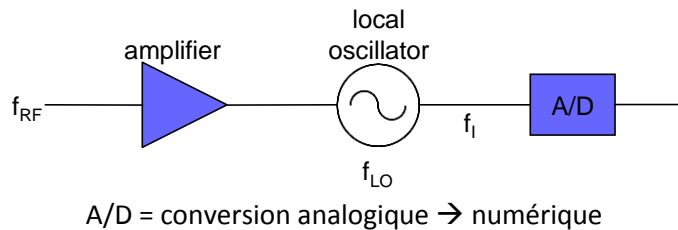


## Définitions utiles aux calculs

En **bleu**, les formules linéaires. En **vert**, les formules logarithmiques.

### 1. Phénomènes d'interférence

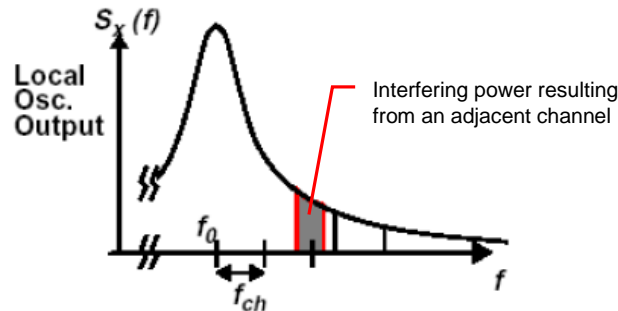
De façon simplifiée, la chaîne de réception d'une base ou d'un mobile peut être représentée comme suit :



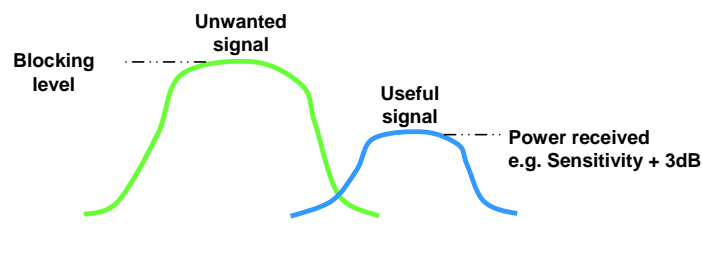
#### a) Blocking

*Blocking level* = maximum emission level that can be accepted by the receiver from an out-of-block unwanted signal without preventing the detection of the in-block useful signal.

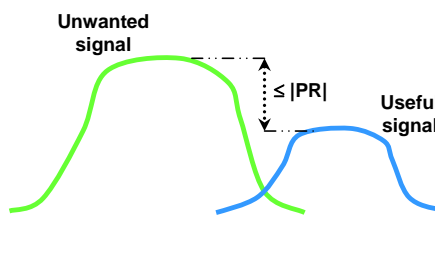
Le phénomène de blocking résulte des impuretés de l'oscillateur local :



En GSM le 3GPP définit le niveau de blocking par rapport à une puissance reçue du signal utile égale à la sensibilité du récepteur + 3dB.



On peut aussi définir un rapport de protection (PR) à respecter pour que le signal utile puisse encore être décédé.



Useful\_Signal\_Power - Blocker\_Signal\_Power  $\geq$  PR  
 Chaque signal est considéré dans son canal (i.e. block).

**b) Intermodulation**

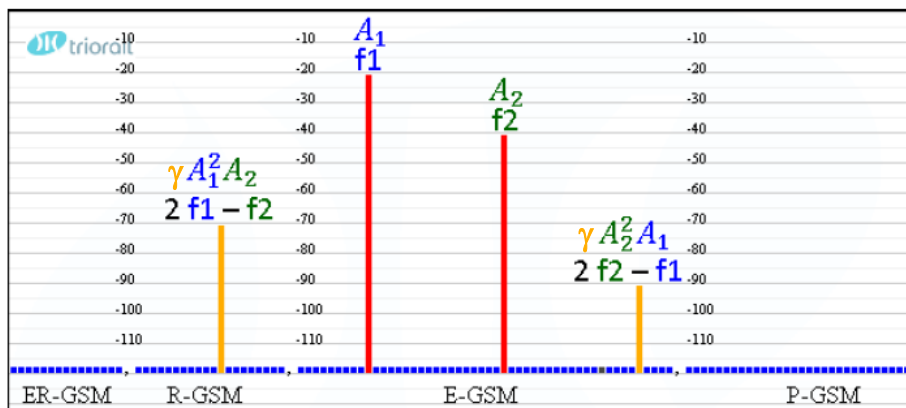
Le phénomène d'intermodulation résulte des non-linéarités de l'amplificateur. Ce dernier délivre en effet à sa sortie un signal du type  $\alpha.x + \beta.x^2 + \gamma.x^3 + \dots$

