 3\omega_2 t
\end{aligned}$$

On montrerait ainsi que la sortie de l'amplificateur comporte tous les produits d'intermodulation de la forme $m\omega_1 \pm n\omega_2$ avec m et n entiers .

Supposons que les deux fréquences suivantes soient présentes en entrée d'un amplificateur :

$$f_1 = 104 \text{ MHz}$$

$$f_2 = 105 \text{ MHz}$$

En sortie, on retrouve les produits d'intermodulation suivants :

Ordre 2	Ordre 3
$2.f_1 = 208 \text{ MHz}$	$3.f_1 = 312 \text{ MHz}$
$2.f_2 = 210 \text{ MHz}$	$3.f_2 = 315 \text{ MHz}$
$f_1 + f_2 = 209 \text{ MHz}$	$2.f_2 - f_1 = 106 \text{ MHz}$
$f_2 - f_1 = 1 \text{ MHz}$	$2.f_1 - f_2 = 103 \text{ MHz}$
	$2.f_2 + f_1 = 314 \text{ MHz}$
	$2.f_1 + f_2 = 313 \text{ MHz}$

Les composantes aux fréquences $2.f_2 - f_1$ et $2.f_1 - f_2$ issues des produits d'intermodulation d'ordre 3 sont généralement impossibles à éliminer par filtrage, car dans la bande utile du signal.

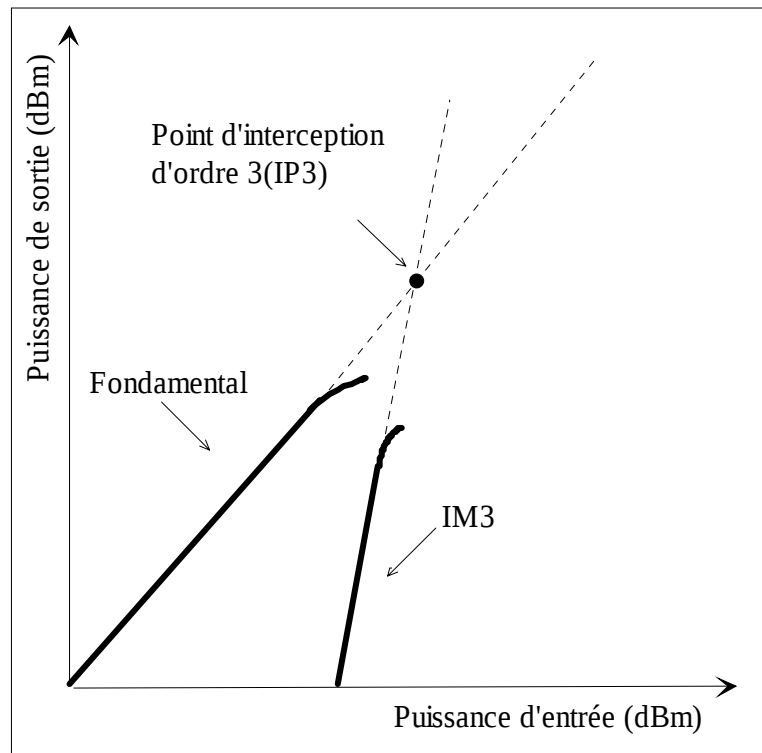


Figure 13 - Définition du point d'interception d'ordre 3

Les courbes de la Figure 13 représentent les caractéristiques de transfert en puissance de l'amplificateur réel pour le signal utile et les produits d'intermodulation d'ordre 3. Ces courbes ont des pentes de valeurs respectives 1 et 3 (les puissances étant exprimées en dB) et se coupent en un point défini comme le point d'interception d'ordre 3. La valeur donnée dans les documentations constructeurs désigne généralement l'ordonnée de ce point (c'est-à-dire la puissance de sortie correspondante). Pour rapporter cette valeur à l'entrée, il suffit de lui soustraire le gain de l'amplificateur (en dB).

$$IP_{3e} = IP_{3s} - G_{dB}$$

Le point d'interception d'ordre 3 est un point théorique, car la saturation de l'amplificateur se manifeste bien en-deçà de cette valeur (Le point de compression à 1 dB se situe typiquement 10 dB en-dessous du point IP_3). Le point d'interception d'ordre 3 permet de caractériser la distorsion d'intermodulation tant que le phénomène de compression n'intervient pas.

