

**ARCHITECTURES**  
**des**  
**RECEPTEURS**  
**de**  
**TELECOMMUNICATIONS**

**par Robert BERRANGER le 21/10/2005**

**à l'I.U.T. de Ville d'Avray**

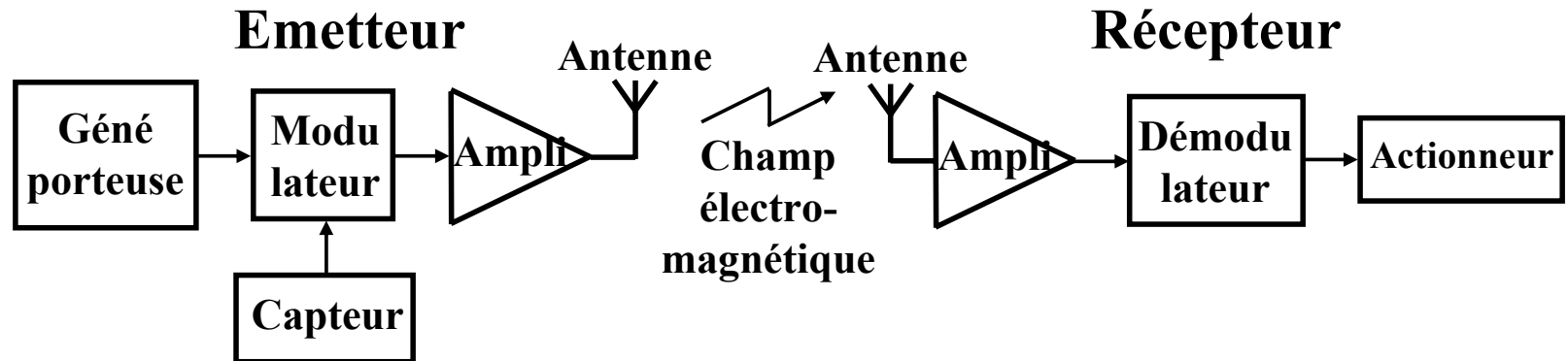
**Résumé**  
**des épisodes**  
*précédents*

# RADIO-TRANSMISSION

## Transmission d'information à distance

### Procédé :

- Génération d'un courant alternatif haute fréquence
- Modification du courant par l'information à transmettre (modulation)
- Conversion du courant résultant en champ électromagnétique (antenne)
- Propagation du champ électromagnétique (onde hertzienne)
- Conversion du champ électromagnétique en courant (antenne)
- Lecture des caractéristiques du courant pour récupérer l'information (démodulation).



# MODULATION

**La modulation contient l'information**

**Modification des caractéristiques de la porteuse :**

**- variation d'amplitude = A.M.**

**- variation de phase**  $\left\{ \begin{array}{l} \varphi.M. \\ \text{F.M. (modulation = } \partial\varphi/\partial t) \end{array} \right.$

**- variation simultanée de l'amplitude et de la phase**

# MODULATION (suite)

**Modulation analogique = variation continue**

**Modulation numérique = paliers et sauts**

**Durée et valeur d'un palier = symbole**

**Nombre de symboles par seconde exprimé en bauds  
(ne pas confondre avec le débit d'informations en bits/sec)**

**AM = Amplitude variable (amplification linéaire)**

**FM = Amplitude constante (amplification avec écrêtage)**

**$\varphi$ M = Amplitude constante (analogique)  
= Amplitude variable (numérique) } à la réception**

# MODULATION (suite)

**Bande de modulation = largeur de canal**

- **Une porteuse modulée occupe une bande de fréquence d'autant plus grande que :**
  - **La fréquence de modulation est élevée (AM et FM)**
  - **La variation de phase est importante ( $\phi_M$  et FM)**
- **Le rapport entre  $\partial\phi/\partial t$  ( $\Delta F$ ) et la fréquence de modulation est appelé « Indice de Modulation » (I.M.)**
- **I.M. est constant pour une modulation de phase. Pour la FM, il décroît quand  $F(\text{mod})$  augmente.**

# MODULATION (suite)

## Modulations AM par impulsions (ON / OFF)

- **Porteuse pure : Télégraphie**
- **Porteuse pure ou modulée en phase** { **Radar(s)**  
**Sonar**

**Quand l'onde hertzienne subit des réflexions, une porteuse pure en émission peut être modulée à la réception, en amplitude (coefficient de réflexion variable) et en phase (doppler).**

- **La modulation par impulsions occupe une bande passante d'autant plus large que les durées sont brèves et que les flancs sont raides.**

# **MODULATION (suite et FIN)**

- **Les modulations numériques et par impulsions ayant des variations très brusques occupent une grande bande passante.**
- **Une limitation de la bande de réception provoque des distorsions du signal démodulé**

**Et la B.L.U. ?**

- **Ce n'est pas une modulation mais une translation de fréquence avec ou sans inversion de spectre.**



**LE RECEPTEUR**  
**de**  
**Télécommunication**  
*Architectures*

# Rôle du récepteur

- **Sélectionner parmi tous les signaux captés par l'antenne, celui qui contient la bonne information**

## Qualités d'un récepteur

- **Sensibilité = aptitude à recevoir un signal d'un niveau le plus faible possible (signal unique)**
- **Tenue aux brouilleurs = aptitude à recevoir un signal de faible niveau en présence d'autres signaux de niveaux beaucoup plus élevés (les brouilleurs).**
- **Fidélité = aptitude à fournir un signal démodulé conforme à celui véhiculé par le signal reçu.**

# Rapport S/B et SINAD

- **La sensibilité est exprimée pour un rapport Signal sur Bruit (S/B) nécessaire à une démodulation acceptable. Le bruit est un bruit thermique généré par le récepteur.**
- **On utilise un rapport plus universel qui est le SINAD. C'est le rapport signal complet sur tout ce qui n'est pas le signal utile.**

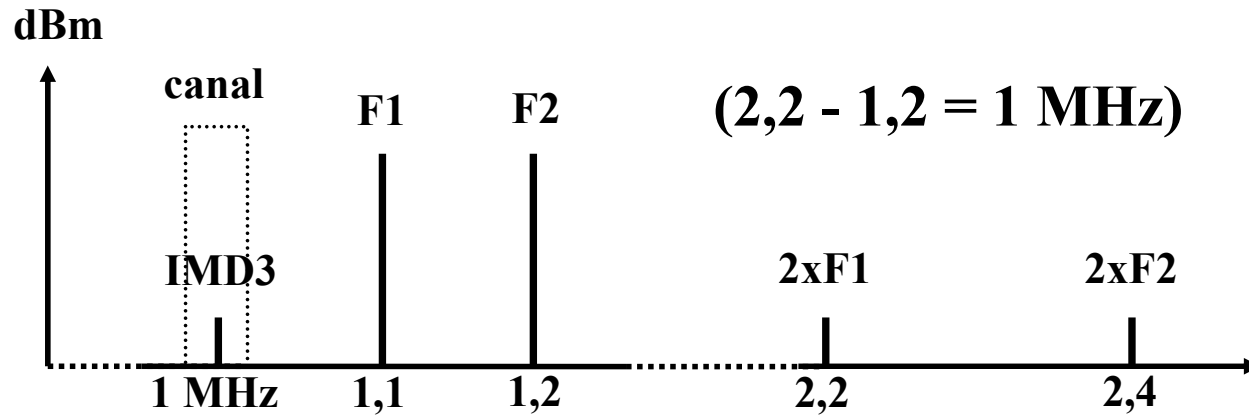
**S'il n'y a que du bruit thermique, le Sinad est égal à  $(S+B) / B$**

**Noter qu'un rapport S/B peut être inférieur à 1, alors qu'un SINAD est toujours supérieur à 1.**

# Linéarité

- **Distorsion d'intermodulation d'ordre 3 (IMD3)**

Soient deux signaux brouilleurs F1 et F2, d'amplitudes égales, et à  $+\Delta F$  et  $+2\Delta F$  de  $F_0$ . L'IMD3  $\{(2 \times F1) - F2\}$  tombe dans le canal.



- L'IMD3 augmente trois fois plus vite que le signal d'entrée.
- Le point d'interception d'ordre 3 (IP3) est le point (théorique) où l'IMD3 rejoint le signal d'entrée.
- L'IP3 est lié à l'IMD3 par la formule : (valeurs en dBm)  
$$\text{IP3} = P_{\text{brouil}} + 0,5 (P_{\text{brouil}} - P_{\text{IMD3}}) \quad (P_{\text{brouil}} = \text{un seul brouilleur})$$

# Linéarité (suite)

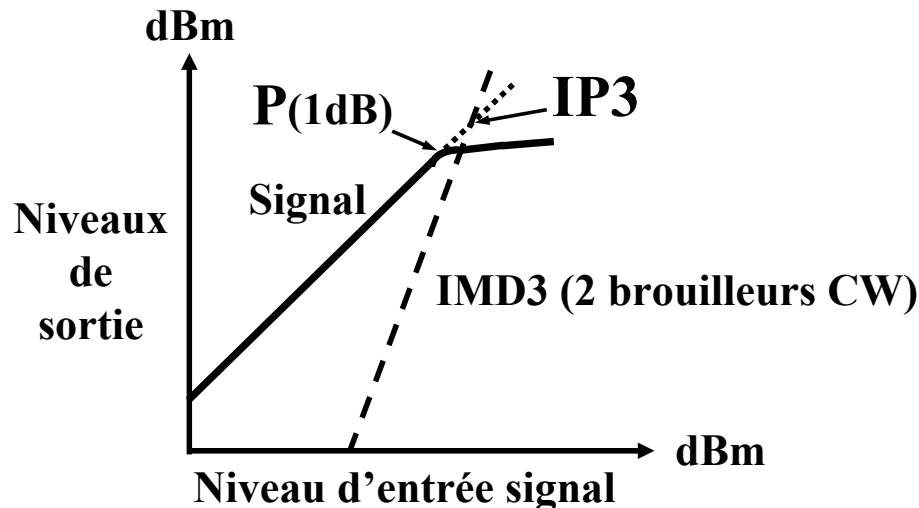
- **Point d'interception d'ordre 3 (IP3)**

Les non linéarités d'un circuit actif dérivent de la caractéristique exponentielle d'une diode. En conséquence, la valeur de l'IP3 est suffisante pour connaître le comportement du circuit.

- **Point de compression à -1 dB**

C'est le niveau d'entrée pour lequel le gain a diminué de 1 dB.

Pour la plupart des circuits, P(1dB) est situé 10 dB en dessous de l'IP3.



# Dynamique(s)

- **La dynamique signal utile.**

C'est *grosso modo* la différence de niveau entre le point de compression à 1 dB et la sensibilité.

