



**TECHNIQUES  
DE L'INGÉNIEUR**

Réf. : **E1380 V2**

# Bruit en hyperfréquences - Origine et modélisation

Date de publication :  
**10 février 2013**

Date de dernière validation :  
**29 juin 2017**

Cet article est issu de : **Électronique - Photonique | Électronique**

par **Gérard CACHIER**

**Mots-clés**  
télécommunications | radar

**Résumé** Les systèmes hyperfréquences comportent des sources de bruit externes, reçues par les antennes avec le signal, et des sources de bruit internes. Tous ces bruits peuvent être mesurés séparément, modélisés et introduits dans des simulateurs pour prévoir les performances. Les prévisions de comportement sont présentées pour les oscillateurs, les récepteurs, les émetteurs, les antennes, et pour les différents types de matériels. Le bruit est parfois à l'origine d'applications, comme le rayonnement, pour certaines images ou le brouillage pour l'annulation de signaux indésirables.

**Keywords**  
telecommunications | radar

**Abstract** Hyperfrequency systems include external sources of noise, received by the antenna with the signal, and internal sources of noise. All these noises can be measured separately, modeled and introduced into simulators in order to forecast the performances. Behavior forecasts are presented for oscillators, receivers, transmitters, antennas, as well as for different types of materials. Noise is sometimes at the origin of new applications such as radiation or jamming in order to cancel out undesired signals.

**Pour toute question :**  
Service Relation clientèle  
Techniques de l'Ingénieur  
Immeuble Pleyad 1  
39, boulevard Ornano  
93288 Saint-Denis Cedex

**Par mail :**  
infos.clients@teching.com  
**Par téléphone :**  
00 33 (0)1 53 35 20 20

Document téléchargé le : **24/12/2019**

Pour le compte : **7200029571 - univ mouloud mammeri tizi ousou // bu07 SNDL // 193.194.82.178**

© Techniques de l'Ingénieur | tous droits réservés

# Bruit en hyperfréquences

## Origine et modélisation

Par **Gérard CACHIER**

*Ancien élève de l'École Polytechnique, Docteur ès sciences  
Consultant (ancien de Thalès)*

<b>1. Sources de bruit externes</b> .....	E 1 380v2 - 2
1.1 Rayonnements électromagnétiques naturels.....	— 2
1.2 Interférences créées par les équipements électroniques .....	— 3
<b>2. Sources de bruit internes</b> .....	— 4
2.1 Bruit thermique .....	— 4
2.2 Bruit de diffusion.....	— 4
2.3 Bruits de scintillation .....	— 5
2.4 Bruits de grenaille .....	— 5
2.5 Limite quantique .....	— 5
<b>3. Bruit dans les circuits linéaires</b> .....	— 6
3.1 Représentations du bruit .....	— 6
3.2 Théorie des quadripôles avec bruit .....	— 7
3.3 Modèles de bruit des composants pour la réception .....	— 7
3.4 Conception d'un amplificateur à faible bruit .....	— 9
3.5 Mesure de la puissance de bruit.....	— 9
<b>4. Bruit dans les circuits non linéaires</b> .....	— 10
4.1 Représentation du bruit dans les oscillateurs .....	— 10
4.2 Mélangeurs.....	— 11
4.3 Multiplicateurs de fréquence .....	— 12
4.4 Amplificateurs de puissance .....	— 12
4.5 Outils de simulation .....	— 12
4.6 Mesure du bruit d'amplitude et du bruit de phase .....	— 13
<b>5. Bruit dans les sous-ensembles</b> .....	— 13
5.1 Sources de fréquences .....	— 13
5.2 Chaînes de réception .....	— 15
5.3 Chaînes d'émission.....	— 17
5.4 Antennes.....	— 18
<b>6. Applications utilisant les propriétés du bruit</b> .....	— 19
6.1 Radiométrie .....	— 19
6.2 Brouilleurs .....	— 20
6.3 Transmissions ultra large bande .....	— 21
<b>7. Conclusion et perspectives</b> .....	— 21
<b>Pour en savoir plus</b> .....	Doc. E 1 380v2

**L'**intérêt du bruit dans les hyperfréquences (bande UHF ou décimétrique ou RF, bande SHF ou centimétrique, bande EHF ou millimétrique) est venu lorsque ces bandes ont été utilisées pour les équipements courants des applications hertziennes. Egalement, de nombreux aspects techniques particuliers – les composants utilisés, les architectures mises en œuvre, et les applications – ont dû être travaillés pour répondre aux exigences, et ont créé un domaine très innovant.

De façon générale, on appelle bruit « tout phénomène qui se superpose à un signal et limite la transmission de l'information » (Le Robert). Par extension, on a pris l'habitude d'appeler bruit les phénomènes physiques stochastiques à l'origine de ces limitations – il s'agit par exemple du bruit thermique du courant électrique, et des différentes sources de bruit physique qui accompagnent sa propagation dans un composant. La définition du bruit ne comprend pas les distorsions créées par le signal lui-même, qui sont les non-linéarités du circuit. Elle ne comprend pas non plus les phénomènes lents par rapport aux signaux utiles (dérive de température, vieillissement...) – on les mentionnera toutefois en décrivant certains problèmes rencontrés dans les matériels.

Ce document comprend la description des sources de bruit électromagnétique externes naturelles et celles liées aux activités humaines, ainsi que les sources physiques de bruit propres des équipements et liées à leur fonctionnement. L'analyse des bruits est ensuite faite pour les différents composants et fonctions utilisés dans les matériels, ce qui révèle des situations très différentes et explique la complexité des architectures utilisées. L'impact du bruit sur les performances des systèmes est abordé à travers des exemples représentatifs (les lecteurs se reporteront aux références bibliographiques pour avoir des informations plus complètes sur les systèmes hyperfréquences concernés). Le dernier paragraphe montre qu'il est aussi possible d'utiliser le bruit comme un avantage pour réaliser des matériels particuliers.

## 1. Sources de bruit externes

### 1.1 Rayonnements électromagnétiques naturels

#### 1.1.1 Bruits d'origine cosmique

##### ■ Rayonnement cosmologique

Ce rayonnement est le résidu, refroidi par l'expansion ou « big bang », du rayonnement isotrope de l'univers. Arno Penzias et Robert Wilson l'ont découvert en 1965 (voir la photo archive en figure 1), en mesurant pour le fond de ciel une densité spectrale de corps noir (voir encadré) à 2,7 K. C'est le bruit plancher de l'ensemble des rayonnements électromagnétiques, conforme aux prédictions de G. Gamow, dont la découverte lui a valu le prix Nobel de physique en 1978 avec P.L. Kapitsa.

##### ■ Bruit galactique

La découverte du bruit galactique en 1932 a marqué le début de la radioastronomie. Il y en a deux composantes, l'une est sphérique, l'autre est une bande brillante de quelques degrés de largeur suivant le tracé de la voie lactée. C'est un bruit blanc qui nous parvient à travers les fenêtres électromagnétiques de l'atmosphère. Dans les bandes hyperfréquences il décroît quadratiquement avec la fréquence ; à 200 MHz, il est équivalent au bruit thermique ambiant (§ 2.1).

##### ■ Radiosources galactiques et extragalactiques

Ces sources de petites dimensions, peu intenses en hyperfréquences correspondent à des nuages gazeux galactiques, supernovæ, galaxies, quasars. Elles sont répertoriées dans des catalogues résumant toutes les observations faites à ce jour, donnant les positions, intensités, spectres.

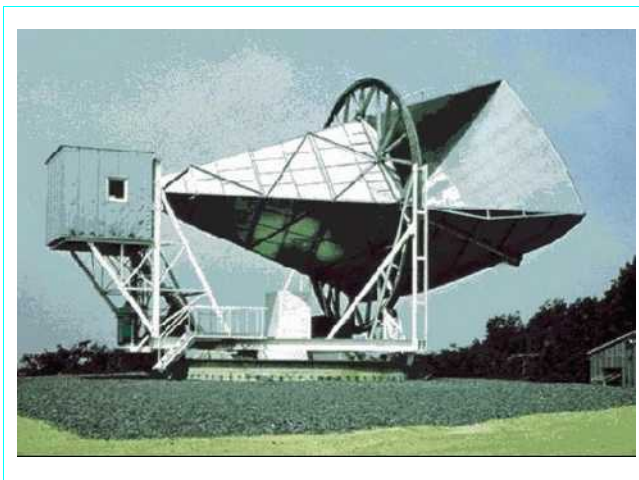


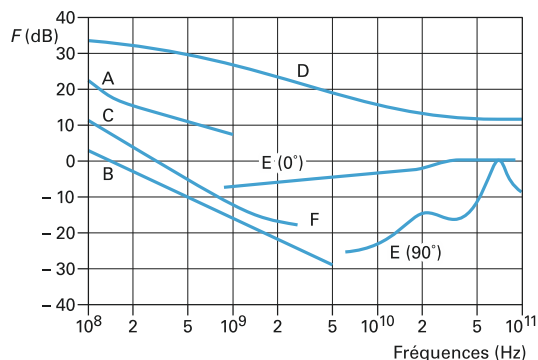
Figure 1 – Antenne de Penzias et Wilson ayant servi à la mesure du résidu de rayonnement isotrope de l'univers

##### ■ Bruit solaire

Le bruit du rayonnement solaire est présent dans les bandes hyperfréquences. Il est indiqué sur la figure 2 pour un faisceau d'ouverture 0,5° pointé sur le soleil. En période calme, le **facteur de bruit** (voir définition § 3.1.2) dans une bande comprise entre 0,5 et 20 GHz, vaut approximativement :

$$F = 20 - 10 \lg (f/4)$$

avec  $F$  en dB et  $f$  en GHz.



- A bruits électromagnétiques en zone industrielle  
 B bruit galactique moyen  
 C bruit galactique (en provenance du centre de la galaxie)  
 D bruit solaire (faisceau de 0,5° dirigé vers le soleil)  
 E bruit céleste (pour une élévation de 0° et de 90°)

Figure 2 – Bruits électromagnétiques naturels, de 100 MHz à 100 GHz

### Rayonnement du corps noir

Le corps noir a été défini par Kirchhoff comme l'absorbant parfait des ondes électromagnétiques. Il sert de modèle pour évaluer un corps chaud qui perd son énergie interne en rayonnant un spectre électromagnétique continu, comme par exemple un fer chauffé « au rouge ». Le spectre suit aux basses fréquences la loi en  $f^2$  de Rayleigh, passe par un maximum qui se déplace avec la température (loi de Wien), puis décroît selon la formule générale de Planck :

$$\psi = \frac{8\pi hf^3}{c^3} \frac{1}{e^{hf/kT} - 1}$$

avec :  $c$  vitesse de la lumière.  
 $h$  constante de Planck,  
 $k$  constante de Boltzmann,  
 $T$  température du corps.

Historiquement, c'est pour rendre compte de cette décroissance aux hautes fréquences que Max Planck a en 1900 posé la première pierre de la théorie quantique en introduisant la quantification d'un rayonnement électromagnétique de fréquence  $f$  en quanta d'énergie individuelle  $hf$ , avec  $h = 6,626 \times 10^{-34}$  J.s. Cela lui a valu le prix Nobel de physique en 1918, et les travaux qui suivirent ont valu le prix Nobel à Einstein en 1921.

### ■ Bruits de la lune et des planètes

La lune émet le rayonnement thermique d'un corps noir (voir encadré), d'une température voisine de 220 K. Les planètes sont, de même, des sources radio principalement de type corps noir.

### 1.1.2 Bruits terrestres naturels

#### ■ Activité orageuse

Les amplitudes rayonnées par les décharges orageuses sont reçues par trains de  $10^4$  paquets par seconde, et ont des amplitudes inférieures à 1 mV/m à 10 km. Les rayonnements sont les plus denses autour de 50 MHz mais sont encore présents avec des arcs

en retour à 900 MHz. Une partie de ces bruits est piégée dans le guide d'onde terre-ionosphère, et donne lieu à basse fréquence (< 20 MHz) à des bruits atmosphériques dont la valeur est relativement stable.

### ■ Bruit céleste

Par temps clair, le rayonnement céleste est lié à la diffusion par l'oxygène et la vapeur d'eau du rayonnement thermique du sol (inférieur au corps noir). Il augmente avec la fréquence (avec des pics comme à 60 GHz), mais reste en dessous du bruit thermique à 290 K.

La température de bruit augmente fortement par temps de pluie pour des fréquences supérieures à 10 GHz, à cause de l'absorption par l'eau. Ce phénomène concerne surtout les stations terriennes des satellites. Pour des pluies moyennes, on considère que l'éten due de la zone pluviale est quasiment infinie. Pour des forts orages par contre, le calcul doit être pondéré par la zone de pluie limitée entrant dans le champ de l'antenne. Dans tous les cas elle est fonction de l'angle d'élévation du pointage de l'antenne (voir § 5.4.1).

Ce bruit lié aux conditions météorologiques est introduit dans des statistiques de performances (performances atteintes pour 99,99 % du temps sur une base annuelle par exemple), établies pour les différentes régions climatiques.

## 1.2 Interférences créées par les équipements électroniques

### 1.2.1 Réglementation sur les équipements électroniques

Tous les équipements électriques ou électroniques sont à des degrés divers des sources de perturbations électromagnétiques. Ces équipements sont classés en fonction de la nature des signaux radioélectriques qu'ils créent et des perturbations qu'ils engendrent :

- émissions intentionnelles des émetteurs radioélectriques ;
- rayonnement non essentiel de ces émetteurs ;
- signaux parasites de tous les équipements électroniques.

Ces rayonnements peuvent parasiter les récepteurs hyperfréquences, en particulier ceux installés en zone urbaine ou semi-urbaine. C'est pourquoi les différentes autorités internationales et nationales ont défini des normes à respecter, auxquelles sont associées des procédures de test (voir « Pour en savoir plus »).

Des règles spécifiques existent pour des environnements particuliers (avions, hôpitaux, événements sensibles). Par ailleurs, une réglementation existe également pour limiter les rayonnements hyperfréquences qui pourraient éventuellement avoir des conséquences sur la santé des personnes (téléphonie mobile, chauffage par micro-ondes...) du fait de l'échauffement produit par la puissance de ces ondes.

### 1.2.2 Bruits dans les zones urbaines et suburbaines

Les bruits « standards » définis pour les différentes zones d'habitation ne concernent que les signaux parasites des équipements électroniques (hors émetteurs hyperfréquences). Les lois retenues (figure 3) sont approximativement ( $F$  en dB,  $f$  en MHz) :

- en zone urbaine d'activités :  $F \approx 25 - 30 \lg(f/100)$  ;
- en zone résidentielle :  $F \approx 18 - 30 \lg(f/100)$  ;
- en zone semi-rurale :  $F \approx 10 - 30 \lg(f/100)$  ;
- en campagne :  $F \approx 8 - 30 \lg(f/100)$ .

En zone urbaine d'activités, le bruit créé par les interférences des équipements électroniques peut être supérieur au bruit thermique jusque vers quelques gigahertz.

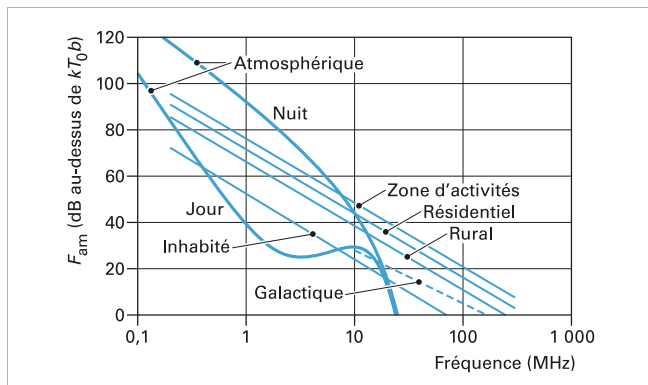


Figure 3 – Interférences et bruits électromagnétiques, de 100 kHz à 1 GHz

## 2. Sources de bruit internes

### 2.1 Bruit thermique

#### 2.1.1 Calcul du bruit dans un barreau conducteur

Le bruit thermique est généré par l'agitation de particules électrisées ou « porteurs », il est observé par Johnson en 1927.

