

Réception & Récepteurs Numériques

Du traitement analogique au traitement numérique

Principe du récepteur BLU

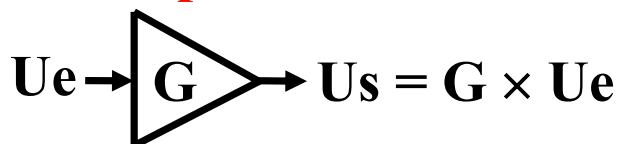
- Transposer en bande de base ($F_{\text{référence}} = 0$) un signal (unique et réel) de $F_{\text{référence}} = F_0$, extrait de l'ensemble des signaux présents à l'entrée du récepteur.
- **Signal** : grandeur électrique contenant l'information
Principaux paramètres :
 - Amplitude
 - Fréquence de référence
 - Occupation spectrale (largeur de bande)
- Source : **Système antenne**
- Sortie :
 - Haut-parleur (graphie, phonie)
 - Modem (SSTV, modes numériques)
- Nous n'envisagerons pas la démodulation à partir d'une sortie FI, cette architecture n'existant pas dans les récepteurs numériques.

Récepteur analogique

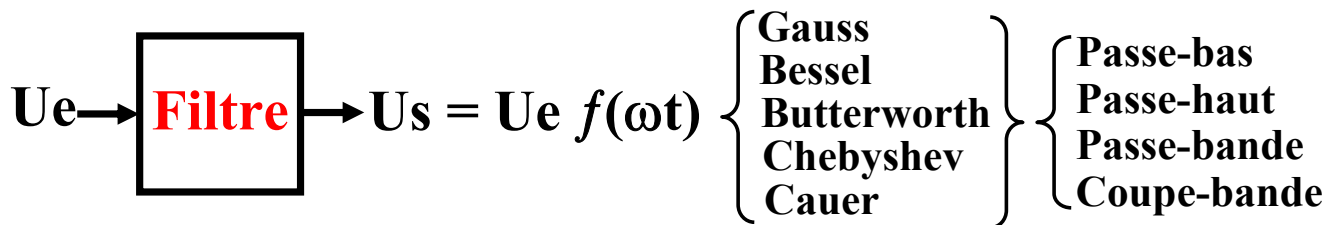
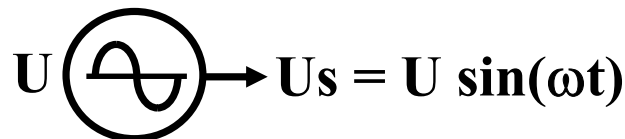


- Le traitement analogique utilise 4 circuits de base :

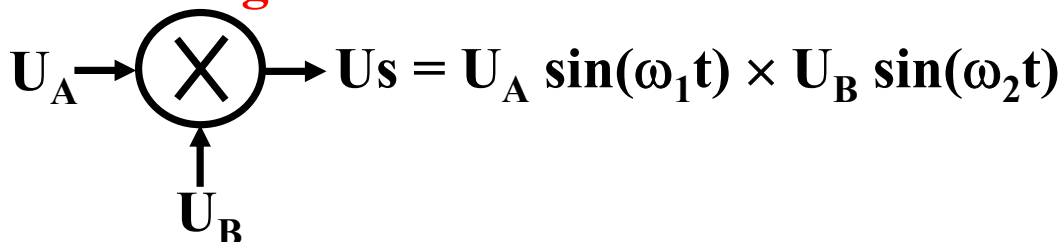
Amplificateur



Oscillateur

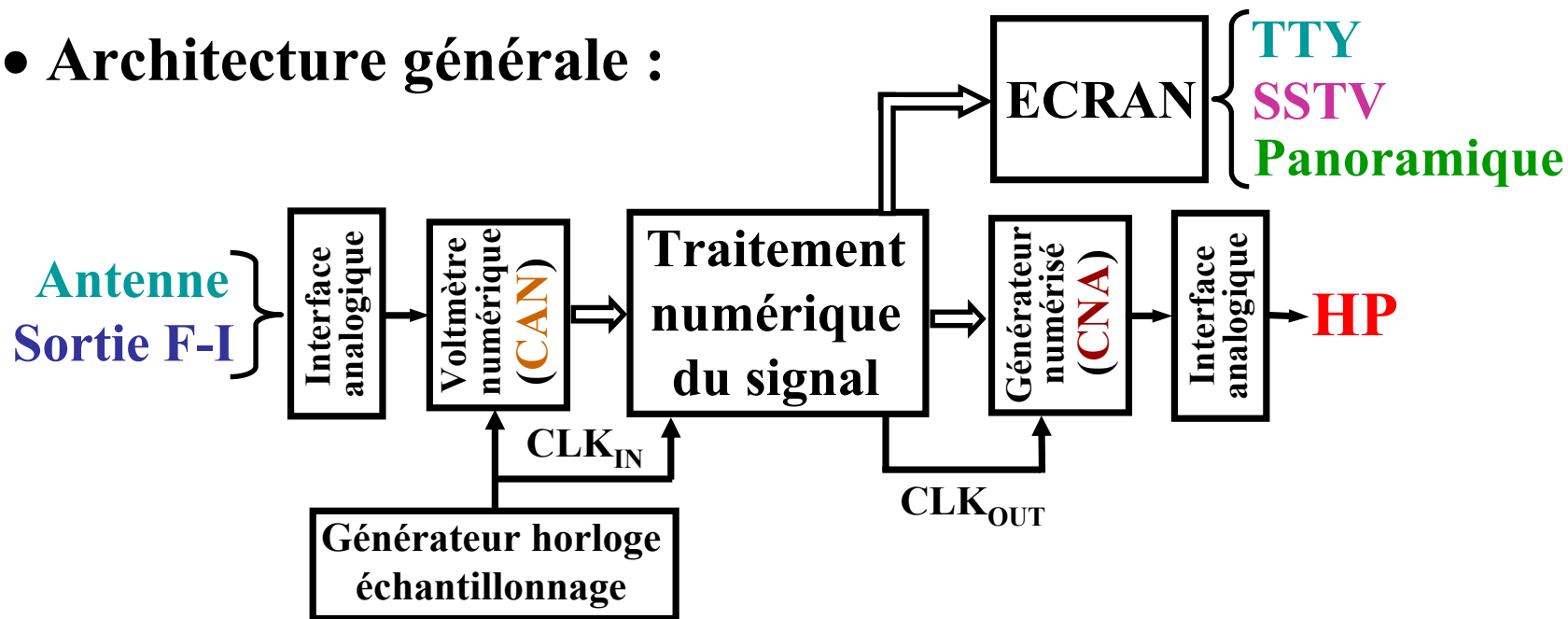


Mélangeur



Récepteur numérique

- Architecture générale :



- Les interfaces analogiques utilisent des circuits standard
- Deux nouveaux circuits : les Convertisseurs Analogique - Numérique (**CAN**) et Numérique - Analogique (**CNA**).