- **Les dynamiques liées à la tenue aux brouilleurs.**

- **Un seul brouilleur.**

- a) **Etouffement** : La dynamique est spécifiée pour un niveau du brouilleur (porteuse pure) qui provoque une diminution de la sensibilité de 3 dB.

- b) **Transmodulation** : La dynamique est spécifiée pour un niveau du brouilleur (porteuse modulée) qui provoque une dégradation du SINAD de 3 dB (variable en fonction de  $\Delta F$ ).

- **Deux brouilleurs de niveaux égaux.**

**La dynamique est liée à l'intermodulation d'ordre 3 (IMD3). C'est la différence entre le niveau brouilleurs et la sensibilité dégradée (même Sinad)**

- **Relative** : elle diminue quand  $U_{(\text{brouilleurs})}$  augmente

- **Variable en fonction des écarts de fréquence des brouilleurs**

# Performances d'un récepteur

**Les performances globales d'un récepteur peuvent être presque entièrement déterminées à l'aide de deux paramètres ramenés à l'entrée :**

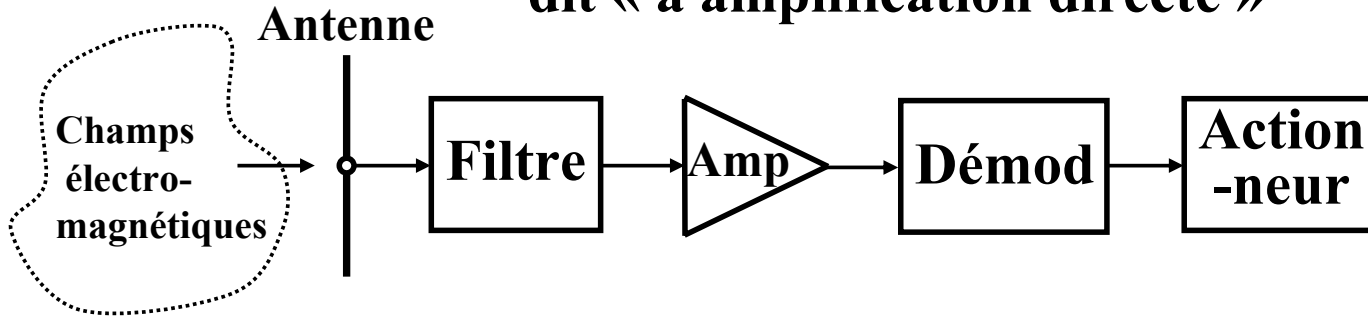
- **Le facteur de bruit (fb)  $\Rightarrow$  sensibilité**
- **Le point d'interception d'ordre 3 (IP3)  $\Rightarrow$  linéarité**

**Ces deux paramètres sont exprimés pour différents écarts de fréquence par rapport au canal de réception**

**Important : Ne pas confondre les performances d'un récepteur avec ses caractéristiques.**

# Récepteur élémentaire

dit « à amplification directe »



- **C'est la meilleure architecture car la plus simple**
- **La tenue aux brouilleurs ne dépend que de la sélectivité du filtre de canal.**
- **La sensibilité dépend du facteur de bruit de l'ampli augmenté des pertes du filtre.**
- **Point dur : Pratiquement impossible de fabriquer un filtre à fréquence ajustable avec une bonne sélectivité (tenue aux brouilleurs), d'autant plus que la fréquence est élevée.**
- **Réservée aux récepteurs à fréquence fixe au dessous des VHF (récepteur de signaux horaires ou d'une fréquence de détresse).**



# Récepteur hétérodyne

## Principe :

- **Opérer un changement de fréquence sur le signal d'entrée à l'aide d'un mélangeur et d'un oscillateur variable, de telle sorte que la fréquence de l'un des signaux obtenus permette de fabriquer un filtre de canal à fréquence fixe avec de bonnes performances.**

## Avantage :

- **Réception d'un grand nombre de canaux avec un seul filtre de canal.**

## Inconvénients :

- **Complexité accrue (ajout d'éléments actifs et de filtres)**
- **Dégradation de la tenue aux brouilleurs (par rapport à celle que l'on aurait avec le filtre de canal seul).**

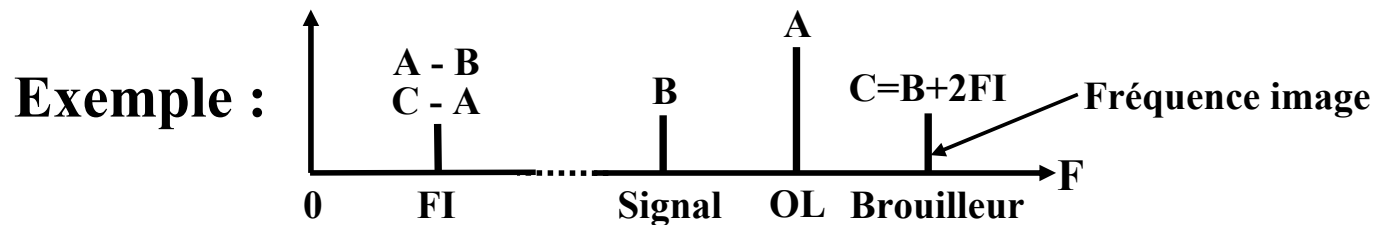
# Le changement de fréquence

**Multiplication de sinus :  $\sin(a) \times \sin(b) = 1/2 \cos(a+b) - 1/2 \cos(a-b)$**

- Si  $\sin(a)$  représente un signal à la fréquence A et  $\sin(b)$ , un signal à la fréquence B, nous obtenons deux signaux aux fréquences A+B et A-B
- Un produit est choisi comme « Fréquence Intermédiaire » et l'autre produit est éliminé par filtrage (après la conversion).

## Problème : Réception de la fréquence image

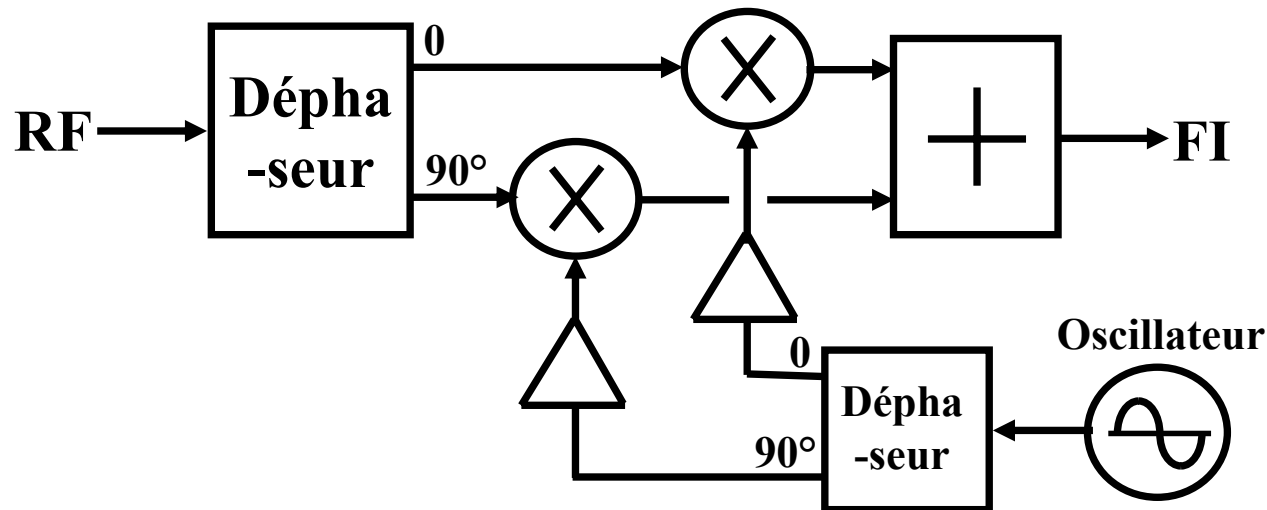
- Soit A le signal hétérodyne (OL), B le signal d'entrée, et A-B le signal FI. La même FI est obtenue pour un signal  $C = B + 2FI$ , alors  $C - A = FI$ . (Idem si  $FI = B - A$ , alors  $C = B - 2FI$  et  $C + A = FI$ ).



Le signal à la Fréquence image doit être éliminé par filtrage avant la conversion

# Mélange à réjection de fréquence image

## Schéma de principe



- Le choix du produit se fait en inversant un déphaseur
- Fonctionne également avec le déphaseur en FI
- Procédé anciennement connu sous le nom de « phasing ».
- Taux de réjection typique : 25 à 35 dB.

# Les mélangeurs

- **Tout circuit non linéaire opère des changements de fréquence en présence de plusieurs signaux (diode, transistor, etc...)**

## **Mélangeurs « actifs » (gain de conversion)**

- **Multiplieur analogique « vrai » (basses fréquences)**
- **Multiplieur analogique simplifié (cellule de Gilbert)**

## **Mélangeurs « passifs » (perte de conversion)**

- **Commutateurs à diodes ou à transistors (FET)**

**Les mélangeurs à commutateurs en multipliant par le signe du sinus ajoutent des produits en combinaison avec les harmoniques de l'OL.**

- **Mélangeurs simples : laissent passer les signaux d'entrées**
- **Mélangeurs équilibrés : suppriment plus ou moins les signaux d'entrées (-50 à -25 dBc selon le type et la fréquence).**

# Les mélangeurs (suite)

## Linéarité de conversion :

- Elle est obtenue en ayant un niveau de l'oscillateur local bien supérieur au niveau d'entrée signal.