On considère que dans le barreau conducteur les porteurs sont en équilibre thermique et transportés d'une électrode à l'autre en subissant de nombreuses collisions. Le barreau voit se développer à ses bornes une source aléatoire de courant, telle que :

$$i = 4q^2 n_0 D_0 \frac{A}{L} \quad (1)$$

avec  $i$  ( $A^2 \cdot Hz^{-1}$ ) densité spectrale de courant, soit par définition :  $i = \langle I^2 \rangle / b$ ,

$b$  (Hz) bande passante,

$n_0$  ( $m^{-3}$ ) densité de porteurs libres,

$q$  (C) charge des porteurs, soit pour un électron  $1,6 \times 10^{-19}$  C,

$D_0$  ( $m^2 \cdot s^{-1}$ ) coefficient de diffusion des porteurs,

$A$  ( $m^2$ ) section transverse du barreau,

$L$  (m) longueur du barreau.

Comme la conductance  $G$  (en  $\Omega^{-1}$ ) de ce barreau conducteur est :

$$G = q n_0 \mu_0 \frac{A}{L}$$

avec  $\mu_0$  ( $m^2 \cdot V^{-1} \cdot s^{-1}$ ) mobilité des porteurs,

et comme le coefficient de diffusion des porteurs à la température  $T$  vaut :

$$\frac{D_0}{\mu_0} = \frac{kT}{q}$$

avec  $T$  (K) température des porteurs

$k$  ( $J \cdot K^{-1}$ ) constante de Boltzmann qui vaut  $1,38 \times 10^{-23}$  J.K $^{-1}$ .

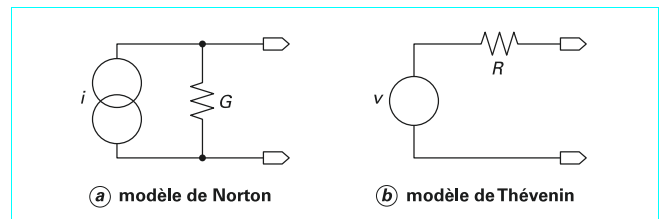


Figure 4 – Modèles de Norton et de Thévenin

On calcule, suivant la formule de Johnson et Nyquist, que dans le barreau existe une densité spectrale de courant uniforme (**bruit blanc**) :

$$i = 4kTG \quad (2)$$

Cette représentation du bruit en termes de conductance et de courant s'appelle la représentation de **Norton** (figure 4). Il existe une autre représentation, celle de **Thévenin**, qui est la duale de celle-ci. Elle est schématisée par une résistance équivalente  $R$  développant à ses bornes une tension, telle que :

$$v = 4kTR \quad (3)$$

avec  $v$  ( $V^2 \cdot Hz^{-1}$ ) densité spectrale de tension, soit par définition :  $v = \langle V^2 \rangle / b$ .

#### 2.1.2 Puissance de bruit

Le bruit thermique est présent dans les matériaux conducteurs et est associé à tous les courants résistifs. Il est absent dans les matériaux isolants et les courants réactifs.

De façon générale, si, dans la représentation de Norton, on remplace la conductance  $G$  par un dipôle d'admittance  $Y$  dépendant de la fréquence, le courant de bruit peut être schématisé par un générateur parfait de courant placé en parallèle, ayant pour densité spectrale :

$$i = 4kT \cdot \text{Re}(Y)$$

avec  $\text{Re}(Y)$  partie réelle de  $Y$ .

On démontre que la puissance maximale utilisable  $\psi$  créée par ce générateur de densité spectrale  $i$  est :

$$\psi = \frac{i}{4\text{Re}(Y)}$$

avec  $\psi$  ( $W \cdot Hz^{-1}$ ) densité spectrale de puissance (puissance dans une bande de fréquences).

La densité spectrale du bruit thermique est donc :

$$\psi = kT \quad (4)$$

ce qui à la température ambiante de 290 K (soit 17 °C) vaut -174 dBm/Hz.

### 2.2 Bruit de diffusion

Lorsque les porteurs sont accélérés jusqu'à leur vitesse limite comme par exemple dans le canal d'un transistor à effet de champ, le modèle du conducteur ohmique ne s'applique plus.

Un grand nombre de porteurs ont des énergies comparables à celles des phonons thermiques, et tout accroissement du champ électrique a pour effet principal un transfert de leur énergie vers le réseau sans accroissement de leur vitesse. Même dans ces conditions, la distribution de vitesses reste isotrope. En conséquence, cette distribution moyenne de vitesses dans l'intervalle  $x-x'$  (qui



progresses à la vitesse moyenne du transport électronique) entraîne un parcours aléatoire, et la source de courant associée a une densité spectrale uniforme donnée par la formule (1) :

$$i_n(x, x') = 4q^2 n D \delta(x - x')$$

avec  $D$  coefficient de diffusion des porteurs à fort champ,  
 $n$  densité de porteurs,

$\delta(x - x')$  fonction de Dirac, égale à  $1/\Delta x$  en  $x'$ .

Par conséquent, à chaque position  $x$  dans un intervalle spatial  $\Delta x$ , les courants microscopiques se produisent sous forme d'impulsions courtes, décorréliées dans le temps. Une impulsion de courant dans l'intervalle  $x-x'$  crée un déplacement de charges de  $x$  vers  $x + \Delta x$ , créant un champ électrique dipolaire associé à la zone de charges en  $x$ , égal et opposé à la zone de charges en  $x + \Delta x$ .

Le bruit de diffusion est un bruit blanc proportionnel au coefficient de diffusion à haut champ et au courant transporté. Il est présent dans les sources de bruit intrinsèque du transistor à effet de champ (voir § 3.3.2).

## 2.3 Bruits de scintillation

### 2.3.1 Bruit en $1/f$

Aux fréquences  $f$  proches de zéro, on observe dans tout composant actif (et parfois passif) une composante de bruit dite *flicker noise* présentant une tension de bruit suivant une loi dite en  $1/f$ , la tension variant de façon à peu près proportionnelle à l'inverse de la fréquence. Ce bruit est généralement attribué aux phénomènes de **création-recombinaison** de paires électron-trou, les centres recombinants étant liés aux défauts et à l'inhomogénéité des matériaux et se situant en surface des semi-conducteurs et aux interfaces entre les différentes couches.

Il est toujours associé à un courant direct et est modélisé empiriquement par une densité spectrale :

$$i_n = \alpha \frac{I_0^n}{f^p} \quad (5)$$

avec  $I_0$  courant continu traversant le composant,  
 $\alpha$  coefficient caractéristique du composant,  
 $n = 2$  (loi quadratique), mais peut varier entre 0,5 et 2 suivant la technologie  
 $p = 1$ , mais peut varier entre 0,8 et 1,3 suivant la technologie.

La quantité de centres recombinants étant liée aux processus de fabrication, les progrès des technologies permettent de réduire la valeur du bruit et sa dispersion liée à la fabrication. Le domaine de fréquences où cet effet est prédominant par rapport à la composante de bruit thermique est cependant encore très variable. Il est plus élevé pour les composants AsGa que pour les composants silicium, plus élevé également pour des composants sensibles à l'état de la surface des semi-conducteurs (dans les transistors à effet de champ en AsGa on peut avoir des effets jusqu'à 100 MHz).

Cette source de bruit est critique pour les composants utilisés en oscillateurs, car elle est la principale contribution au bruit d'amplitude et au bruit de phase (voir § 4.1).

### 2.3.2 Bruit de génération-recombinaison

Dans un semi-conducteur, les porteurs (électrons et trous) peuvent subir des captures aléatoires sur les centres de recombinaison, et être régénérés durant le temps de transit. Il s'agit de centres ayant pour origine en particulier des contaminations par des ions lourds comme l'or introduit lors de la fabrication du com-

posant. Comme le bruit en  $1/f$  (dont il est une variante à plus basse fréquence), le bruit de génération-recombinaison est dimensionné par le nombre et la durée de vie des pièges. Cette variation aléatoire du nombre de porteurs est à l'origine de bruits dits *burst noise* ou *pop corn noise*.

Ce type de bruit a une densité spectrale proportionnelle au carré du courant :

$$i_n = \frac{4I_0^2 \alpha \tau}{n_0 (1 + f^2 \tau^2)}$$

avec  $\tau$  constante de temps équivalente du piège considéré.

Notons que l'on rencontre ce bruit en basse fréquence entre 0,1 Hz et quelques MHz.

## 2.4 Bruits de grenaille

### 2.4.1 Bruit Schottky

Le bruit Schottky, ou *shot noise*, existe dans les semi-conducteurs là où les porteurs doivent franchir une barrière de potentiel comme une jonction Schottky. On suppose que les porteurs sont transportés sans se recombiner ni subir de collisions.

Le modèle est basé sur une densité uniforme de porteurs, la suite des événements suivant une loi de Poisson. Le temps de transit étant supposé très court, la densité spectrale est un bruit blanc donné par la formule :

$$i_n = 2qI_0 \quad (6)$$

où  $I_0$  est le courant déterministe traversant la barrière de potentiel (figure 5).

### 2.4.2 Bruit d'avalanche

Ce bruit a pour origine des phénomènes d'avalanche dans les jonctions pn polarisées en inverse où les porteurs peuvent acquérir une énergie suffisante pour créer aléatoirement des paires électron-trou par collisions. Ce bruit, caractéristique de l'effet Zener, est toujours associé à un courant de polarisation. Il est difficilement prévisible et généralement modélisé par la même expression que le bruit Schottky multiplié par un facteur multiplicatif  $M$  compris entre 1 et 100 :

$$i_n = 2MqI_0$$

## 2.5 Limite quantique

Pour connaître la limite inférieure infranchissable de la densité spectrale de bruit, si l'on se place dans les conditions où la température  $T$  est très proche du zéro absolu, il faut introduire la notion de bruit quantique [1]. Une transition élémentaire ne peut se produire qu'avec une énergie minimale  $hf$  ( $h$  = constante de Planck, voir encadré), qui correspond, pour  $f = 10$  GHz, à une densité spectrale de bruit de  $-202$  dBm/Hz. Cette limite est vraiment contraignante vers les fréquences optiques, 10 000 fois plus élevées.

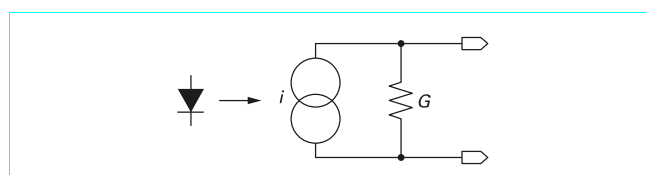


Figure 5 – Modélisation du bruit de grenaille

### 3. Bruit dans les circuits linéaires

#### 3.1 Représentations du bruit

##### 3.1.1 Conductance / résistance équivalente de bruit

Le bruit thermique (§ 2.1) est un **bruit blanc** omniprésent. C'est le bruit minimal des composants, et il sert donc naturellement de référence. On peut le réduire en refroidissant le matériel, ce qui est fait dans des expérimentations scientifiques en se rapprochant du zéro absolu.

Pour décrire une source de bruit dans la représentation de Norton (figure 4), on définit une conductance de bruit équivalente  $G_n$  comme la conductance fictive qui, à la température du dipôle, présenterait la même densité spectrale  $i_n$  selon le théorème de Nyquist [formule (2)] :

$$G_n = \frac{i_n}{4kT} \quad (7)$$

Dans la représentation de Thévenin [formule (3)], on définit de façon similaire une résistance équivalente de bruit  $R_n$  qui présenterait la même densité spectrale  $v_n$  que la source de bruit :

$$R_n = \frac{v_n}{4kT} \quad (8)$$

##### 3.1.2 Température de bruit, facteur de bruit

Le bruit thermique, qui d'après la formule (4) vaut  $-174$  dBm/Hz à la température ambiante  $T$ , sert de puissance de référence pour exprimer les densités spectrales de toutes les sources de bruit, à l'exception bien entendu des fréquences discrètes (raies parasites). Pour mesurer une puissance de bruit quelconque à une fréquence donnée, on définit le **rapport de bruit** (ou **facteur de bruit**) qui est le rapport entre la densité spectrale du bruit du dispositif et la densité spectrale du bruit thermique :

$$F = \frac{\psi_n}{\psi}$$

$F$  est normalement spécifié à 290 K, et s'exprime en dB. Un dispositif sans aucune autre source de bruit que le bruit thermique a un facteur de bruit de 0 dB.

On définit aussi dans les mêmes conditions une **température de bruit équivalente**  $T_n$  (en kelvins), qui est la température à laquelle il faudrait porter la conductance (schéma de Norton) pour obtenir la même puissance de bruit. La température de bruit, qui a l'avantage de ne pas être associée à une température de référence, est liée au facteur de bruit par :

$$F = \frac{T_n}{T}$$

On définit également une **température additionnelle de bruit**  $T_a$  par :

$$T_a = T_n - T$$

On définit de façon similaire le **bruit en excès ENR** (Excess Noise Ratio) :

$$ENR = \frac{T_n - T}{T}$$

**Attention :** Il faut faire la différence entre la **température de bruit** qui mesure la densité spectrale de bruit à une fréquence donnée, et la **température de corps noir** également exprimée en K qui caractérise le rayonnement d'un spectre électromagnétique suivant la loi de Planck (voir encadré sur le rayonnement du corps noir).

#### Comment mesurer l'intensité des signaux ?

Pour mesurer l'intensité des signaux, on utilise en hyperfréquences presque toujours la puissance, et plus rarement la tension ou le courant, qui ne sont définis que dans le cas de schémas électriques à constantes localisées. Un rapport de puissance est exprimé en **dB** (c'est-à-dire  $\log_{10}(P)$ ), et une puissance en **dBm** (m pour 1 mW), ce qui revient à utiliser la puissance de 1 mW comme puissance étalon. On utilise aussi la notation **dBc** (c pour *carrier*) : cette notation est utile pour décrire le spectre de bruit d'un oscillateur dont la puissance vaut « c », le bruit est alors comparé à la puissance de la fréquence porteuse.

##### 3.1.3 Rapport signal / bruit

Si l'on considère un quadripôle fermé à l'entrée sur un générateur, et à la sortie sur une impédance de charge, et que l'on suppose que le bruit dû à la charge en présence du reste du réseau est négligeable, le rapport signal / bruit à la sortie est égal au rapport des puissances échangeables, le gain de désadaptation étant le même pour le signal et pour le bruit dans la même bande de fréquences.

Le facteur de bruit est égal à la détérioration du rapport signal/bruit lorsque la température de bruit du générateur d'entrée est égale à 290 K, les comportements des circuits étant les mêmes pour le bruit et le signal.

##### 3.1.4 Addition du bruit dans les circuits en cascade

Dans les matériels hyperfréquences (par exemple une chaîne de réception), les circuits électroniques sont associés en cascade. On peut facilement utiliser la température de bruit des composants pour évaluer le bruit de l'ensemble de la chaîne.

Si on considère un quadripôle de gain  $\mathcal{G}$  ( $\mathcal{G} > 1$  pour un amplificateur), la densité spectrale de bruit disponible à l'entrée étant  $\psi_e$  (température  $T_e$ ) et la densité en sortie  $\psi_s$  (température  $T_s$ ), le bruit propre  $\psi_a$  engendré par le quadripôle et ramené en sortie est :

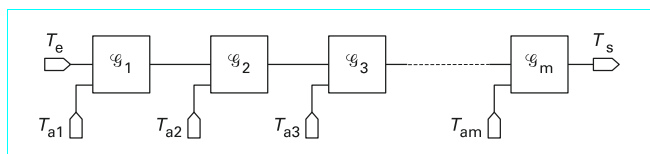
$$\psi_a = \psi_s - \mathcal{G}\psi_e$$

On utilise aussi la température additionnelle de bruit  $T_a$  du quadripôle pour présenter  $\psi_a$ , avec :

$$T_s = \mathcal{G}(T_e + T_a)$$

soit :

$$T_a = \frac{T_s + \mathcal{G}T_e}{\mathcal{G}}$$

Figure 6 – Cascade de  $m$  quadripôles avec bruit

On montre que dans le cas de  $m$  quadripôles en cascade de gains  $\mathcal{G}_1, \mathcal{G}_2, \dots, \mathcal{G}_m$ , les températures additionnelles de bruit  $T_{a1}, T_{a2}, \dots, T_{am}$  s'ajoutent suivant la **formule de Friis** (figure 6) (voir aussi les outils logiciels dans « Pour en savoir plus ») :

$$T_a = T_{a1} + \frac{T_{a2}}{\mathcal{G}_1} + \frac{T_{a3}}{\mathcal{G}_1 \mathcal{G}_2} + \dots + \frac{T_{am}}{\mathcal{G}_1 \mathcal{G}_2 \dots \mathcal{G}_{m-1}} \quad (9)$$

Le facteur de bruit  $F_e$  d'un récepteur constitué de chaînes de fonctions est donc de façon générale :

$$F_e = \frac{T_e + T_a}{T}$$

### 3.1.5 Bruit d'un atténuateur

Les pertes en ligne à l'entrée d'un récepteur, entre l'antenne et le premier circuit amplificateur sont liées à l'atténuation dans les circuits et assimilables à celles d'un atténuateur.

