CHAPITRE 4.

Le bilan de liaison et la qualité du signal radioélectrique reçu.

4-1 Retour sur quelques caractéristiques essentielles de l'incomparable support hertzien en espace libre.

Nous avons obtenu l'expression extrêmement simple qui décrit le bilan de liaison Pr/Pf en ''espace libre'', sous forme du produit de trois ''gains'' :
C'est l'équation dite ''**des télécommunications**'' d'usage universel.

$$P_R / P_F = Ge.Gel.Gr \qquad \text{avec } Gel = (\lambda / 4 \pi d)^2 \text{ en W/W.}$$

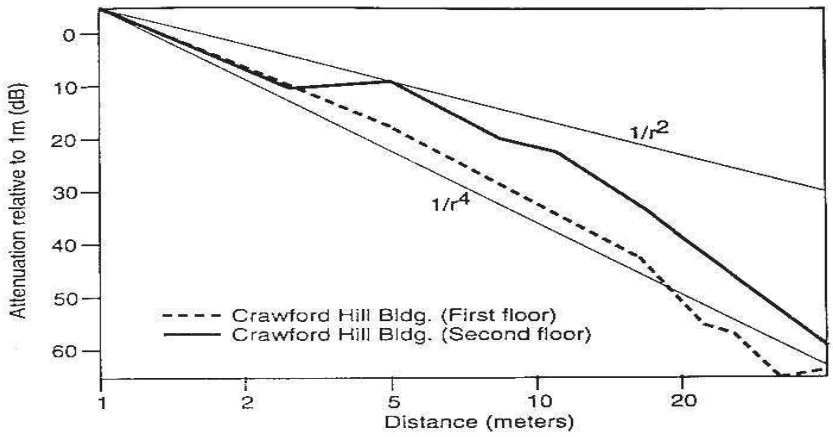
Nous supposons également que les directions principales des deux antennes directives coïncident.

Attention cette expression n'est aussi simple que parce que nous supposons les deux antennes adaptées (au sens des coefficients de réflexion conjugué Sij = Smn *) à l'électronique d'émission et de réception.

Cette forme simple sera à affiner du fait de la réalité des câbles, connecteurs, coefficients de réflexion, déviations des directions, vieillissement, effets météorologiques, voisinage du sol etc.
L'objectif de cette partie est de prévoir la qualité Pr/N ou C/N du signal radioélectrique reçu et de la maîtriser. **Ainsi le concepteur sera capable de garantir un TEB maximum pendant un pourcentage du temps voisin de 100 %.**
L'expert en faisceaux hertzien utilisera des corrections empiriques connues et bien modélisées concernant la situation réelle et le matériel.
On se souvient également que dans le bilan de liaison, en se referant au aires effectives des réflecteurs, on fait apparaître **l'échange possible entre distance d et longueur d'onde λ,** relation qui gouverne les liaisons extrêmement lointaines. (on se convaincra aisément en pensant aux distances inimaginables, exprimées en milliard d'années lumière, parcourues par l'onde EM dans le domaine visible !).

4-2 La propagation en espace non libre. Effet des obstacles.

On notera que la loi de variation de puissance en d^{-2} n'existe qu'en espace libre, par exemple pour la téléphonie mobile (GSM) la loi peut atteindre d^{-4}. La figure montre l'atténuation en espace bâti (immeuble). La loi selon la distance varie de d^{-2} à d^{-4} .



Il existe aussi des modèles destinés à la CAO, basé sur l'expérience de la loi de propagation en ''milieu encombré'' :

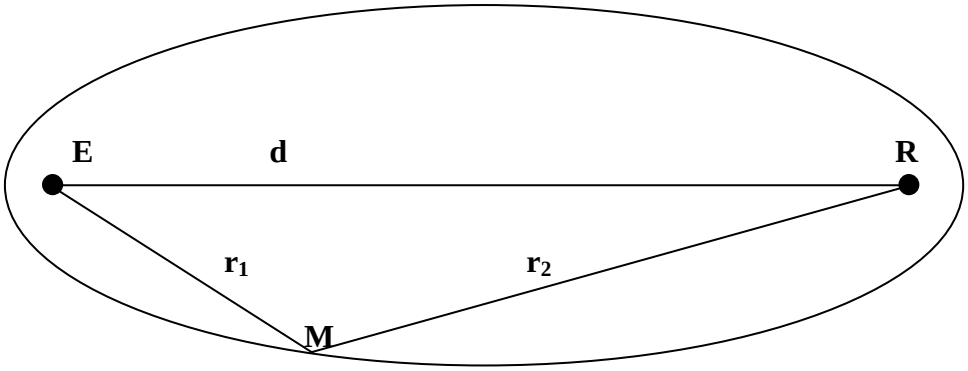
Un modèle utilisé à 1800MHz en couverture cellulaire par exemple :

Grur (d) = - 97 - 31,8 log(d) en dB avec d en km.

Gurb (d) = - 133 – 33,8 log(d) en dB avec d en km

4-3 Les limites de l'espace libre. L'ellipsoïde de Fresnel.

Lorsqu'un obstacle réfléchissant est au voisinage de la ligne qui joint les deux antennes, il faut tenir compte des trajets réfléchis. Dans le cas simpliste d'un seul trajet réfléchi, le récepteur cumule l'onde d'amplitude Eo cos(ωt – kd) et l'onde Eo cos(ωt – kr).
Avec k = 2.π / λ et avec d distance directe et r distance avec réflexion.
Si les deux contributions arrivent en opposition de phase, le champ reçu est nul, ce qui se produit pour r = d + λ / 2.
Le concepteur doit donc rejeter tout obstacle au delà de l'espace défini par cette relation.



L'espace limité par la relation définit un ellipsoïde de révolution dont les foyers E et R sont les antennes : $\mathbf{r_1 + r_2 = r = d_1 + d_2 + \lambda / 2 = d + \lambda / 2}$ = constante.
On trouve immédiatement (Pythagore) que le rayon de l'ellipsoïde vaut $(\mathbf{d_2\, d_2\, \lambda / d_1 + d_2})^{0,5}$
On admet que tant que l'ellipsoïde de Fresnel ne contient pas d'obstacle les lois de l'espace libre sont applicables.
Pour les faisceaux hertziens terrestres la présence du sol fait apparaître l'ellipsoïde de Fresnel.

4-4 A partir de quelle distance peut on utiliser les relations d'espace libre ?

Autour d'une source de rayonnement il existe deux zones proches où le champ n'est pas décrit simplement :
La Zone de Rayleigh ou zone de champ proche, où la densité surfacique de puissance est à peu prés constante mais difficilement calculable:

$$\mathbf{d < D^2 / 2\lambda .}$$

La zone de Fresnel ou zone intermédiaire, avec une densité surfacique de puissance très fluctuante :

$$\mathbf{D^2 / 2\lambda < d < 2 D^2 / \lambda .}$$

Et enfin la zone de Fraunhofer ou zone de champ lointain avec densité surfacique de puissance en d^{-2}, ou règne l'onde plane :

$$\mathbf{d > 2 D^2 / \lambda .}$$

C'est la région ou les équations simples de l'espace libre sont utilisables.

4-5 Comparaison avec les supports matériels.

Insistons sur le terme utilisé dans le titre ''incomparable support hertzien'', car si nous comparons l'atténuation des supports classiques câble coaxial ou guide, par exemple dans la gammes de télévision par satellite géostationnaire, on trouve vers 11GHz une gain d'espace libre G_{EL} de l'ordre de -206dB. $G_{EL} = (\lambda / 4 \pi d)^2$.

C'est à peu près, à 11 GHz l'atténuation d'un très bon guide WR75 doré de 500 mètres !

C'est à peu près, à 11 GHz l'atténuation d'un très bon câble coaxial de 200 mètres !

Donc 40 000 km d'espace libre atténue comme 500 mètres du meilleur support matériel connu !
Est-il besoin de rappeler les records de distances de sondes en espace profond lancées en 1977, comme Voyager 1 : 13 à 14 milliards de km.

4-6 Les unités courantes en télécommunication.

La puissance s'exprime en Watt, mais pour l'aspect technique le dB n'est pas dénué d'intérêt ! Pour exprimer la puissance grâce au dB il faut définir une puissance de référence (le W ou le mW) , ce qui donne les unités courantes dans le domaine des Radiocommunication : le **dBm et le dB_W**.

$$\mathbf{dBm = 10 \log_{10} (P/1mW)}$$
$$\mathbf{dB_W = 10 \log_{10} (P/1W)}$$

Attention la puissance notée dans le système MKSA est positive, mais pour les valeurs en dBm et dB_W il n'est pas question d'oublier le signe !