Les deux courbes suivantes montrent l'évolution de l'amplitude des produits d'intermodulation pour deux valeurs de l'amplitude des signaux d'entrée.

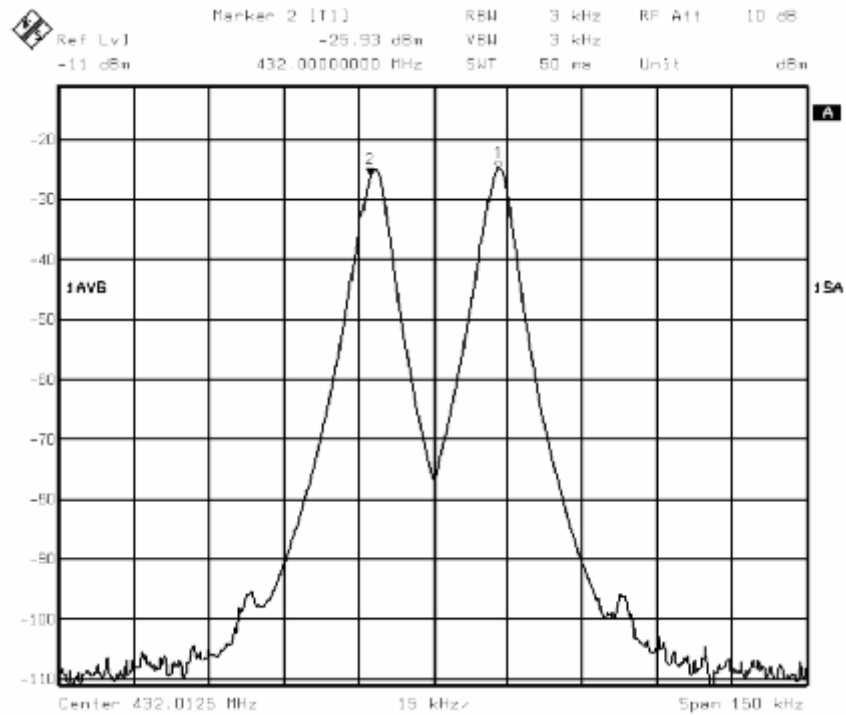


Figure 14 - Début d'apparition des produits d'intermodulation

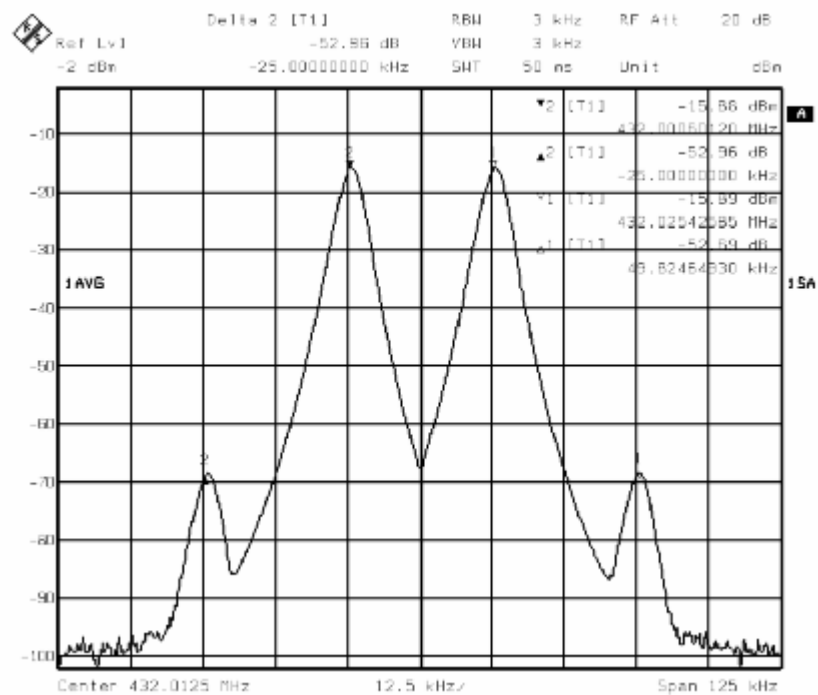


Figure 15 – Augmentation de la distorsion d'intermodulation

Point d'interception d'ordre 3 de plusieurs étages en cascade :

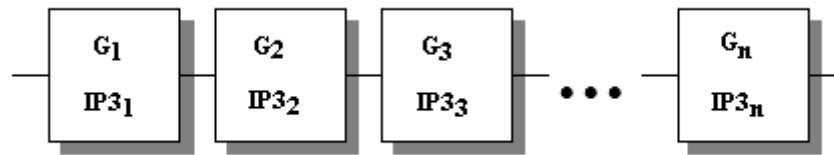


Figure 16 - Cascade de n étages ayant chacun un point d'interception IP3_i

Soit une cascade de n étages, chacun ayant un gain $G_i = 10^{\frac{G_i(\text{dB})}{10}}$ et un point d'interception exprimé à l'entrée en mW : $IP3_i = 10^{\frac{IP3_i(\text{dBm})}{10}}$.

$$\frac{1}{IP3_T(\text{entrée})} = \frac{1}{IP3_1} + \frac{G_1}{IP3_2} + \frac{G_1 G_2}{IP3_3} + \dots + \frac{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}{IP3_n} \quad (IP3_T \text{ en mW})$$

On alors:

$$IP3_T(\text{sortie}) = IP3_T(\text{entrée}) \cdot G_1 \cdot G_2 \dots G_n$$

On constate que plus le gain du premier étage est faible, plus on aura un point d'interception d'ordre 3 global élevé, meilleure sera la linéarité de l'ensemble. Cependant, nous avons vu qu'un gain élevé pour le premier étage contribue à réduire le facteur de bruit. Afin d'arriver à un compromis on cherchera plutôt à avoir un point d'interception d'ordre 3 le plus élevé possible pour le second étage.

3. Sensibilité d'un récepteur

La sensibilité définit le niveau de signal minimum pour assurer une réception de qualité donnée.

Pour les modulations analogiques, la sensibilité découle des contraintes d'intelligibilité ou de qualité sonore du signal audio démodulé. Dans le cadre des modulations numériques, la contrainte est fixée en termes de taux d'erreur binaire (BER : *Bit Error Rate*). Dans tous les cas, ces contraintes se traduisent par une spécification du rapport signal sur bruit en entrée du démodulateur. La connaissance des éléments de la chaîne de réception (gains et facteurs de bruit des étages) ainsi que de la température de bruit de l'antenne permettent de déterminer le niveau de signal minimum en entrée de la chaîne de réception pour que cette contrainte soit remplie. Le problème est parfois posé dans l'autre sens, les normes imposent à la fois le rapport signal sur bruit en entrée du démodulateur et la sensibilité du récepteur ; le travail du concepteur est alors de dimensionner la chaîne de réception permettant de respecter ces normes.