Le facteur de bruit est (voir [E410]) :

$$F = \frac{1}{\mathcal{G}}$$

le gain  $\mathcal{G}$  de l'atténuateur étant inférieur à 1.

## 3.2 Théorie des quadripôles avec bruit

On représente le bruit d'un quadripôle par deux sources de bruit (figure 7). Plusieurs schémas sont utilisés, par exemple celui comportant en entrée deux générateurs partiellement corrélés – un générateur pur de tension en série  $e_n$ , un générateur pur de courant en parallèle  $i_n$ .

Ces deux sources étant partiellement corrélées, la corrélation entraîne que (par exemple) le courant  $i_n$  est la somme de deux courants, l'un non corrélé  $i_{nn}$  et l'autre corrélé lié à la tension  $e_n$  par une admittance de corrélation complexe  $Y_c = G_c + jB_c$  non bruitueuse (voir référence [5]) :

$$i_n = i_{nn} + e_n Y_c$$

Cette admittance  $Y_c$  vient s'ajouter au schéma équivalent du quadripôle sans bruit (figure 8), et le modifier en s'ajoutant par exemple à l'admittance d'entrée  $Y_{11}$ . Les générateurs  $e_n$  et  $i_n$  peuvent être représentés par une résistance de Nyquist équivalente  $R_n$  et une conductance  $G_n$ .

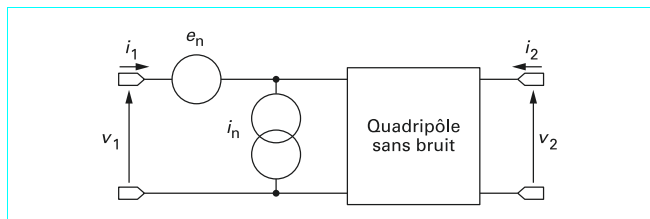


Figure 7 – Quadripôle avec deux sources de bruit

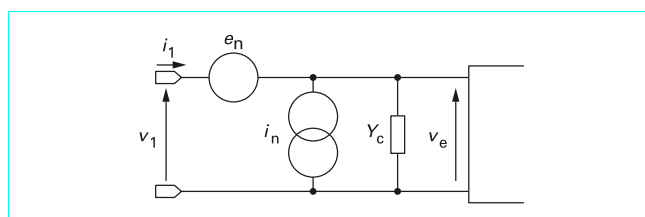


Figure 8 – Quadripôle avec sources de bruit partiellement corrélées

Lors de son utilisation, le quadripôle est connecté en entrée et en sortie à des admittances  $Y_e = G_e + jB_e$  et  $Y_s = G_s + jB_s$ . La puissance totale du bruit en sortie, provenant des bruits de l'entrée et du quadripôle, peut être décrite par un courant de bruit en entrée  $i_T$  :

$$i_T = i_e + i_n + e_n (Y_e + Y_c)$$

Toutes les sources de bruit étant ainsi ramenées en entrée, le bruit total de  $Y_e$  et du quadripôle vaut, en conductance de Nyquist équivalente :

$$G_T = G_e + G_n + R_n [(G_e + G_c)^2 + (B_e + B_c)^2]$$

où la conductance de bruit  $G_T$  est indépendante de l'adaptation en sortie.

Le facteur de bruit vaut :

$$F = \frac{G_T}{G_e}$$

Il est minimal lorsqu'en entrée :

$$G_e = \sqrt{\frac{G_T}{R_n}}$$

Si on choisit pour adapter l'entrée :

$$B_e + B_c = 0 \quad (10)$$

On trouve pour la conductance optimale de l'entrée :

$$G_{e \min} = \sqrt{\frac{G_n}{R_n} + G_c^2} \quad (11)$$

Ces deux conditions (10) et (11) sont l'adaptation en bruit du quadripôle, permettant de réaliser le facteur de bruit minimal  $F_{\min}$  :

$$F_{\min} = 2 \left[ R_n G_c + \sqrt{R_n G_n + (R_n G_c)^2} \right]$$

Il faut retenir de ces calculs que c'est la **corrélation des sources de bruit  $i_n$ ,  $e_n$  et l'admittance associée** qui sont à l'origine de l'impédance optimale de bruit.

## 3.3 Modèles de bruit des composants pour la réception

### 3.3.1 Transistor bipolaire

Le transistor bipolaire est constitué de deux jonctions en série, le courant les traversant étant contrôlé par un faible courant dans une zone intermédiaire dite « base » entre les deux jonctions base-émetteur et base-collecteur. Il existe des variantes à hétérojonction (HBT) (voir référence [6]) : SiGe/Si, AlGaAs/GaAs, GaInP/GaAs, permettant d'obtenir de meilleures performances en hyperfréquences.



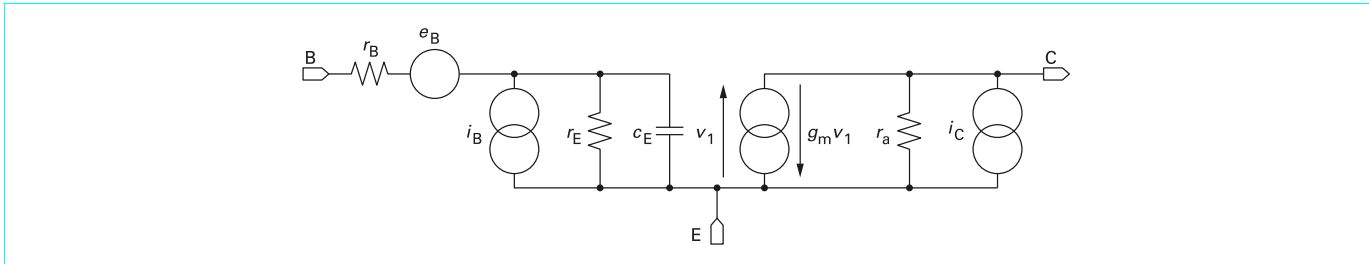


Figure 9 – Schéma équivalent pour le calcul du bruit du transistor bipolaire

Les sources de bruit du transistor bipolaire ont pour origine (voir [19], [E410] et [R311]) :

- le bruit thermique des accès aux jonctions, issu de la résistance de base  $r_B$  ;
- le bruit de jonction émetteur-base, avec une composante de bruit de grenaille, une composante de bruit de scintillation, et une composante de bruit de génération-recombinaison ;
- le bruit de la jonction collecteur-base.

À partir de ce schéma équivalent physique, on peut déterminer le schéma équivalent avec les générateurs de bruit (figure 9). Le facteur de bruit minimal  $F_{\min}$  obtenu en adaptant l'entrée sur le bruit minimal vaut, de façon simplifiée :

$$F_{\min}(f) = 1 + \sqrt{2} \frac{f}{f_t} \sqrt{g_m (r_E + r_B)}$$

- avec  $f_t$  fréquence de coupure intrinsèque du gain en courant,
- $g_m$  transconductance :  $g_m = \partial i_C / \partial v_1$ ,
- $r_B$  et  $r_E$  résistances séries parasites de la base et de l'émetteur.

Il est minimal pour les fortes valeurs de gain et les faibles valeurs de courant collecteur.

3.3.2 Transistor à effet de champ

Le transistor à effet de champ (*Field Effect Transistor* – FET) est un canal semi-conducteur dont la conductance source-drain est modulée par l'application d'un champ électrique transverse sur la grille. Les performances sont optimisées lorsque, dans la zone modulée, les porteurs sont accélérés jusqu'à arriver en saturation de vitesse. Les FET hyperfréquences sont réalisés sur AsGa. Les HEMT (*High Electron Mobility Transistor*) sont des hétérostructures permettant d'obtenir des facteurs de bruit inférieurs à 1 dB (voir dans « Pour en savoir plus » les sites web d'UMS et sites des autres fournisseurs sur hyper – RF, Microwave & RF). La technologie faible coût CMOS sur silicium permet de réaliser aussi des FET, mais de moindres performances à cause de la résistance de la grille polysilicium.

Le bruit dans les FET, est produit à la fois par des sources intrinsèques liées au fonctionnement du composant et des sources thermiques associées aux résistances parasites. Les sources intrinsèques comprennent le bruit thermique de la zone ohmique du canal et le mécanisme de diffusion dans la zone en saturation de vitesse (§ 2.2). Dans le schéma équivalent (figure 10), le bruit de diffusion est représenté par une source de bruit associée au courant drain, et par une autre source associée à la tension grille, source créée par couplage capacitif et corrélée avec la précédente (voir [6], [20] et [R311]).

Le facteur de bruit minimal  $F_{\min}$  est obtenu en optimisant le courant drain (plus faible que le courant nominal) et en adaptant l'entrée du transistor au minimum de bruit. Il vaut, pour des com-

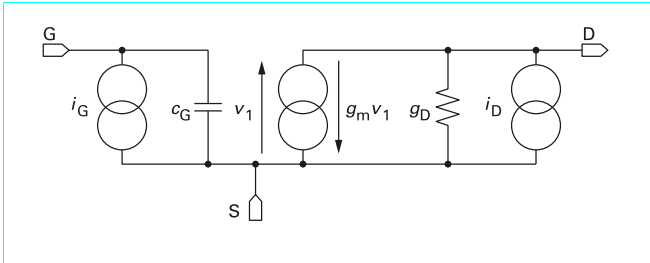


Figure 10 – Schéma équivalent pour le calcul du bruit du transistor à effet de champ

posants optimisés dont les résistances d'accès à la grille et à la source sont négligeables [6] :

$$F_{\min}(f) = 1 + \frac{f}{f_t} k_F \sqrt{g_m (r_S + r_G)}$$

- avec  $f_t$  fréquence de coupure intrinsèque du gain en courant,
- $k_F$  constante de Fukui, liée aux sources de bruit dans le drain et la grille,
- $g_m$  transconductance,
- $r_S$  et  $r_G$  résistances séries parasites de la source et de la grille.

Le coefficient de Fukui  $k_F$  intègre les corrélations entre les différentes sources de bruit, et on voit en comparant avec le transistor bipolaire que c'est lui qui est à l'origine des bonnes performances du FET. Un FET faible bruit a une fréquence de coupure  $f_t$  élevée, et le facteur de bruit augmente linéairement avec la fréquence.

Un courant de grille éventuel (fuite grille- source) crée un bruit Schottky (voir § 2.4.1) qui s'ajoute aux sources de bruit précédentes.

3.3.3 Autres composants utilisables pour la réception

■ Amplificateur à diode tunnel

Une diode tunnel est constituée d'une jonction semi-conducteur p-n très abrupte. La traversée du courant dans la faible épaisseur de cette jonction est soumise à la mécanique quantique, il y a une probabilité non nulle pour qu'un porteur de faible énergie puisse traverser librement (effet tunnel). Ce courant « tunnel » s'ajoute au courant normal de la diode.

Le courant tunnel dépend aussi des niveaux d'énergie des porteurs, eux-mêmes modifiés par la tension appliquée. Dans une certaine gamme de tensions, le courant tunnel arrive ainsi à diminuer lorsque la tension augmente, ce qui constitue une résistance différentielle négative. Ce dipôle à impédance négative, ayant un coef-

ficient de réflexion supérieur à l'unité, peut être utilisé dans un montage amplificateur.

Les sources de bruit dans la diode sont le bruit thermique de la résistance série et le bruit de grenaille de la jonction, lié au courant continu de polarisation (insensible à la température).

Ces amplificateurs, de faible dynamique, fragiles, et nécessitant une mise au point délicate, ont été abandonnés au profit des transistors hyperfréquences lorsque ceux-ci ont atteint des fréquences suffisantes.

#### ■ Amplificateur paramétrique

Ces amplificateurs sont basés sur la propriété suivante : si l'on applique simultanément deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$  aux bornes d'un dipôle non linéaire et non résistif (capacité variable par exemple), il apparaît des fréquences combinées des fréquences d'entrée, avec conservation de la somme totale des puissances, et une relation définie entre ces puissances (relations de Manley-Rowe).

Si l'une des fréquences est le signal de faible puissance, l'autre un oscillateur assez puissant à fréquence plus élevée, on obtient une puissance significative à la fréquence différence, le gain obtenu étant généralement de 20 à 30 dB.

La température de bruit est liée à la résistance série de la diode.

Ces amplificateurs ont aussi été abandonnés au profit des transistors hyperfréquences plus faciles à mettre en œuvre.

#### ■ Maser

Le Maser (*Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation*, inventé en 1953, et qui donnera lieu au laser en optique) utilise un matériau possédant deux niveaux d'énergie quantifiée tels que  $W_1 - W_2 = hf$ .

Pour la réception, il fonctionne en mode non linéaire comme les amplificateurs paramétriques. Complexe et coûteux, il a aussi été abandonné au profit des transistors hyperfréquences.

## 3.4 Conception d'un amplificateur à faible bruit

### 3.4.1 Choix des composants

Pour la conception d'un amplificateur faible bruit (*Low Noise Amplifier* – LNA), on choisit le composant le mieux adapté au besoin. Les différents composants (§ 3.3) diffèrent par leur capacité à travailler à fréquence élevée, par leur comportement à large bande, par leur impédance d'entrée, par leur linéarité (dynamique de réception), par leur capacité d'intégration monolithique et leur coût [19].

Les transistors HEMT AsGa ou InP ont les mêmes modèles de bruit, avec des performances supérieures pour un HEMT InP, qui peut être utilisé en radioastronomie bien au-delà de 100 GHz.

Dans les technologies CMOS à faible coût, la résistance de grille polysilicium élevée ( $10 \Omega / \text{carré}$ ) limite les performances – avec malgré tout  $NF_{\min} = 1 \text{ dB}$  à 24 GHz.

Les transistors bipolaires (Si, SiGe, HBT AsGa), qui ont un comportement plus uniforme en fréquence, sont plus faciles à adapter. On peut utiliser le SiGe jusque vers 5 GHz.

### 3.4.2 Conception du circuit

Un transistor à faible bruit a nécessairement de faibles pertes, par conséquent une fréquence maximale de travail élevée. Les transistors ayant un gain élevé aux basses fréquences sont potentiellement instables – ils ne sont pas stables dans toutes les conditions et à toutes les fréquences – ce qui doit être pris en compte dans la conception du circuit.

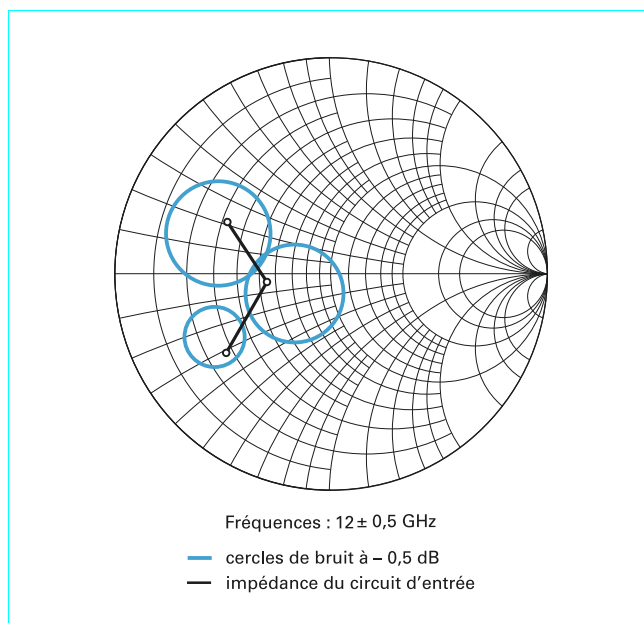


Figure 11 – Cercles de bruit d'un transistor à effet de champ à faible bruit

Les étapes pour concevoir un amplificateur à faible bruit à transistor à effet de champ sont [16] :

- vérifier la stabilité de l'amplificateur seul sur une bande de fréquences beaucoup plus large que celle d'intérêt afin d'éviter toute oscillation indésirable ;
- choisir les conditions et les circuits de polarisation ;
- adjoindre des réseaux d'adaptation en entrée pour optimiser son facteur de bruit et pouvoir se rapprocher de la valeur de  $F_{\min}$  spécifiée, et en sortie pour minimiser les pertes.

Pour connaître le coefficient de réflexion optimal à présenter à l'entrée de l'amplificateur, il est nécessaire de tracer, à partir des paramètres du composant, les cercles de bruit qui sont les zones de points présentant le même facteur de bruit (par exemple les cercles à  $-0,5 \text{ dB}$  en dessous du bruit optimum, voir figure 11). On conçoit alors un réseau d'adaptation  $S_{22}$  qui traverse ces cercles de bruit à chacune des fréquences.