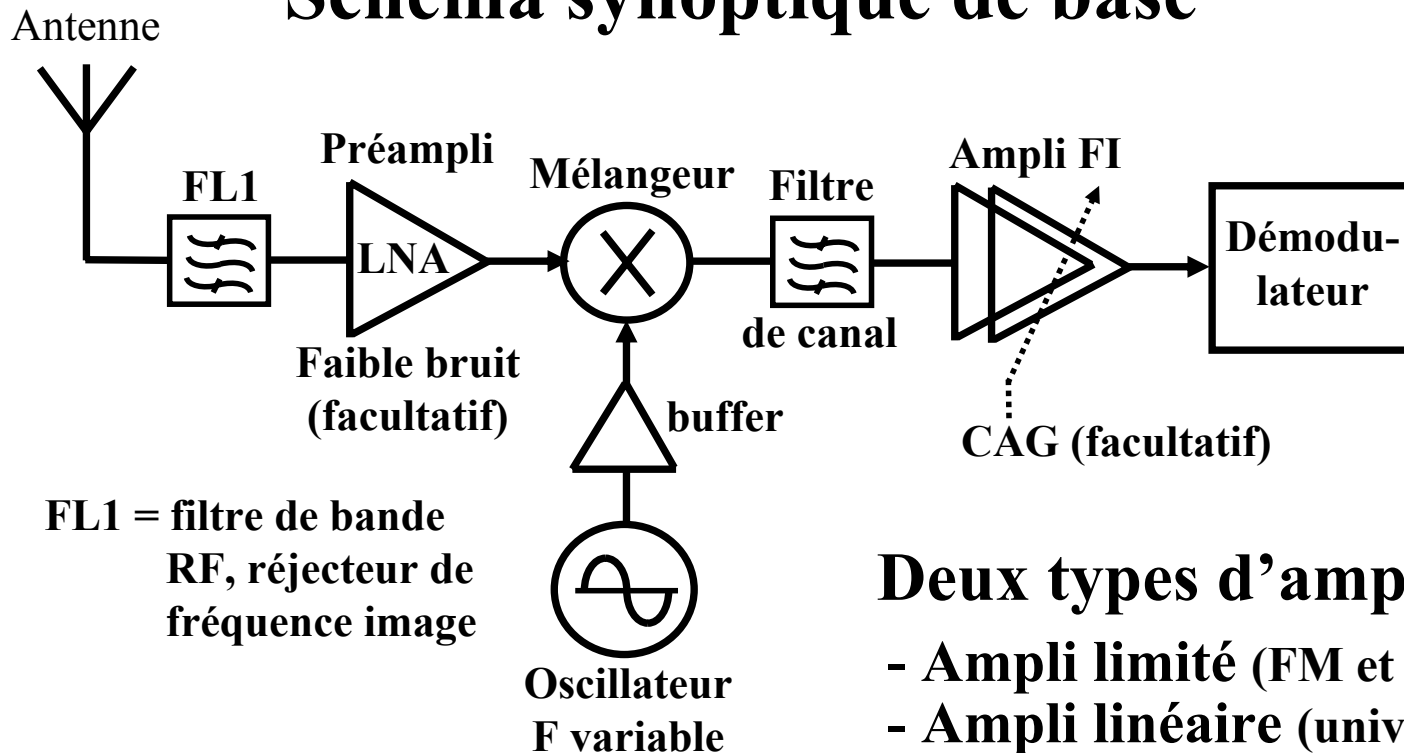
## Expressions de la linéarité :

- Taux de distorsion harmonique en dBc en fonction du niveau du signal d'entrée (brouillage par un sous-harmonique)
- Point d'interception de la distorsion d'intermodulation d'ordre 3 (IP3 en dBm).

**La linéarité est : médiocre pour les mélangeurs simples,  
moyenne pour les mélangeurs actifs,  
meilleure pour les mélangeurs à commutation**

# Récepteur hétérodyne

## Schéma synoptique de base



- L'ampli linéaire est généralement à gain variable et asservi (CAG) de manière à obtenir un niveau constant au démodulateur, quel que soit le niveau du signal utile en entrée.

# Récepteur hétérodyne simple

## Problème :

- Compte tenu de la faisabilité du filtre RF, la bande couverte ne peut excéder les deux tiers de la fréquence FI.

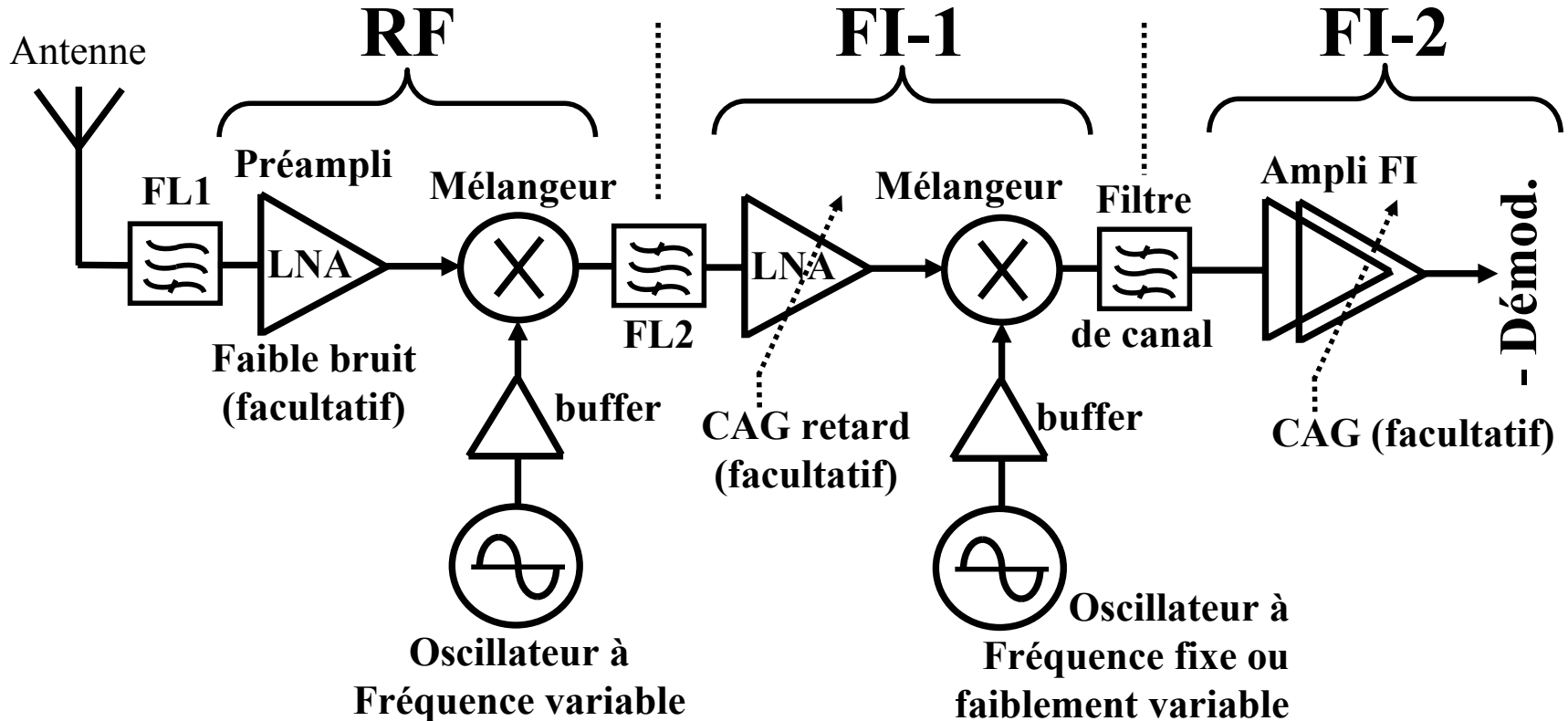
## Remèdes :

- 1- Filtre RF à fréquence variable couplé à l'OL (écart constant = FI). Faible dynamique. Utilisé pour la réception radiophonique et en V/UHF.
- 2- Utiliser un mélangeur « à réjection de fréquence image » pour se passer du filtre. Faible dynamique également.
- 3- Effectuer un double changement de fréquence avec une première FI à une fréquence supérieure à la plus haute fréquence d'entrée. Un simple filtre passe-bas suffit en RF. Cette architecture dite « à FI Haute » est très utilisée dans les récepteurs large bande.

Les architectures à plusieurs FI sont aussi utilisées pour des fréquences de réception élevées (UHF et Hypers) quand la technologie ne permet pas de fabriquer un filtre RF ou un OL avec les performances requises.

# Architecture à FI Haute

## Schéma synoptique de base

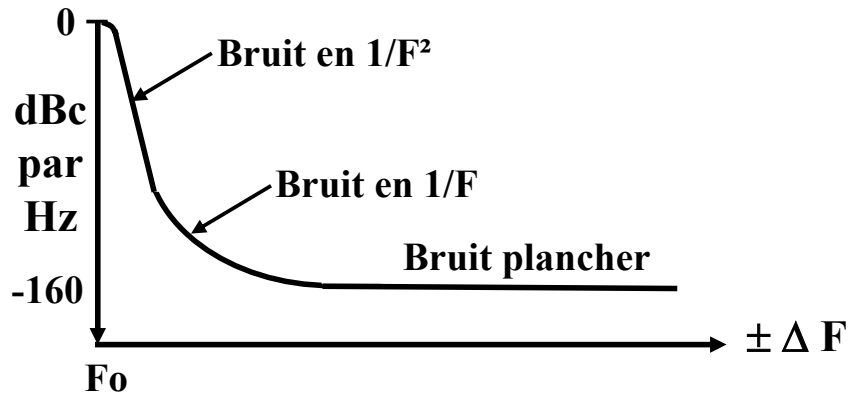
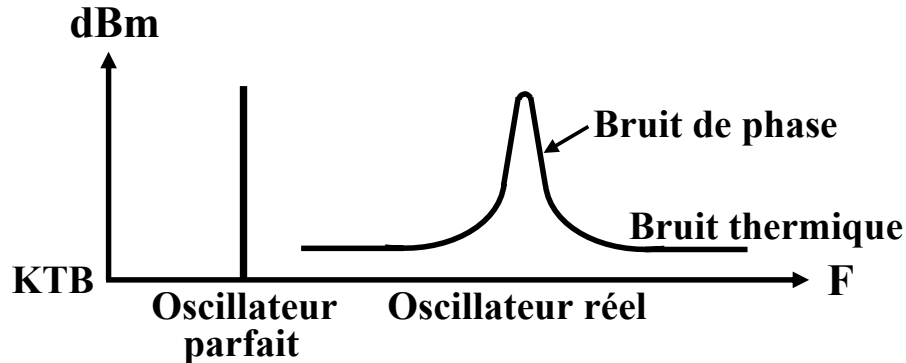


**FL2 a une largeur de bande la plus réduite possible.  
Il filtre la fréquence image du deuxième mélange.**



# L'oscillateur local

## Bruits thermique et de phase

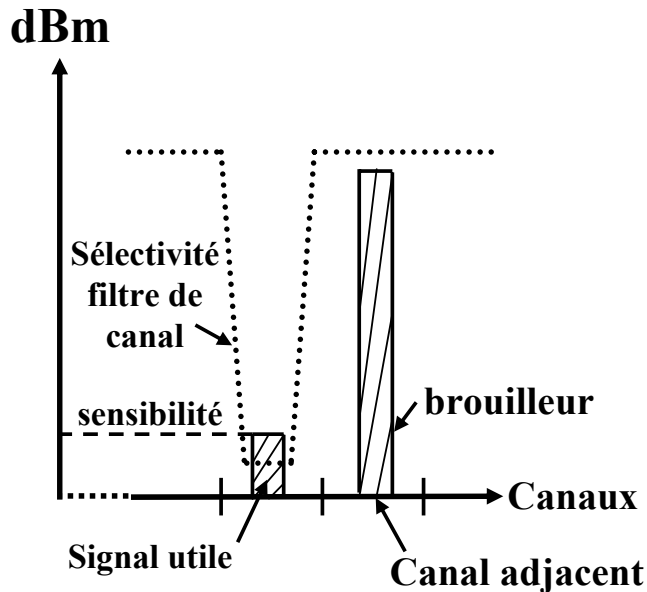


Le bruit de phase est exprimé en dBc par Hz de bande pour un écart  $\Delta F$  donné.