L'équation des télécoms devient :

10.log Pr = 10.log PIRE + 10.log Gel + 10.log Gr **ou bien en dB_W et dB :**

Pr (dB_W) = PIRE (dB_W) + Gel (dB) + Gr (dB) **ou bien en dBm et dB :**

Pr (dB_W) = PIRE (dB_m) + Gel (dB) + Gr (dB) +30dB **ou bien en dBm et dB :**

Pr (dBm) = PIRE (dB_m) + Gel (dB) + Gr (dB)

Puissance en W	Valeur en dBm	Valeur en dB_W.
1 W	+30	0
1 mW	0	- 30
1 µW	- 30	- 60
1nW	- 60	- 90
1pW	- 90	- 120

4-7 Les causes de dégradation du signal radioélectrique reçu.

Sachant maîtriser le rapport P_R / P_F il nous reste à maîtriser le rapport P_R / P_{bruit} dit rapport signal à bruit ou rapport C/N, chiffré en W/W et le plus souvent en 10 log (P_R / P_{bruit}).

En effet **l'antenne capte** un ensemble de signaux non souhaités (parasites) d'origine naturelle et d'origine artificielle.

L'électronique qui traite le signal capté par l'antenne **ajoute** également des signaux non souhaités.

Nous baptisons cet ensemble de signaux, qui s'ajoute au signal utile, par le terme ''Bruit''.

Le bruit d'origine naturelle, ou bruit de résistance ou bruit Johnson.

Le bruit d'origine naturelle (bruit mis en évidence par Johnson en 1927) est du à une cause thermique.

L'étude théorique en a été faite en 1928 par Nyquist. Quand un corps est porté à une certaine température, les électrons qui le composent (en raison de leur faible masse) sont agités, et dotés d'une vitesse en moyenne nulle (ils ne vont en moyenne dans aucune direction particulière), mais la valeur efficace de la vitesse est proportionnelle à la température absolue, exprimée en degrés Kelvin.

Le bruit d'origine artificielle :

C'est la pollution par les utilisations intensives du spectre électromagnétique :

Par exemple dans une liaison entre un mobile et une station de base, qui exploite un canal au pas de 200 kHz, tous les canaux voisins en dessous et au dessus ajoutent une puissance indésirable. On procède à l'entrée du récepteur à un filtrage passe bande indispensable mais toute la puissance des canaux voisins n'est pas éliminée, d'où l'entré dans le récepteur d'une puissance de bruit.

4-8 Le modèle de bruit thermique.

Pour rester simple, nous présentons l'ensemble des bruits naturels et artificiels grâce à un modèle unique basé sur la température absolue, exprimée en degrés Kelvin.
(Les porteurs mobiles ne sont plus excités à 0° K.)
Les échelles de température Kelvin et Celsius diffèrent par leur point zéro : 0° C = 273°K.
Ce modèle du à l'agitation thermique des porteurs libres, génère un signal électrique aléatoire dont la Densité Spectrale de Puissance Moyenne (DSPM en Joule ou W/Hz) ne dépend pas de la fréquence, tout au moins pour le domaine de l'électronique limité au Tera Hz). On dit alors que le **bruit est blanc**, puisque toutes les fréquences sont présentes.
Sa densité de probabilité de présence fbruit(a) est de type gaussienne à moyenne nulle :

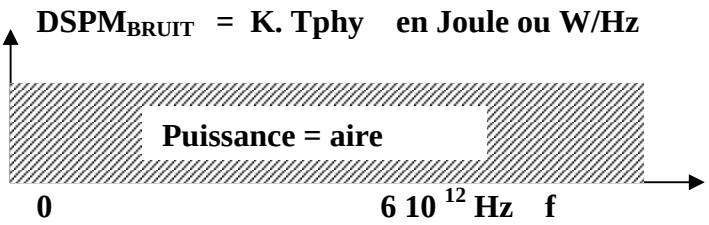
La loi donnant la **Densité Spectrale de Puissance Moyenne** DSPM(f) de bruit dans une résistance de valeur R par exemple, s'exprime très simplement par :

$$\mathbf{DSPM(f) = k.T_{PHY} \quad \text{en J ou W / Hz ou W.s}}$$

(avec k , constante de Boltzmann qui vaut = $1.38.10^{-23}$ J / °K)
Où T_{PHY} représente la température physique de la résistance exprimée en absolu ou degrés Kelvin. Dans une pièce normale on à T_{PHY} de l'ordre de 290° kelvin.

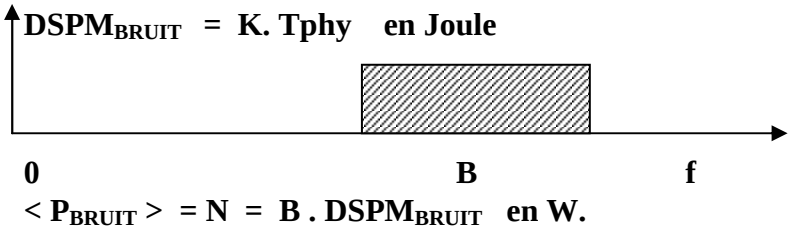
Ce modèle simple conduit à une puissance de bruit illimitée si l'on ne coupe pas l'étendue du spectre de $DSPM_{BRUIT}$!

Densité spectrale de bruit d'agitation thermique des porteurs dans une résistance.



Aire non limitée donc :
Puissance non limitée.

Plaçons un passe bande idéalisé de bande passante B qui filtre le canal utile :



Nous donnons des idées générales simples et nous limitons à un filtrage idéalisé ''coupant'' brutalement à la fréquence B. Dans un prolongement plus détaillé il faudrait introduire la bande passante équivalente de bruit, qu'il ne faut pas confondre avec la bande passante classique à -3dB !

La densité spectrale de puissance moyenne de bruit thermique étant indépendante de la fréquence, on parle de bruit blanc.

4-9 La Densité Spectrale de Puissance Moyenne et la Puissance moyenne de Bruit.

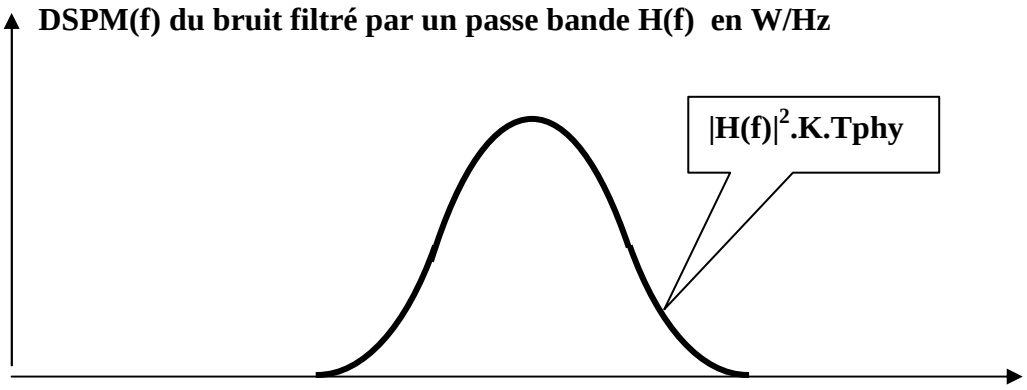
On chiffre parfois la DSPM(f) en V^2/Hz et la puissance en V^2, ou puissance sur un Ω.
Dans ce cours on restera fidèle au W/Hz ou Joule pour la DSPM(f) et au W pour la puissance, car les impédances sont connues (50 Ω).
Rappelons le lien universel qui lie la DSPM(f) d'un signal aléatoire à sa puissance moyenne.

$$\mathbf{V_{eff}}^2 = \langle P\ (1\Omega) \rangle = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_T V^2(t)dt = \int_0^\infty DSPM(f)df \qquad \text{en } V^2$$

$$\frac{1}{R}\mathbf{V_{eff}}^2 = \langle P\ (R) \rangle = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}.\frac{1}{R}\int_T V^2(t)dt = \int_0^\infty DSPM(f)df \qquad \text{en W}$$

$$N = \langle P\ (R) \rangle = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}.\frac{1}{R}\int_T V^2(t)dt = k.T_{PHY}\int_0^\infty df \qquad \text{en W}$$

La réalité matérielle impose toujours un filtrage du bruit blanc (c'est heureux !) par une transmittance H(f), la densité spectrale de bruit blanc se trouve modifiée par le profil du module au carré de cette transmittance, la DSPM(f) de bruit blanc filtré devient dépendante de la fréquence.



$$N = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}.\frac{1}{R}\int_T V^2(t)dt = k.T_{PHY}\int_0^\infty |H(f)|^2 df \qquad \text{en W}$$

Donc dans tous les cas la puissance moyenne de bruit est l'aire de sa densité spectrale.