Cette adaptation pour bruit minimal à l'entrée est différente de l'adaptation d'impédance. Une partie du signal entrant est donc réfléchi. Cela peut rendre plus difficile l'optimisation dans des bandes larges, limiter le découplage entre l'émission et la réception... Pour supprimer le signal réfléchi et pallier cet inconvénient, il convient de prévoir en entrée un circulateur (isolateur), ou de réaliser un montage équilibré avec deux composants (voir figure 15 pour une description du montage), ce qui se fait aux dépens de la simplicité du montage et du facteur de bruit.

## 3.5 Mesure de la puissance de bruit

### 3.5.1 Sources de bruit

#### ■ Diodes

Les diodes de bruit sont des diodes hyperfréquences thermioniques travaillant en avalanche. Elles génèrent un bruit blanc, mais les caractéristiques peuvent être modifiées par les effets de

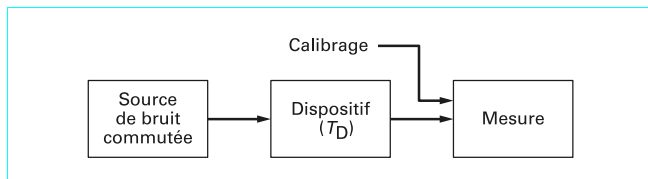


Figure 12 – Mesure du facteur de bruit

temps de transit dans la diode, et par des circuits résonants. Pour les composants les plus courants, le rapport de bruit *ENR* est typiquement compris entre 15 et 30 dB de 10 MHz jusqu'à 26 GHz, le composant étant alimenté sous basse tension (28 V). Les composants sont calibrés pour pouvoir servir de référence.

#### ■ Tubes

Les tubes de bruit sont des tubes à vide dans lesquels une décharge électrique crée une température de bruit comprise entre 10 000 et 30 000 K. Ils peuvent être utilisés aux fréquences millimétriques et à très large bande, en les insérant dans un guide d'onde avec un angle de 10° par rapport à l'axe de propagation pour avoir une large bande passante.

### 3.5.2 Méthode du facteur Y

Le facteur *Y* est le rapport de puissances de bruit en excès obtenu avec deux sources « chaudes »  $T_C$  et « froides »  $T_F$  connues (ou avec une source de bruit commutée) :

$$Y = \frac{T_C}{T_F}$$

Lorsqu'on connecte ces sources au dispositif à mesurer dont la température est  $T_D$  (figure 12), on a :

$$Y = \frac{T_C + T_D}{T_F + T_D}$$

soit :

$$T_D = \frac{YT_F - T_C}{1 - Y}$$

La dérivée  $\partial Y / \partial T_D$  est la sensibilité  $\sigma$  de la mesure et vaut :

$$\sigma = \frac{T_C - T_F}{(T_F + T_D)^2}$$

Pour avoir une bonne sensibilité de la mesure, les températures chaude et froide doivent être aussi différentes que possible, et la source froide doit être comparable à la température du dispositif à mesurer.

## 4. Bruit dans les circuits non linéaires

### 4.1 Représentation du bruit dans les oscillateurs

#### 4.1.1 Bruit d'amplitude et bruit de phase

Dans les oscillateurs, multiplicateurs de fréquence, diviseurs de fréquence, et plus généralement dans les circuits mettant en œuvre des signaux de fort niveau (voir encadré), des modulations

sont engendrées dans le circuit non linéaire par les sources de bruit des composants utilisés. On évalue la puissance de bruit portée par ces modulations de phase et d'amplitude.

#### Pourquoi un circuit est-il non linéaire ?

Dans les schémas non linéaires et dans les analyses de la dynamique des circuits, on utilise la notion de niveau (ou de puissance) du signal. Il faut donner une valeur de référence à cette puissance. La saturation des caractéristiques se produit lorsque les tensions liées au signal hyperfréquence deviennent soit **comparables aux limites des caractéristiques statiques** des composants (caractéristiques des diodes) soit **aux tensions d'alimentation** (transistors HEMT). Les valeurs sont très différentes avec les tubes hyperfréquences alimentés sous des tensions continues élevées.

La tension d'oscillation a la forme générale suivante :

$$V(t) = V_0 \left[ 1 + \frac{\delta V(t)}{V_0} \right] \exp j[\omega_0 t + \varphi_0 + \delta \varphi(t)]$$

avec  $\varphi_0$  phase à l'origine du signal en l'absence de bruit à la pulsation  $\omega_0$  (fréquence  $f_0$ ),  
 $V_0$  amplitude du signal en l'absence de bruit à la pulsation  $\omega_0$  (fréquence  $f_0$ ),  
 $\delta V(t)$  et  $\delta \varphi(t)$  fluctuations en amplitude et en phase, dues au bruit.

À une distance  $f_m$  de la porteuse, dans une largeur de bande unitaire, on calcule le rapport de la puissance portée par les bandes latérales de modulation AM et PM par rapport à la puissance de la porteuse  $P_c$ . Ce rapport est exprimé en dBc (dB/carrier, voir encadré au § 3.1.2).

Un oscillateur est constitué d'un amplificateur qui se reboucle sur lui-même à travers un circuit résonnant. La puissance qu'il fournit correspond au niveau de saturation de l'amplificateur, son fonctionnement est non linéaire. Cette non-linéarité est responsable de la transposition des différentes sources de bruit du composant (bruits dits en  $1/f$ ) en bruit sur le signal émis [7] [18].

#### ■ Bruit d'amplitude

La **densité spectrale de bruit d'amplitude** est le bruit du signal sinusoïdal obtenu avec l'impédance réelle de l'oscillateur saturé, chargée par le circuit résonnant, et créé par les sources de bruit du composant actif. Elle s'écrit :

$$\psi_A(f_m) = \frac{kTF\kappa_A}{2} \frac{1}{(\partial R / \partial I)^2 + (f_m Q / f_0)^2}$$

avec  $\psi_A(f_m)$  densité spectrale du bruit d'amplitude,  
 $f_0$  fréquence d'oscillation,  
 $f_m$  écart de fréquence avec la porteuse  $f_0$ ,  
 $F$  facteur de bruit de la source de bruit basse fréquence (en  $1/f_m$ ),  
 $\kappa_A$  coefficient intégrant la non-linéarité,  
 $Q$  coefficient de qualité du circuit linéaire résonnant défini par  $\partial B / \partial \omega = 2Q / R\omega_0$   
 $\partial R / \partial I$  non-linéarité de l'oscillateur autour de son point de fonctionnement.

Si dans l'oscillateur la résistance non linéaire est remplacée par une résistance linéaire, alors  $\kappa_A \approx 0$ . Ainsi, lorsque le composant se

rapproche de la saturation, le bruit d'amplitude diminue. Le bruit d'amplitude peut aussi être réduit en amplifiant sa sortie dans un amplificateur limité, il peut aussi être filtré.

### ■ Bruit de phase

Le bruit de phase est modélisé par une boucle d'asservissement comportant les sources de bruit du composant actif, un filtre de surtension  $Q$  et un amplificateur. **La densité spectrale de bruit de phase** d'un oscillateur disposant d'une diode pour accord électronique s'écrit :

$$\psi_{\phi}(f_m) = \frac{kTF\kappa_{\phi}}{2} \left( 1 + \frac{f_0^2}{(2f_mQ)^2} \right) + \frac{2kTR_{nD}G^2}{f_m^2}$$

avec  $\psi_{\phi}(f_m)$  densité spectrale du bruit de phase,  
 $\kappa_{\phi}$  coefficient intégrant la non-linéarité,  
 $R_{nD}$  résistance équivalente de bruit de la diode d'accord électronique,  
 $G$  gain en tension du circuit oscillant.

Le bruit de phase varie en fonction de l'inverse du carré du facteur de qualité du circuit résonnant, et est donc réduit en utilisant un circuit résonnant à haute surtension (oscillateur à résonateur diélectrique ou ORD). Le dénominateur est proportionnel au carré de la pulsation  $f_m$  de bruit et, comme  $F$  suit une loi en  $1/f$ , la pente de la densité spectrale de bruit de phase est donc en  $1/f^3$  ou de  $-30$  dB/dec. Au voisinage de la porteuse, le bruit de phase devient prépondérant.

Contrairement au bruit d'amplitude, le bruit de phase ne peut pas être limité, ni filtré car trop proche de la porteuse. Le bruit de phase peut être minimisé par une conception rigoureuse de l'oscillateur : choix de l'architecture, de la technologie, des composants. Les transistors bipolaires et HBT sont plus performants que les FET, de par leur fonctionnement en volume avec un plus faible bruit en  $1/f$  (voir § 2.3.1). On choisit les conditions de fonctionnement de l'oscillateur pour minimiser le *pulling* en fréquence de l'oscillateur par la tension de commande, soit  $\partial f / \partial V_{DC} \approx 0$ . Pour cela, un bon modèle non linéaire du composant avec les sources de bruit basses fréquences et une simulation non linéaire dûment validée sont des outils indispensables.

**Nota :** *Pulling* : sensibilité de la fréquence d'un oscillateur à la tension continue d'alimentation.

### 4.1.2 Spectre d'un oscillateur

Un oscillateur ne produisant pas un signal pur a donc tout un spectre continu distribué autour de la fréquence porteuse  $f_0$  (ainsi que des fréquences harmoniques, raies parasites...). La densité spectrale  $\psi$  autour de  $f_0$  s'exprime en rapport de puissance par rapport à la porteuse en dBc/Hz, et est représentée en fonction de l'écart de fréquence  $f_m = f - f_0$  (figure 13).

La pente de la courbe  $\psi(f_m)$  diminue continûment depuis  $f_m \approx 0$ . Les caractéristiques de cette décroissance sont très variables. Les spécifications générales (accord électronique...), la fréquence  $f_0$ , la technologie et la qualité de la conception ont chacune de l'importance. Mais, de façon générale, on peut identifier les mêmes zones caractéristiques :

- pour  $f_m < 1/\tau$  ( $\tau$  = temps d'intégration du signal traité), il s'agit surtout de la stabilité de fréquence qui s'exprime en ppm (parties par million) – dérive des caractéristiques des composants, effets thermiques, etc. ;
- tout près de la porteuse, une zone en  $f_m^{-4}$  difficile à mesurer, qui peut correspondre au bruit de génération-recombinaison en  $1/f^2$  converti en bruit de phase et à divers bruits liés à l'environnement physique (bruit des alimentations, vibrations...);

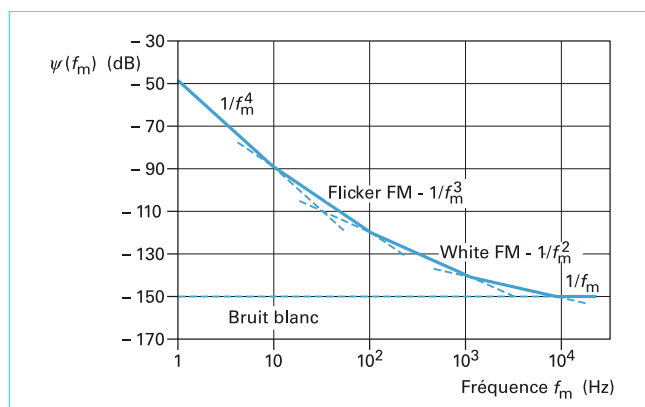


Figure 13 – Spectre d'un oscillateur

- une zone en  $f_m^{-3}$ , correspondant au bruit en  $1/f$  converti en bruit de scintillation de phase (pour un oscillateur libre  $\gg -100$  dBc/Hz à 1 MHz) (*flicker FM*) ;
- une zone en  $f_m^{-2}$  correspondant à un bruit blanc de phase (*white FM*) ;
- une zone en  $f_m^{-1}$  correspondant à un bruit de scintillation d'amplitude (oscillateurs à forte surtension) ;
- une zone en  $f_m^0$ , pour  $f_m \gg f_0/Q$ , loin de la porteuse il y a une zone de bruit plancher ou bruit blanc qui comprend du bruit d'amplitude et du bruit « linéaire » ( $F \gg 10$  à 40 dB).

Des irrégularités se superposent parfois à ce spectre théorique (remontées de bruit...), qui peuvent être liées aux caractéristiques du circuit hyperfréquences ou au circuit de polarisation.

## 4.2 Mélangeurs

Dans un mélangeur il y a trois fréquences : la fréquence d'entrée, la fréquence de sortie, la fréquence de l'oscillateur local. Il est constitué d'éléments non linéaires (diodes Schottky, transistors, diodes varicap...) et de circuits de combinaison passifs. Entre l'entrée et la sortie, c'est un dispositif caractérisé comme un quadripôle linéaire par une perte de conversion  $L_c$ , comportant des sources de bruit propres caractérisées par une température de bruit additionnelle  $T_a$ .

### ■ Facteur de bruit du composant actif

Les pertes de conversion  $L_c$  d'un mélangeur à diodes Schottky sont la somme des pertes dans les diodes et des pertes liées à la génération des produits d'intermodulation – en pratique, la valeur de ces pertes se situe entre 5 et 8 dB. Les diodes Schottky n'apportent pas de bruit additionnel  $T_a$  significatif. On a donc approximativement :

$$F \approx L_c$$

### ■ Architectures

La non-linéarité du mélangeur a pour effet de transporter, dans la bande utile, des bruits se trouvant dans d'autres bandes de fréquences.

Un mélangeur convertit à la même fréquence intermédiaire une fréquence dite image, qui est le symétrique de l'entrée par rapport à l'oscillateur. Les puissances de bruit des deux bandes passantes – entrées et image – s'ajoutent. Un mélangeur à réjection de fréquence image (figure 14) est utilisé pour supprimer les signaux et le bruit dans la bande image (il remplace donc un filtre dans cette

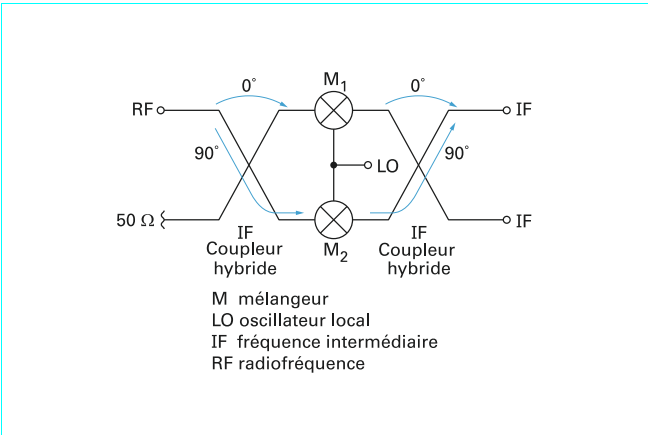


Figure 14 – Schéma d'un mélangeur à réjection de fréquence image/mélangeur à bande latérale unique

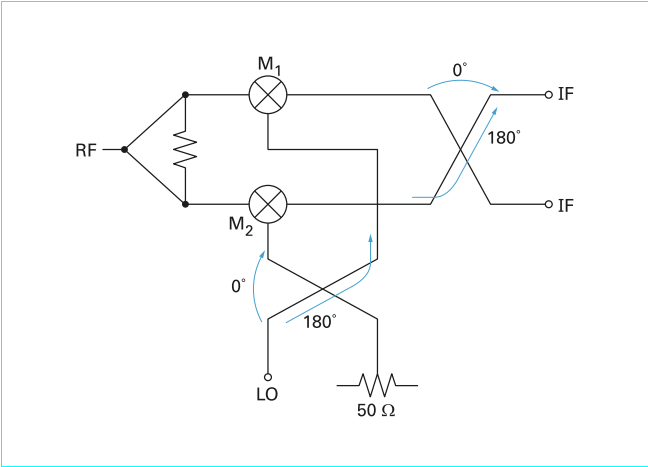


Figure 15 – Mélangeur équilibré

bande). Il est constitué de deux mélangeurs simples, deux coupleurs hybrides 90°, et un coupleur en phase.

Un mélangeur transpose également sur le signal de sortie les bruits d'amplitude et de phase de l'oscillateur local. Un mélangeur équilibré (figure 15) est utilisé pour éliminer le bruit d'amplitude de l'oscillateur local. Il permet de plus d'isoler facilement l'oscillateur du signal d'entrée, et il supprime les produits d'intermodulation d'ordre impair. Il est constitué de deux mélangeurs simples alimentés en oscillateur local par une interface fournissant deux sorties en opposition.