Pour le calcul de la sensibilité, on introduit le signal minimum détectable (MDS : *Minimum Detectable Signal*) : c'est le niveau de signal en entrée du récepteur pour lequel le niveau en sortie de la chaîne de réception est identique au niveau du bruit :

$$G_{\text{TdB}} + \text{MDS}_{\text{dBm}} = N_s = 10 \cdot \log(FkT_0B) + G_{\text{TdB}}$$

d'où :

$$\text{MDS}_{\text{dBm}} = 10 \cdot \log(kT_0) + \text{NF}_{\text{dB}} + 10 \cdot \log(B)$$

$$\text{MDS}_{\text{dBm}} = -174 \cdot \text{dBm} + \text{NF}_{\text{dB}} + 10 \cdot \log(B)$$

Le signal minimum détectable permet tout juste d'arriver au niveau de bruit en sortie de la chaîne de réception, il faut donc lui ajouter le rapport signal sur bruit désiré pour trouver la

sensibilité du récepteur :
$$\text{Sensibilité}_{\text{dBm}} = \text{MDS}_{\text{dBm}} + \left(\frac{S}{N} \right)_{\text{dBm}}$$

IV – Rôle des différents étages du récepteur

Reprenons le schéma de la Figure 2 afin d'identifier le rôle de chacun des blocs entrant dans la composition d'un récepteur :

- Duplexeur

Un duplexeur permet d'utiliser la même antenne en émission et en réception. (On trouve par exemple ce type de circuits en téléphonie mobile). On rencontre plusieurs technologies de duplexeurs :

- fonctionnement en interrupteur commandé mécaniquement (type talkie-walkie) ou électroniquement (diode PIN).
- Lorsque les bandes de fréquence à l'émission et à la réception sont suffisamment différentes (ex : GSM), l'aiguillage des signaux peut se faire par filtrage. On utilise alors des filtres appelés « duplexeurs ».

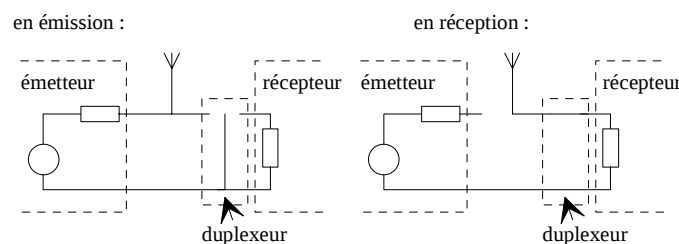


Figure 17. Source [6]

- On réalise parfois des duplexeurs à base de circulateurs (cf. cours hyperfréquences). Un circulateur est un dispositif à 3 ports permettant au signal RF de circuler dans une seule direction. Un signal injecté au port 1 est transmis au port 2 et isolé du port 3, tandis qu'un signal entrant via le port 2 est transmis au port 3 et isolé du port 1, etc.

On caractérise un duplexeur par ses pertes d'insertion (ordre de grandeur : de 0.5 à 3 dB) . Celles-ci doivent être faibles, afin de ne pas dégrader le facteur de bruit.

- Filtre RF 1 :

Ce filtre est centré autour de la bande de réception et permet d'éliminer tous les signaux hors-bande. (Ces signaux étant susceptibles de saturer les étages d'entrée et de produire une distorsion d'intermodulation). Il peut s'agir d'un filtre à onde acoustique de surface, d'un filtre céramique, ou d'un filtre LC. Ses pertes d'insertion doivent également être faibles, puisqu'elles correspondent à son facteur de bruit.

- Amplificateur faible bruit (LNA : Low-Noise Amplifier) :

Le signal est ensuite amplifié par l'intermédiaire du LNA auquel on demande les performances suivantes :

- fort gain (15-20 dB)
- faible facteur de bruit (1.5 à 2 dB).
- point d'interception d'ordre 3 élevé.

Les deux premiers critères permettent de réduire la participation de l'amplificateur au facteur de bruit global.

- Filtre RF 2 :

De nouveau, le signal est filtré par un autre passe-bande, qui élimine la fréquence image.

- Mélangeur

Le mélangeur ramène le signal en fréquence intermédiaire.