On note deux faits fondamentaux :

La puissance moyenne de bruit est proportionnelle à la bande passante dans laquelle on observe le bruit.

La puissance de bruit ne dépend pas de la valeur R de la résistance.

Concevoir un récepteur faible bruit c'est, entre autre, réduire la bande passante B de celui-ci au minimum compatible avec l'occupation spectrale du signal utile.

En transmission numérique (MAQ), Δf sera égal à deux fois la rapidité de modulation.
En transmission à Modulation de Fréquence, Δf respectera la règle de Carson.

Cette agitation à caractère aléatoire est visible sous forme de tension sur un oscilloscope.
Exemple :
Avec une résistance de 1MΩ et un oscilloscope de bande passante 100MHz.
La résistance présente une température physique égale à celle de la salle, soit environ 290° Kelvin, elle génère une DSPM(f) d'environ $4\ 10^{-21}$ Joules ou W/Hz.
L'oscilloscope limite le bruit blanc à 100MHz ce qui limite la puissance de bruit à $4\ 10^{-13}$ W.
Cette puissance moyenne de bruit correspond à une tension efficace Veff définie par :
$(Veff)^2 / R = 4\ 10^{-13}$ W , soit finalement Veff # 0,7 mV. **On note que si la puissance moyenne de bruit ne dépend pas de la valeur R, la tension efficace de bruit en dépend.**
Bien que faible, cela peut gêner l'observation de petits signaux, c'est pour cela que les oscilloscopes possèdent une limitation de bande à 20 MHz, ce qui divise la puissance de bruit par 5 et la tension par 2,23.
Allure aléatoire d'une tension de bruit à moyenne nulle.

Tous les composants actifs et passifs-résistifs sont générateurs de bruit, dans un ensemble complexe de composants numériques et analogiques il y a cumul des puissances de bruit.
Nous allons voir dans ce chapitre que l'on peut construire intelligemment une chaîne de traitement pour minimiser le bruit. **Cette maîtrise de la conception faible bruit conditionne la qualité du signal reçu c'est-à-dire la réduction au mieux du rapport signal à bruit C/N.**

4-10 Le rapport signal sur bruit qui caractérise la qualité de la transmission.

Quelque soit le type de modulation de la porteuse sinusoïdale haute fréquence, **le signal modulé reçu est affecté du bruit capté par l'antenne et du bruit ajouté par l'électronique.**
Tous les bruits cumulés par la chaîne de traitement s'ajoutent en bout de chaîne au signal amplifié et filtré pour définir le Rapport $[C/N]_S$ de sortie.

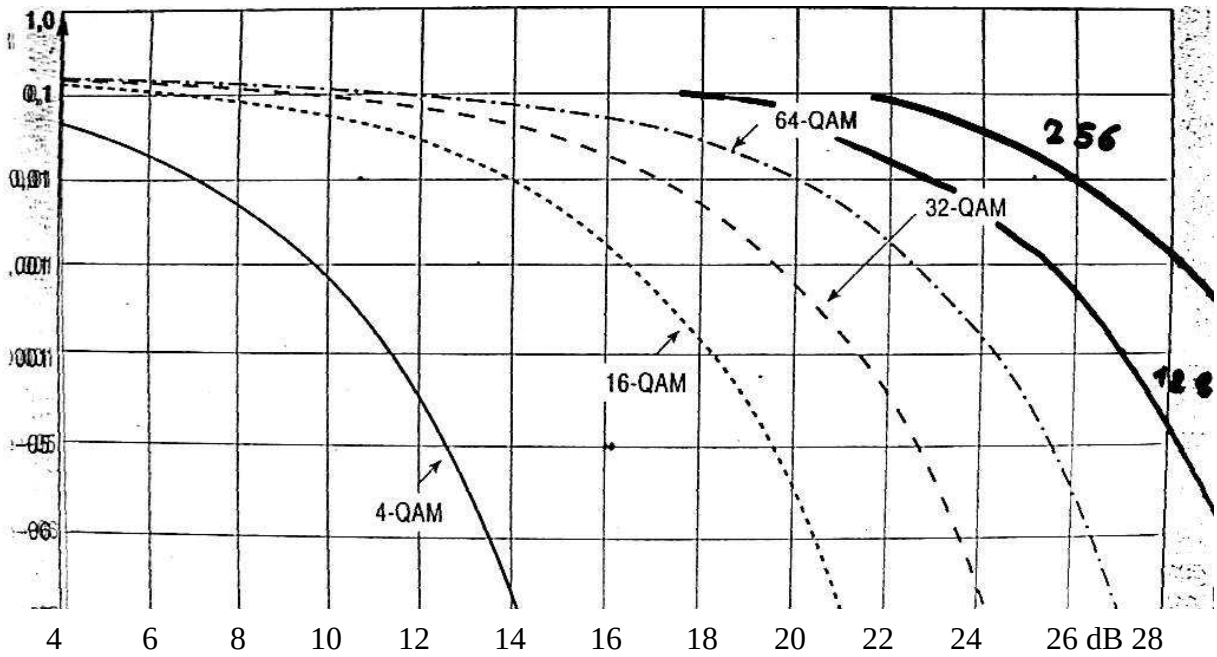
On ramène toujours ce résultat en entrée, qui devient alors le $[C/N]_E$ qui est le même, car bruit est signal sont amplifiés par les mêmes gains en puissance tout le long de la chaîne de traitement.

Finalement on ne précise plus E ou S, on parle du rapport C/N.

Tous les raisonnements et calculs sont faits dans cet esprit et toutes les fonctions de l'électronique sont caractérisées par le C/N ramené en entré, et par le facteur de bruit défini en entrée.
Attention au sens de cette présentation claire et commode, on ne mesure effectivement, à l'entrée du récepteur, que le bruit capté par l'antenne.

4-11 L'effet du bruit sur une transmission numérique.

Ce rapport C/N ou Pr / N en W/W , qui caractérise la qualité du signal reçu, fixe directement le taux d'erreur binaire TEB ou BER, pour différentes modulations numériques BPSK.
Comme le montre la figure, à **0dB le signal est noyé dans le bruit et le taux d'erreur est énorme.**
Par contre si le signal est plus puissant que le bruit, par exemple 13dB (10*2 = 20 fois) alors le TEB n'est plus que de 10^{-6} .



Le graphe montre aussi l'exigence croissante en rapport signal à bruit C/N lorsque la constellation s'enrichit, c'est-à-dire lorsque la taille du symbole augmente.
Ceci illustre la cause de la réduction de débit lorsque la distance croit sur un câble ! (voir ADSL).
A titre indicatif une bonne image (MPEG) en Télévision Numérique exige un TEB de 10^{-11} !

4-12 Le synoptique de l'ensemble du récepteur vis-à-vis du bruit.

Quelque soit la complexité de la chaîne de réception, le point E localise l'interface antenne récepteur. Le point S localise l'entrée du démodulateur (la où s'arrête l'analyse en bruit).
Quelque soit la complexité de la chaîne de réception, tous les bruits cumulés sont ramenés en entrée au point E, c'est-à-dire aux bornes de l'antenne adaptée.
Pour des raisons techniques la partie active n'est pas toujours localisée à l'antenne, un câble d'antenne précède le récepteur.
Dans les cas critiques (Pr très faible), le ou les premiers étages sont localisés aux bornes de l'antenne, un câble lie les préamplificateurs au démodulateur.(TV satellite par exemple)

Par conséquent il y a au maximum un seul câble!

L'ensemble de la chaîne de traitement, entre E et S, se comporte obligatoirement comme un filtre passe bande de largeur Δf, pour réduire la puissance N de bruit. (la largeur Δf est réduite au maximum tout en respectant l'occupation spectrale du canal radioélectrique).

Le synoptique de bruit décrit la partie critique depuis l'antenne jusqu'à l'entrée du démodulateur, car on considère qu'en ce point, la puissance du signal amplifié domine largement la puissance de bruit ajoutée par le démodulateur.

Et surtout on comprendra que l'ordre des éléments mis en cascade est critique. Les mêmes éléments mis de manière déraisonnée conduit à l'échec.

L'ensemble de la chaîne de traitement, entre E et S, est caractérisée par un gain global Gglob en puissance (W/W), produit des gains des étages actifs et passifs, adaptés les uns aux autres.

L'ensemble de la chaîne de traitement, entre E et S, est caractérisée, vis-à-vis du bruit, par son facteur Fglob ou sa température équivalente de bruit Tglob.