4.3 Multiplicateurs de fréquence

Aux fréquences élevées (SHF et EHF : *Super* et *Extremely High Frequencies*), la génération de fréquence est souvent mieux réalisée avec un oscillateur à fréquence plus basse, ensuite multiplié par des doubleurs ou tripleurs de fréquence, mis en cascade si nécessaire. Les autres fréquences harmoniques générées sont filtrées. Les composants non linéaires utilisés sont les diodes Schottky, les diodes *snap off*, les transistors.

Comme les mélangeurs, les multiplicateurs de fréquence ont un bruit « linéaire », lié aux pertes et au bruit propre des diodes, et un

bruit non linéaire qui est à la base de la théorie des sources synthétisées (voir § 5.1). En effet, si le signal d'entrée est modulé en phase à une fréquence  $f_m$ , avec un écart de phase maximum  $\varphi$  ( $\varphi \ll 1$ ) :

$$V_e = A \sin(\omega t + \varphi \sin \omega_m t)$$

le signal de sortie vaut :

$$V_s = a_0 + a_1 A \sin(\omega t + \varphi \sin \omega_m t) + a_2 A^2 \sin^2(\omega t + \varphi \sin \omega_m t) + \dots$$

soit, en développant et simplifiant les coefficients :

$$V_s = k_0 + k_1 A \sin(\omega t + \varphi \sin \omega_m t) + k_2 \cos(2\omega t + \varphi \sin \omega_m t) + \dots$$

L'excursion de phase  $\varphi$  est multipliée par 2 pour l'harmonique 2, etc.

Un multiplicateur de fréquence de rang  $N$  dégrade donc le bruit de phase d'un oscillateur de  $20 \lg(N)$  – un quadrupleur de fréquence ajoutant 12 dB sur le bruit de phase.

4.4 Amplificateurs de puissance

Les amplificateurs de puissance travaillent en régime non linéaire (classe B, classe C). Ces amplificateurs, tout comme les oscillateurs, convertissent le bruit en  $1/f$  en bruit de phase ou d'amplitude [17]. Les différentes techniques d'amélioration de la linéarité (*feed forward*, etc.) améliorent aussi le bruit. Le bruit est généralement plus faible que les bruits de phase des oscillateurs car les amplificateurs de puissance restent souvent en régime assez linéaire ( $\approx -130$  dBc/Hz à 10 kHz). Certains radars Doppler à impulsion peuvent néanmoins être limités par ce type de bruit.

De même, les régulateurs de tension utilisés dans les systèmes électroniques ont souvent des instabilités à basse fréquence, qui sont responsables de bruits de phase de l'amplificateur jusqu'à des distances de quelques mégahertz du signal. On utilise généralement des capacités de découplage pour éviter les oscillations, isoler des bruits de la tension d'alimentation. Une capacité chip entre 20 et 100 pF est introduite dans le boîtier du transistor, et une deuxième capacité entre 1 et 10 nF est montée à plus grande distance sur le circuit imprimé.

4.5 Outils de simulation

Pour simuler le comportement en bruit d'un oscillateur, on calcule d'abord l'état établi du circuit en régime non linéaire, en l'absence de sources de bruit. Ceci peut se faire en simulation temporelle, ou par méthode d'équilibrage harmonique (*harmonic balance*) avec les tensions harmoniques court-circuitées. Puis, en présence des sources de bruit, on calcule  $\Psi_A$  et  $\Psi_\varnothing$  suivant plusieurs schémas possibles qui sont mis en œuvre dans les simulateurs courants (voir tableau 1). On trouvera des références d'outils dans « Pour en savoir plus ».

Tableau 1 – Méthodes utilisées par les simulateurs du bruit	
Simulateur	Méthode utilisée
MDS	Quasi stationnaire
ADS	Quasi stationnaire et matrices de conversion
ELDO RF	Matrices de conversion et domaine temporel
SPECTRE RF	Matrices de conversion et domaine temporel



### ■ Méthode fréquentielle

Dans la méthode fréquentielle (quasi stationnaire), on perturbe « statiquement » les courants, c'est-à-dire avec  $f_m = 0$ . Cette méthode, qui est un calcul de *pushing*, ne tient pas compte de la dynamique du circuit BF.

**Nota : Pushing :** sensibilité de la fréquence d'un oscillateur à l'impédance du circuit branché à ses bornes.

### ■ Méthode temporelle

Dans la méthode temporelle (Monte-Carlo), on ajoute les sources de bruit comme fonction du temps, avec des amplitudes aléatoires, et on réalise une intégration temporelle non linéaire en présence de ces sources. On appelle une telle analyse « Monte-Carlo » parce que les échantillons temporels successifs ont des amplitudes aléatoires tirées au sort, de telle sorte que la fonction d'autocorrélation d'échantillons successifs représente bien le type de bruit voulu. Cette méthode permet de tenir compte de la corrélation entre sources de bruit et des non-linéarités de ces sources.

## 4.6 Mesure du bruit d'amplitude et du bruit de phase

### ■ Bruit d'amplitude

Le principe de la mesure est de détecter la variation d'amplitude avec des détecteurs non sélectifs en fréquence. On utilise des diodes Schottky à grande dynamique (puissance maximale élevée, bruit  $1/f$  faible), dans un montage équilibré (voir § 4.2) destiné à améliorer la réjection de la composante continue. Le calibrage du montage s'effectue avec une modulation d'amplitude connue.

### ■ Bruit de phase

#### • Mesure avec discriminateur de fréquence

Les fluctuations de fréquence de la source sont transformées en fluctuations de tension par le discriminateur. Le discriminateur peut être constitué par deux chemins recombinaisonnés, avec, dans une des voies, un déphaseur qui permet de déplacer la fréquence centrale (figure 16).

#### • Mesure par détection de phase

Dans ce montage, deux sources à la même fréquence alimentent, en quadrature de phase, un mélangeur double équilibré fonctionnant en détecteur de phase (figure 17). Ce signal en bande de base (la fréquence intermédiaire est nulle) est analysé en fonction de  $f_m$  et  $b$ . Pour améliorer la stabilité, on ajoute une boucle d'asservissement pour forcer un des oscillateurs à suivre en quadrature. Avec des composants performants, on arrive ainsi à mesurer des planchers de bruit particulièrement bas (mesure de composants pour les pilotes des radars) – voir références dans « Pour en savoir plus ».

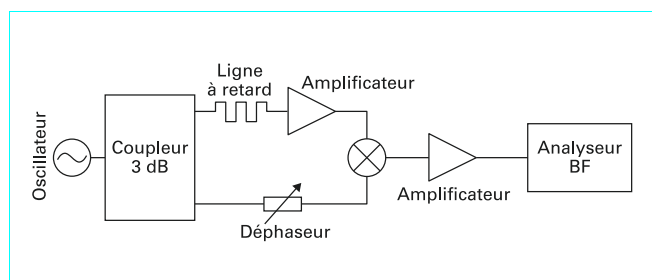


Figure 16 – Mesure du bruit de phase par discriminateur

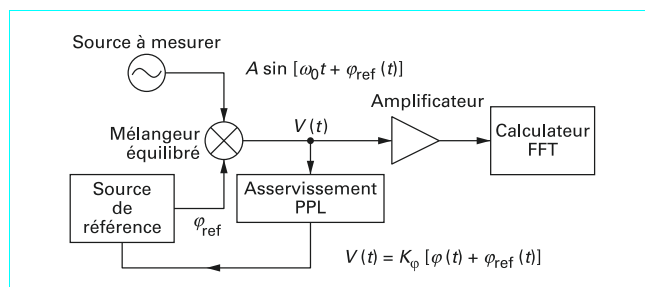


Figure 17 – Principe du banc de mesure de bruit de phase

## 5. Bruit dans les sous-ensembles

### 5.1 Sources de fréquences

#### 5.1.1 Composants et architectures

Les matériels hyperfréquences modernes imposent un cahier des charges exigeant, dans lequel les sources de fréquences sont un élément critique de conception très évoluée 7. Le besoin le plus courant est celui d'un plan de fréquences programmables contenu dans une bande allouée, avec un peigne de  $N_f$  fréquences possibles, un pas élémentaire, une pureté spectrale et une stabilité de chacune des fréquences, une vitesse de commutation et, bien sûr, des contraintes de consommation électrique, d'encombrement, de coût.

Ces fréquences sont « synthétisées » par combinaisons de fréquences élémentaires. Plusieurs types d'architectures existent (voir [TIE350]), décrits ci-dessous.

#### ■ Synthèse indirecte

On réalise des sources synthétisées à partir de *sources de référence* (pilotes) à fréquence plus basse,  $N$  fois inférieure. Ce sont des oscillateurs à quartz à haute surtension, accordables électroniquement, éventuellement stabilisés en température ou synchronisés sur une transition atomique. L'utilisation d'oscillateurs à accord électronique avec résonateur accordable (résonateurs YIG) permet d'étendre à plus de 10 % la bande d'accord sans dégradation des performances. Le tableau 2 représente les principales performances de plusieurs classes d'oscillateurs.

#### Exemple de caractéristiques d'un oscillateur OCXO : référence d'une source PLL pour télécommunications

caractéristiques d'un oscillateur OCXO, développé comme référence d'une source PLL pour télécommunications :

- gamme de fréquences : 5 à 20 MHz
- stabilité de fréquence :  $\pm 50 \cdot 10^{-9}$  (température, alimentation, vieillissement)
- bruit de phase (dBc/Hz) :  $-90$  @ 1 Hz,  $-145$  @ 100 Hz,  $-165$  @ 10 kHz
- changement de fréquence : 10 ns
- harmoniques :  $-25$  dBc
- mise en route : 30 s
- consommation : 120 mW
- boîtier :  $20 \times 15$  mm



Tableau 2 – Oscillateurs de référence pour synthétiseurs – Performances typiques					
	ORD	VCXO	TCXO	OCXO	Rubidium
Description	Oscillateur à résonateur diélectrique	Oscillateur à quartz à accord électronique	Oscillateur à quartz compensé en température	Oscillateur à quartz thermostaté	VCXO synchronisé sur raie atomique
Fréquence maximale	20 GHz	350 MHz	350 MHz	20 MHz	20 MHz
Stabilité typique (ppm)	± 100	± 10	± 1	± 0,02	± 0,0001
Bruit à 100 Hz (dBc/Hz)		– 110	– 110	– 110	– 130
Bruit à 1 kHz (dBc/Hz)	– 90	– 140	– 140	– 140	– 140
Bruit plancher (dBc/Hz)	– 145	– 165	– 165	– 165	– 145

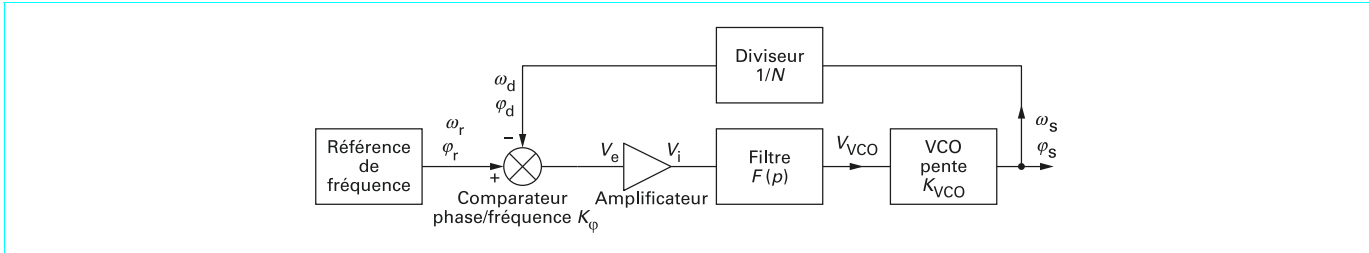


Figure 18 – Synthétiseur à PLL

La génération des fréquences demandées est produite par un oscillateur à accord électronique (VCO : *Voltage Controlled Oscillator*) asservi par une boucle à verrouillage de phase programmable (PLL : *Phase Locked Loop*) sur le pilote (figure 18). La boucle d’asservissement comprend un *diviseur de fréquence* programmable, un *comparateur phase-fréquence*, et un *filtre passe-bas*. L’analyse détaillée du bruit est décrite au § 5.1.2.

Les télécommunications utilisent la synthèse indirecte, compacte et peu coûteuse, avec des bruits de phase de l’ordre de – 100 dBc/Hz à 100 kHz.

Synthèse analogique directe

Dans la synthèse analogique directe, le plan de fréquences est généré par des additions, soustractions, multiplications et divisions de sources de fréquence de référence, les différentes sources étant commutées – le bruit de phase suit alors les règles du § 4.3.

Les radars Doppler utilisent la synthèse directe pour avoir le bruit de phase minimal très près de la porteuse, par exemple – 120 dBc/Hz à 1 kHz.

Synthèse numérique directe

Dans la synthèse numérique directe ou DDS, une unique horloge à fréquence fixe synchronise un circuit numérique programmable. Au bruit de phase lié à la multiplication de fréquence, il faut ajouter le bruit blanc des composants (convertisseur A/N). Les raies parasites (harmoniques et non-harmoniques) sont liées aux bruits de quantification (tables de calcul, nombre de bits) et aux imperfections du convertisseur.

Options mixtes synthèse directe/synthèse indirecte

Ici on associe par exemple à la PLL un oscillateur de transposition stabilisé par un ORD lui-même verrouillé en phase sur une seconde boucle, pour des fréquences plus élevées.

Sources fixes

Les sources hyperfréquences stabilisées peuvent être aussi de type ORD (oscillateur à résonateur diélectrique), travaillant directement en hyperfréquences, en principe fixes, la stabilité et le faible bruit de phase étant obtenus directement en hyperfréquences.

Les récepteurs de télévision par satellite utilisent des sources fixes type ORD.

5.1.2 Bruit des synthétiseurs avec boucle à verrouillage de phase (PLL)

Les sources à synthèse indirecte ( PLL ) sont les plus utilisées, l’analyse de leur bruit de phase est aussi la plus complexe, elle met en œuvre les différents composants et les bruits associés (voir figure 18) :

- l’oscillateur de référence apporte un bruit de phase  $\varphi_r$  ;
- le comparateur phase-fréquence fournit une tension mesurant l’écart de phase :

$$V_e = K_\phi \times (\varphi_r - \varphi_d)$$

et ajoute son bruit propre  $\approx -150$  dBc à 100 kHz ;

- le VCO fournit un comportement en fréquence (en phase) lié à la sortie du comparateur phase-fréquence :

$$d\varphi_s/dt = K_{VCO} \times V_{VCO}$$

ajoute son bruit propre (voir § 4.1) en dehors de la bande de boucle et crée des raies parasites liées à la multiplication de fréquences ;

- le filtre passe-bas assurant la stabilité de la boucle réduit les bruits de sortie et les raies parasites ;

- le diviseur de fréquence ( $\div N$ ) divise le bruit de phase du VCO :

$$\varphi_d = \varphi_s / N$$

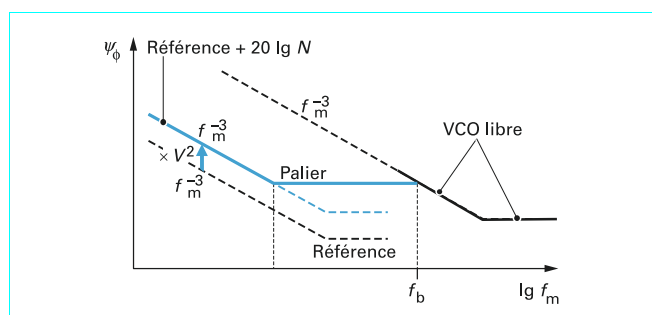


Figure 19 – Densité spectrale de bruit d'un synthétiseur à PLL

et ajoute une zone de bruit en  $f_m^{-1}$  ainsi qu'une zone de bruit blanc.

Des outils de simulation de bruit de phase des PLL existent (voir « Pour en savoir plus »). Le résultat, présenté figure 19, exprime que la densité spectrale du signal de sortie recopie le bruit de la référence multiplié par  $N^2$  pour les fréquences proches de la porteuse (filtre passe-bas), et recopie le bruit du VCO libre en dehors de la bande passante de la boucle. Le palier correspondant au bruit blanc de la référence multiplié est surmonté par les bruits ajoutés des composants (bruit du VCO filtré par la boucle, bruit du diviseur, du comparateur de phase).

Pour un synthétiseur défini (bande de fréquences, pas de synthèse, vitesse de saut, bande de boucle, consommation), le choix de paramètres de la boucle PLL et le positionnement des filtres permettent d'optimiser le bruit de sortie. Le bruit du VCO est limité en filtrant la tension de prépositionnement. Pour rejeter les raies parasites qui sont des multiples de la fréquence de référence, on choisit une bande de boucle très inférieure à cette fréquence.