Traitement numérique

- Il prendra en charge les fonctions suivantes :
 - Conversion en bande de base { Mélangeur
Oscillateur local
 - Filtrage de canal
 - Démodulation (AM, FM)
 - CAG
 - Modem (TTY, SSTV, etc.)
 - Traitements avancés (Noise Blanker, Notch Filter, etc.)
- Avantages : grande souplesse et réduction des coûts.
- Inconvénients : les performances sont reportées sur l'interface analogique-numérique et la technologie actuelle ne permet pas encore d'égaliser les meilleurs récepteurs analogiques (domaine HF)

Numérisation

du

Signal

Quel procédé numérique ?

- **Procédé dérivé des simulateurs temporels :**
 - Architecture classique analogique
 - Remplacer les circuits par leurs fonctions de transfert idéales
 - Numériser le signal d'entrée avec des intervalles de temps permettant la précision souhaitée, par ex. $1/1000^e$ (60 dB)
 - Calculer pour toutes les mesures en entrée, les valeurs de sortie (et toutes les valeurs aux points intermédiaires)
- **Il demande une puissance de calcul phénoménale (par exemple, pour un récepteur GO, avec une dynamique de 60 dB, il faudrait échantillonner à 1,5 GHz et avoir une puissance de calcul de plusieurs teraflops).**
- **Heureusement, Fourier, Shannon et Nyquist viennent à notre secours en permettant la ...**

Théorie de l'échantillonnage (1)

- **Série de Fourier :**

- Un signal périodique de période **T** est une somme de signaux **sinusoïdaux** harmoniques de périodes $\{T / n\}$ ($n = 1 \cdots \infty$).

- **Transformée de Fourier :**

- Un signal quelconque de durée **T** est une somme de signaux **sinusoïdaux** harmoniques de périodes $\{T / n\}$.

- **Spectre d'un signal :**

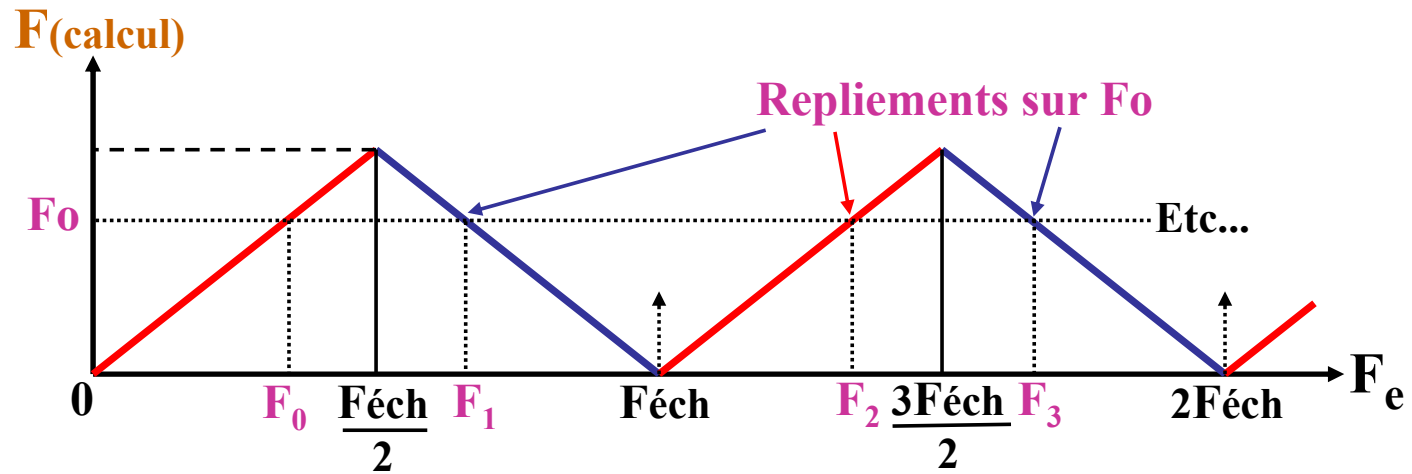
- C'est la transformée de Fourier de ce signal observé pendant la durée **T**.
- L'information transmise par un signal ne sera pas altérée par un circuit ayant une bande passante au moins égale à l'encombrement spectral du signal.

Théorie de l'échantillonnage (2)

- **Théorème de Shannon :**
 - Un signal **sinusoïdal** est entièrement défini si l'on connaît au moins deux valeurs instantanées (échantillonnées) de sa période.
- **Application à un signal en bande de base ($F_{\text{réf}} = 0$) :**
 - Pour ne pas perdre d'information avec un signal en bande de base, il faut que celui-ci soit échantillonné à une fréquence supérieure à deux fois la **fréquence maximum** de son spectre (**fréquence de Nyquist**).
- **Application à un signal quelconque ($F_{\text{réf}} = F_0$) :**
 - Dans ce cas, il doit être échantillonné à une fréquence supérieure à deux fois la **largeur de bande** de son spectre (**bande de Nyquist**).
 - Exemple : la bande 2m ayant une largeur de 2 MHz (144-146 MHz) peut en théorie être échantillonnée à 4 MHz.