Au point S la puissance de bruit, toutes causes cumulées, vaut $P_N(S)$ en W.

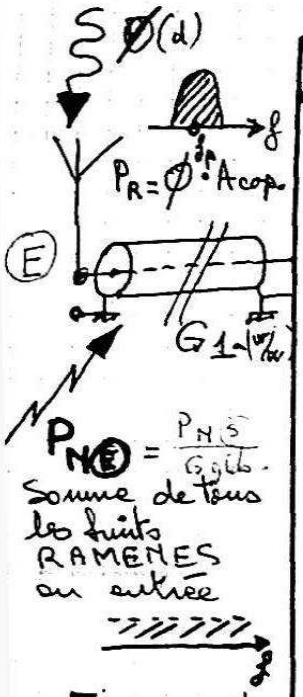
La qualité du signal reçu chiffrée par le rapport signal sur bruit C/N ou $P_R(S) / P_N(E)$ ne dépend que du bruit total RAMENE EN ENTREE :

$$P_N(E) = P_N(S) / Gglob$$

UT 1–18

. Situation générale du traitement hyperfréquence vis à vis du bruit.

! Bruit et signal sont amplifiés identiquement ⇒ bilan de bruit ramené en (E)



CONVERTISSEUR : LNB

Partie HF ou HYPERFREQ.

Tous les éléments nécessaires pour présenter le signal convertissable au DEMODULATEUR.

- Amplification faible bruit
- changement de fréquence (1 ou +)
- Filtrage du canal ~~choisi~~ utilisé (en bande FI)

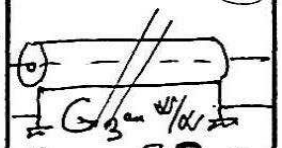
Chaque élément est caractérisé par son gain G_p (W/W) sa Température Equivalente T_{eq} ou son facteur F

Tout l'ensemble défini de (E) à (S) se comporte comme un filtre passe bande de largeur Δf et de gain en puissance adopté G_{glob}

Chaque élément entre (E) et (S) est défini par son gain en puissance adopté G_1, G_2 G_3 sa Teq de bruit T_1 T_2 T_3 ou son facteur F_1 F_2 F_3

On a : $G_{glob} = G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \ldots$

$F_{glob} = f(F_i)$ $T_{glob} = f(T_i)$



Signal utile en (S)

$P_R \cdot G_{glob}$

Somme des puissances de bruits $P_{N(S)}$

$\frac{C}{N}\Big|_{(S)} = \frac{P_R \cdot G_{glob}}{P_{N(S)}}$

DÉMODULATEUR A SEUIL

$\frac{C}{N}\Big|_{(S)}$: rapport signal à bruit vu par le démodulateur

$= \frac{P_R \cdot G_{glob}}{P_{N(S)}}$ ou ramené en (E) $= \frac{C}{N}\Big|_{(E)} = \frac{P_R}{P_{N(E)}}$

$P_{N(E)} = \frac{P_{N(S)}}{G_{glob}}$

Tant que $\frac{C}{N}\Big|_{(S)}$ ou $\frac{C}{N}\Big|_{(E)}$ ramené est supérieur au SEUIL : $\frac{C}{N}\Big|_{SEUIL}$

alors la qualité des données restituées garantit que TEB < TEB_0

N · SEUIL = $P_{R\,min}$ = Sensibilité

Restitution des données en bande de base ressemblant aux données source.

4-13 Le bruit ajouté, la température équivalente de bruit ramené en entrée.

Soit une fonction électronique (amplificateur par exemple), adaptée à sa source (Re = Rg), et caractérisée par son gain en puissance Gp (en W/W) et par sa bande passant Δf (en Hz).
La source de tension (Thévenin sinusoïdale de fem a.cosωt est supposée sans bruit.
L'ensemble des composants ajoute une puissance de bruit **Na (en W) vue en sortie.**
Par conséquent en sortie on obtient une puissance totale Ps de signal et de bruit :

$$\mathbf{Ps = Gp.a^2 / 8\,Rg + Na \qquad (en\ W)}$$

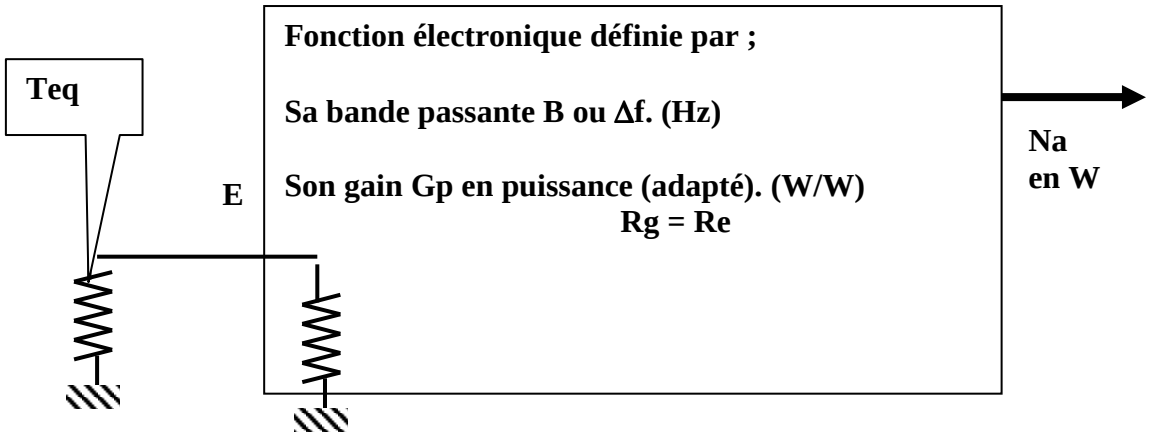
Décidons délibérément que la puissance de bruit Na en sortie est le résultat d'une DSPM(f) de bruit présente à l'entrée, **donc nous supposons l'existence en entrée d'une température virtuelle, appliquée à Rg, qui explique le bruit réel en sortie**.

$$\mathbf{Na = DSPM(f)\,\Delta f\,.Gp = k.Teq.\,\Delta f\,.Gp \quad (en\ W)}$$

Cette température virtuelle Teq est la température équivalente de bruit ramené en entrée de l'amplificateur.

Définition :
La température équivalente de bruit ramenée à l'entrée Teq est la température physique à laquelle il faudrait chauffer la résistance de source Rg pour produire en sortie de l'amplificateur, supposé sans bruit, la même puissance de bruit que l'amplificateur réel.

Cette définition s'applique à tout dispositif actif ou passif.
La température équivalente Teq est un paramètre intrinsèque du montage, comme le gain Gp.



4-14 Le bruit injecté par la source. Température équivalente de bruit de source Ts.

La source a.cosωt de signal utile injecte parfois du bruit dans l'entrée du récepteur, c'est le cas du bruit capté par une antenne.
Décidons encore une fois que la puissance de bruit presente à l'entrée est due à une température virtuelle Ts à la quelle serait chauffée la résistance de source Rg (Rg = Re) pour expliquer le bruit du à la source de signal utile.
En sortie l'ensemble des puissances de signal et de bruit vaut :

$$P_{TOT}[s] = Gp.a^2 / 8\,Rg + k.Teq.\,\Delta f\,.Gp + k.Ts.\,\Delta f\,.Gp \qquad \text{(en W)}$$

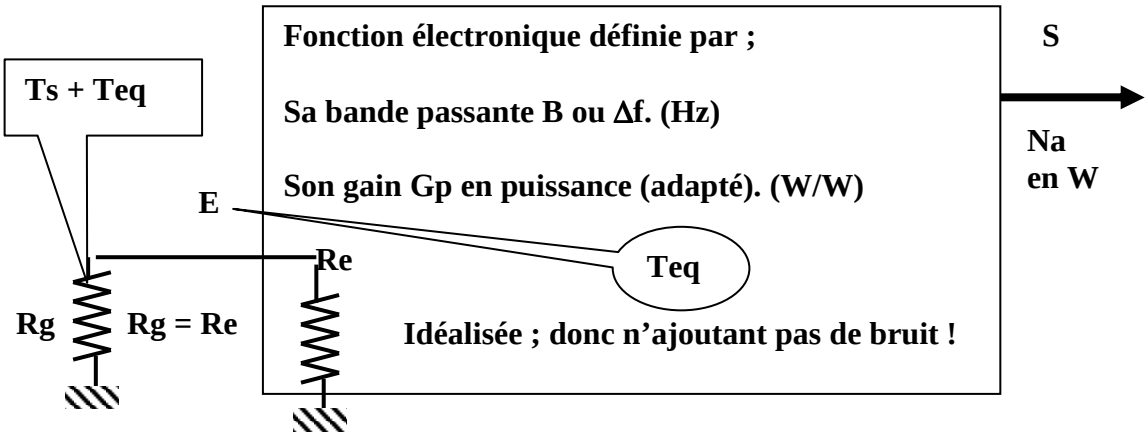
soit à l'entrée :

$$P_{TOT}[e] = a^2 / 8\,Rg + k.Teq.\,\Delta f + k.Ts.\,\Delta f \qquad \text{(en W)}$$

ou bien en densité spectrale de bruit total ramené en entrée:

$$DSPM(f) = k.Teq + k.Ts \qquad \text{(en W/Hz ou Joules)}$$

Expression qui montre bien les contributions de bruit de la source par Ts et de l'amplificateur par Teq.