L'une des caractéristiques principales d'un mélangeur est le rapport entre la puissance du signal à la fréquence intermédiaire et la puissance du signal présent sur le port RF :

$$P_c(\text{ou } G_c) = \frac{P_{IF}}{P_{RF}}$$

On distingue les mélangeurs passifs (exemple Figure 18), caractérisés par leurs pertes de conversion P_c (égales au facteur de bruit) et les mélangeurs actifs (ex : cellule de Gilbert), pouvant apporter un gain de conversion (G_c). L'isolation entre les ports OL-FI et RF-OL est importante pour éviter la propagation du signal OL ayant un fort niveau, pouvant générer des problèmes de distorsion d'intermodulation dans les étages RF et FI.

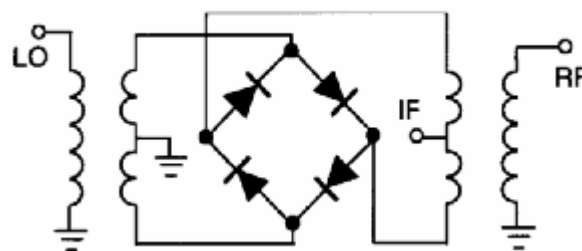


Figure 18 - Mélangeur passif couramment employé

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LIMITS			UNITS
			SA602A			
			MIN	TYP	MAX	
V _{CC}	Power supply voltage range		4.5		8.0	V
	DC current drain			2.4	2.8	mA
f _{IN}	Input signal frequency			500		MHz
f _{OSC}	Oscillator frequency			200		MHz
	Noise figure at 45MHz			5.0	5.5	dB
	Third-order intercept point	RF _{IN} = -45dBm: f ₁ = 45.0MHz f ₂ = 45.06MHz		-13	-15	dBm
	Conversion gain at 45MHz		14	17		dB
R _{IN}	RF input resistance		1.5			kΩ
C _{IN}	RF input capacitance			3	3.5	pF
	Mixer output resistance	(Pin 4 or 5)		1.5		kΩ

Figure 19 - Caractéristiques du SA602A (Mélangeur à cellule de Gilbert)

- Oscillateur local

Son architecture repose généralement sur une boucle classique de synthèse de fréquence. Un microcontrôleur permet de programmer la valeur du diviseur dans la boucle de retour et de sélectionner ainsi le canal. Les performances dépendent du bruit de phase et des raies parasites au voisinage de la porteuse (fréquence de comparaison d'une PLL, par exemple). Dans les récepteurs plus anciens, la fréquence d'accord était réglée manuellement (généralement par un condensateur variable).

- Filtre FI

Ce filtre fixe sélectionne le canal et rejette les termes indésirables obtenus après mélange (signaux centrés autour de $f_{OL} + f_{RF}$). La bande passante de ce filtre détermine la bande passante B du bruit (bande équivalente B sur le schéma de la Figure 20). La sensibilité du récepteur est directement liée à ce paramètre.

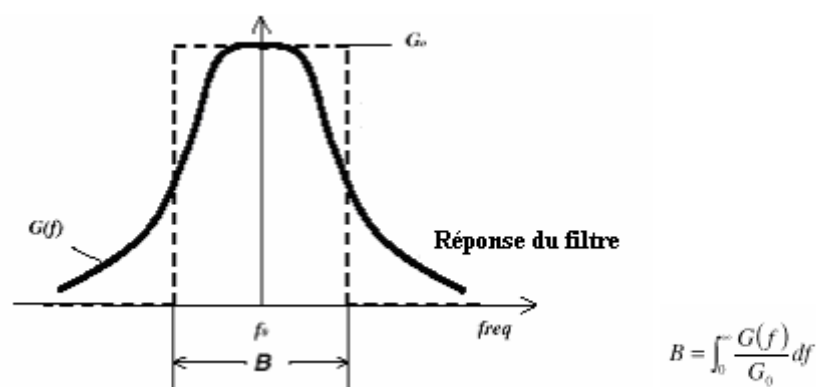


Figure 20 - Bande équivalente de bruit

- Ampli FI

Le facteur de bruit de cet amplificateur n'influence que faiblement le facteur de bruit de l'ensemble (cf. formule de Friis).