Théorie de l'échantillonnage (3)

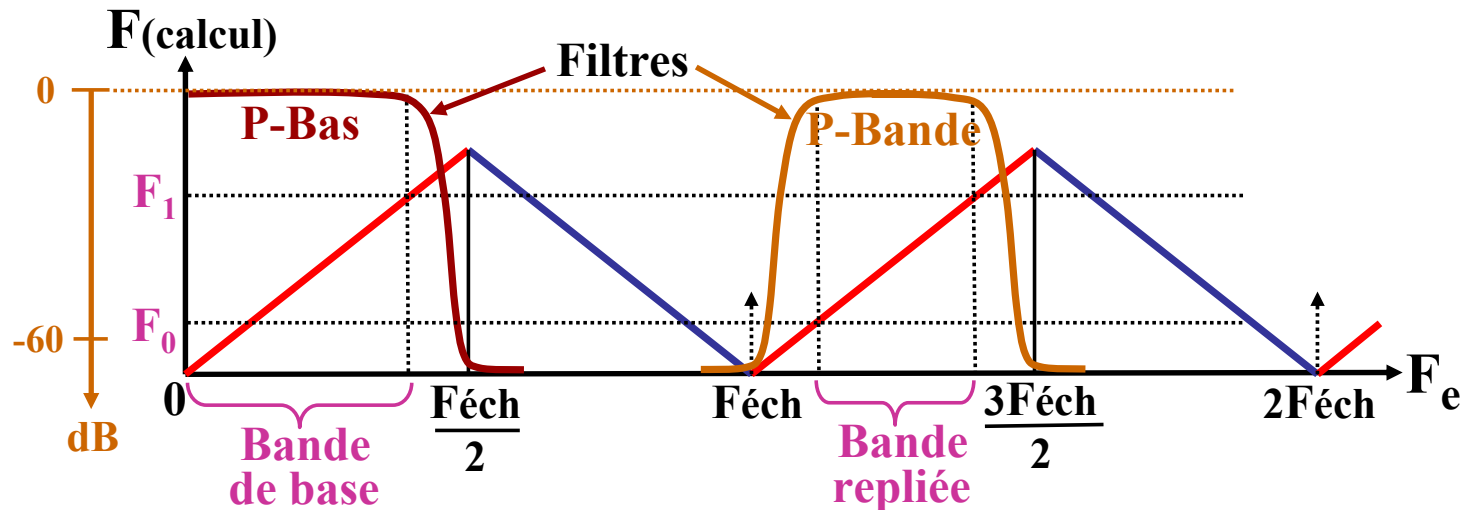
- **Validité du théorème de Shannon-Nyquist :**
 - Puisque qu'il n'est lié qu'à la bande occupée par un signal quelconque, il y a une **infinité** de bandes de fréquences correspondant au même échantillonnage.
 - La bande de base ($F_{\text{réf}} = 0$) est spécifiée par sa fréquence de Nyquist.
 - Les autres bandes sont appelées " $n^{\text{ième}}$ bande de Nyquist".



- **Noter que les spectres repliés sont inversés une fois sur deux.**

Théorie de l'échantillonnage (4)

- **Conséquence des repliements de spectres :**
 - Pour qu'il n'y ait pas d'ambiguïté sur l'échantillonnage, il faut isoler la bande désirée :
 - Avec un filtre passe-bas pour la bande de base
 - Avec un filtre passe-bande pour une bande repliée
 - L'impossibilité d'obtenir des filtres "carrés" oblige à prendre une $F_{\text{échant}}$ plus élevée que le critère de Shannon.



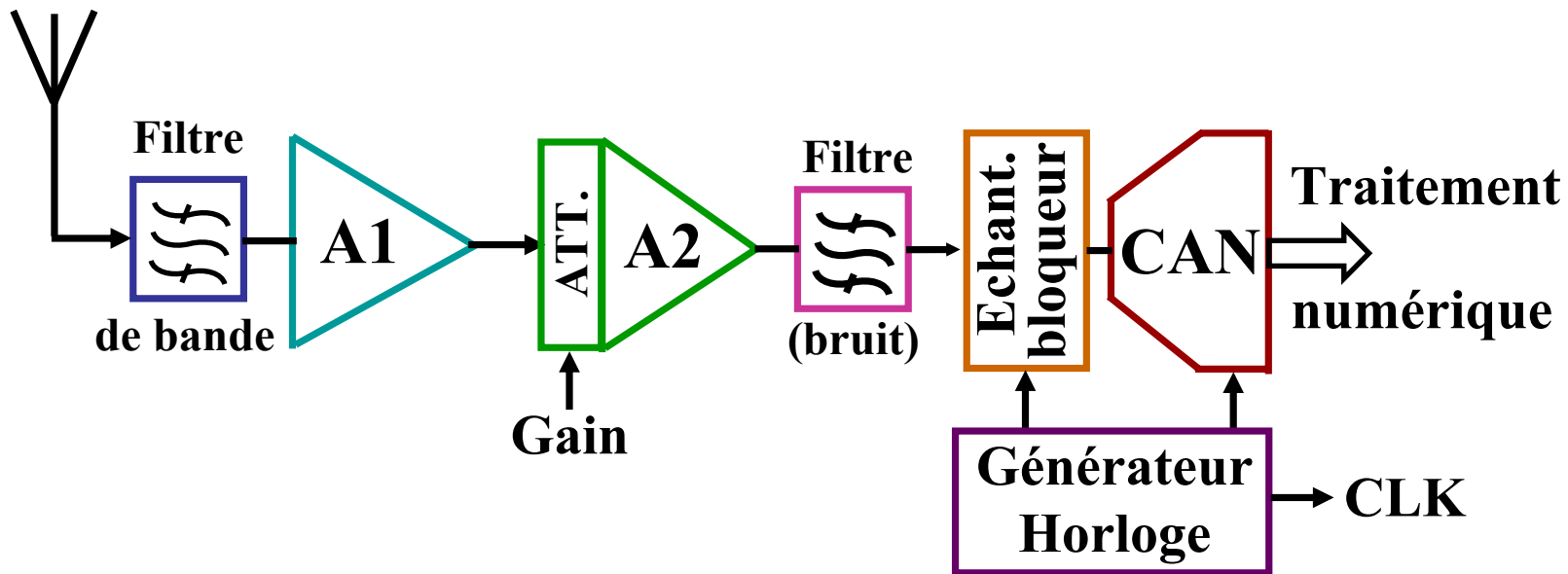
Théorie de l'échantillonnage (5)