La température équivalente Teq caractérisant le dispositif, décrit le bruit ajouté Na comme provenant de l'entrée et due à Rg portée à Teq.

4-15 La source de bruit de référence.

Pour qualifier un ensemble électronique dans la catégorie faible bruit ou non, il faut définir une source de bruit de référence. Ensuite on compare le bruit ajouté et ramené en entrée de l'ensemble électronique au bruit injecté par la source de bruit de référence.
Définition : La source de référence fournit une DSPM(f) de bruit k.To ave To = 290° Kelvin ou 17° Celsius.
Elle est donc facilement réalisable, c'est probablement une résistance de 50Ω à température ambiante.

Par conséquent un amplificateur dont la température équivalente de bruit Teq est inférieure à 290° Kelvin est qualifié d'amplificateur faible bruit''.

4-16 Le facteur de bruit F.

Définition :
Le facteur de bruit F d'un dispositif est le rapport de sa DSPM(f) de bruit en sortie, l'entrée étant alimentée par la source de référence de bruit, à la DSPM(f) de bruit en sortie due à la seule contribution de la source de référence.

$$\mathbf{F = \frac{k.Teq.Gp + k.To.Gp}{k.To.Gp} = 1 + \frac{Teq}{To}} \qquad \textbf{(Sans dimension)}$$

reciproquement

$$\mathbf{Teq = (F - 1)\,To} \qquad \textbf{(en ° Kelvin)}$$

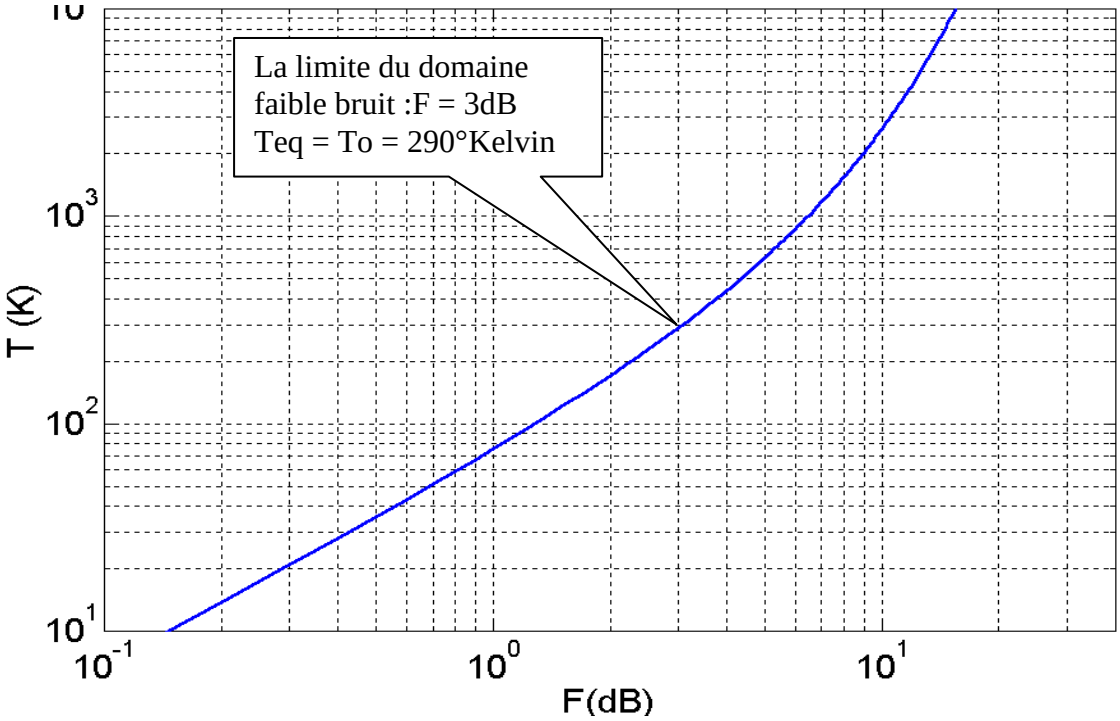
Connaître la température équivalente de bruit Teq, c'est connaître le facteur de bruit F, et vis versa.

Comme défini plus haut un amplificateur faible bruit est un amplificateur dont le facteur de bruit est inférieur à 2.

Dans le monde technique c'est la notation en dB qui est d'usage :

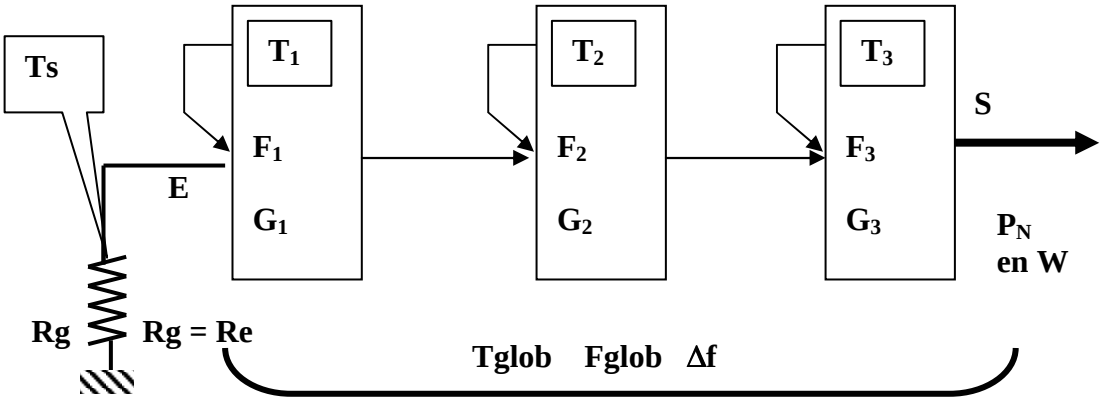
$$\mathbf{F\ en\ dB = 10\ \log_{10}(F) \quad et \quad G\ en\ dB = 10\ \log_{10}(G)}$$

Un amplificateur faible bruit est un amplificateur dont le facteur de bruit est inférieur à 3dB !



4-17 Effet de la mise en cascade d'étages passifs ou actifs.

La chaîne de traitement comporte des dispositifs variés mis en cascade, (câbles, filtres, amplificateurs, mélangeurs, atténuateurs etc) nous allons calculer l'effet du cumul des bruits. Chaque étage est caractérisé en bruit ajouté par sa température équivalente de bruit Teq ou Ti ramené en entrée.
Chaque étage est adapté (50 Ω) aux éléments qui l'encadrent et est caractérisé par son gain en puissance Gp ou Gi.
La source adaptée présente une température équivalente de source Ts. Calculons la puissance totale de bruit en sortie $P_N[s]$, prenons l'exemple de trois étages.



$$P_N[s] = k.\Delta f\,[\,T_3.G_3 + T_2.G_2.G_3 + T_1.G_1.G_2.G_3\,] \quad \text{(en W)}$$

En revenant à l'entrée:

$$P_N[_E] = k.\Delta f\,[\,T_3.G_3 + T_2.G_2.G_3 + T_1.G_1.G_2.G_3\,] / G_1.G_2.G_3$$

$$P_N[_E] = k.\Delta f\,[\,T_1 + T_2 / G_1 + T_3 / G_1.G_2\,] = k.\Delta f\,[\,T_{GLOB}\,]$$

Qui décrit un dispositif global de température équivalente de bruit Tglob avec :

$$T_{GLOB} = T_1 + T_2 / G_1 + T_3 / G_1.G_2 \quad \text{(en ° Kelvin)}$$

Ou bien un dispositif global de facteur de bruit F_{GLOB} , obtenu en transformant les températures équivalentes en facteur de bruit.

$$F_{GLOB} = F_1 + (F_2 - 1)/ G_1 + (F_3 - 1)/ G_1.G_2$$

Cette relation dite de Friss permet de réduire un système complexe en un bloc qui résume tout le comportement vis-à-vis du bruit.
Ce bloc équivalent présente un gain en puissance (adapté)

$$G_{GLOB} = G_1.G_2 .G_3 \quad \text{(en W/W)}$$

et une bande passante Δf **(en Hz)**

4-18 Comment choisir l'ordre des fonctions d'une chaîne faible bruit.