On parle d'intermodulation d'ordre 3 car c'est le terme  $\gamma.x^3$  qui domine le plus souvent après le terme  $\alpha.x$  (qui est la composante voulue en sortie de l'amplificateur).

Ainsi, si on a deux signaux de fréquences  $f_1$  et  $f_2$ , l'amplificateur va générer :

$$\gamma \cdot [A_1 \cdot \cos(w_1 \cdot t) + A_2 \cdot \cos(w_2 \cdot t)]^3 = \gamma \cdot \frac{3}{4} \cdot A_1^2 \cdot A_2 \cdot \cos(2 \cdot w_1 \cdot t - w_2 \cdot t) + \gamma \cdot \frac{3}{4} \cdot A_2^2 \cdot A_1 \cdot \cos(2 \cdot w_2 \cdot t - w_1 \cdot t) + [\dots]$$

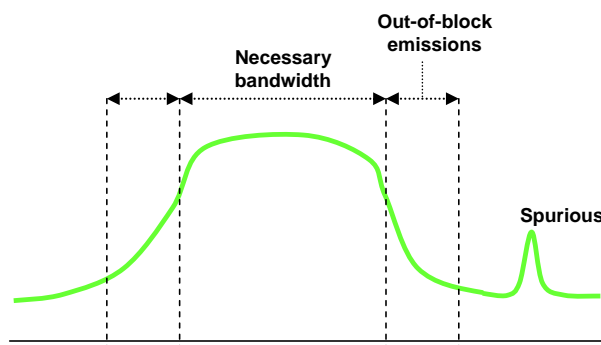
Cela signifie que deux signaux de fréquences  $2 \cdot f_1 - f_2$  et  $2 \cdot f_2 - f_1$  apparaissent : ce sont les produits d'intermodulation d'ordre 3.



Pour un récepteur qui écoute la fréquence  $f_0$ , les produits d'intermodulation générés à partir de deux signaux interférant de fréquences  $f_1$  et  $f_2$  empêchent la réception du signal voulu si chacun de ces signaux interférant sont au-dessus d'un certain seuil de puissance et si  $f_0 = 2 \cdot f_1 - f_2$  ou  $f_0 = 2 \cdot f_2 - f_1$ .

**c) Out-of-block emissions et Spurious**

*Out-of-block emissions* = emissions on frequencies immediately outside the necessary bandwidth, which result from the modulation process.



*Spurious emission* = emission outside the necessary bandwidth and the out-of-block emissions, such as harmonics emission or parasitic emission, which results from unwanted transmitter effects.

## 2. SIR, SINR et bruit

### a) SIR

Dans les airs, on considère le *Signal to Interference Ratio*.

$$SIR = C / I$$

### b) SINR

Dans le récepteur, on considère le *Signal to Interference and Noise Ratio*.

$$SINR = C / (I + N)$$

où N est le *Noise Floor*

### c) Le bruit

Le *Noise Floor* est la somme en dB du *Thermal Noise* (bruit thermique) et du *Noise Figure*. Le *Noise Figure* correspond à l'augmentation du bruit due aux composants électroniques du récepteur.

Le Thermal Noise se calcule comme suit :

$$\text{Thermal\_Noise} = k_B \cdot T \cdot BW$$

où  $k_B = 1,3806503 \times 10^{-23}$  (constante de Boltzmann)

T = 290 K (température de référence)

BW est la bande passante effective du canal écouté en Hz<sup>1</sup>

En dBm, on obtient la formule suivante :

$$\text{Thermal\_Noise} = 10 \log (k_B \cdot T \cdot BW \cdot 1000)$$

En dBm, le *Noise Floor* vaut donc :

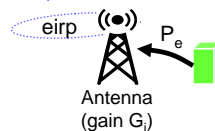
$$N = \text{Thermal\_Noise} + \text{Noise\_Figure}$$

## 3. Puissance d'un émetteur et *eirp*

Une antenne directive concentre la puissance dans une direction donnée. Dans cette direction-là, tout se passe comme si on avait une antenne isotrope (qui distribue la puissance uniformément dans toutes les directions de l'espace), et donc de gain 1 (0 dB), dans laquelle on injectait une puissance égale à l'*eirp* (Equivalent Isotropically Radiated Power).