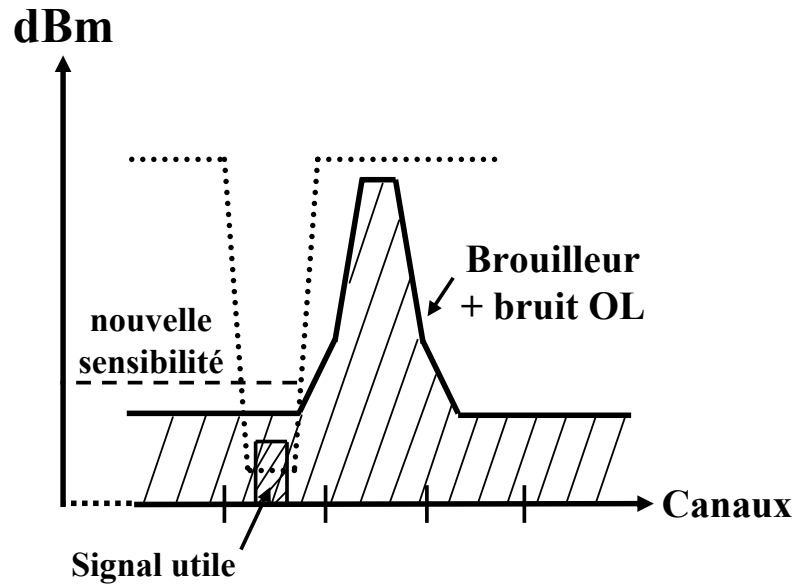
# L'oscillateur local (suite)

## Mélange réciproque

C'est la dégradation de la sélectivité par le bruit de phase de l'OL.



**OL parfait**



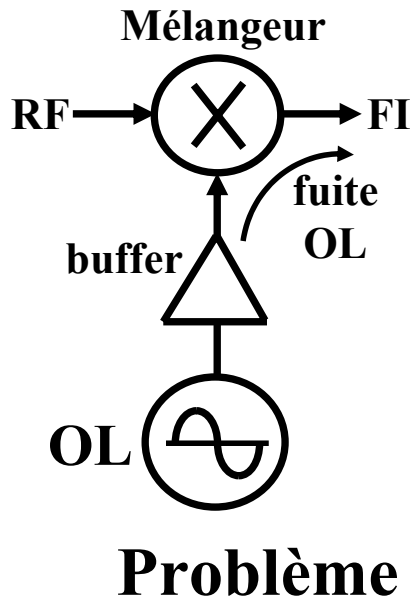
**Mélange réciproque**

- Il ne sert à rien d'augmenter la sélectivité du filtre de canal si l'OL a trop de bruit de phase.

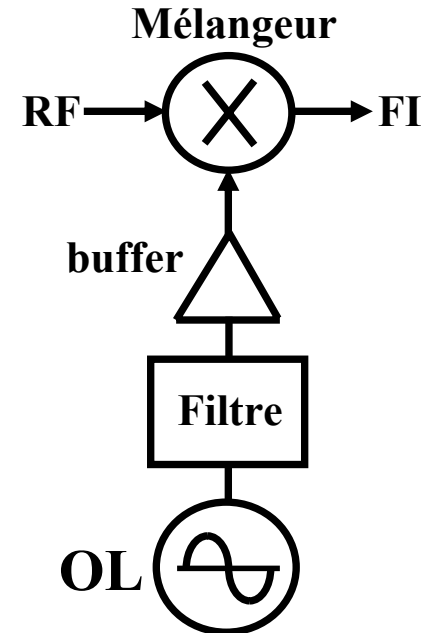
# L'oscillateur local (suite)

## Bruit dans la bande FI

C'est la dégradation du facteur de bruit à la sortie du mélangeur du au passage direct du bruit plancher de l'OL.



Solution :

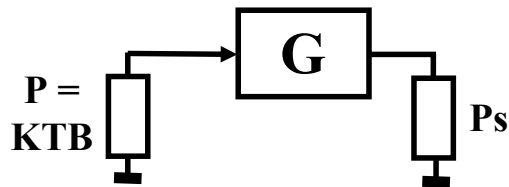


# Calcul des architectures

## Facteur de bruit

- Le facteur de bruit est le rapport entre la puissance de bruit totale à la sortie d'un dispositif et le bruit provenant uniquement de la résistance de source à 27°C connectée à son entrée.

Exemple :



$$KTB = -174 \text{ dBm/Hz (constante à } 27^\circ\text{C)}$$

$$P_s = -157 \text{ dBm/Hz}$$

$$G = 15 \text{ dB}$$

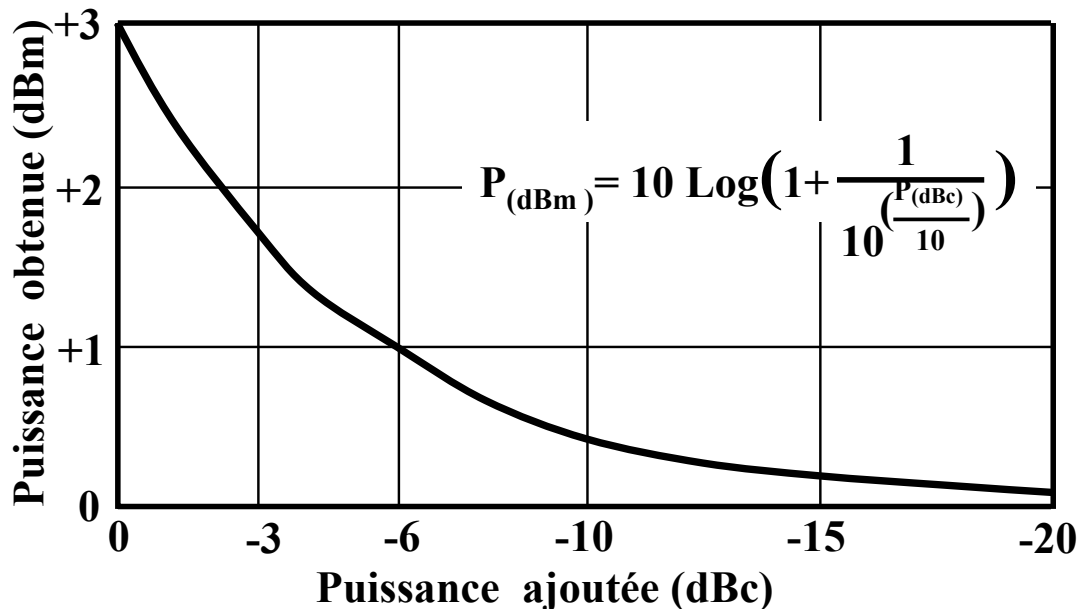
$$fb = -157 - (-174 + 15) = 2 \text{ dB}$$

- Pour un dispositif passif à pertes (gain négatif) le fb est égal aux pertes (car  $P_s$  est toujours égal à  $KTB$ ).
- Pour des circuits en cascade, il convient de rajouter à  $P_s$  la puissance de bruit ramenée par l'étage suivant.

# Calcul des architectures

## Addition de puissances

- Le calcul du facteur de bruit en entrée d'un récepteur fait appel à des additions de puissances fonctions des facteurs de bruit et des gains des différents étages de la chaîne.
- Ces additions de puissances ne sont pas faciles à faire avec les décibels.
- Mais ils le deviennent avec l'abaque ci-dessous.



### Valeurs remarquables

Puissance ajoutée	Puissance obtenue
0 dBc	+3 dBm
-3 dBc	+1,8 dBm
-6 dBc	+1 dBm
-10 dBc	+0,4 dBm
-15 dBc	+0,13 dBm
-20 dBc	+0,04 dBm

# Calcul des architectures

## Facteur de bruit des mélangeurs

- Pour un mélangeur actif, il est spécifié en entrée (fb SSB)
- Le facteur de bruit SSB (en entrée) d'un mélangeur passif est à peine supérieur à ses pertes de conversion
- fb SSB suppose que le mélangeur ne "voit" pas à son entrée de bruit à la fréquence image, sinon, les bruits s'additionnent, et le facteur de bruit s'en trouve augmenté (jusqu'à 3 dB)

### Remède :

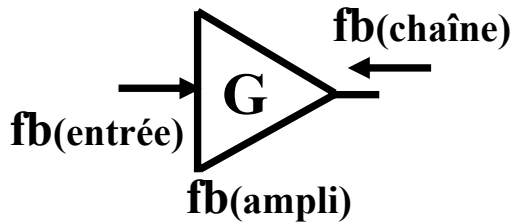
- Faire précéder le mélangeur d'un deuxième filtre de fréquence image. Mais il peut être simplifié, car une réjection de 12 dB suffit (comme vu sur la planche précédente).

# Calcul des architectures

## Facteur de bruit en entrée

- On part du bruit d'un ampli FI à grand gain et on remonte vers l'entrée du récepteur en calculant avec l'abaque le bruit ramené à l'entrée de chaque bloc.