La relation de Friss montres clairement que pour obtenir une chaîne de traitement à faible bruit il faut assurer simultanément deux conditions :
Un très faible facteur de bruit F_1 (ou température équivalente) pour le premier étage.
Un grand gain G_1 pour ce premier étage.

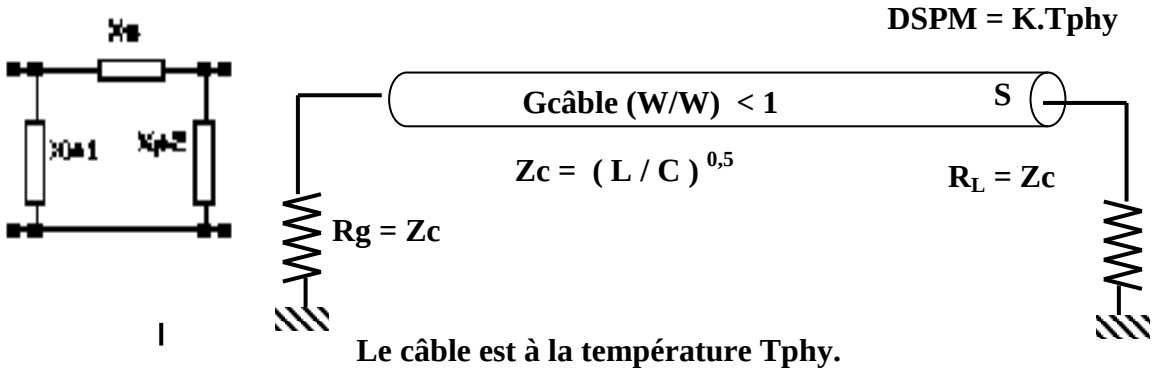
Il est maintenant évident que les premiers étages en réception de Télévision par satellite ne peuvent être éloignés de l'antenne par un câble, aussi court soit il.

Nous vérifierons cela en TD en permutant les éléments d'une chaîne de réception. Mais avant il faut savoir caractériser en bruit des éléments particuliers comme le câble ou le mélangeur indispensable à tout changement de fréquence.

4-19 Bruit ajouté en sortie par un câble ou un atténuateur.

Un câble ou un atténuateur adapté aux deux accès se comporte en sortie comme une résistance pure de valeur égale à l'impédance caractéristique et dont la température est la température physique de l'élément.
Puisque dans le cadre de ce cours (dans un soucis de simplification) tous les éléments d'une chaîne sont adaptés, nous fixons les impédances caractéristiques des câbles et atténuateurs à l'impédance 50 Ω normalisée en haute fréquence (plus rarement 75 Ω).

Pour un câble c'est la valeur fixée par $Zc = (L / C)^{0,5}$.
Ce qui veut dire que branché à une source de résistance Rg = Zc il présente en sortie une impédance identique Zc. (impédance itérative)
On peut définir l'impédance caractéristique d'un atténuateur résistif de la même manière.
Ainsi les atténuateurs sont définis en impédance caractéristique 50 Ω. Elle dépend des trois résistances du Π ou du T qui défini le câblage.
Nous utilisons uniquement la définition en gain en puissance (adapté en W/W) pour ces éléments passifs, on évite ainsi les confusions entre le gain et l'atténuation qui est l'inverse du gain.



Exprimons le facteur de bruit Fcable par application de la définition.

$$\mathbf{F_{CABLE} = \frac{k.T_{PHY} + k.To.G_{CABLE}}{k.To.G_{CABLE}} = 1 + \frac{T_{PHY}}{To.G_{CABLE}}}$$

Mais généralement T_{PHY} est voisin de T_0 on se contentera de :

$$\mathbf{F_{CABLE} \approx 1 + \frac{1}{G_{CABLE}}}$$

Exprimons la température équivalente de bruit du câble ou de l'atténuateur :

$$\mathbf{Teq_{CABLE} = (F_{CABLE} - 1)\ To = T_{PHY} / G_{CABLE}}$$

Finalement plus un atténuateur ou un câble atténue (Gp petit), plus sa température équivalente Teq_{CABLE} de bruit croit, et plus il ajoute de la puissance de bruit ramené en entrée N comparée à la puissance Pr du signal utile Pr.
Attention :
Câbles et atténuateurs présentent des gains inférieurs à 1 W/W et par conséquent présentent des gains négatifs exprimés en dB, ou bien des atténuations positives exprimées en dB.

Att = 1 / Gp > 1 (en W/W) $\Rightarrow$ $\mathbf{Gp_{dB} < 0}$ (en dB) $\Rightarrow$ $\mathbf{Att_{dB} = - Gp_{dB} > 0}$ (en dB)

C'est l'occasion de rappeler que l'atténuation exprimée en dB croit comme la longueur du câble !

4-20 Bruit ajouté par un mélangeur.

Le mélangeur, fonction essentielle pour assurer la modulation et le changement de fréquence, **n'est autre qu'une fonction multiplieur (X : 2 entrées, une sortie) dont une entrée est précédée de la fonction signe.**
NB : la fonction signe est définie en mathématique par : si e < 0 alors s = -1, sinon s = 1.

On peut décrire le mélangeur sous forme de fonction électronique par :
L'entrée ''binaire'' commande le signe de l'entrée ''analogique''.
Une rapide analyse en fréquence montre un gain de conversion Gc en tension de valeur $2 / \pi$ et par conséquent un gain de conversion en puissance Gp de valeur $4 / \pi^2$ en W/W.
On comprend immédiatement que la densité spectrale $DSPM(f)_E$ de bruit présente à l'entrée ''analogique'', se retrouve inchangée en sortie !

Appliquons la définition du facteur de bruit :

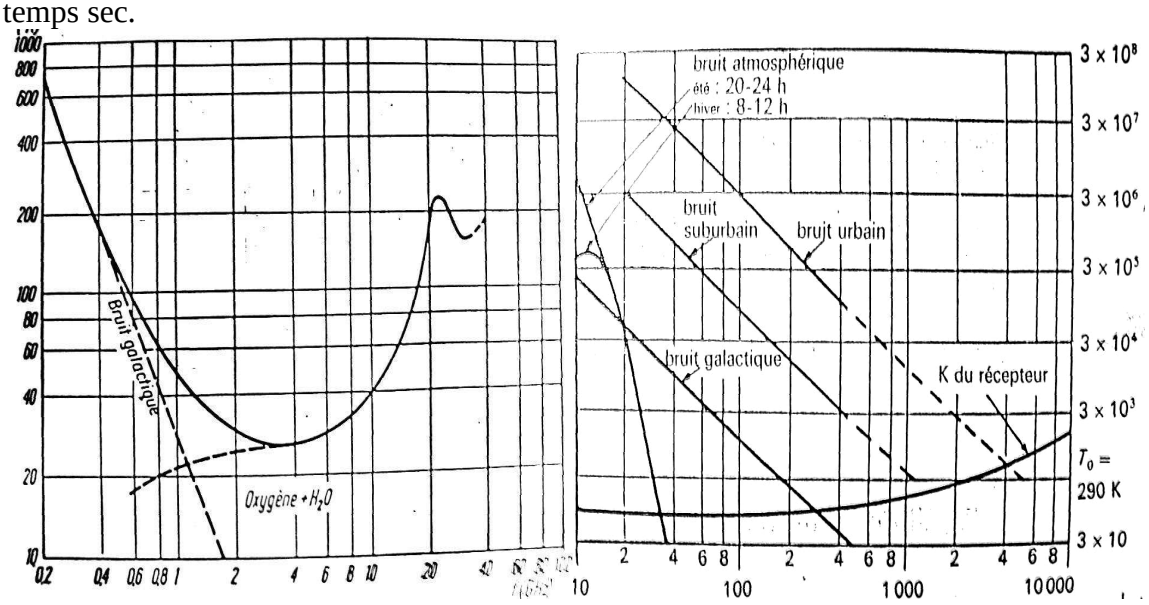
$$\mathbf{F = \frac{k.To}{k.To.Gp} = \frac{1}{Gp} = \frac{\pi^2}{4} = 2{,}47}$$

soit 4dB pour le modelé idéal sans pertes, en pratique le facteur de bruit est voisin de 5,5 à 6 dB.

4-21 La température équivalente Ta de bruit capté par l'antenne.