Cet amplificateur fait généralement partie d'un CI intégrant le démodulateur, ainsi qu'un certain nombre de fonctionnalités telles que celles décrites dans le paragraphe suivant.

On retrouve dans les récepteurs des circuits de régulation qui permettent de corriger en temps réel le fonctionnement des circuits de réception. Les deux exemples les plus courants sont les circuits de commande automatique de gain (CAG ou *AGC Automatic Gain Control*) et de commande automatique de fréquence (CAF ou *AFC Automatic Frequency Control*).

- CAG :

Un récepteur doit être capable de recevoir des signaux très faibles mais aussi puissants selon la distance et la puissance de l'émetteur. Il est donc nécessaire de stabiliser le niveau moyen du signal reçu. Un récepteur en modulation d'amplitude sans commande automatique de gain présenterait un volume sonore variant en permanence.

Les variations du niveau moyen de signal reçu sont très lentes par rapport aux variations du modulant mais possèdent une forte dynamique. On extrait alors des étages du démodulateur un signal dont le niveau est une image du niveau de réception qui sert à piloter un ou plusieurs amplis à gain variable (généralement l'ampli FI).

En modulation d'amplitude, la constante de temps de cet asservissement doit être suffisamment petite pour compenser les variations du niveau de signal reçu mais également suffisamment grande pour ne pas annuler la modulation.

La commande du gain des étages concernés peut se faire par variation de la polarisation ou encore en agissant sur la deuxième grille de transistors MOSFET à double grille.

- CAF :

Ce dispositif est réalisable dans les récepteurs en modulation de fréquence. Il permet d'effectuer une commande automatique de l'oscillateur local s'il existe un écart entre la fréquence transposée en FI et la fréquence porteuse.

Le principe, pour les discriminateurs en quadrature, consiste à extraire la valeur moyenne de la tension de sortie du discriminateur. La valeur moyenne de la fréquence pour un signal modulé en fréquence par un signal audio (ne comportant pas de composante continue) est égale à la fréquence porteuse. Si le récepteur est réglé sur la fréquence porteuse exacte, la valeur moyenne de la tension de sortie du discriminateur est nulle. Dans le cas contraire, la valeur moyenne de ce signal donne une mesure de l'écart entre la fréquence reçue et la porteuse. Ce signal peut donc être utilisé pour corriger l'oscillateur local. Cette erreur sur la fréquence reçue peut provenir d'une dérive des composants dans le récepteur ou de l'effet doppler dans le cas d'un récepteur en mouvement (autoradios).

ANNEXE I

dBm - volts - watts conversion

(50-ohm system)