### Exemple :



$$fb(\text{chaîne}) = 14 \text{ dB} \quad G = 12 \text{ dB} \quad fb(\text{ampli}) = 3 \text{ dB}$$

$$Pb(\text{out ampli}) = (KTB + fb) + G = -174 + 3 + 12 = -159 \text{ dBm/Hz}$$

$$fb_{\text{équivalent}} = -159 - (-174) = 15 \text{ dB (égal à } G + fb)$$

$$\text{Différence avec } fb(\text{chaîne}) = 15 - 14 = 1 \text{ dB}$$

$$\text{Puissance ajoutée lue sur l'abaque} = 2,5 \text{ dB (idem } fb)$$

$$Fb(\text{entrée}) = (15 + 2,5) - 12 = 5,5 \text{ dB}$$

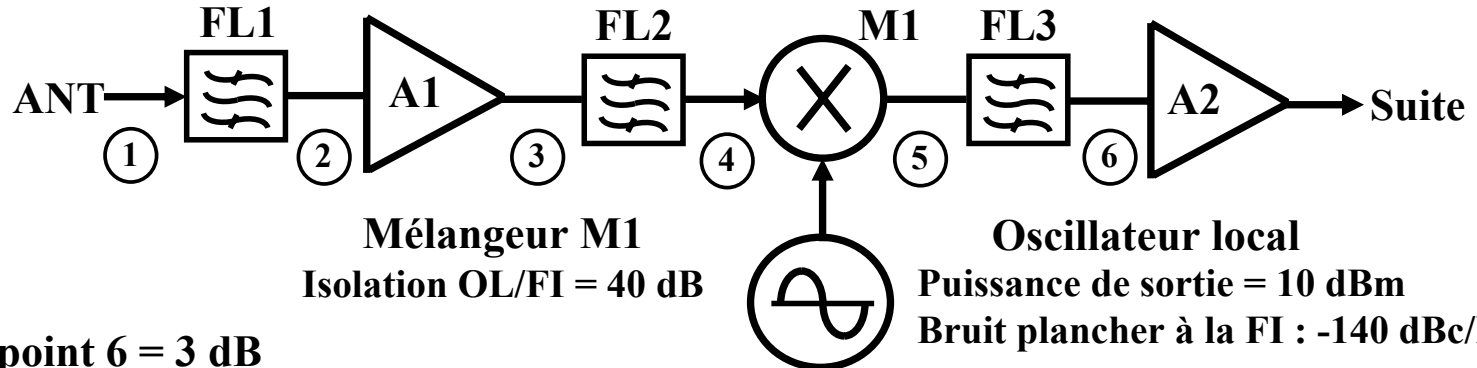
Et ainsi de suite jusqu'à l'antenne ...

- Pour les circuits passifs, on additionne les facteurs de bruits.

# Calcul du fb à l'entrée d'une chaîne

Gain (composants)    -1dB            +20dB            -1dB            -6dB            -2dB            >40dB

Fb (composants)        1dB                1,5dB            1dB                6dB                2dB                3dB



**Fb au point 6 = 3 dB**

**Bruit de la ligne d'amplification ramené au point 5 = 3 + 2 = 5 dB**

**Bruit de l'OL au point 5 = 10 dBm - 140 dB - 40 dB = -170 dBm/Hz**

**correspondant à un fb de -170 - (-174) = 4 dB (-1 dB avec le bruit de la chaîne)**

**Fb ramené au point 5 = 5 + 2,5 = 7,5 dB (2,5 dB lu sur l'abaque)**

**Fb ramené au point 4 = 7,5 + 6 = 13,5 dB (bruit SSB du mélangeur, grâce à FL2)**

**Fb ramené au point 3 = 13,5 + 1 = 14,5 dB (- 7 dB avec le bruit ampli (= 1,5 + 20))**

**Fb ramené au point 2 = (21,5 + 0,8) - 20 = 2,3 dB (0,8 dB lu sur l'abaque)**

**Fb ramené au point 1 (entrée antenne) = 2,3 + 1 = 3,3 dB**

KT    fb    S/B    Bde

**Sensibilité pour un S/B de 10 dB et une bande de 3 kHz : -174+3,3+10+35 = -125,7 dBm**

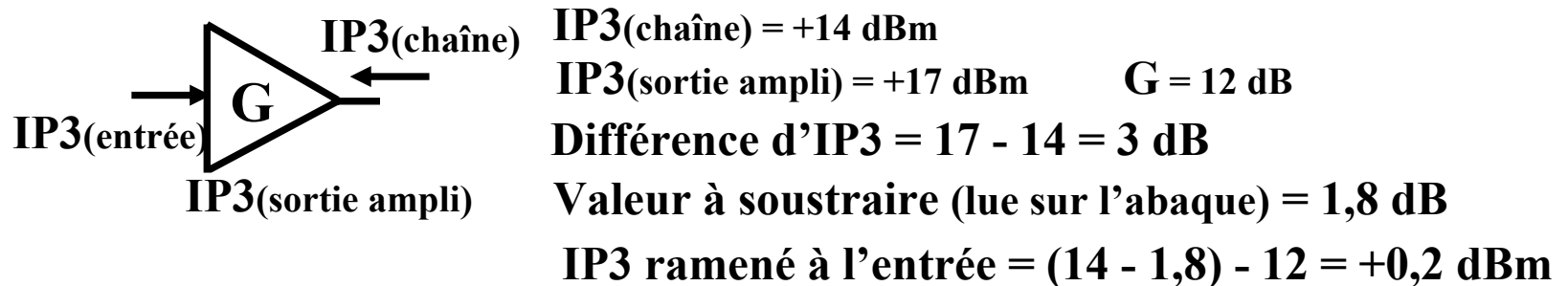


# Calcul des architectures

## IP3 en entrée

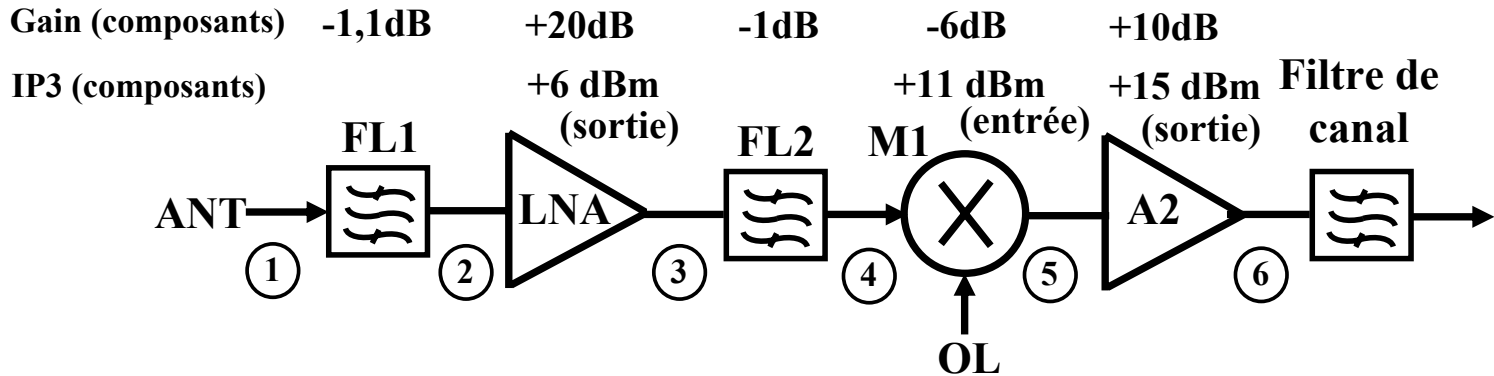
- Les puissances d'IMD3 s'ajoutant, on peut utiliser l'abaque d'addition des puissances pour calculer l'IP3 ramené en entrée.
- Le résultat lu sur l'abaque sera à soustraire du plus petit IP3.

### Exemple :



- Pour les circuits passifs, l'IP3 est augmenté des pertes
- Pour les mélangeurs, on combine les IP3 en entrée après addition des pertes (ou soustraction si gain) de conversion à l'IP3 ramené par la chaîne.

# Calcul de l'IP3 à l'entrée d'une chaîne



IP3 au point 6 = +15 dBm (en dehors du canal, et du mélange réciproque)

IP3 ramené au point 5 par l'ampli A2 =  $15 - 10 = +5$  dBm

IP3 ramené au point 4 par le mélangeur =  $5 + 6 = +11$  dBm (idem son IP3)

IP3 au point 4 =  $11 - 3 = +8$  dBm (-3dBm pour deux puissances égales)

IP3 ramené au point 3 par la chaîne =  $8 + 1 = +9$  dBm

IP3 au point 3 =  $9 - 1,8 = +7,2$  dBm (abaque = -1,8 dBm pour -3dB)

IP3 au point 2 =  $7,2 - 20 = -12,8$  dBm

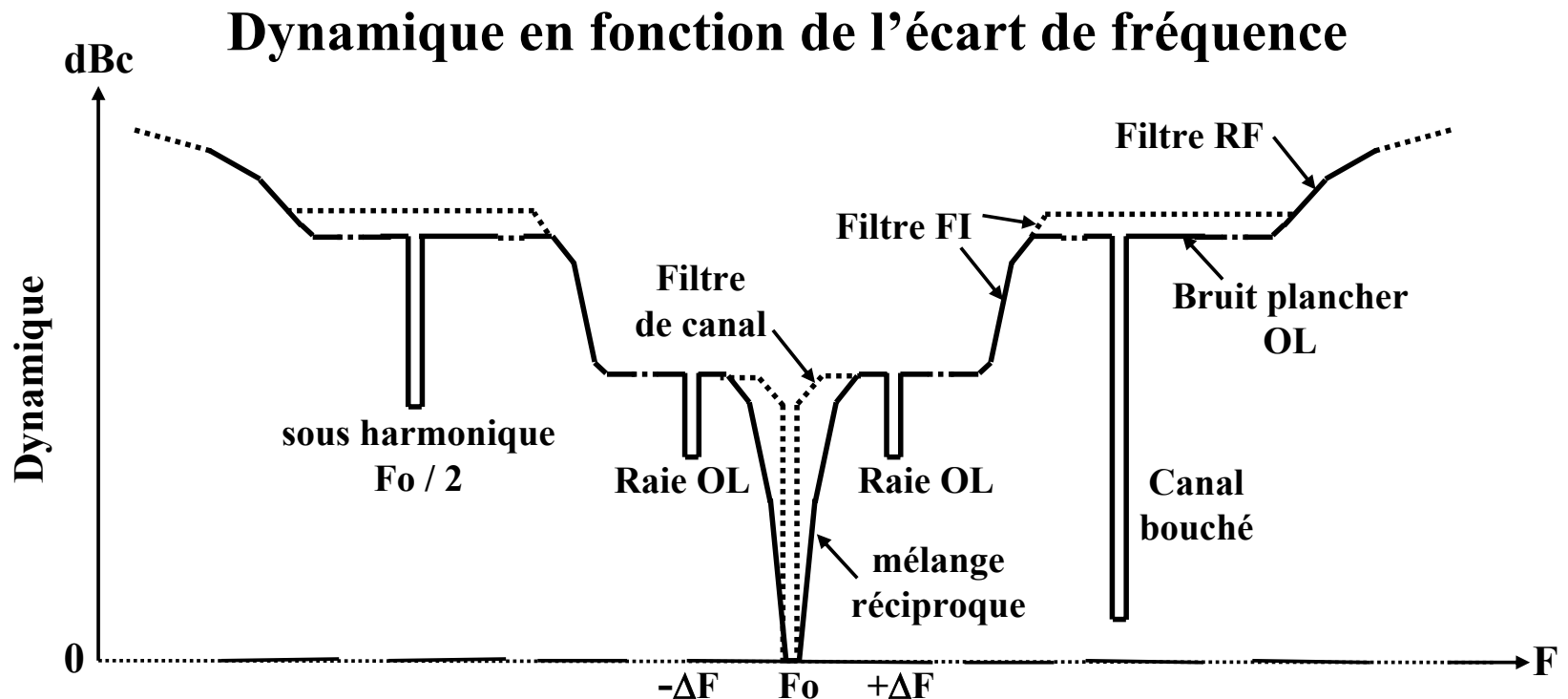
IP3 au point 1 (entrée antenne) =  $-12,8 + 1,1 = -11,7$  dBm

Dynamique (IMD3) pour une dégradation de 3 dB de la sensibilité (-125,7 dBm) :

$(-11,7 - (-125,7)) / 2 = 57$  dB soit un niveau de  $-125,7 + 57 = -68,7$  dBm par brouilleur.