L'antenne constituée d'un réflecteur parfait et sans pertes n'ajoute pas de bruit contrairement à l'électronique. Mais elle capte le bruit rayonné naturellement et artificiellement.
Par le lobe principal le bruit rayonné par la région du ciel visée, et par les lobes secondaires et arrières le bruit rayonné par le sol, les bâtiments, les bruits d'origine artificielle.

En fait tout se passe comme avec la résistance qui génère une DSPM(f) proportionnelle à sa température physique, mais le bruit arrive sous forme de champ électromagnétique au lieu de signal électrique.
Ainsi l'antenne idéale (sans lobes secondaires) visant la nuit, au zénith et hors atmosphère capterait une DSPM de l'ordre de k.Tuniv , avec Tuniv de l'ordre de 3° Kelvin.
(Température actuelle de rayonnement résultant du Big Bang initial !)
La Terre rayonne comme un corps noir à température de 300° Kelvin.
Le Soleil rayonne à un e T de 10^5 °K vers 4 GHz.
Les animaux rayonnent à une température équivalente égale à leur température physique.
Finalement la figure suivante résume l'ensemble des températures captées par une antenne par temps sec.



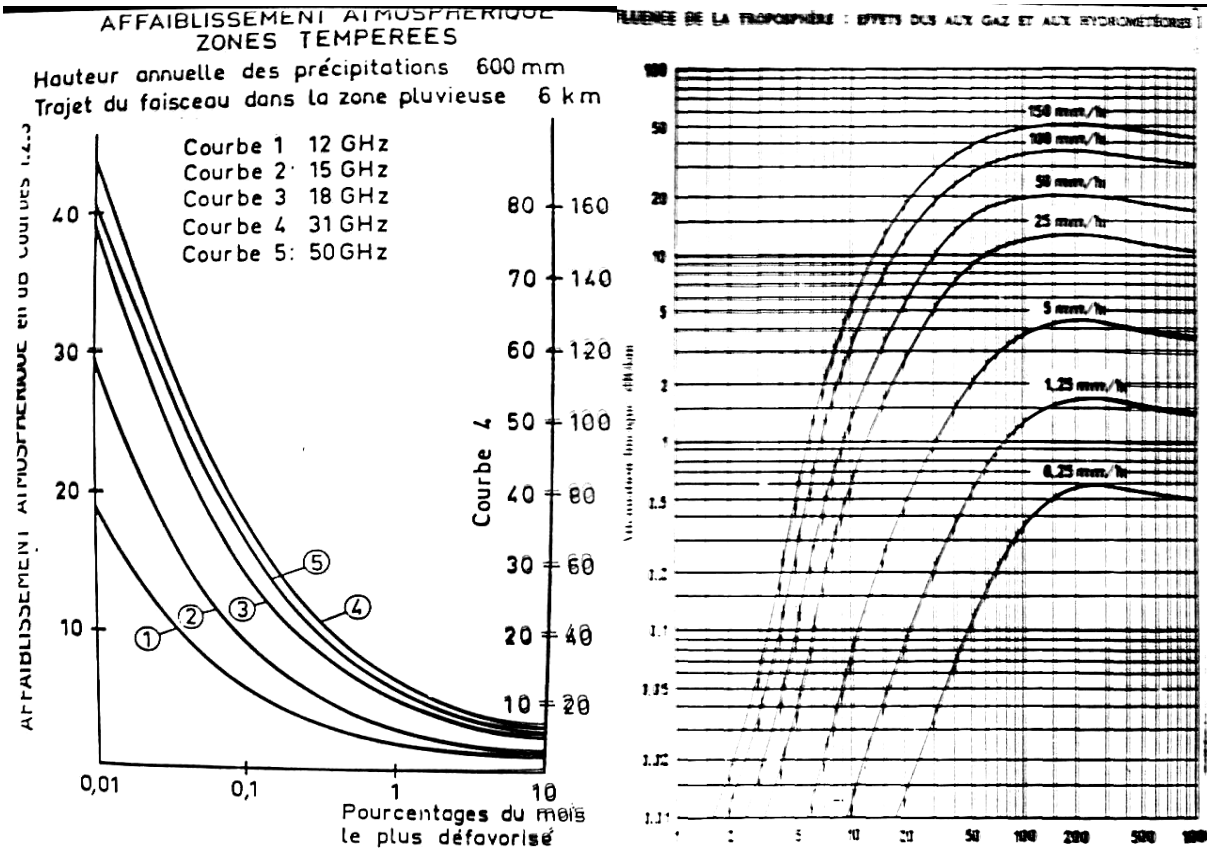
Les différentes températures de bruit capté par l'antenne :
A gauche dans la gamme étendue, à droite le détail ''basse fréquence''.

4-22 Le rôle de l'atmosphère sur la température équivalente Ta.

L'atmosphère est un atténuateur inséré entre la source de signal et l'antenne.
La température Ta d'antenne est le résultat de trois causes d'élévation :
Principalement le bruit capté par les lobes secondaires recevant le rayonnement de la Terre et des bâtiments.(Tsol ≈ To = 290 °Kelvin))
Le bruit ajouté par la traversée d'atmosphère de gain en puissance Gat.
Le bruit du font du ciel Tciel ≈ 3° Kelvin.

Ta = Tciel.Gat + Tlobe + To(1 – Gat)

Les meilleures antennes au sol descendent vers 30° Kelvin pour Tlobe



A gauche Atténuation atmosphérique en dB en fonction du pourcentage du mois le plus défavorisé.
A droite atténuation atmosphérique en dB/km due à la pluie (en mm/h) de 1 à 1000GHz

4-23 Bilan de qualité Pr/N. Facteur de mérite M.

Nous savons maintenant exprimer la puissance N de bruit ajouté et capté, puis ramené en entrée E.
On voit maintenant l'intérêt d'avoir fait le bilan de bruit en E !

$$N = k\,\Delta f\,(Ta + Tr) \qquad \text{(en W)}$$

Avec Tr température équivalente de bruit du récepteur complet, regroupé en un seul bloc grâce à l'équivalence permise par la relation de Friss.

Le bilan de qualité C/N ou Pr / N vaut dans sa forme simplifiée :

$$\frac{C}{N} = \frac{Pr}{N} = \frac{Gr}{Ta + Tr} . \frac{PIRE}{k.\Delta f} . \left[\frac{\lambda}{4.\pi.d} \right]^2 .Gat = \frac{Gr}{Ta + Tr} . \frac{PIRE}{k.\Delta f} .Gel.Gat \qquad \text{(en W/W)}$$

Par PIRE on entend la PIRE effectivement reçue, qui n'est pas forcement la valeur nominale définie dans la direction principale.

Le concepteur de la station de réception n'est pas maître de la PIRE, ni de Δf , ni de d,
Ni de λ , ni de l'état de l'atmosphère Gat.
Il ne peut choisir que le gain Gr de l'antenne de réception et la qualité du récepteur par son facteur Fr ou par Tr.
Son seul degré de liberté s'exprime sous la forme du facteur de mérite M .

$$M = \frac{Gr}{Ta + Tr} \quad \text{(en ° Kelvin}^{-1} \text{ ou en } 10 \log_{10} (M) \quad dB_K^{-1} \text{)}$$

Le choix de la qualité de la station M se fera toujours en vue d'assurer le service dans les pires conditions.
Les graphes concernant la météorologie montre bien l'impossibilité d'assurer à 100% le service.
Pendant 1% du mois le plus pluvieux (à 12 Hz) l'atténuation atmosphérique atteint 2dB.
Si l'on veut limiter les interruptions à 1/1000 du mois, il faudra compenser Gat de – 18dB !
En clair il faut augmenter la PIRE de 18dB – 2 dB donc de 16dB, donc si la PIRE initiale est de 1MW il faut augmenter celle-ci à 40 MW !

Ceci est la partie visible de l'iceberg, car dans le bilan de qualité Pr / N il n'y a pas que l'effondrement du numérateur par Gat. L'atténuation atmosphérique Gat diminuant la température Ta de l'antenne augmente comme déjà décrit plus haut !

Donc il faut tenir compte de l'effet simultané de Gat au numérateur et au dénominateur dans l'expression C/ N.

4-24 Commentaire sur la bande passante Δf.

La bande passante de bruit B_{BRUIT} est definie par :

$$N = k.T_{EQ} \int_0^{\infty} |H(f)|^2 df = k.T_{EQ} H_0^2 \int_0^{\infty} \frac{|H(f)|^2}{H_0^2} df = k.T_{EQ} H_0^2 .B_{BRUIT}$$

la bande passante Δf utilisée dans ce cours prend la valeur B_{BRUIT} en toute rigueur.
B_{BRUIT} est toujours supérieure à Δf (X par 1.1 à 1,3 pour les filtres à plusieurs étages).
Pour les filtres simples passe bande B_{BRUIT} vaut (π / 2) Δf.