## 5.2 Chaînes de réception

### 5.2.1 Architecture d'un récepteur superhétérodyne

Les matériels hyperfréquences utilisent une réception superhétérodyne pour éliminer le bruit en  $1/f$  des composants. La voie de réception derrière l'antenne possède au minimum les éléments suivants (figure 20) :

- en tête après l'antenne, un filtre de protection et un amplificateur faible bruit (LNA). Le facteur de bruit et le gain de cet amplificateur déterminent les principales caractéristiques de bruit interne du récepteur ; nécessitant parfois (radioastronomie, réception satellite...) l'utilisation de très basses températures pour l'amplification et le filtrage (supraconducteurs) ;
- un module de changement de fréquence, dit *downconverter* (oscillateur et mélangeur), et des filtres en bande intermédiaire

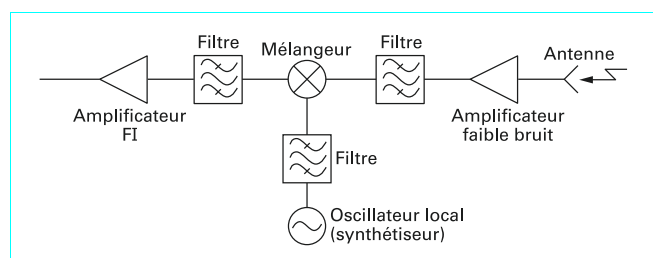


Figure 20 – Schéma de principe d'un récepteur (partie analogique)

pour limiter la bande de réception à la bande utile et éliminer les fréquences images ;

- un convertisseur A/N, qui numérise le signal à fréquence intermédiaire pour compléter le filtrage et effectuer le traitement.

### 5.2.2 Caractéristiques

La chaîne de réception optimise l'utilisation du signal hyperfréquences reçu et est caractérisée par :

- la température d'entrée, en K (rayonnement reçu et pertes de l'antenne, voir § 5.4) ;
- le facteur de bruit qui définit le signal minimal ;
- la bande passante, le gain... ;
- la dynamique de réception qui définit signal maximal admissible.

On reçoit à l'entrée un signal  $S_e$  et un bruit  $B_e$ , et on restitue en sortie analogique un signal  $S_s$  et un bruit  $B_s$ . Le **facteur de bruit** du récepteur est :

$$F = \frac{S_e/B_e}{S_s/B_s}$$

Le bruit en sortie  $B_s$  est la somme de tous les bruits linéaires et non linéaires ajoutés tout au long de la chaîne de réception. Il comprend les diverses conséquences du bruit de phase de l'oscillateur local, et les dégradations liées aux parasites internes (compatibilité électromagnétique interne). Le signal analogique est ensuite converti en numérique et filtré. Des outils de calcul des chaînes de réception existent (voir « pour en savoir plus »).

La **dynamique de réception** est liée aux caractéristiques statiques des éléments (point d'interception du second ordre, du troisième ordre, point de compression à  $-1$  dB), aux problèmes de compatibilité électromagnétique interne, au bruit de phase de la source, à la largeur de bande et à l'ensemble des signaux reçus (désirables et indésirables).

### 5.2.3 Phénomènes spécifiques dans un récepteur superhétérodyne

#### ■ Bruit de l'oscillateur local (la source de fréquence)

Le bruit d'OL se transpose sur le signal à fréquence intermédiaire et dégrade la réception (le tableau 3 synthétise les conséquences du bruit d'OL dans différentes bandes, en réception et en émission)

#### ■ Calcul du mélange réciproque

Dans un récepteur superhétérodyne, en présence d'un fort signal parasite « brouilleur » dans la bande de réception, le spectre de bruit de l'OL est translaté dans la bande FI après mélange (voir § 4.2). Cela entraîne donc une diminution de la sélectivité du récepteur, et une diminution de la sensibilité par ce qu'on appelle le mélange réciproque.

La puissance du signal utile est proportionnelle à :

$$S + \psi_0$$

avec  $S$  signal,  
 $\psi_0$  puissance d'OL.

La puissance de bruit du mélange réciproque est proportionnelle à :

$$P + \psi_f$$

avec  $P$  signal parasite / brouilleur,  
 $\psi_f$  puissance de bruit de l'OL dans la bande utile.

Il est nécessaire, pour que  $S/B > 1$ , c'est-à-dire pour dépasser le seuil de sensibilité, que :

$$S + \psi_0 > P + \psi_f$$

soit :

$$\psi_0 - \psi_f > P - S$$

Tableau 3 – Spectre de bruit d’OL et conséquences		
	fréquences $f_m$ croissantes	
Bande de fréquences $f_m$ concernées	<b>Près de la porteuse</b> : zone du signal utile : – modulation de phase (télécoms) ; – filtrage adapté (radar)	<b>Loin de la porteuse</b> : zone de la fréquence intermédiaire (FI)
Spectre de bruit OL	Bruit de phase en $f^{-3}$ : – bruit de scintillation	Bruit plancher : – bruit blanc, – bruit d’amplitude
Conséquences du bruit OL de réception	Bruit de phase par conversion du bruit d’OL de réception	Désensibilisation du récepteur par mélange mutuel réciproque
Conséquences du bruit OL d’émission	Comme OL réception, ajouter les effets de propagation et de stabilité	Émission de bruits hors bande à limiter (normes de rayonnement)

Cette relation lie le bruit de l’OL (en dBc) et le signal minimal détectable si on choisit la puissance d’OL et celle du signal parasite. La pureté spectrale de l’OL est donc directement liée à la capacité du récepteur à résister aux signaux parasites.

Compatibilité électromagnétique interne

Des signaux parasites internes supplémentaires sont liés aux implantations des composants dans le matériel. On trouve des signaux parasites créés par les transpositions de fréquences, les mélanges non linéaires créant de nombreuses fréquences jusqu’à des rangs d’intermodulation très élevés dans les bandes utiles (calculés avec des outils spurs – voir « Outils logiciels » dans « Pour en savoir plus »). On trouve aussi ceux créés par les horloges des circuits numériques dont les harmoniques se situent dans les bandes de réception. De par la capacité d’isolation finie des composants, la proximité physique des différents éléments, l’absence de blindage parfait de ces éléments, ces signaux se retrouvent en sortie de la voie de réception avec une amplitude significative. L’effet principal est la diminution de la sensibilité de la réception. Les remèdes sont dans le choix judicieux de toutes les fréquences prenant en compte un maximum d’harmoniques, et dans le soin apporté aux implantations des composants, au blindage interne entre les composants critiques, à l’utilisation de parois métalliques si cela est possible (voir réf [3], [15] et [E1318]).

5.2.4 Bruit de phase et traitement du signal

Dans les matériels hyperfréquences, le signal utile est extrait du bruit et est traité en fonction de la performance recherchée (traitement numérique). En radar, on cherche à obtenir une bonne probabilité de détection d’une cible, associée à une faible probabilité de fausse alarme. En transmission de données, on cherche à récupérer les données avec une faible probabilité  $P$  d’erreur de détection de un bit. Dans tous les cas, le bruit de phase des oscillateurs, principale contribution au bruit de phase total, contribue à limiter les performances (tableau 3), pouvant être un frein technologique majeur pour certaines optimisations.

Optimisation de la densité spectrale

En télécommunications, le bruit  $N_0$  qui se superpose au signal d’énergie  $E_b$  (énergie de 1 bit) à recevoir contient le bruit linéaire des amplificateurs, mais aussi le bruit de l’OL transposé ainsi que des paramètres d’erreurs caractéristiques de la mesure.  $N_0$  est lié à

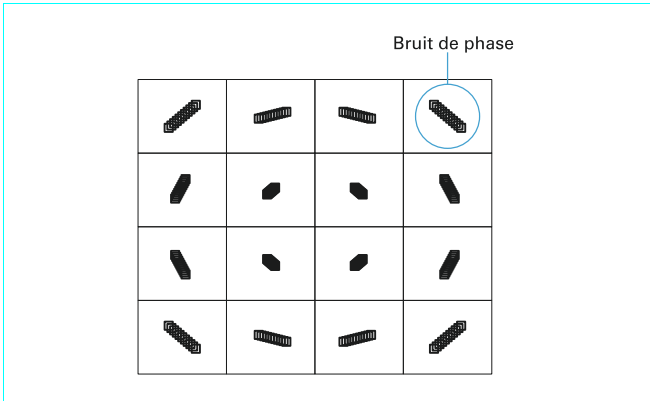


Figure 21 – Modulation 16 QAM avec bruit de phase

la probabilité d’erreur  $P$  de la transmission numérique par la formule :

$$P = q \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}$$

avec  $q$  coefficient de proportionnalité.

La volonté de gérer au mieux le spectre électromagnétique utilisé par les télécommunications conduit à proposer des systèmes offrant une grande efficacité spectrale ( $h = N/B$  en bit/s/Hz) et donc à concevoir des modulations numériques à très grand nombre d’états (16 QAM, 64 QAM...). Ces modulations performantes avec  $E_b$  plus faible sont moins robustes vis-à-vis du bruit en général et du bruit de phase en particulier. On voit intuitivement sur la figure 21 que le bruit de phase peut brouiller entièrement la modulation portant le signal, quelle que soit l’amplitude de ce signal.

Dans la même perspective de bonne gestion du spectre, l’utilisation des fréquences porteuses élevées (bande millimétrique) est rendue aussi plus difficile par l’augmentation du bruit de phase des oscillateurs locaux chargés de faire la transposition de fréquence (voir par exemple le § 4.3 sur la multiplication de fréquence).

### ■ Récupération de la fréquence porteuse

Un autre exemple est le problème de récupération de la fréquence porteuse du signal reçu dans une liaison hertzienne. Le bruit de phase du synthétiseur (cumulé dans la bande de réception) contribue à un écart de fréquences moyen entre l'émission et la réception et, dans le cas d'une démodulation asynchrone, à une perte de traitement  $L = \exp(-\varphi_{\text{eff}}^2/2)$  ; pour que les pertes de traitement dues au bruit de phase soient inférieures à 1 dB, il faut que l'écart-type du bruit de phase  $\varphi_{\text{eff}}$  soit inférieur à 27°.

### ■ Performance des radars Doppler à impulsion

Les radars Doppler à impulsion permettent d'optimiser la mesure de la vitesse des objets détectés. Ils doivent rejeter les différentes formes de bruit, en particulier le *clutter* (échos du sol) qui peut créer par intermodulation des échos factices. Le filtrage du signal nécessite la stabilité de l'émission et de la réception pendant le temps de propagation aller-retour jusqu'à la cible, ce qui constitue généralement une contrainte technologique importante. Pour un radar de portée  $D = 50$  km, la stabilité de l'oscillateur (utilisé en émission et en réception) doit être assurée à partir de  $f_m \approx 1/(2\pi D)$  soit 1 kHz. Le *clutter* se trouvant aux distances les plus faibles crée les parasites les plus forts. Comme on utilise le même oscillateur à l'émission et à la réception, les bruits de phase restent encore corrélés et donc avec un effet réduit aux courtes distances ( $f_m$  élevé).

## 5.2.5 Exemples de chaînes de réception

Une caractéristique importante du mélangeur est qu'il ne garde ses performances que si le signal reçu reste faible ( $\approx -6$  dB) devant la puissance de l'oscillateur local, ce qui détermine la dynamique de réception. La dynamique est définie par la saturation (étouffement), mais aussi par l'intermodulation qui crée des signaux parasites multiples (signaux fantômes, conversion du bruit d'oscillateur local...).

Or le facteur de bruit et la dynamique du signal reçu sont en opposition pour le choix des caractéristiques des composants. Par exemple, un amplificateur de tête à grand gain permet de mieux masquer le bruit du mélangeur, mais augmente d'autant la puissance à admettre par le mélangeur. De plus, lors des spécifications de la dynamique de réception, il faut tenir compte des perturbations (brouillages) créées par les émetteurs d'autres systèmes et celles du système lui-même. Également, le comportement en température des composants et les dispersions de fabrication viennent s'ajouter lorsque l'on doit prévoir la dynamique maximale à tenir.

Voici quelques exemples qui montrent comment la dynamique de réception est prise en compte dans des systèmes très différents.

### ■ Réception satellite

En réception satellite (réception télévision, réception GPS, stations terriennes, VSAT), les signaux reçus sont très faibles, et le facteur de bruit doit être impérativement optimisé malgré l'utilisation d'antennes de grandes dimensions. Le calcul de la température de bruit  $T_e$  de la chaîne de réception (voir figure 6) se fait à l'aide de la formule de Friis (9). La température de l'antenne  $T_{\text{ant}}$  est faible lorsque celle-ci est pointée vers le ciel (§ 5.4.1), et l'antenne est connectée à la chaîne de réception éventuellement refroidie (§ 3.1.2) en passant par une ligne de propagation de pertes  $L$  (figure 20) :

$$T_e = \frac{T_{\text{ant}}}{L} + T \left( \frac{L-1}{L} \right) + T_A + \frac{T_{\text{mel}} + T_{\text{FI}}}{\mathcal{G}}$$

avec	$T_A$ (K)	température de bruit de la chaîne d'amplification hyperfréquences ;
	$L$ (dB)	pertes de l'antenne et de la liaison antenne-amplificateur ;
	$\mathcal{G}$ (dB)	gain de la chaîne d'amplification ;

$T_{\text{mel}}$	température de bruit du mélangeur ;
$C$	pertes de conversion du mélangeur ;
$T_{\text{FI}}$	température de bruit de la chaîne FI.

La dynamique du signal reçu est faible – liée surtout aux variations des conditions de propagation atmosphériques. On s'efforce donc de minimiser  $T_A$  et de garder un gain de réception  $\mathcal{G}$  élevé ( $\approx 40$  dB).

Les premières stations terriennes à partir de 1962 ont commencé à utiliser des masers puis des amplificateurs paramétriques et des amplificateurs refroidis. L'arrivée progressive dans les années 1970 des transistors AsGa-FET puis HEMT – avec des facteurs de bruit de l'ordre de 1 dB ou moins – a révolutionné la conception et permis de réaliser des produits à très faible coût.

### ■ Réception radar

En réception radar, la dynamique théorique est grande, car la puissance du signal à recevoir, variable en fonction de la cible, décroît en fonction de son éloignement avec une loi en  $1/d^4$  (un rapport  $d_{\text{max}}/d_{\text{min}} = 100$  ajoute donc une dynamique de 80 dB).

Pour réduire cette dynamique, on introduit un atténuateur commandable en fonction du moment attendu pour l'écho de retour (lié à la distance aller-retour), donc avec une caractéristique (en dB) :

$$A = 40 \lg \left[ 1 + \frac{d_{\text{max}} - d_{\text{min}}}{t_{\text{max}} - t_{\text{min}}} \frac{t_{\text{max}} - t}{d_{\text{min}}} \right]$$

### ■ Guerre électronique

Les récepteurs d'alerte ont une très large bande de réception pour être à l'écoute d'un maximum d'événements. Le pourcentage de signaux intéressants étant extrêmement faible, d'autres signaux plus puissants peuvent générer de nombreux signaux fantômes par mélange de fréquences dans un récepteur non linéaire. Pour obtenir la linéarité requise, un récepteur peut ne pas comporter du tout d'amplificateur en tête, mais être basé sur un mélangeur à grande dynamique créant une fréquence intermédiaire agile fortement filtrée dans un filtre tractable à bande étroite.

## 5.3 Chaînes d'émission

### 5.3.1 Spécifications et architecture

La voie d'émission transmet à l'antenne un signal hyperfréquence permettant d'effectuer les fonctions prévues sans perturber d'autres systèmes. Les caractéristiques principales sont :

- la puissance de sortie et la bande de fonctionnement, leur évolution temporelle (impulsions, changements de fréquence...) ;
- la linéarité, le rendement en puissance ajoutée ;
- les bruits hors bande et non essentiels (aléatoires et raies parasites) qui empêchent le bon fonctionnement (par CEM interne) et gênent les autres systèmes (voir § 1.2.1) ;
- le bruit de phase du signal émis qui dégrade la qualité de ce signal, et limite certaines performances du filtrage en réception.