Si  $P_e$  est la puissance électrique de l'émetteur injectée dans l'antenne et si  $G_i$  est le gain de cette antenne par rapport à une antenne isotrope, alors l'*eirp* se calcule comme suit :

$$eirp = P_e \times G_i \quad \text{ou} \quad eirp = P_e + G_i$$



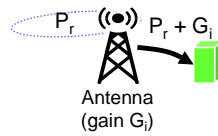
On définit aussi la densité de puissance par m<sup>2</sup> (pfd) :

$$pfd = P_e \times G_i / 4\pi d^2$$

où d est la distance entre l'émetteur et le point de mesure  
et  $4\pi d^2$  est la surface de la sphère de rayon d

<sup>1</sup> BW = 3,84 MHz pour un bloc de 5 MHz en UMTS  
BW = 4,5 MHz pour un bloc de 5 MHz en LTE

De même, en réception, si  $P_r$  est la puissance reçue à l'antenne et si  $G_i$  est le gain de cette antenne par rapport à une antenne isotrope, alors la puissance reçue par la baie est  $P_r + G_i$ .



## 4. Blocking et sélectivité

### a) Désensibilisation

Afin de garantir le bon fonctionnement du récepteur, on définit une marge de manœuvre qui permet de tolérer un certain niveau d'interférence dans le canal écouté. Cette marge est aussi appelée désensibilisation et elle est définie en dB en fonction du niveau d'interférence maximal (noté  $I_{max}$ ) acceptable.

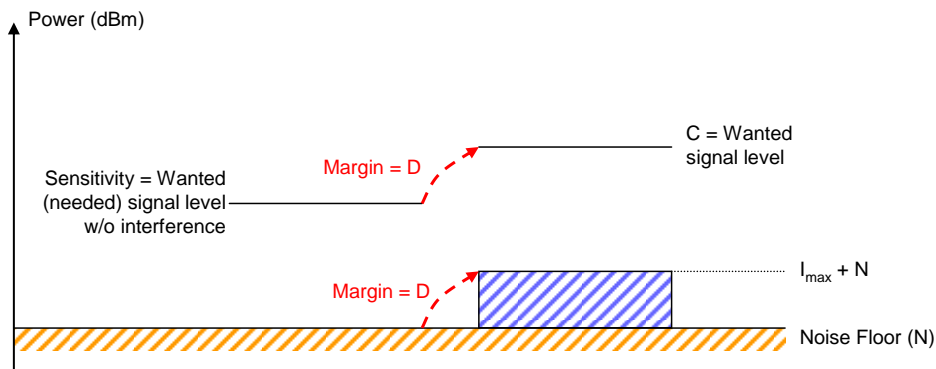
$$D = 10 \log [(I_{max} + N) / N] \quad (2)$$

L'idée est de maintenir le rapport Signal\_voulu / Interférence\_totale<sup>3</sup> égal au rapport Sensibilité / Bruit (cas où il n'y a aucune interférence).

$$C / (I_{max} + N) = Sens / N$$

$$\Leftrightarrow (I_{max} + N) / N = C / Sens$$

où C est le signal voulu, Sens la sensibilité du récepteur et N le bruit



On notera que :

$$10 \log (I_{max} + N) = 10 \log (N) + 10 \log [(I_{max} + N) / N]$$

$$10 \log (I_{max} + N) = 10 \log (N) + D$$

En général on considère les valeurs suivantes :

$$BS \rightarrow D = 1 \text{ dB}$$

$$UE \rightarrow D = 3 \text{ dB}$$

<sup>2</sup> A un niveau d'interférence subi dans le canal écouté, on associe le *Noise Rise* qui s'ajoute au *Noise Floor* selon une formule équivalente :