- Le filtre P-Bas qui isole la bande de base est appelé "**filtre anti-repliement**" (anti-aliasing filter)
- La technique d'échantillonnage dans une bande repliée est appelée "**sous-échantillonnage**"
- En sous-échantillonnage, on obtient un filtre de bande symétrique avec un rapport entre $F_{\text{éch}}$ et F_c (centre de la bande) tel que $F_c = (n \pm 1/4) \times F_{\text{éch}}$ (n = rang du repliement)
- Exemple (bande 2m, 144-146 MHz) :
 - Un filtre de bande "réalisable" conduit à prendre une fréquence d'échantillonnage supérieure à 10 MHz
 - Soit $n = 14$ et $F_{\text{éch}} = 145 / 14,25 = 10,175$ MHz ($nF_e = 142,45$ MHz)
 - Alors $F_{\text{calcul}} \rightarrow 144$ MHz = 1,55 MHz et 146 MHz = 3,55 MHz

Interface analogique de tête (front end)

- Quelles que soient les **caractéristiques** du traitement numérique, les **performances** du récepteur dépendront de cette interface analogique.
- Elle sera composée de six (sept) "briques" minimum :
 - Filtre de bande
 - Préamplificateur (optionnel)
 - Amplificateur à gain variable (att. var + ampli fixe)
 - Filtre de bande bis (bruit des repliements)
 - Echantillonneur bloqueur
 - Convertisseur analogique-numérique (CAN)
 - Générateur de la fréquence d'échantillonnage
- Chacun de ces circuits aura une incidence sur les performances

Interface analogique (générique)



Rôle des circuits :

- **Le filtre de bande.**

Il est chargé d'éliminer les brouilleurs hors bande de réception. Appelé aussi "filtre anti-repliements" (cas de la bande de base).

Rôle des circuits (suite)

- **Le préamplificateur A1.**

N'est nécessaire qu'en cas de numérisation du signal antenne.

Gain fixe compris entre 10 et 15 dB

En VHF, il doit avoir un faible facteur de bruit.

En HF, il doit avoir un IP3 élevé (composant de puissance).

- **Amplificateur à gain variable A2.**

En réalité, ampli de puissance à gain fixe précédé d'un atténuateur électronique par pas (passif) pour conserver un IP3 élevé quelle que soit l'atténuation et ampli de puissance pour fournir les pics de courant à l'échantillonneur bloqueur.

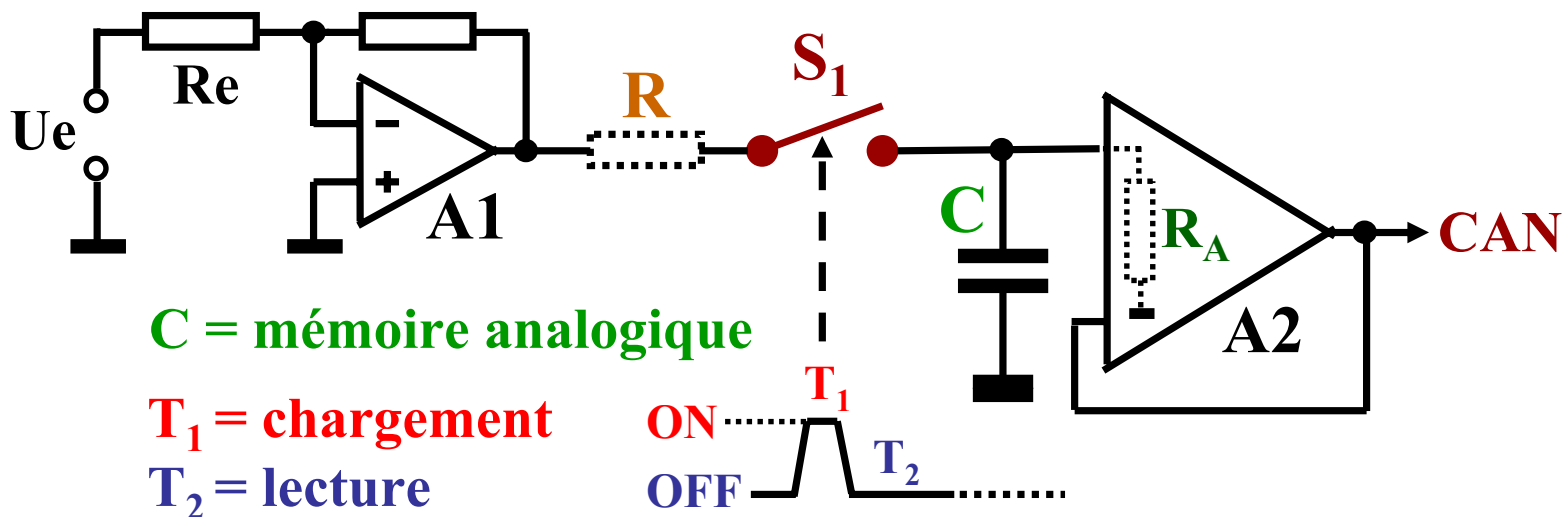
L'atténuateur est mis en service pour éviter la saturation du **CAN** en cas de forts signaux à son entrée (sorte de CAG particulier).

- **Le filtre de bande (bis).**

Il est chargé d'éliminer le bruit créé par l'amplification de tête dans les bandes des repliements.