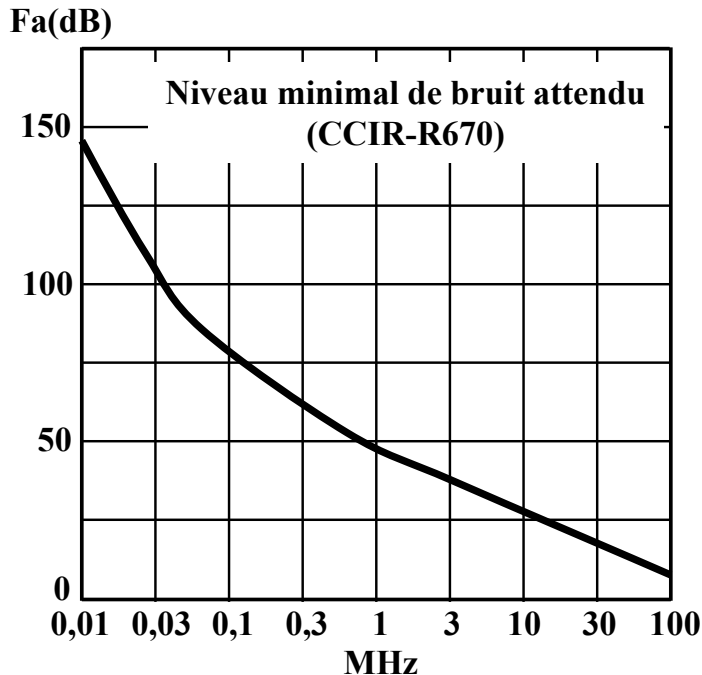
# Dynamique à l'entrée d'un récepteur

- Pour chaque étage, la linéarité et le bruit des composants actifs (y compris les OL) auront des répercussions à l'intérieur de la bande du filtre amont
- Noter qu'un étage peut modifier sa contribution à la dynamique en fonction d'un asservissement provenant d'un autre étage (cas de la CAG retardée).



# Dualité fb / IP3

- D'une manière générale, plus le récepteur est sensible (faible fb) et moins bonne est sa tenue aux brouilleurs (faible IP3).
- Pas gênant le plus souvent, car c'est lorsque que l'on a besoin de sensibilité qu'il y a moins de brouilleurs (et à plus faibles niveaux)
- Aucun intérêt à avoir un fb qui place le bruit du récepteur plus de 12 dB en dessous du bruit reçu (6 à 8 dB suffisent en HF)



## Exemples :

1-  $F_0 = 30$  MHz,  $F_a = 18$  dB (au dessus de KTB)

$fb(\text{récepteur}) = 10$  dB (bon compromis)

Sensibilité ( $S/B=10$ dB,  $B=3$ kHz) =  $-119$  dBm ( $0,25$   $\mu$ V)

2-  $F_0 = 1,5$  MHz,  $F_a = 48$  dB

$fb(\text{récepteur}) = 40$  dB (même compromis)

Sensibilité ( $S/B=10$ dB,  $B=3$ kHz) =  $-89$  dBm ( $7,9$   $\mu$ V)

- Si nous avons un récepteur large bande (1,5-30MHz) nous lui donnerons un fb de 10dB, et pour la réception du 1,5 MHz, nous mettrons en service un atténuateur de 30 dB dans son entrée (valeurs intermédiaires pour les fréquences intermédiaires)

# Dualité fb / IP3 (suite)

## Préampli d'antenne

- En HF, aucune nécessité, sauf si l'antenne a une faible hauteur effective (fouet court) mais dynamique réduite.
- En V/UHF, le compromis sensibilité/linéarité (fb/IP3) est fonction du cahier des charges.
- En Hyper, la forte directivité des antennes rend peu probable un brouillage à haut niveau et la sensibilité est privilégiée.

On aura intérêt à mettre le préampli le plus près possible de l'antenne pour masquer les pertes du feeder qui s'ajoutent au fb du récepteur.

Le gain sera limité pour situer le bruit récepteur 12 à 15 dB sous le bruit attendu (il peut être très faible pour une liaison satellite).

Par ailleurs, trop de gain dans une chaîne FI large bande peut y amener une réduction de dynamique par le bruit seul ( $P_b = KTB \times G$ )

A partir d'une architecture optimisée, une augmentation du gain à l'entrée de 6 dB :

- Augmente la sensibilité de 0,4 dB
- Diminue la dynamique (signal utile) de 5,6 dB
- Diminue la dynamique (IMD3) de 11,6 dB

# Architecture transverter

**C'est une architecture hétérodyne, mais avec le premier OL à fréquence fixe. C'est le 2ème OL qui effectue la canalisation.**

**Avantages :**

- **1er OL à plus faible bruit (moins de mélange réciproque)**
- **On peut déporter facilement l'étage RF dans l'antenne (liaison coaxiale en FI comme dans une réception TV Satellite)**

**Inconvénient :**

- **1ère FI avec la même bande que la RF (moins de tenue aux brouilleurs)**

**Réservé aux récepteurs bande étroite (VHF et au dessus)**

**Pratiquement tous les récepteurs Hyper ont une architecture transverter.**

# Conversion en bande de base (réelle)

- **C'est une architecture hétérodyne avec à la place de la dernière FI une conversion en bande de base.**
- **Pour convertir en bande de base, il suffit que l'OL soit décalé d'un demi canal par rapport à la fréquence centrale RF ou à la fréquence de la FI précédente.**
- **Alors la fréquence image se situe dans le canal adjacent**
- **Si le filtrage image se fait en amont, le facteur de forme du filtre limite la fréquence minimum de la bande de base.**

**Un exemple de conversion en bande de base est la réception de la BLU. C'est le filtre de canal qui élimine la fréquence image et son facteur de forme limite le bas de la bande vers les 300 Hz.**

# Conversion en bande de base (suite)

- Avec un mélangeur à réjection de fréquence image, on peut se passer du filtre. La réjection est réduite, mais la bande de base descend à zéro (continu). Alors le filtrage de canal est effectué par un filtre P-bas dans la bande de base. (appliqué à la BLU, ce procédé est connu sous le nom de « phasing »)
- Récepteur à conversion directe = pas de FI.
  - Pas de filtrage image (devrait être variable).
  - Si mélangeur standard, les 2 canaux adjacents se superposent.
  - Si mélangeur à réjection  $F_{image}$ , mieux, mais faible réjection
  - Point dur : la fuite d'OL par l'antenne.

On utilise un mélangeur avec un très bon isolement OL/RF précédé d'un préampli à isolation inverse importante. Mais la tenue aux brouilleurs s'en ressent.



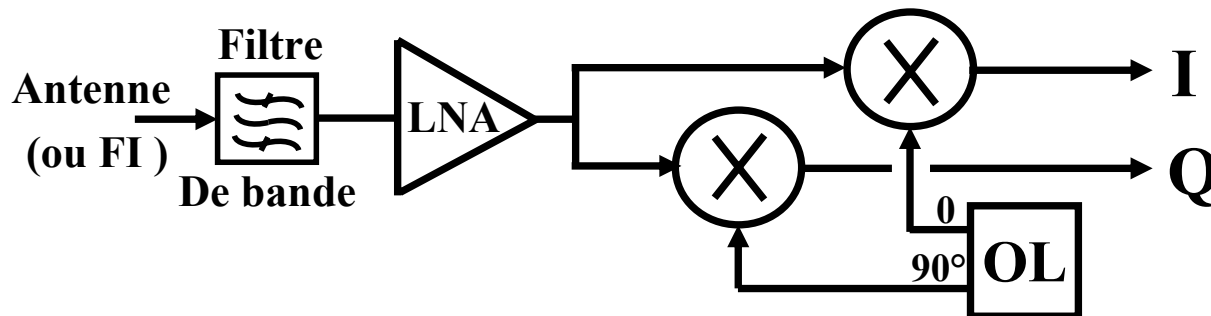
# Architectures à FI nulle(\*)

- C'est une conversion en bande de base particulière.
- La fréquence OL se situe au milieu du canal.

(\*) Appelée aussi "complex base band", ou "bande de base I et Q"

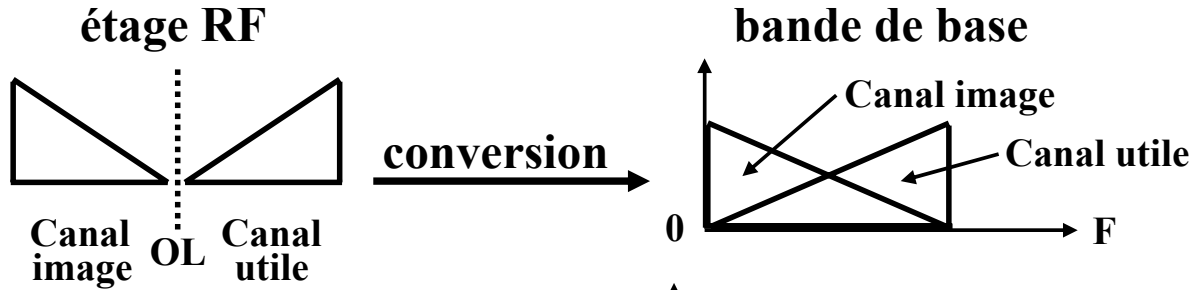
## Avantages :

- Les deux produits de conversion se situent à l'intérieur du canal utile (il n'y a plus de canal image)
- Un mélangeur à réjection de fréquence image simplifié (sorties I et Q) avec un équilibrage de 20 dB est suffisant pour conserver un SINAD acceptable dans le canal