$$Noise\_Rise = 10 \log [(I_{subi} + N) / N]$$

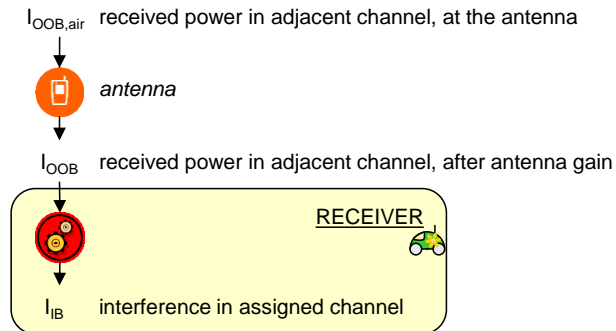
<sup>3</sup> Qui inclut le bruit

## b) Blocking

La situation ci-après est considérée :



où la mention 'OOB' désigne les émissions dans le canal adjacent et celle 'CO' désigne celles qui sont co-canal avec le récepteur victime.



La réception d'une puissance  $I_{OOB}$  dans un canal adjacent provoque dans le récepteur un niveau d'interférence  $I_{IB}$  dans le canal écouté, en raison de ses non-linéarités.

Si  $I_{IB}$  devient trop important, le récepteur n'est plus capable d'écouter le signal désiré : c'est le phénomène de blocking.

A noter : le niveau de blocking (valeur max de  $I_{OOB}$ ) est défini au connecteur d'antenne, i.e. après la gain d'antenne du récepteur et les éventuelles pertes câble.

## c) ACS

On définit l'**ACS** (*Adjacent Channel Selectivity*) par la formule suivante :

$$ACS = I_{OOB} / I_{IB}$$

Parfois on définit la *Blocking Response* par la formule : **Blocking\_Response = -10 log (ACS)**

L'ACS est supposée constante tant que la désensibilisation (ou marge) considérée est inférieure ou égale à celle définie par le 3GPP pour les tests de conformité<sup>4</sup>. L'objectif est ici de calculer la valeur maximale de  $I_{OOB}$  (i.e. le *blocking level*) indépendamment de  $I_{CO}$ . Pour ce faire on prend le niveau maximal d'interférence, soit  $I_{IB}$  tel que  $10 \log [(I_{IB} + N) / N] = D$ .

Pour calculer  $I_{IB}$  on procède comme suit :

$$10 \log (I_{IB}) = 10 \log (N) + 10 \log (I_{IB} / N)$$

$$\text{or } I_{IB} / N = [(I_{IB} + N) / N] - 1 = 10^{D/10} - 1$$

$$\text{ainsi } 10 \log (I_{IB} / N) = 10 \log (10^{D/10} - 1)$$

$$\text{et } 10 \log (I_{IB}) = 10 \log (N) + 10 \log (10^{D/10} - 1)$$

<sup>4</sup> Dans les faits, on peut s'attendre à ce que l'ACS s'améliore avec une diminution de la désensibilisation. Mais le 3GPP n'a rien spécifié à ce sujet.

On en déduit  $I_{OOB}$  :

$$\begin{aligned}10 \log (I_{OOB}) &= 10 \log (ACS) + 10 \log (I_B) \\10 \log (I_{OOB}) &= 10 \log (ACS) + 10 \log (N) + 10 \log (10^{D/10} - 1)\end{aligned}$$

**d) ACLR**

Au niveau de l'interférant on définit l'**ACLR** (*Adjacent Channel Leakage power Ratio*) par la formule suivante :

$$ACLR = eirp_{OOB} / eirp_{CO}$$

Par approximation, on peut écrire que :

$$I_{OOB} = Loss \times eirp_{OOB}$$

$$I_{CO} = Loss \times eirp_{CO}$$

Et ainsi on s'aperçoit que :

$$ACLR = eirp_{OOB} / eirp_{CO} = I_{OOB} / I_{CO}$$

**e) ACIR**

Enfin on définit l'**ACIR** (*Adjacent Channel Interference power Ratio*) par la formule ci-après :