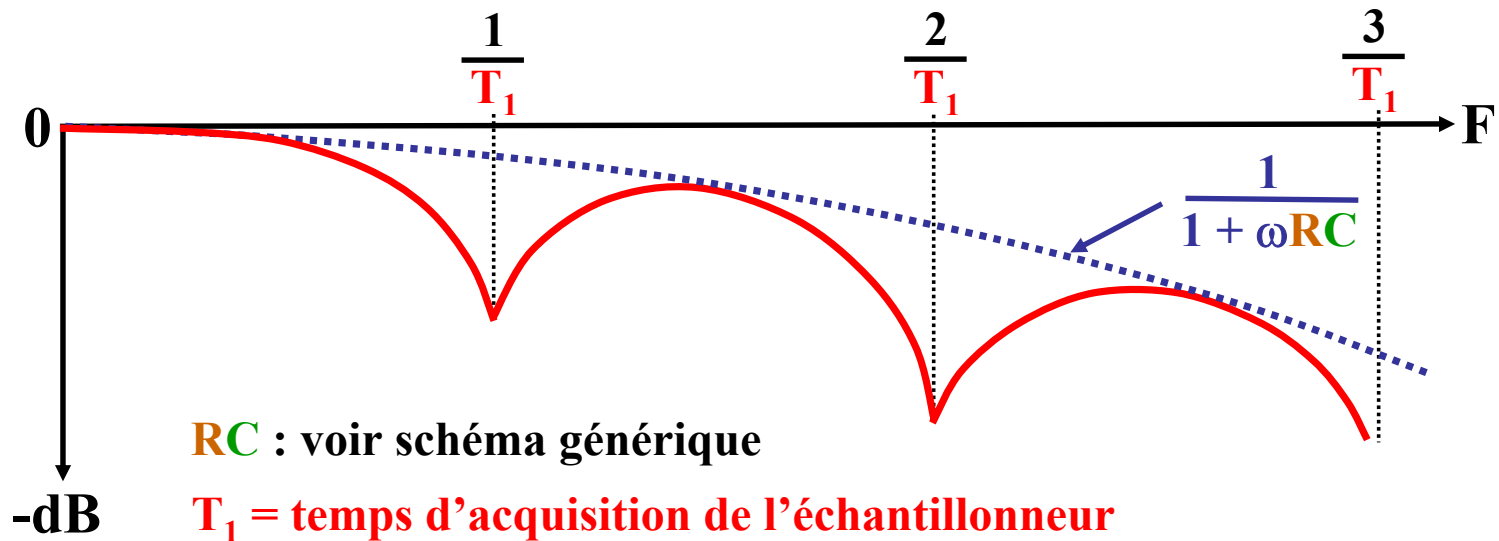
L'échantillonneur bloqueur

- Fonction **majeure** pour les **performances** du récepteur.
- Généralement inclus dans le boîtier du **CAN**.
- Son rôle est de garder stable (mémoire analogique) la valeur du signal capturée à un moment synchrone de l'horloge d'échantillonnage, le temps de sa mesure par le **CAN**.
- Schéma générique :



Echantillonneur bloqueur (2)

- Réponse en fréquence :



- En cas de sous-échantillonnage, la bande de réception doit être contenue dans la bande passante de l'échantillonneur-bloqueur indépendamment de la fréquence d'échantillonnage.

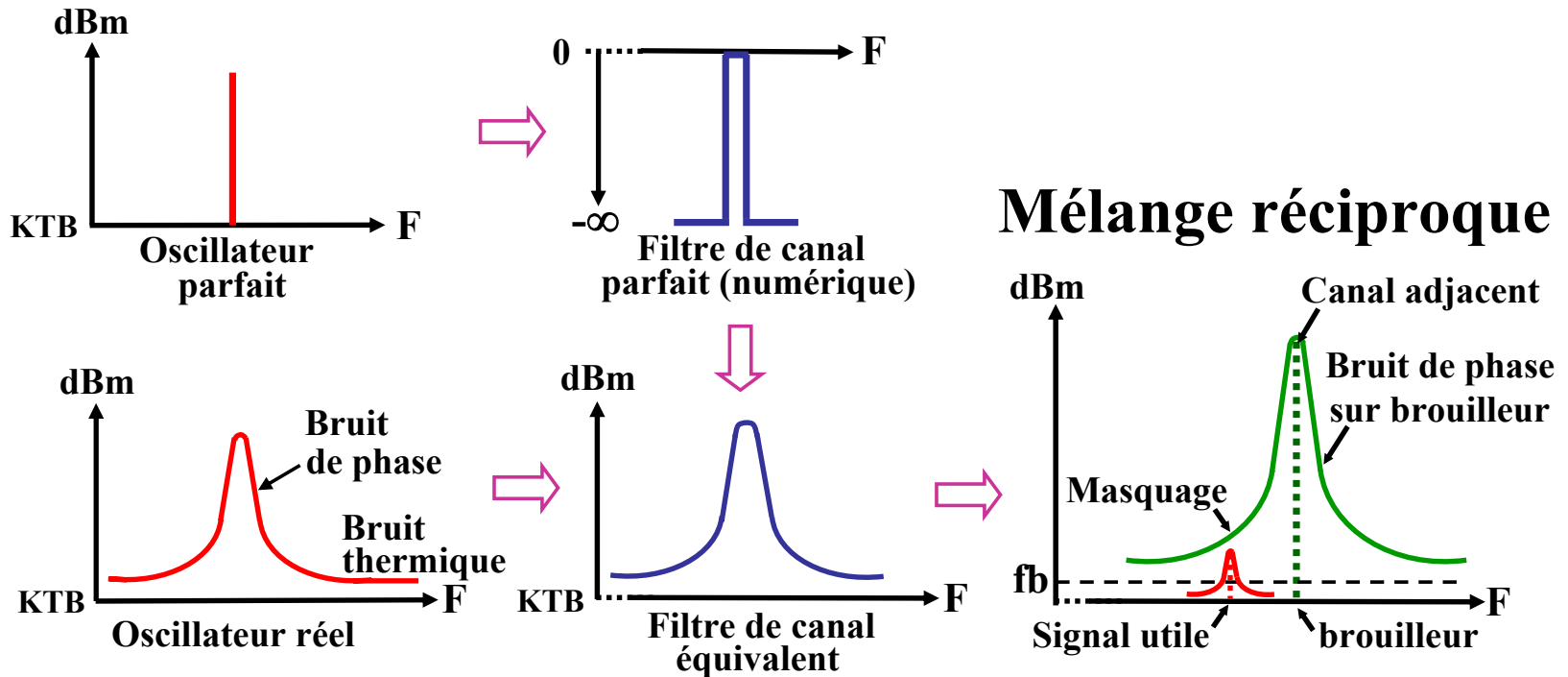
Echantillonneur bloqueur (3)

- **Linéarité :**
 - La non linéarité est de même nature que celle d'un amplificateur et est caractérisée par un IP3.
- **Bruit de fond :**
 - Le bruit thermique généré par les amplis est relativement important ce qui entraîne un mauvais facteur de bruit.
- **Bruit de phase :**
 - Le bruit thermique entraîne également une incertitude sur l'instant d'échantillonnage (gigue). Ceci équivaut à ajouter du bruit de phase à l'horloge d'échantillonnage.
 - Le bruit de phase diminue la dynamique (sensibilité) en cas de brouilleurs proches.
 - Ce phénomène est appelé "Mélange réciproque" et existe avec le bruit de phase de l'OL1 dans les récepteurs analogiques.