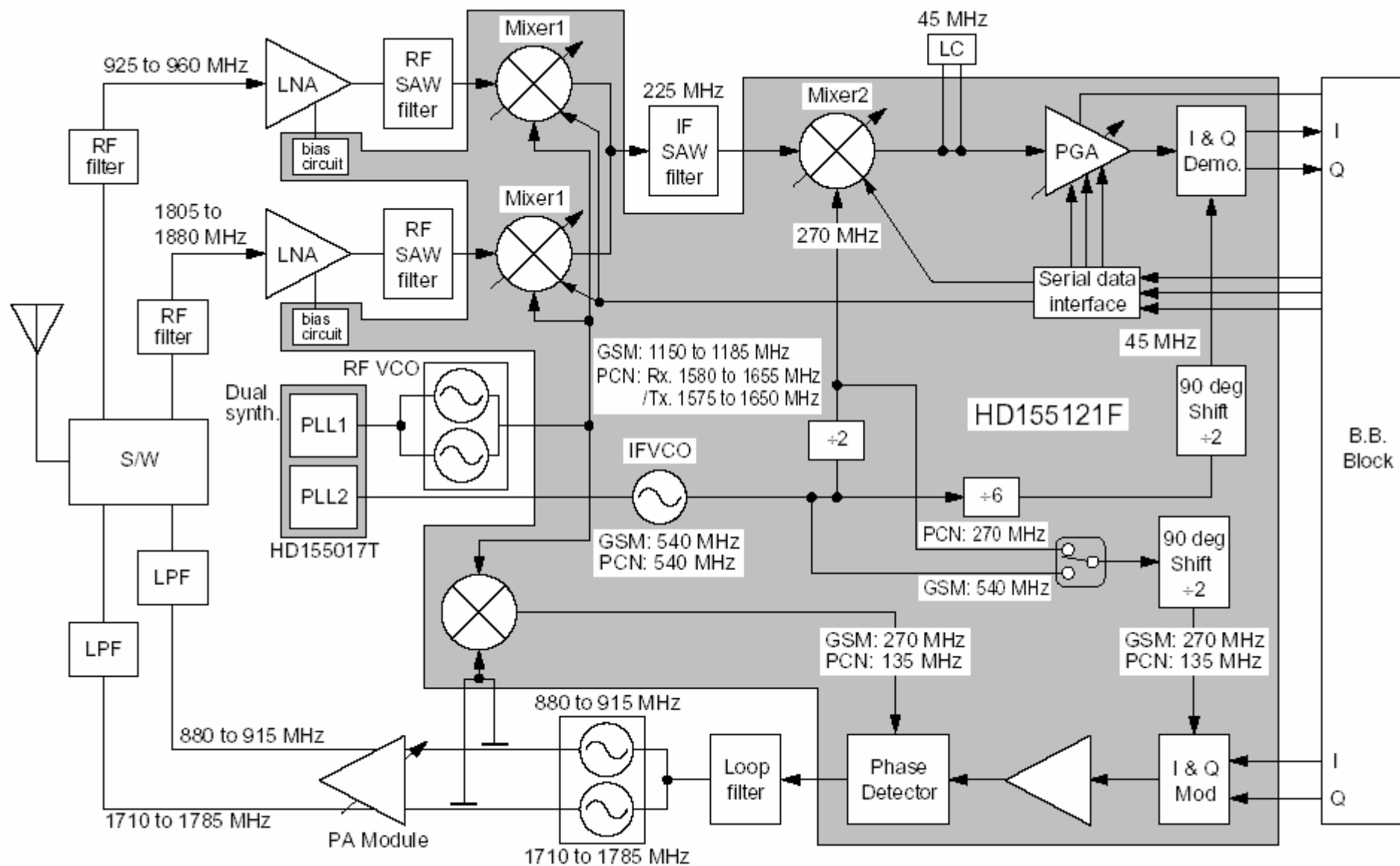
dBm	V	P _o	dBm	V	P _o	dBm	mV	P _o	dBm	μV	P _o
+53	100.0	200W	0	.225	1.0 mW	-49	0.80		-98	2.9	
+50	70.7	100W	-1	.200	.80 mW	-50	0.71	.01 μW	-99	2.51	
+49	64.0	80W	-2	.180	.64 mW	-51	0.64		-100	2.25	.1 pW
+48	58.0	64W	-3	.160	.50 mW	-52	0.57		-101	2.0	
+47	50.0	50W	-4	.141	.40 mW	-53	0.50		-102	1.8	
+46	44.5	40W	-5	.125	.32 mW	-54	0.45		-103	1.6	
+45	40.0	32W	-6	.115	.25 mW	-55	0.40		-104	1.41	
+44	32.5	25W	-7	.100	.20 mW	-56	0.351		-105	1.27	
+43	32.0	20W	-8	.090	.16 mW	-57	0.32		-106	1.18	
+42	28.0	16W	-9	.080	.125 mW	-58	0.286				
+41	26.2	12.5W	-10	.071	.10 mW	-59	0.251		dBm	nV	
+40	22.5	10W	-11	.064		-60	0.225	.001 μW	-107	1000	
+39	20.0	8W	-12	.058		-61	0.200		-108	900	
+38	18.0	6.4W	-13	.050		-62	0.180		-109	800	
+37	16.0	5W	-14	.045		-63	0.160		-110	710	.01 pW
+36	14.1	4W	-13	.050		-64	0.141		-109	640	
+35	12.5	3.2W	-16	.0355					-112	580	
+34	11.5	2.5W				dBm	μV		-113	500	
+33	10.0	2W	dBm	mV		-65	128		-114	450	
+32	9.0	1.6W	-17	31.5		-66	115		-115	400	
+31	8.0	1.25W	-18	28.5		-67	100		-116	355	
+30	7.10	1.0W	-19	25.1		-68	90		-117	825	
+29	6.40	800 mW	-20	22.5	.01 mW	-69	80		-118	285	
+28	5.80	640 mW	-21	20.0		-70	71	.1nW	-119	251	
+27	5.00	500 mW	-22	17.9		-71	65		-120	225	.001 pW
+26	4.45	400 mW	-23	15.9		-72	58		-121	200	
+25	4.00	320 mW	-24	14.1		-73	50		-122	180	
+24	3.55	250 mW	-25	12.8		-74	45		-123	160	
+23	3.20	200 mW	-26	11.5		-75	40		-124	141	
+22	2.80	160 mW	-27	10.0		-76	35		-125	128	
+21	2.52	125 mW	-28	8.9		-77	32		-126	117	
+20	2.25	100 mW	-29	8.0		-78	29		-127	100	
+19	2.00	80 mW	-30	7.1	.001 mW	-79	25		-128	90	