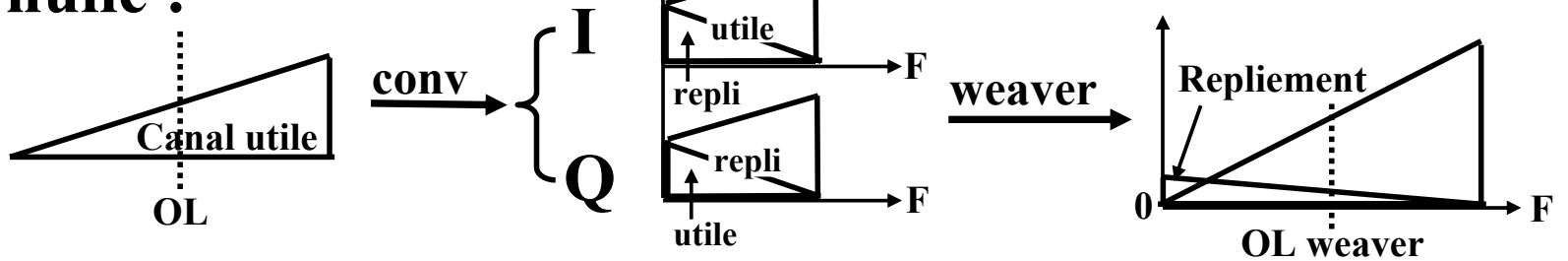


# Bande de base et FI nulle

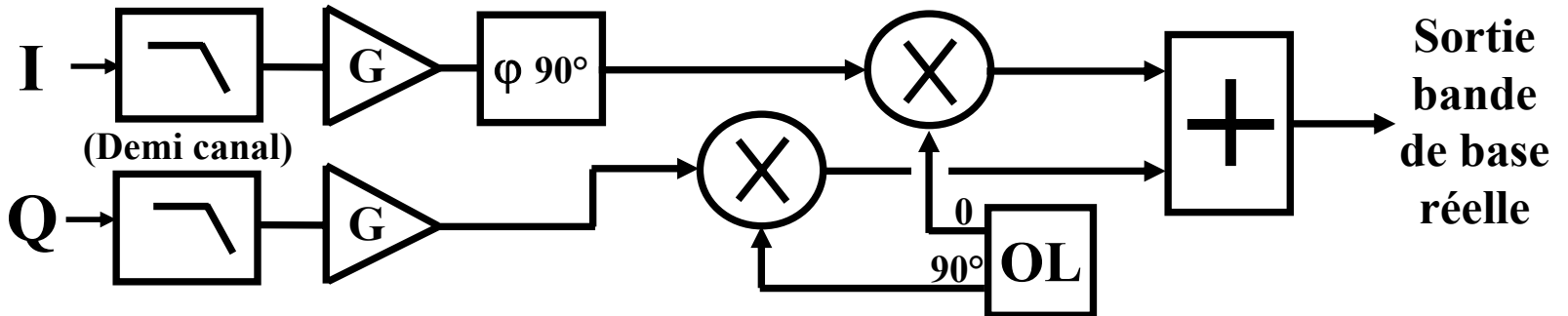
## Bande de base :



## FI nulle :



## Weaver :



# Numérisation des récepteurs

- Elle consiste à échantillonner le signal analogique et à numériser les échantillons à l'aide d'un Convertisseur Analogique - Numérique (CAN ou ADC en anglais)
- Après le CAN, le traitement du signal se fait d'une manière numérique (par calculs).

La numérisation a connu différentes étapes :

- Numérisation sur FI nulle I et Q (démodulations)
- Numérisation sur FI basse (conversion FI nulle et démodulations)
- Numérisation sur FI standard (idem)
- Numérisation sur la RF (Récepteur numérique)

Démodulation à partir de I et Q :

$$\bullet \text{ AM : } U = \sqrt{I^2 + Q^2} \quad \bullet \text{ } \varphi\text{M : } U = A \tan\left(-\frac{I}{Q}\right) \rightarrow \text{ FM : } U = \frac{\partial \varphi}{\partial t}$$

Bande de base réelle à partir de I et Q = Weaver numérique

La numérisation des E/R Radio est appelée couramment « Software - Radio »

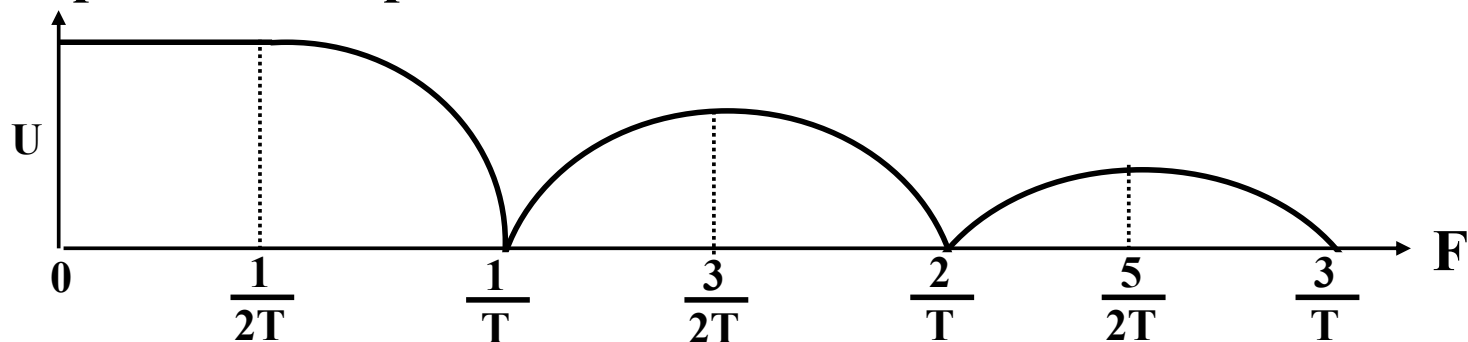
# L'échantillonneur

## Un mélangeur particulier

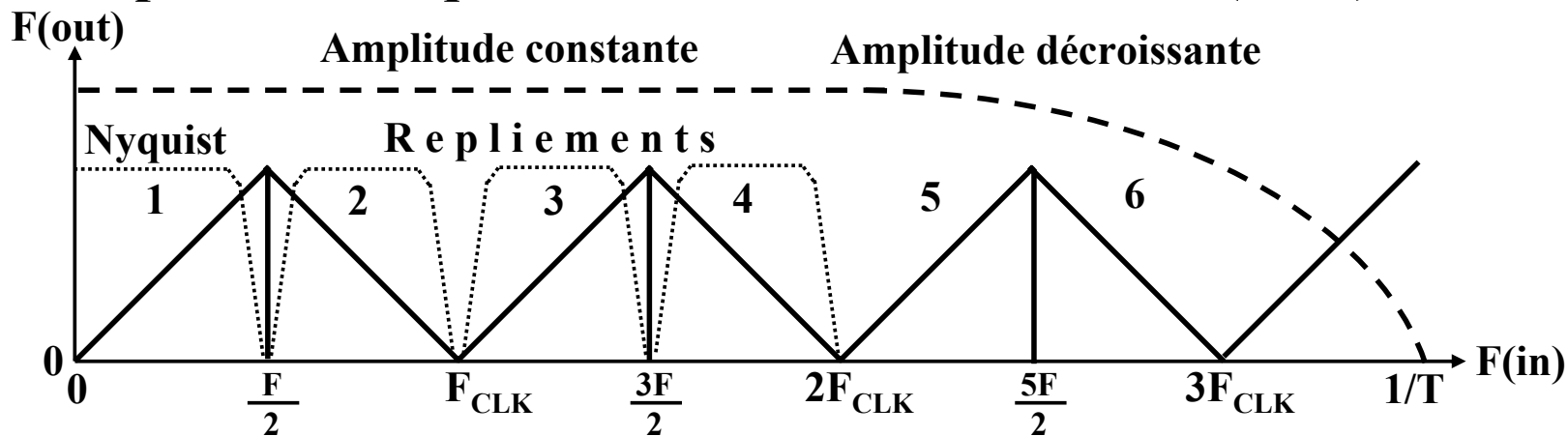
- Avec un mélangeur à commutation, si l'on multiplie, non par le signe du sinus de l'OL, mais par  $\{+1,0\}$  (on/off) le résultat change peu (rajout d'une constante et des harmoniques pairs de l'OL).
- Si un tel mélangeur est asymétrique et laisse passer l'OL, et si nous intégrons la sortie (avec un filtre passe-bas), nous aurons réalisé un échantillonneur pleine phase. Noter qu'un CAN réalise une intégration (sur sa durée de conversion).
- La durée « ON » (+1) peut être plus courte que la demie période (échantillonnage à angle réduit) cela diminuera l'amplitude et augmentera la bande passante en entrée (avec un CAN, l'amplitude est compensée, ce qui se traduit par une augmentation du bruit de fond).

# L'échantillonneur (suite)

- Réponse en amplitude en fonction de la durée d'ouverture (T) :



- Réponse en fréquence en fonction de  $F$ (Horloge) (l'OL) :



Le filtre N°1 est passe-bas et correspond à la bande de Nyquist. Les filtres 2, 3 et 4 sélectionnent des bandes qui sont converties dans la bande 1 (repléments).

# L'échantillonneur (suite)

## Théorème de Shanon

- **Enoncé :**

**Si l'on prend un échantillonneur parfait, deux échantillons par période sont nécessaires au minimum pour reconstituer un signal sinusoïdal.**

- **Attention :**

**Le théorème de Shanon ne concerne pas la fréquence échantillonnée, mais la largeur de bande pour laquelle il doit être vérifié**

**Dans le cas d'une porteuse modulée, où seule la modulation nous intéresse, le théorème de Shanon s'applique à la largeur de bande de la modulation.**

- **C'est cette propriété qui autorise le sous-échantillonnage de la porteuse, mais avec de multiples repliements de spectres.**

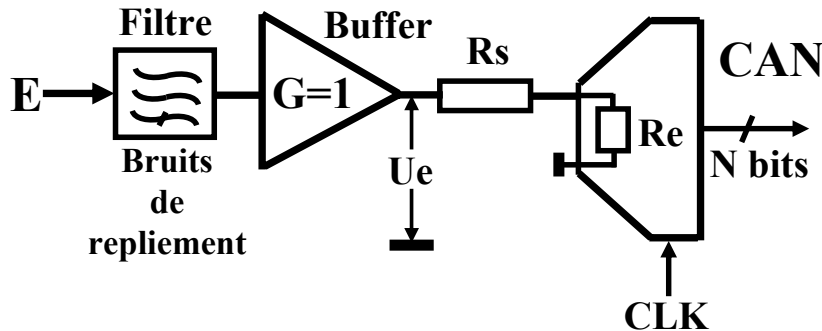
# Le CAN

- **Le CAN est un voltmètre numérique qui mesure la tension d'un échantillon rendu constant pendant la durée de la conversion (échantillonneur bloqueur). Il n'a donc qu'un rôle de précision.**
- **L'imprécision du CAN qui nous intéresse est sa mauvaise linéarité différentielle. Elle se traduit par de la distorsion, harmonique et d'intermodulation, plus des combinaisons avec la fréquence d'horloge.**
- **A la différence d'un ampli ou d'un mélangeur, la courbe de transfert d'un CAN n'est pas continue. Ainsi, il est impossible de déterminer un IP3 utilisable.**
- **Généralement, le CAN contient l'échantillonneur bloqueur. Le composant obtenu a donc une linéarité continue (l'échantillonneur) et une linéarité discontinue (le CAN), impossibles à séparer.**
- **Il faudrait alors utiliser des notions statistiques : IP3 moyen, plus un pourcentage de probabilités avec un IP3 minimum.**

# Le CAN (suite)

## Facteur de bruit

- Le bruit d'un CAN est généralement spécifié en dBc sous la pleine échelle pour la bande de Nyquist ( $F_{(CLK)} / 2$ ) avec une impédance de source donnée et filtrage des repliements.
- Pour les CAN HF, la pleine échelle est spécifiée en volts C à C.
- L'impédance d'entrée est donnée sous forme complexe.