Echantillonneur bloqueur (4)

Mélange réciproque

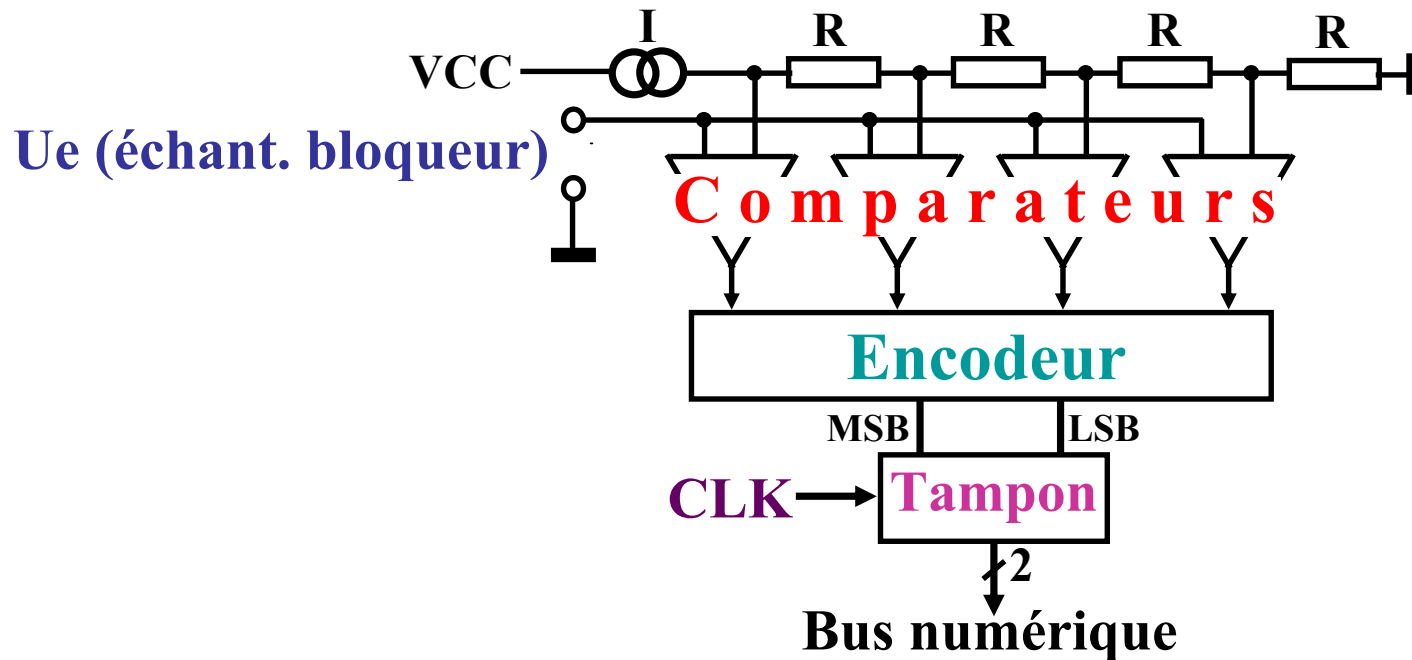
- Origine et conséquence sur la sensibilité :



- **Les effets du mélange réciproque ne peuvent pas être éliminés par la suite dans la chaîne de réception.**

Convertisseur Analogique - Numérique

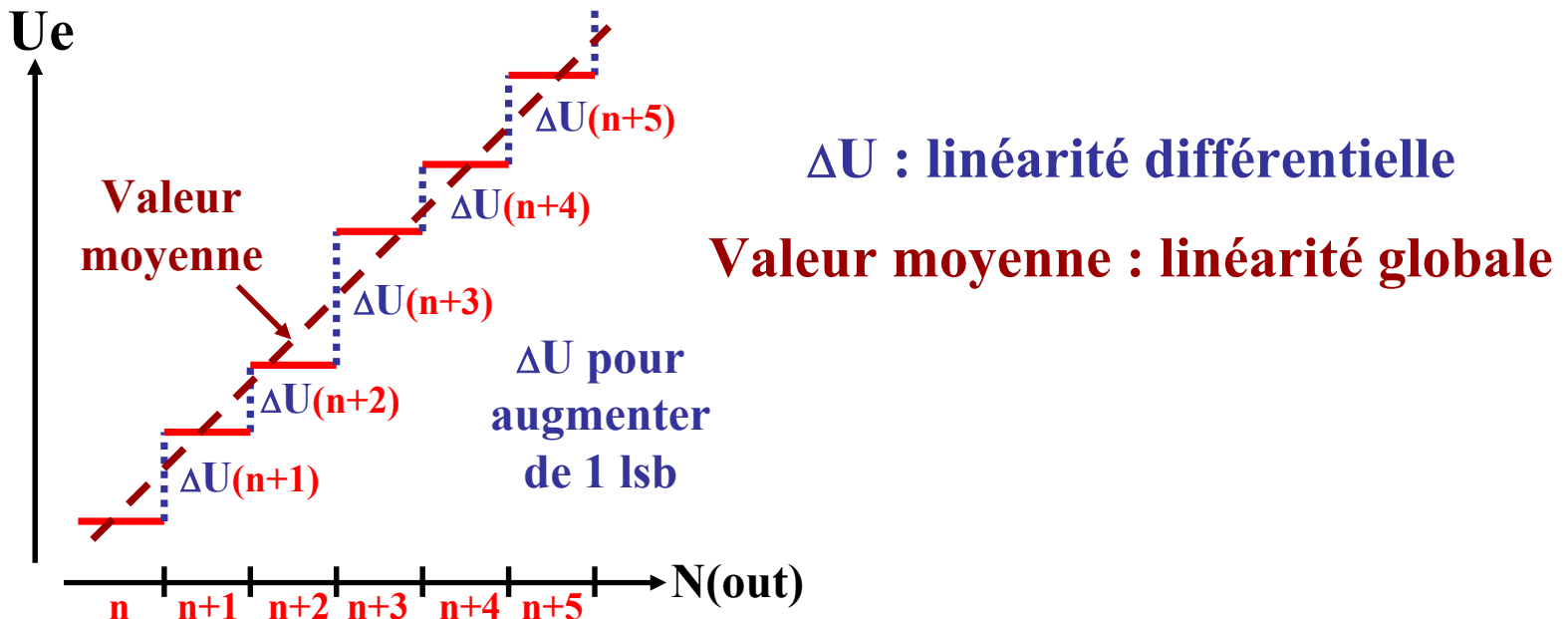
- Fonction **majeure** pour la **dynamique** du récepteur.
- Voltmètre numérique cadencé à la fréquence Horloge
- Schéma de principe (**CAN 2 bits flash**) :



- La fréquence de l'horloge est synchrone avec celle de l'échantillonneur bloqueur.