+18	1.80	64 mW	-31	6.25		-80	22.5	.01 nW	-129	80	.1fW
+17	1.60	50 mW	-32	5.8		-81	20.0		-130	71	
+16	1.41	40 mW	-33	5.0		-82	18.0		-131	61	
+15	1.25	32 mW	-34	4.5		-83	16.0		-132	58	
+14	1.15	25 mW	-35	4.0		-84	11.1		-133	50	
+13	1.00	20 mW	-36	3.5		-85	12.9		-134	45	
+12	.90	16 mW	-37	3.2		-86	11.5		-135	40	
+11	.80	12.5 mW	-38	2.85		-87	10.0		-136	35	
+10	.71	10 mW	-39	2.5		-88	9.0		-137	33	
+9	.64	8 mW	-40	2.25	.1μW	-89	8.0		-138	29	
+8	.58	6.4 mW	-41	2.0		-90	7.1	.001 nW	-139	25	
+7	.500	5 mW	-42	1.8		-91	6.1		-140	23	.01fW
+6	.445	4 mW	-43	1.6		-92	5.75				
+5	.400	3.2 mW	-44	1.4		-93	5.0				
+4	.355	2.5 mW	-45	1.25		-94	4.5				
+3	.320	2.0 mW	-46	1.18		-95	4.0				
+2	.280	1.6 mW	-47	1.00		-96	3.51				
+1	.252	1.25 mW	-48	0.90		-97	3.2				

Figure 21. Source [7]

ANNEXE II

Schema bloc Hitachi HD155121F : source [8]

Schema bloc de l'interface radio d'un téléphone mobile



REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] R. Graf and S. William, *Emetteurs HF de faible puissance à construire soi-même*, Publitronic.
- [2] F. de Dieuleveult, *Electronique appliquée aux hautes fréquences*, Dunod.
- [3] "Understanding and enhancing sensitivity in receivers for wireless applications," *Technical Brief SWRA030*: Texas Instruments (1999).
- [4] D. Ventre, *Communications analogiques*, Ellipses.
- [5] A. Pacaud, *Electronique radiofréquence*, Ellipses, collection Technosup-Supélec.
- [6] "Agrégation externe de Génie Electrique (1999), épreuve d'électronique."
- [7] <http://www.minicircuits.com/application.html>.
- [8] http://www.hitachi.com/rev/1999/revapr99/r2_106.pdf.