P.E = 1 V C à C

Re = 450 Ω

Rs = 50 Ω

CLK = 60 MHz

Bde Nyquist = 30 MHz

Bruit = -65 dBc (P.E.)

- $U_{e(rms)} = (1/2,8) \times (450+50) / 450 = 0,4 \text{ V}$
- $P_{\text{équivalent}} / 50\Omega \text{ (Ze récepteur)} = 30 \text{ dBm} + (10 \text{ Log}(0,4^2 / 50)) = +5 \text{ dBm}$
- $P_{b/Hz} = \underset{\text{P.E.}}{5 \text{ dBm}} - \underset{\text{S/B}}{65} - \underset{\text{Bde}}{75} = -135 \text{ dBm/Hz}$       $fb = -135 - (-174) = \underline{\underline{39 \text{ dB}}}$



# Le CAN (suite)

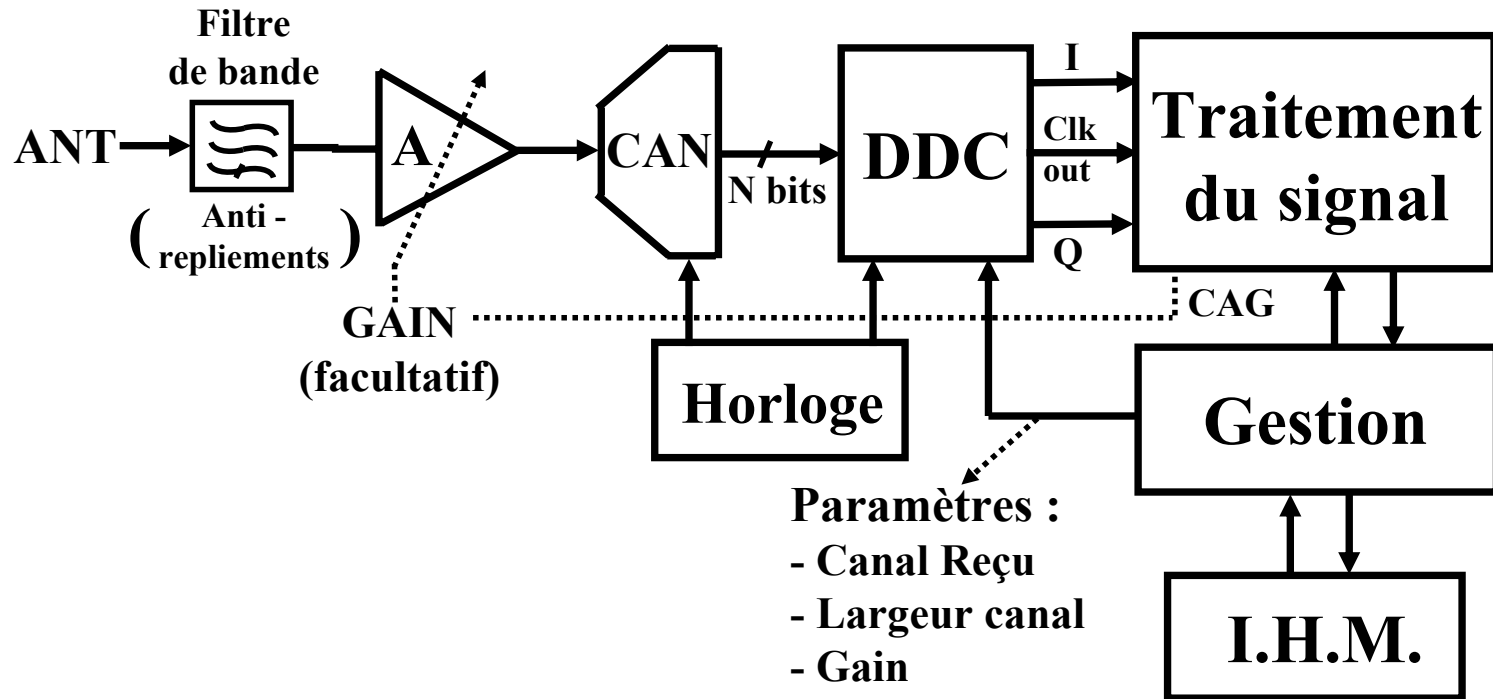
## L'horloge

- Pour le CAN, l'horloge n'a pas besoin de performances particulières.
- Pour l'échantillonneur, l'horloge est un oscillateur local qui doit avoir très peu de bruit de phase (la gigue) pour éviter le mélange réciproque.
- C'est pourquoi l'Horloge CAN sera générée par un pilote à quartz séparé.
- Par ailleurs, elle aura un rapport cyclique le plus proche possible de 1 et des transitions très rapides ( $\ll T_{Ech}$ )

# RECEPTEUR NUMERIQUE

## Synoptique de base

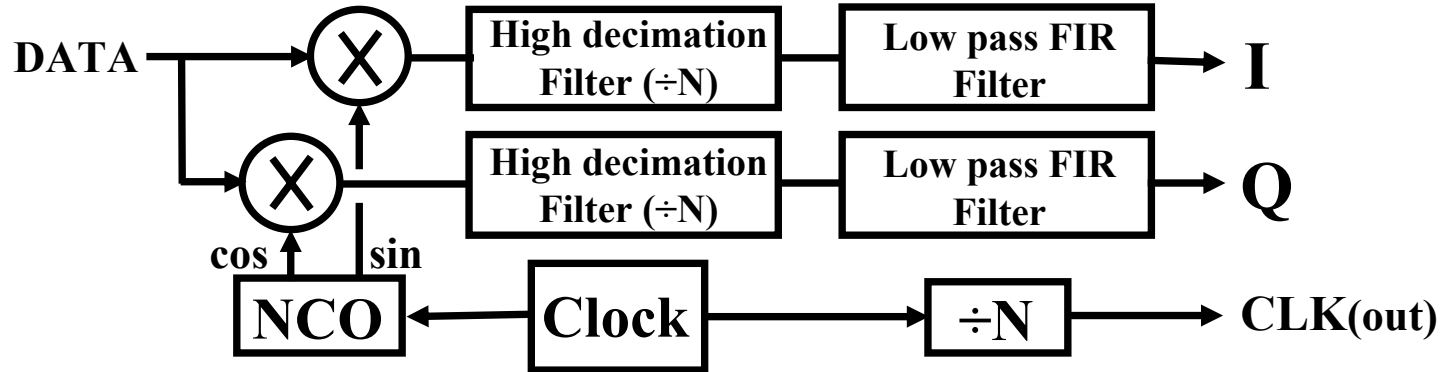
*Ma définition* : Récepteur Numérique = Numérisation à la fréquence antenne, sinon c'est un récepteur numérisé (en partie).



- La fonction DDC (Digital Down Converter) est assurée par un ASIC spécialisé ou un DSP.

# Digital Down Converter

C'est un convertisseur FI nulle avec sorties I et Q



## D.D.C. sur FI (Fréq. fixe)

- Une idée géniale : L'échantillonnage à quatre fois la FI
- Valeurs OL : Sin = 0, 1, 0, -1 Cos = 1, 0, -1, 0

Table de vérité du DDC

$\eta$ Horloge	Sortie I	Sortie Q
1	0	Recopie entrée
2	Recopie entrée	0
3	0	Négation entrée
4	Négation entrée	0

+ F.I.R. P-bas  
décimateurs

# Architectures Hyper

## Sensibilité

- C'est le paramètre le plus important. Donc préampli avec faible facteur de bruit au plus près de l'antenne.

## Dynamique canal unique

- Pas de problème de tenue aux brouilleurs
- Dynamique absolue peut être réduite à cause de la saturation FI par le bruit.
- Effet du bruit de phase de l'OL uniquement sur la qualité de démodulation (pas de mélange réciproque).

## Dynamique canaux multiples

- Dynamique (IMD3) limitée ( $(\Delta P \leq 20 \text{ dB}) \times \text{Nb de canaux}$ )
- Mais mélange réciproque avec le bruit de phase de l'OL

## Architectures transverter

- Analogique : une FI en UHF, + conversion en bande de base complexe.
- Numérique : actuel : deux FI, numérisation en VHF  
tendance : une FI et numérisation en UHF  
point dur : Dynamique du CAN

# Autres architectures (etc...)

## Récepteurs RADAR

- Préampli de tête à Gain Variable avec le Temps.
- Phase contrôlée sur une large bande.

## Récepteurs Guerre Electronique (Contre-Mesures)

- Très large bande instantanée ( $> 500$  MHz, plusieurs octaves).

## Récepteurs à étalement de spectre

- A sauts de fréquence = séquenceur, contrainte de temps.
- A séquence directe = corrélateur.

## Récepteurs multi-voies

- Goniomètre
- Réseau d'antennes (antenne à formation de faisceau)
- Analyseur de réseau

Problème : appariement des voies en amplitude et en phase

## Récepteurs de Mesures

- Mesureur de champ.
- Analyseur de spectre.

# Architectures Radio

## Prospective

- L'émetteur-récepteur radio « physique » tend à disparaître
- La numérisation remonte de plus en plus près de l'antenne
- Le frontal RF et la conversion seront incorporés à l'antenne
- La notion d'antenne + récepteur est remplacée par la notion de capteur + traitement numérique
- L'antenne devient de plus en plus large bande
- Les réseaux d'antennes (antennes à formation de faisceau) deviennent plus facile à gérer et se généralisent
- Les systèmes radio complexes seront composés de «capteurs» avec déports par fibres optiques (avionique intégrée).
- Les traitements seront réalisés par des calculateurs identiques avec des programmes adaptés.
- Le but est d'obtenir un matériel le plus universel possible, ce qui permet la réutilisation et la redondance (fiabilité).