C.A.N. (suite)

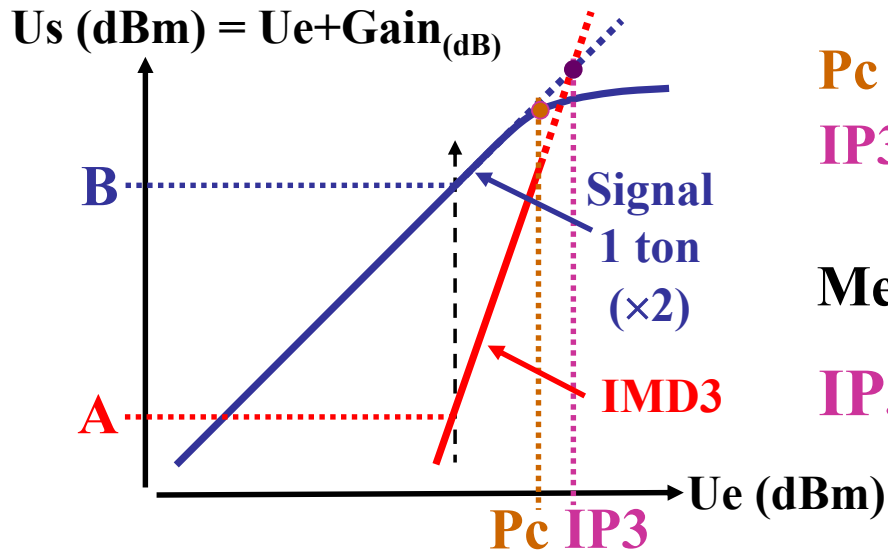
- La précision de la conversion est définie par deux paramètres :
 - La non linéarité globale (pleine échelle).
 - La non linéarité différentielle.



- Les non linéarités vont avoir des effets différents sur la dynamique selon l'amplitude des signaux à l'entrée.

C.A.N. (suite)

- Effets des non linéarités d'un circuit (dont le CAN) :
 - Signal utile seul : distorsion harmonique.
 - Un signal brouilleur : + transmodulation et sous-harmoniques.
 - Plusieurs signaux brouilleurs : + intermodulation.
- Mesure de linéarité : mesure de l'IMD3 et calcul de l'IP3 avec la réponse à un signal deux tons égaux (considéré comme pire cas).



Pc = point de compression à -1dB

IP3 = point d'interception d'ordre 3 en entrée

Mesurer B et A (dBm), et alors :

$$IP3_{(dBm)} = \left(B + \frac{B-A}{2} \right) - Gain_{(dB)}$$

Linéarité du C.A.N. (suite)

- **Différence entre un circuit analogique et un CAN :**
 - **Circuit analogique : Plus le signal est faible et meilleure est la linéarité.**
 - **CAN : Plus le signal est faible et moins bonne est la linéarité, celle-ci est de plus en plus dépendante de la linéarité différentielle aux dépens de la linéarité générale (on passe ainsi, par exemple d'une non linéarité de 0,1% à plus de 30%).**
- **Pour un CAN on remplace la mesure de L'IP3 par une mesure de SFDR (Spurious Free Dynamic Range) :**
 - **Signal deux tons à -6 dB sous la pleine échelle (chaque ton)**
 - **La SFDR est l'écart minimum entre la pleine échelle et les raies de distorsions, d'intermodulations et de combinaisons harmoniques avec l'horloge (obtenues par analyse spectrale).**

Bruit de fond du C.A.N.

- Pour un **CAN** audio ou d'instrumentation, le niveau du bruit de fond est inférieur au lsb.
- Pour un **CAN RADIO**, la bande passante étant très large, le bruit est nettement supérieur au lsb (**CAN** plus **E-B**).
- Cela ne pose pas de problème, car la bande passante d'un canal est très inférieure à la bande d'entrée.
- La réduction de la bande par le traitement numérique diminuera le bruit et améliorera d'autant le rapport S/B.
- Ce processus est appelé "**gain de traitement**". Il permet de gagner un bit, soit une augmentation de **6 dB** de la dynamique, à chaque réduction de bande d'un facteur **4**.

Dynamique du C.A.N.

- La dynamique d'amplitude d'un CAN n bits est théoriquement égale à $\{n \times 6\}$ dB (dynamique totale).
- La dynamique totale peut être augmentée par le gain de traitement dans le rapport : $\frac{B_{\text{entrée}}}{4 \times B_{\text{canal}}} \times 6$ dB
- Problème : Comment faire convertir par le CAN des signaux inférieurs au lsb ?
- Solution : Leur superposer un signal (brouilleur) qui les "promènera" (fera voir) sur l'échelle du CAN.
- Brouilleur idéal : bruit gaussien dans une bande de fréquence supérieure à 10 fois la bande de canal et située en dehors de la bande utile d'entrée.