Pour réaliser ces spécifications, le synoptique d'une chaîne d'émission comporte :

- la génération de la fréquence intermédiaire : convertisseur N/A, amplificateurs et filtres ;
- un module de changement de fréquence dit *upconverter* : oscillateur local, mélangeur, et filtres pour rejeter le bruit et les raies parasites issus de l'oscillateur et des transpositions de fréquences. Comme en réception, le bruit de l'oscillateur local se transpose sur le signal à fréquence intermédiaire (voir le tableau 3) ;
- un amplificateur de puissance permettant d'amener la puissance émise au niveau spécifié (transistor ou tube à vide suivant la fréquence et le niveau de puissance) ;
- cet amplificateur est spécifié par son gain, sa puissance, son rendement, sa linéarité.

### 5.3.2 Exemples de filtrage de bruit d'émission

Le filtrage des bruits à l'émission peut se révéler plus exigeant qu'en réception. Il n'y a pas de règle générale, voici quelques exemples significatifs.

#### ■ Réduction du bruit émis dans la bande de réception

Dans les stations satellites communiquant à travers une parabole et comportant une voie retour (VSAT), on doit prendre en compte, dans le calcul du facteur de bruit du récepteur, la puissance de bruit que l'émetteur génère dans la bande de réception et qui se situe un peu en dessous de la bande d'émission. Le bruit réinjecté dans la voie réception doit être très inférieur ( $\approx -10$  dB) au bruit thermique  $kT$  pour limiter la dégradation à 0,2 dB. La chaîne de génération des bruits d'émission est la suivante :

$$- \text{bruits d'OL à } f_m = \pm(f_{TX} - f_{RX}) \pm (f_{TX} \ f_{RX})$$

- avec  $f_{TX}$  fréquence d'émission,  
 $f_{RX}$  fréquence de réception,  
 $f_{TX}$  fréquence intermédiaire utilisée pour l'émission,  
 $f_{RX}$  fréquence intermédiaire utilisée pour la réception.
- conversion de fréquence (*upconverter*) générant  $f_{RX}$  ;
  - filtrage en sortie du mélangeur ;
  - amplification de  $f_{RX}$  dans l'amplificateur de puissance (HPA) ;
  - filtrage en sortie de l'amplificateur de puissance des bruits du HPA ;
  - couplage vers la réception par réflexion sur l'antenne ( $\approx -20$  dB).

La puissance de ce bruit d'émission et la possibilité de le filtrer dépendent essentiellement de l'écart de fréquences  $f_{TX} - f_{RX}$  entre l'émission et la réception, ce qui est fixé par des standards internationaux (ITU – International Telecommunications Union). Ces standards s'imposent donc toujours un écart duplex important ( $> 5\%$ ).

#### ■ Réduction de la fuite d'émission à la fréquence de l'oscillateur local

Le spectre d'émission doit être conforme aux réglementations internationales. De nombreuses raies parasites, produits d'intermodulation (jusqu'au 7<sup>e</sup> ou au 8<sup>e</sup> ordre), sont susceptibles de créer des interférences internes et externes. Mais la fuite de la fréquence de l'oscillateur local à travers le mélangeur vers l'émission et l'antenne est la contrainte majeure, pour la conception du HPA et pour le gabarit d'émission.

- Plusieurs techniques sont utilisées pour en réduire la puissance :
- choix des plans de fréquence internes (choix de la fréquence d'OL, utilisation d'une double transposition...) ;
  - étude de mélangeurs à haute réjection OL/RF (équilibre des composants, techniques subharmoniques...) ;
  - filtres intégrés à hautes performances (utilisation d'une technologie à bonne surtension) disposés en sortie du mélangeur ;
  - ajout d'un filtre en sortie du HPA pour limiter le gabarit d'émission.

## 5.4 Antennes

### 5.4.1 Réception

Les différents bruits externes (§ 1) sont captés par l'antenne de réception dans sa bande de fréquences, et se superposent au signal utile reçu.

L'espace n'est pas à une température uniforme, et est généralement à une température inférieure à la température ambiante dans les directions pointant vers le ciel. Comme le rayonnement de l'antenne n'est pas isotrope, il faut intégrer spatialement toutes les contributions pour évaluer la puissance de bruit captée et ainsi définir une « température de bruit de l'antenne », qui est la seule

mesure de cette contribution (voir § 3.1.2 pour la notion de température de bruit).

Si  $\mathcal{G}_\Omega$  est le gain isotrope de l'antenne à la fréquence  $f$  et dans la direction où la température de bruit est  $T_\Omega$ , et si  $d\Omega$  est l'élément d'angle solide autour de cette direction, la puissance de bruit captée et donc la température de bruit est :

$$T_A = \frac{1}{4\pi} \iint \mathcal{G}_\Omega T_\Omega d\Omega$$

les intégrales étant étendues à tout l'espace.

La température de bruit de l'antenne n'est pas une valeur fixe, mais dépend à la fois de l'évolution de bruits externes et de la position de l'antenne :

- une antenne de réception satellite est sensible au pointage de cette antenne et donc à la position du satellite par l'épaisseur d'atmosphère traversée, et aussi par le bruit thermique du sol capté par ses lobes secondaires (cas des antennes mobiles en milieu urbain, cas des satellites défilants) ;
- une antenne satellite comporte souvent un radome de protection dont la transparence se dégrade sous la pluie ou la neige, augmentant également la température de bruit ;
- un téléphone GSM pourra subir les influences d'autres réseaux, variables selon la position de l'utilisateur : interférences cocanal liées à la réutilisation des fréquences, interférences avec les autres normes WCDMA, interférences avec les réseaux GSM d'autres opérateurs qui ne respectent pas toutes les normes.

Le calcul du bruit de réception total doit incorporer aussi les pertes de l'antenne – pertes du radôme, pertes de propagation le long des parois métalliques de l'antenne et des circuits qui raccordent l'antenne à la voie de réception et/ou la voie de réception. On modélise ces pertes comme des atténuateurs (voir § 3.1.5) additionnels, dont les pertes valent  $1/\mathcal{G}$ . La température totale  $T$  à l'entrée de l'antenne se calcule selon la formule de Friis (9) à partir de la température d'entrée  $T_E$  des circuits de réception :

$$T = T_A + T_E / \mathcal{G}$$

### 5.4.2 Émission

Les performances de l'antenne sont à inclure dans les caractéristiques du bruit d'émission, par les perturbations que le diagramme de rayonnement peut apporter aux autres systèmes.

Par exemple, une station terrienne émet un signal vers un satellite défini (télécommunications par satellite). Une antenne comportant des lobes secondaires trop élevés pourra contribuer à brouiller des satellites voisins dans leurs bandes et réduire leurs performances, par exemple par mélange réciproque (voir § 5.2.3) avec le bruit d'OL du récepteur du satellite voisin. Ceci doit être évité, car entraînant une baisse des recettes commerciales et un litige entre les opérateurs.

### 5.4.3 Autres perturbations

Les fluctuations du signal transmis dégradent les performances de réception des équipements, sans qu'ils puissent être considérés comme du bruit au sens strict. Ils n'entrent pas dans le calcul de la température de bruit de l'antenne, mais néanmoins affectent les performances de la réception. Notamment :

- les fluctuations parasites des propriétés de transmission sont importantes dans les équipements à longue portée (radioastronomie, récepteurs GPS, communications par satellite, faisceaux hertziens troposphériques), ainsi qu'en milieu urbain, en présence d'obstacles et de trajets multiples (téléphone portable). Il s'agit de fluctuations assez lentes, hors de la bande du signal reçu ;
- les radars mesurent le signal réfléchi par un objet, mais reçoivent également le signal réfléchi par des éléments parasites (sol, obstacles divers), signal parasite fluctuant appelé « clutter », qui n'est pas non plus un bruit au sens strict du terme, puisque créé



par le signal lui-même. Le traitement du clutter, qui est soumis à des variations rapides, qui se fait lors du traitement du signal reçu, est lié au type de radar et aux options techniques retenues [10].

#### 5.4.4 Cas des antennes actives

Une antenne active incorpore des éléments amplificateurs du signal ou « modules », suffisamment petits pour permettre un large contrôle électronique de l'antenne. Les antennes actives permettent, par l'intégration de composants, de contrôler électroniquement le rayonnement, d'améliorer le bruit et la puissance, et leur modularité facilite leur implémentation.

En **réception**, le calcul du facteur de bruit (voir [E 3295]) se fait avec le même principe (somme par la formule de Friis), avec la restriction que les différents modules de l'antenne n'interviennent pas avec la même efficacité afin d'optimiser le diagramme de rayonnement de l'antenne (pondération pour réduire les lobes secondaires) : on doit donc remplacer, dans la formule, le gain de l'amplificateur du module par le gain équivalent, pondéré sur tous les modules de l'antenne.

En **émission**, on trouve de façon relativement importante des perturbations liées à la compatibilité électromagnétique interne, et les conséquences sur le diagramme de rayonnement de l'antenne, tous les effets des erreurs de phase et d'amplitude des modules de l'antenne – elles ne sont pas utilisées dans les stations terriennes des satellites (voir § 5.4.2).

## 6. Applications utilisant les propriétés du bruit

Les différentes sources de bruit présentent des caractéristiques intéressantes dans certains systèmes :

- une source spontanée (rayonnement du corps noir) ;
- un signal large bande simple (voir § 3.5.1) ;
- un signal incohérent.

Quelques exemples illustrent les possibilités de mise en œuvre.

### 6.1 Radiométrie

#### 6.1.1 Principes généraux

La radiométrie consiste à mesurer à distance le rayonnement électromagnétique propre émis par un objet [10]. Le rayonnement émis est lié à la température de l'objet suivant la loi de rayonnement du corps noir (voir l'encadré), qui est, dans les bandes hyperfréquences, la loi de Rayleigh-Jeans en  $f^2$ . La brillance  $\beta$  d'un corps noir vaut :

$$\beta = \frac{2kT}{\lambda^2}$$

avec  $\beta$  ( $\text{W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1} \cdot \text{sr}^{-1}$ ) brillance,  
 $\lambda$  (m) longueur d'onde.

Dans la pratique, le coefficient de réflexion de l'objet modifie le comportement idéal du corps noir, en réduisant l'émission proportionnellement au coefficient d'émissivité associé, et en ajoutant à la puissance rayonnée la réflexion d'autres sources thermiques qui peuvent se trouver à des températures différentes (figure 22). Finalement, cette brillance doit être aussi corrigée par la polarisation (l'émission est polarisée aléatoirement, et la moitié seulement est reçue dans une antenne).

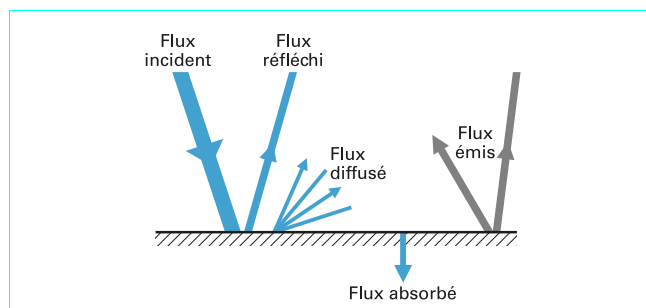


Figure 22 – Corps noir : flux émis et réaction au flux incident

Le radiomètre mesure le rayonnement reçu dans une bande  $b$ . Le bruit propre du récepteur à la température  $T_0$  génère un signal de puissance :

$$P_0 = C(kT_0b)^2$$

L'accroissement dû à la puissance reçue à la température additionnelle  $T_a$  vaut :

$$P = C(kT_ab)^2$$

Le signal de sortie étant intégré sur une durée  $\tau$ , le bruit du signal en sortie, en supposant  $T_a \ll T_0$ , a une puissance :

$$P_s = 2C(kT_0)^2 \frac{b}{\tau}$$

L'écart de température minimal détectable étant défini par la condition :

$$P = P_s$$

La sensibilité  $\Delta T$  du radiomètre est donc :

$$\Delta T = \sqrt{2} \frac{T_0}{\sqrt{b\tau}}$$

Elle est liée à la température du récepteur ; elle est meilleure pour une grande bande de réception et pour une grande durée d'intégration. La bande de réception est de plusieurs gigahertz, et le temps d'intégration peut être de plusieurs secondes – il est limité par les mouvements de l'objet et par la stabilité de l'électronique.

En hyperfréquences et en ondes millimétriques, les surfaces des matériaux diffusent peu, le coefficient de réflexion/d'émissivité joue donc un rôle important. Par exemple, une surface métallique chaude (véhicule) pourra être vue comme plus froide que son environnement si elle réfléchit un ciel froid.

#### 6.1.2 Applications

##### ■ Radioastronomie

La radioastronomie vise principalement à effectuer des mesures sur des lignes spectrales qui sont les signatures des éléments. Les sources sont alors ponctuelles.

Les radiotélescopes existent jusque dans les bandes millimétriques, ils utilisent des récepteurs refroidis.

##### ■ Navigation

Les radiosources (voir § 1.1.1) sont bien répertoriées (position, spectre), et peuvent être utilisées par exemple pour la navigation d'avions militaires furtifs.



**Tableau 4 – Comparaison de la cartographie par radiométrie par rapport au radar**

Avantages	Inconvénients
Images proches de l'optique	Pas de mesure de distance et de vitesse
Discrétion du capteur (pas d'émetteur)	Signature des objets difficile à contrôler
Pas d'interférences	Signaux faibles
Faible consommation	Temps d'intégration long
Portée en $D^{-2}$ ( $D^{-4}$ pour les radars)	

### ■ Cartographie

On mesure la puissance rayonnée par une source élémentaire de surface  $S$ , qui est vue de l'antenne située à une distance  $D$  sous un angle solide :

$$\Omega = \frac{S}{D^2}$$

L'antenne mesure donc une élévation de température de la surface  $A$  qui est déduite du rapport entre  $\Omega$  et l'ouverture angulaire de l'antenne  $\lambda^2/A$  :

$$\Delta T_A = \Delta T_{\text{réel}} \Omega \frac{A}{\lambda^2}$$

Comme les radars, les radiomètres peuvent détecter la présence d'objets à distance.

Les caractéristiques sont très différentes (voir tableau 4).

### ■ Imagerie

L'imagerie par radiométrie est surtout connue en infrarouge, par les images de points chauds que l'on peut faire la nuit et les applications militaires. En hyperfréquences, on étudie également des capteurs capables de mesurer des points chauds même à travers des obstacles non transparents, par exemple pour détecter des objets dangereux dissimulés sous les vêtements dans les aéroports. On utilise les fréquences millimétriques vers 40 GHz et au-delà pour avoir une résolution suffisante.

La sensibilité peut être améliorée par une source de bruit externe additionnelle qui se comporterait comme la surface d'un corps noir – tube à bruit par exemple (voir § 3.5.1). La puissance reçue par un objet illuminé par une source hémisphérique autour de l'objet et de brillance  $\beta$  vaut :

$$P = \pi A \beta b$$

Si l'on suppose que  $T = 1\,000\text{ K}$  et  $b = 14\text{ GHz}$  (26 à 40 GHz), on a alors une densité de puissance sur l'objet  $P/A = 14,6 \times 10^{-6}\text{ W} \times \text{m}^{-2}$ . L'utilisation d'un tube de bruit permet donc d'améliorer les performances par rapport aux sources de bruit naturelles.

## 6.2 Brouilleurs

Un brouilleur est destiné à perturber à distance le fonctionnement de matériels hyperfréquences. Il est notamment utilisé par les militaires pour affaiblir la capacité de l'ennemi. Dans ces dispositifs, intégrer une source de bruit « chaude » dans l'équipement est une solution simple pour brouiller sur une large bande.

### ■ Brouilleurs radio

Le brouilleur radio est l'ancêtre le plus connu ; utilisé en France pendant la Seconde Guerre mondiale, les émetteurs utilisaient la modulation d'amplitude, ce qui facilitait la réalisation du brouilleur.

### ■ Brouilleurs de GPS

Un récepteur GPS à 1 575,72 MHz peut être brouillé à une certaine distance en émettant un signal suffisamment puissant qui se superposera au signal des satellites et l'empêchera d'acquérir le code C/A nécessaire à la mesure de position. Un brouilleur à bruit utilise un bruit gaussien à bande étroite dans une bande de  $\pm 1,023\text{ MHz}$ . Il est difficile à filtrer par un récepteur GPS.

Le bruit peut être généré par une diode Zener qui génère un bruit en  $1/f$  jusque vers 100 MHz, qui se superposera à la commande d'un VCO. L'antenne du brouilleur peut être directive (de type antenne de télévision) pour une meilleure performance.

Ces brouilleurs permettent l'arrêt de la géolocalisation, mais leur utilisation est illégale.