4-25 Seuil $[C/N]_S$ et Sensibilité S d'un récepteur.

Les relations liant le TEB au rapport signal sur bruit fixent le seuil minimum de C/N en dessous duquel il ne faut pas descendre.
Cette valeur $[C/N]_S$ est le seuil de démodulation (ou de réception). Par conséquent, connaissant la puissance de bruit rentrant dans le récepteur, **dans les pires conditions**, on fixe la valeur minimum de puissance utile Pr en dessous de laquelle le TEB se dégrade.

Cette puissance minimum du signal utile est la sensibilité S (en W) du récepteur.
La sensibilité S n'est pas une caractéristique intrinsèque du récepteur, mais dépend de l'environnement radioélectrique.

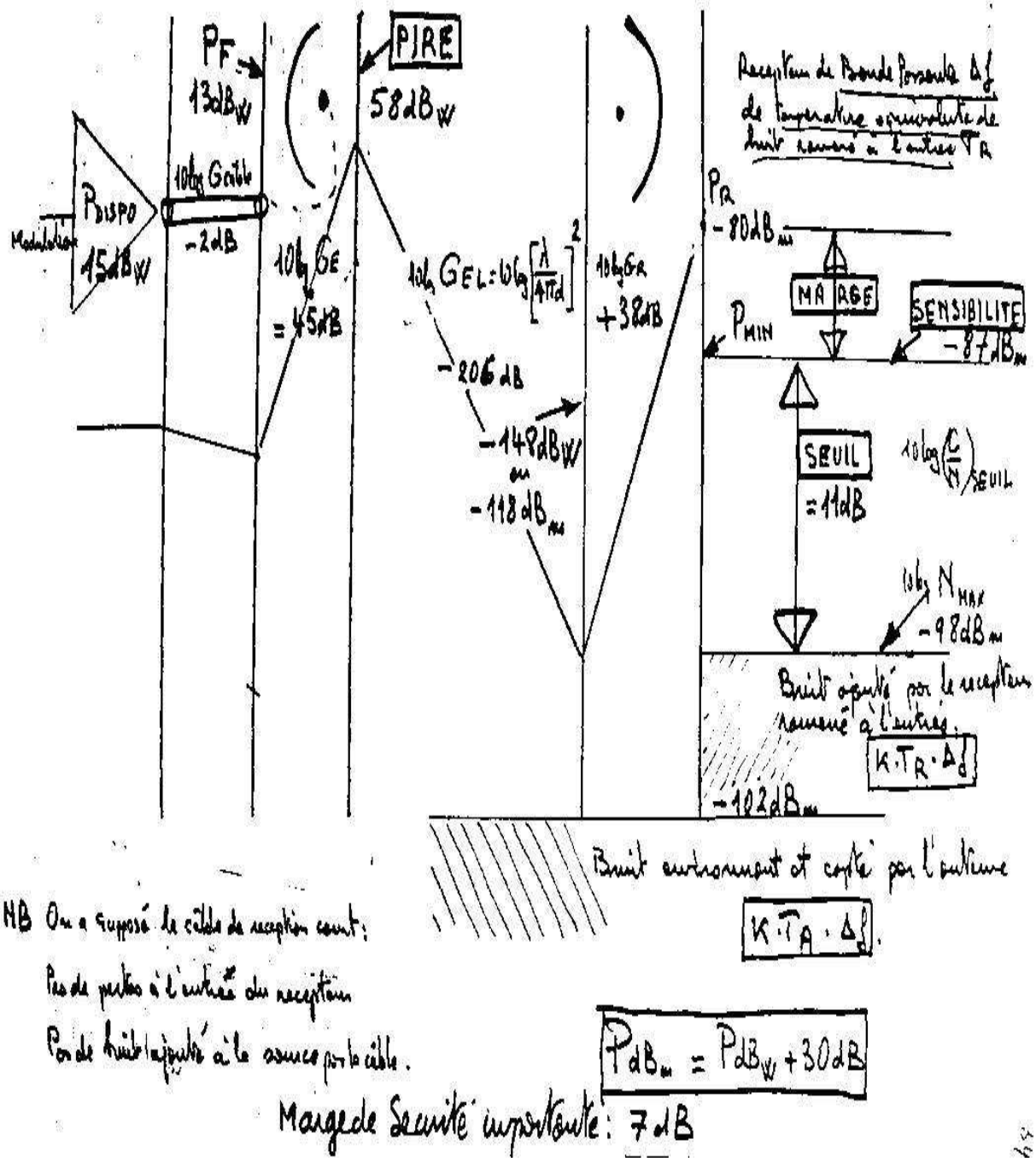
En langage technique :

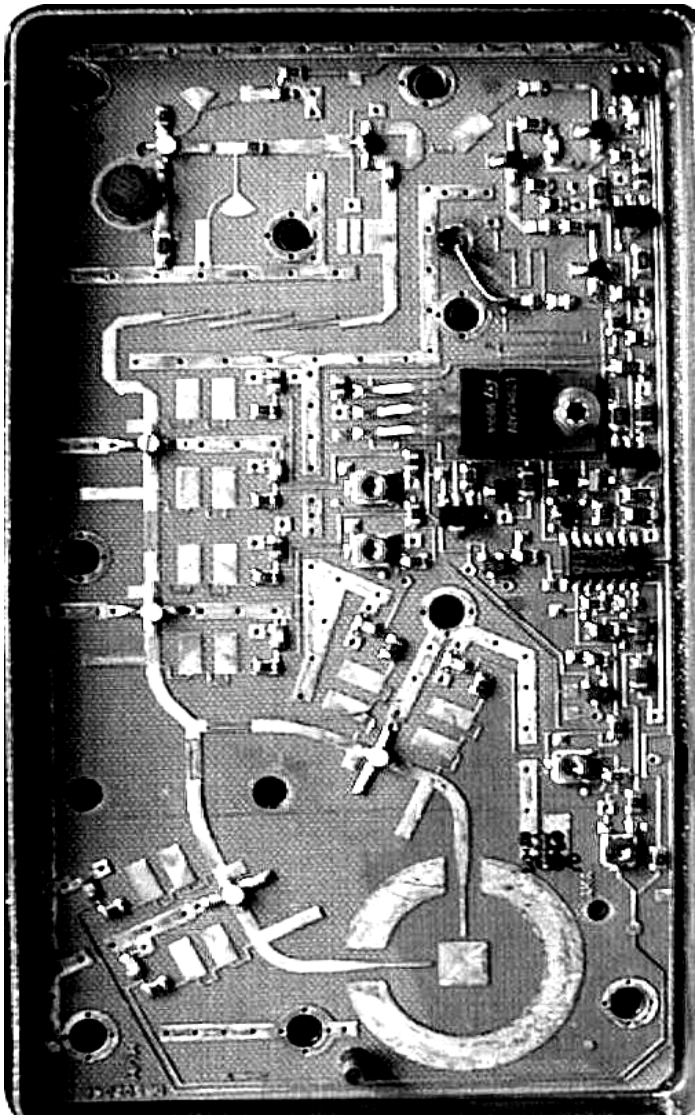
S (en dBm) = $[C/N]_S$ (en dB) + Nmax (en dBm) par exemple.

En couverture cellulaire une valeur typique est S = -101dBm.
En télévision analogique par satellite S = - 80dBm.

4-26 Bilan de liaison sous forme d'hypsogramme.

Il permet de vérifier la cohérence au niveau du bilan et de la qualité, et de d'estimer une marge de sécurité.





4-27 Géographie d'un circuit ''microstrip'' de convertisseur pour la réception de télévision par satellite vers 11 GHz , comprenant :

Adaptation au cornet circulaire.(caché derrière)
Deux voies orthogonales destinées à la réception en polarisation V ou H.
Dans chaque voie un étage faible bruit (Teq ~ 75° Kelvin) de gain 10 dB.
Des couplages AC par doigts entrelacés.
Une voie commune à deux étages de gain 20 dB.
Un fibre passe bande centré à 11 GHz de largeur 800 MHz constitué de 4 coupleurs en quart d'onde.
Un mixer à deux diodes.
Un oscillateur local vers 13 GHz stabilisé par une cavité diélectrique à très haut ''Q'' et grande stabilité thermique.
(~ 4 MHz autour de 13 GHz pour la plage de température -10°C à + 40°C.)
Un bijou de l'état de l'art !