$$ACIR = I_{OOB} / (I_{CO} + I_B)$$

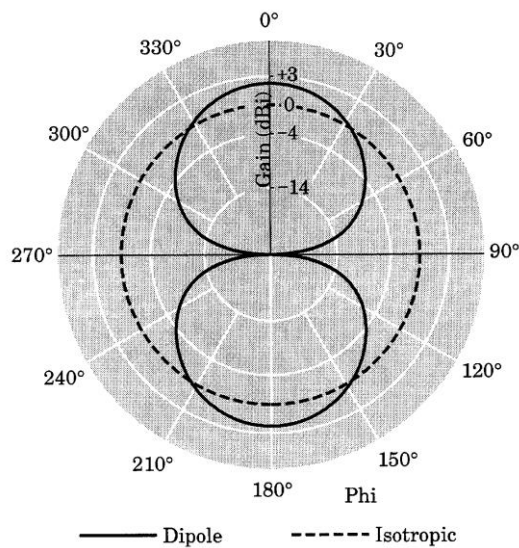
$$ACIR = 1 / [(I_{CO} / I_{OOB}) + (I_B / I_{OOB})]$$

$$ACIR = 1 / [(1 / ACLR) + (1 / ACS)]$$

Rédacteur : Vincent Durepaire

## Annexe – eirp et erp

Un dipôle a un gain par rapport à une antenne isotrope de 2,15 dBi.



Pour une antenne directive, on peut également dire que tout se passe comme si on avait un dipôle, dans lequel on injectait une puissance égale à l'*erp* (Effective Radiated Power).

Si  $P_e$  est la puissance électrique de l'émetteur injectée dans l'antenne et si  $G_d$  est le gain de cette antenne par rapport à un dipôle, alors l'*erp* se calcule comme suit :

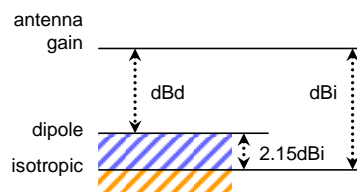
$$erp = P_e \times G_d$$

Ainsi la relation entre le gain  $G_i$  par rapport à une antenne isotrope et celui  $G_d$  par rapport à un dipôle est donné par la formule suivante :

$$G_i \text{ (dBi)} = G_d \text{ (dBd)} + 2,15 \text{ dB}$$

Le gain en dBi est par rapport à une antenne isotrope.

Le gain en dBd est par rapport à un dipôle qui lui-même a un gain de 2,15 dBi.



De même, la relation entre eirp et erp est la suivante :

$$eirp = erp + 2,15 \text{ dB}$$

## Annexe – dBm et dBμV

Passage du dBm au dBW :

$$P_{\text{dBm}} = 10 \log (P_{\text{mW}}) \qquad P_{\text{dBW}} = 10 \log (P_{\text{W}})$$
$$\text{dBm} = \text{dBW} + 30 \text{ dB}$$

Passage du dBμV au dBV :

$$P_{\text{dB}\mu\text{V}} = 20 \log (U_{\mu\text{V}}) \qquad P_{\text{dBV}} = 20 \log (U_{\text{V}})$$
$$\text{dB}\mu\text{V} = \text{dBV} + 120 \text{ dB}$$

Passage du dBμV au dBm :

$$P = U \cdot I = U^2 / Z$$
$$10 \log (P) = 20 \log (U) - 10 \log (Z)$$
$$\text{dBW} = \text{dBV} - 10 \log (Z)$$
$$\text{dBm} = \text{dBV} - 10 \log (Z) + 30$$
$$\text{dBm} = \text{dB}\mu\text{V} - 10 \log (Z) + 30 - 120$$
$$\text{dBm} = \text{dB}\mu\text{V} - 10 \log (Z) - 90$$

En espace libre :

$$Z_0 = \mu_0 \cdot c_0$$

où  $c_0 = 299\,792\,458 \text{ m/s}$  (c'est la vitesse de la lumière)  
et  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$  (c'est une constante de l'électromagnétisme)  
soit  $Z_0 = 376,73 \, \Omega$  et  $10 \log (Z_0) = 25,8 \text{ dB}$

Ainsi :

$$\boxed{\text{dBm} = \text{dB}\mu\text{V} - 115,8 \text{ dB}}$$

Passage du dBm au dBμV/m :

$$\boxed{\text{dB}\mu\text{V/m} = \text{dBm} + 20 \log (f_{\text{MHz}}) + 77,2}$$