### ■ Brouilleurs de GSM

Le brouilleur pollueur est un boîtier relativement peu intelligent qui émet en permanence un bruit parasite sur la même fréquence que celle des relais téléphoniques. Aucun appel, entrant ou sortant, n'est alors possible, mais ce dispositif est interdit en France. D'autres systèmes bloquent la communication entre un téléphone et le relais de l'opérateur grâce à l'émission d'un signal parasite, quel que soit le sens de la communication, mais seulement après avoir détecté un appel. Ils sont autorisés dans les prisons et les salles de spectacles.

### ■ Brouilleurs de radars

Il existe de nombreux types de brouilleurs de radars militaires, suivant les situations tactiques et les technologies utilisées. Les brouilleurs de barrage ont pour mission de couvrir plusieurs radars avec un seul brouilleur pour compenser l'incertitude de leur fréquence d'émission. On utilise pour cela un brouilleur à bruit à large bande, dont la puissance sera utilisée pour désensibiliser le radar ennemi. Les brouilleurs ponctuels (pour un seul radar) sont réalisés en réduisant la bande de bruit pour concentrer la puissance de brouillage dans la bande du récepteur radar. Ces brouilleurs peuvent être accordables pour brouiller successivement plusieurs radars à des fréquences différentes. Le radar lui-même peut se protéger des brouilleurs à bruit par la directivité de son antenne, ou par traitement d'antenne.

### ■ Brouilleurs de télécommunications hertziennes

Un brouilleur à bruit (militaire) vise à augmenter la probabilité d'erreur  $P$  (voir § 5.2.4) en augmentant le bruit  $N_0$ . Le brouilleur envoie un bruit gaussien, dont on choisit la fréquence centrale et la bande passante pour coïncider avec celle du récepteur. Pour maximiser l'impact de la puissance de bruit, on envoie avec la même puissance moyenne des impulsions de forte puissance crête, avec un facteur de forme  $\rho$  et une densité spectrale d'énergie  $N_J$  – la probabilité d'erreur du récepteur devenant alors en présence du brouilleur :

$$P = (1 - \rho) Q \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} + \rho q \sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + N_J/\rho}}$$

Avec un facteur de forme faible, on peut générer une probabilité d'erreur valant au maximum :

$$P_{\text{max}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi e}} \frac{1}{2E_b/N_J}$$

On peut brouiller le récepteur avec des impulsions longues devant la durée des bits de transmission, ou des impulsions courtes ce qui permet un brouillage de chaque bit et donc continu.

Une autre alternative pour tirer le meilleur parti de la puissance disponible est de concentrer la puissance de brouillage sur une partie seulement de la bande du récepteur, ce qui revient également à réduire la probabilité de brouillage de certains bits au profit d'autres.

Pour contrer les brouilleurs, les télécommunications utilisent un spectre étalé pour la transmission, qui se retrouve ensuite concentré dans le récepteur. Les techniques les plus utilisées pour l'étalement de spectre sont le saut rapide de fréquence, et les systèmes à séquence directe où chaque information est surcodée sur 11 bits.

### 6.3 Transmissions ultra large bande

Les transmissions ultra large bande (UWB pour *Ultra Wide Band*) utilisent des signaux transmis à très large bande et très faible puissance. Par exemple un standard en préparation aux USA autorisera des applications dans une bande couvrant de 3,1 à 10,6 GHz, avec une densité spectrale rayonnée inférieure à  $-41$  dBm/MHz.

L'idée ici est de créer un standard à faible densité spectrale, qui se superpose aux allocations existantes pour les télécommunications, les radars, la localisation – selon un concept qui s'apparente aux communications à spectre étalé. On considère délibérément que ces émissions sont un bruit par rapport aux systèmes existants, mais un bruit inférieur aux autres bruits existants et déjà tolérés par ces systèmes. On utilise le fait que, dans un récepteur, la puissance d'un signal cohérent augmente de façon quadratique avec la bande passante, tandis que la puissance d'un bruit blanc ne croît que linéairement. Le signal UWB peut donc être inférieur au seuil des récepteurs à bande étroite des systèmes habituels, puisque ceux-ci ne peuvent recevoir qu'une partie de la puissance utile.

Dans sa version la plus simple, un émetteur UWB monobande transmet des impulsions en bande de base, à intervalles variables (modulation par code de phase). Le récepteur comprend un amplificateur faible bruit à large bande, suivi directement d'un dispositif de détection (pas de changement de fréquences), comme un corrélateur/intégrateur alimenté par un signal de corrélation variable d'une fenêtre de réception à la suivante, et opérant comme un filtre numérique adapté. Le bruit interne est un problème inhérent pour des systèmes de communication ultra large bande, parce que

le corrélateur et les circuits logiques doivent fonctionner avec des vitesses qui sont dans la même gamme de fréquence que les signaux transmis et reçus.

Les applications visent les télécommunications à très haut débit (plusieurs Gbit/s) et courte portée, associées à la possibilité de localisation précise de la source. L'UWB ouvre la voie à un grand nombre d'applications, depuis les réseaux d'entreprise WLAN (*Wireless Local Area Networks* : réseaux locaux sans fil) à large bande, jusqu'aux réseaux de capteurs. Une variante multibande – 15 sous-bandes de 500 MHz – est aussi proposée comme standard.

## 7. Conclusion et perspectives

Le bruit est une particularité importante de la partie analogique des matériels en ondes hertziennes. Son évaluation exhaustive fait appel à des aspects très variés de la physique, de l'électronique, des systèmes, de la législation, et nécessite une bonne expertise pour bien en prévoir les conséquences.

De plus, le bruit de phase des oscillateurs reste encore un point critique pour l'amélioration des performances et de l'utilisation des systèmes de télécommunications comme des radars et des systèmes de localisation. Dans ce domaine, les avancées en cours sur de nouvelles classes de composants (transistors HBT AsGa, composants MEMS d'accord mécanique, matériaux ferroélectriques pour accord électronique, matériaux supraconducteurs) et l'amélioration des outils de conception apporteront leur contribution à cette évolution.

Les nouveaux besoins d'équipements reconfigurables visant par exemple à réduire les contraintes apportées par l'existence de plusieurs standards en téléphonie cellulaire, exigeront des fonctions hyperfréquences couvrant une bande passante plus grande et renforceraient aussi ce besoin.

La perspective, finalement, de montée en fréquence jusqu'en millimétrique puis vers les terahertz, tirée par des besoins nouveaux et par l'encombrement des bandes de fréquences actuelles, exigera aussi des composants et des méthodes de conception adaptés.



# Bruit en hyperfréquences

## Origine et modélisation

par **Gérard CACHIER**

Ancien élève de l'École Polytechnique, Docteur ès sciences  
Consultant (ancien de Thalès)

### Sources bibliographiques

- [1] OLIVER (B.M.). – *Thermal and quantum noise*. Proc IEEE, mai 1965.
- [2] VASILESCU (G.). – *Bruits et signaux parasites*. Dunod (1999).
- [3] DEGAUQUE (P.) et HAMELIN (J.). – *Compatibilité électromagnétique*. Dunod (1990).
- [4] VAN DER ZIEL (A.). – *Noise : sources, caractérisation, mesure*. Prentice Hall (1970).
- [5] ROTHE (H.). – *Theory of noisy fourpoles*. Proceedings of the IRE, June 1956, pp. 811-818.
- [6] ALI (F.) et GUPTA (A.). – *HEMT's and HBT's, devices, fabrication, and circuits*. Artech House (1990).
- [7] ANASTASSIADES (J.), KAMINSKY (D.), PEREA (E.) et POEZEVARA (A.). – *Solid state microwave generation*. Chapman & Hall, (1992).
- [8] EGAN (W.). – *Frequency synthesis by phase lock*. John Wiley (1981).
- [9] DARRICAU (J.). – *Physique et théorie du radar*, tome 1. Édition Sodiepe (1973).
- [10] SKOLNIK (M.I.). – *Radar Handbook*. Mc Graw Hill (1970).
- [11] ULABY (F.T.), MOORE (R.K.) et FUNG (A.K.). – *Microwave remote sensing*. Addison-Wesley (1981).
- [12] KRAUS (J.D.). – *Radio Astronomy* 2nd ed., Cygnus-Quasar books (1986).
- [13] POZAR (D.M.). – *Microwave and Rf Design of Wireless Systems*. Wiley (2000).
- [14] ROHDE (UL), JERRY WHITAKER (J) et BATE-MANN (A.). – *Communications Receivers : Dsp, Software Radios, and Design* Mc Graw Hill Telecommunications
- [15] WHITE (D.). – *EMI Control in the design of printed circuits boards*. EMC Desk Reference Encyclopedia (1982).
- [16] HARTER (A.). – *LNA matching techniques for optimizing noise figures*. RF Design, Feb. 1 2003.
- [17] DAO (T.), HUETTNER (S.) et PLATZKER (A.). – *A low phase noise MMIC/hybrid 3.0 W at Xband*. IET MTT-S Digest, p. 549 (1986).
- [18] RIDDLE (A.). – *A long winding road* – IEEE Microwave magazine, p 70, Oct 2010.
- [19] POSPIESZALSKI (M.W.). – *Interpreting transistor noise*. IEEE Microwave magazine, p 61, oct 2010.
- [20] DANNEVILLE (F.). – *Microwave noise and FET devices*. IEEE Microwave Magazine, p 53, oct 2010.

### À lire également dans nos bases

- VALENZA (M.), HOFFMANN (A.) et PASCAL (F.). – *Bruit de fond et mesures. Aspects théoriques* [R310] (2006).
- VALENZA (M.), HOFFMANN (A.) et PASCAL (F.). – *Bruit de fond et mesures. Mesures et application en conception* [R311] (2006).
- SAVELLI (M.). – *Bruit de fond. Caractérisation des composants et des circuits* [E410] (en archive) (1976).
- RUBIOLA (E.) et GIORDANO (V.). – *Synthèse de fréquence* [E330] (2002).
- GAUTIER (F.). – *Antennes actives. Dimensionnement* [E 3 295] (2003).
- SICARD (E.) et LAFON (F.). – *Notions de CEM des composants* [E1318] (2012).

### Normes et standards

#### Normes sur les rayonnements non essentiels

##### ITU-R SM 329.7

définit les rayonnements « hors bande », c'est-à-dire hors de la bande utilisée, mais dans la bande totale allouée.

#### CEPT/ERC/REC 74-01 « spurious emissions »

définit – 30 dBm par bande de 1 GHz

#### EN 301 390

spécifie les équipements point -multipoints etc.

### Annuaire

#### Organismes de réglementation

ITU (International Telecommunications Union)

<http://www.itu.int>

ETSI (European Telecommunication Standardisation Organization)

<http://www.etsi.org>

FCC (Federal Communications Commission)

<http://www.fcc.gov/oet/spectrum>

ARIB (Association of Radio Industries and Businesses)

<http://www.arib.or.jp>

ERO (European Radiocommunications Office)

<http://www.ero.dk>

ANFR (Agence nationale des fréquences)

<http://www.anfr.fr/fr>

#### Constructeurs – Fournisseurs – Distributeurs (liste non exhaustive)

ADRET ELECTRONIQUE (banc Europtest)

<http://www.adret-electronique.fr/>

AEROFLEX (équipement de test)

<http://www.aeroflex.fr/>

## BRUIT EN HYPERFRÉQUENCES

### AGILENT (outil ADS/Genesys)

<http://www.agilent.com/>

<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-9593EN.pdf>

### ANALOG DEVICES (PLL)

<http://www.analog.com/en/index.html>

<http://www.analog.com/en/rfif-components/pll-synthesizersvcos/products/index.html>

### ANRITSU

<http://www.anritsu.com/>

### AVAGO

<http://www.avagotech.com/>

### CTS Valpey (OCXO)

<http://www.ctsvalpey.com/>

### RAKON (TCXO)

<http://www.rakon.com/>

### QINETIQ

<http://www.qinetiq.com>

### ROHDE & SCHWARZ

<http://www2.rohde-schwarz.com/>

### UMS (GaAs FET)

<http://www.ums-gaas.com/>

## Outils logiciels

### Circuits hyperfréquences

AppCAD : <http://www.hp.woodshot.com/>

### Formule de Friis

<http://www.emtalk.com/tools/noise-figure-calculator.php>

### Simulation non linéaire

Spice : <http://embedded.eecs.berkeley.edu/pubs/downloads/spice/index.htm>

### Chaîne de réception

ADIsimRF : [http://forms.analog.com/form\\_pages/rfcomms/adisimrf.asp](http://forms.analog.com/form_pages/rfcomms/adisimrf.asp)

(dans <http://www.analog.com/en/rf-tools/topic.html> )

### Bruit de phase PLL

PLL phase noise calculator : <http://www.hittite.com/tools/PLLCalc/PLLCalc.htm>

ADIsimPLL : [https://form.analog.com/Form\\_Pages/RFComms/ADISimPLL.aspx](https://form.analog.com/Form_Pages/RFComms/ADISimPLL.aspx)

(voir dans <http://www.analog.com/en/rf-tools/topic.html> )

### Outils spurs

Mixer spurious explorer : <http://mrftech.com/products.html>

Mixer spur chart calculator : <http://www.hittite.com/tools/SpurCalc/SpurCalc25JarLockE.htm>

System level simulation : <http://www.cppsim.com/download.html>

## Sites Internet

Site des micro-ondes et hyperfréquences :  
<http://www.hyper-rf.com/>

## Événements

Salon annuel Microwave et RF : <http://www.microwave-rf.com/>

European Microwave Week : <http://www.eumweek.com/>

# GAGNEZ DU TEMPS ET SÉCURISEZ VOS PROJETS EN UTILISANT UNE SOURCE ACTUALISÉE ET FIABLE

Techniques de l'Ingénieur propose la plus importante collection documentaire technique et scientifique en français !

Grâce à vos droits d'accès, retrouvez l'ensemble des **articles et fiches pratiques de votre offre**, **leurs compléments et mises à jour**, et bénéficiez des **services inclus**.



RÉDIGÉE ET VALIDÉE  
PAR DES EXPERTS



MISE À JOUR  
PERMANENTE



100 % COMPATIBLE  
SUR TOUS SUPPORTS  
NUMÉRIQUES



SERVICES INCLUS  
DANS CHAQUE OFFRE

- + de 350 000 utilisateurs
- + de 10 000 articles de référence
- + de 80 offres
- 15 domaines d'expertise

- ☐ Automatique - Robotique
- ☐ Biomédical - Pharma
- ☐ Construction et travaux publics
- ☐ Électronique - Photonique
- ☐ Énergies
- ☐ Environnement - Sécurité
- ☐ Génie industriel
- ☐ Ingénierie des transports
- ☐ Innovation
- ☐ Matériaux
- ☐ Mécanique
- ☐ Mesures - Analyses
- ☐ Procédés chimie - Bio - Agro
- ☐ Sciences fondamentales
- ☐ Technologies de l'information

**Pour des offres toujours plus adaptées à votre métier,  
découvrez les offres dédiées à votre secteur d'activité**

Depuis plus de 70 ans, Techniques de l'Ingénieur est la source d'informations de référence des bureaux d'études, de la R&D et de l'innovation.

**[www.techniques-ingenieur.fr](http://www.techniques-ingenieur.fr)**

**CONTACT :** Tél. : + 33 (0)1 53 35 20 20 - Fax : +33 (0)1 53 26 79 18 - E-mail : [infos.clients@teching.com](mailto:infos.clients@teching.com)



# LES AVANTAGES ET SERVICES compris dans les offres Techniques de l'Ingénieur

## ACCÈS



### Accès illimité aux articles en HTML

Enrichis et mis à jour pendant toute la durée de la souscription



### Téléchargement des articles au format PDF

Pour un usage en toute liberté



### Consultation sur tous les supports numériques

Des contenus optimisés pour ordinateurs, tablettes et mobiles

## SERVICES ET OUTILS PRATIQUES



### Questions aux experts\*

Les meilleurs experts techniques et scientifiques vous répondent



### Articles Découverte

La possibilité de consulter des articles en dehors de votre offre



### Dictionnaire technique multilingue

45 000 termes en français, anglais, espagnol et allemand



### Archives

Technologies anciennes et versions antérieures des articles



### Impression à la demande

Commandez les éditions papier de vos ressources documentaires



### Alertes actualisations

Recevez par email toutes les nouveautés de vos ressources documentaires

\*Questions aux experts est un service réservé aux entreprises, non proposé dans les offres écoles, universités ou pour tout autre organisme de formation.

## ILS NOUS FONT CONFIANCE



**www.techniques-ingenieur.fr**

**CONTACT :** Tél. : + 33 (0)1 53 35 20 20 - Fax : +33 (0)1 53 26 79 18 - E-mail : [infos.clients@teching.com](mailto:infos.clients@teching.com)