Dynamique du C.A.N. (suite)

- Le niveau minimal du bruit ajouté pour gagner n bits de gain de traitement devra être de n bits au dessus du lsb.
Ex : - **CAN 12 bits (dynamique 72 dB)**
 - **Gain de traitement = 5 bits (30 dB)**
 - **Niveau du bruit = - 42 dB sous la pleine échelle (72-30)**

Dynamique SFDR

- **Problème : Conserver la SFDR (dynamique instantanée) quand l'amplitude des signaux diminue.**
- **Solution : Utiliser la même technique que pour gagner en dynamique totale : "promener" les signaux sur l'échelle du CAN pour moyenner les erreurs de conversion.**
- **Alors les raies SFDR sont transformées en bruit de fond**

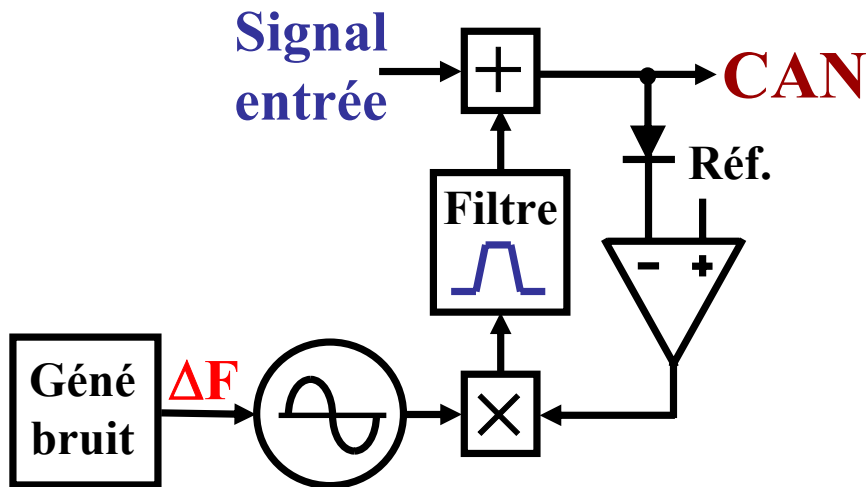
Dynamique SFDR (suite)

- Le circuit qui ajoute un brouilleur au signal à l'entrée du **CAN** est appelé **DITHER** et la technique **DITHERING**.
- Le dither qui permet le gain de traitement et une amélioration de la SFDR pour les petits signaux est incorporé dans la plupart des **CAN RADIO** actuels.
- Son niveau moyen est en général à **-30 dBc** sous la pleine échelle du **CAN**, limitant ainsi son efficacité pour l'amélioration de la SFDR.
- On peut optimiser le concept du dithering pour obtenir une efficacité maximum (brevet Thalès).

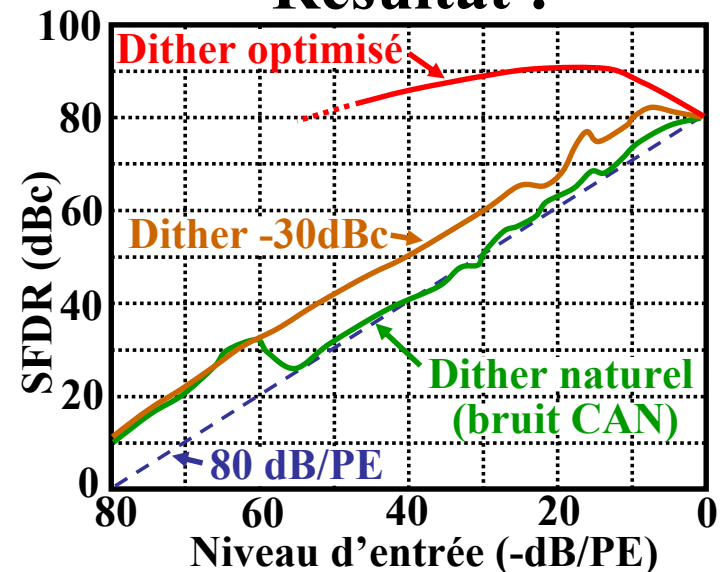
DITHER optimisé

- Principe : **Générer un dither avec une amplitude telle que l'on obtienne toujours un signal pleine échelle CAN.**
- Problème : **Un bruit gaussien ayant un facteur de crête de 13 dB obligerait à prendre une marge de sécurité.**
- Solution : **Utiliser un bruit de phase au lieu d'amplitude.**

Réalisation :

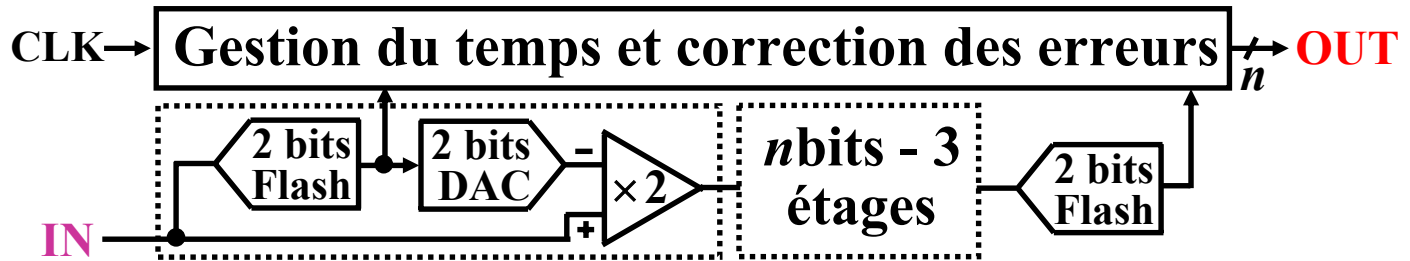


Résultat :

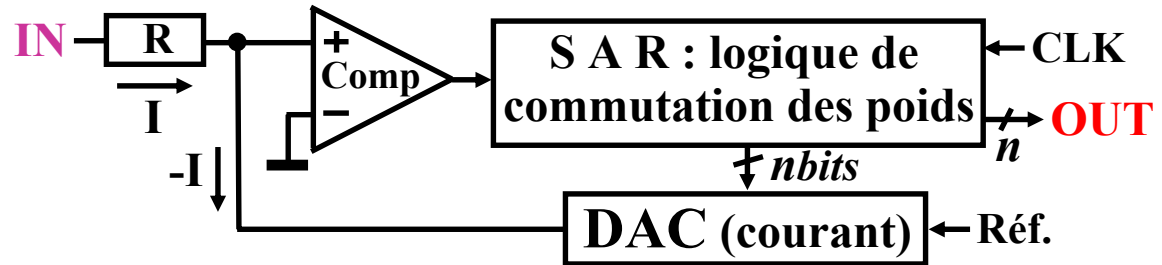


Autres architectures de C.A.N.

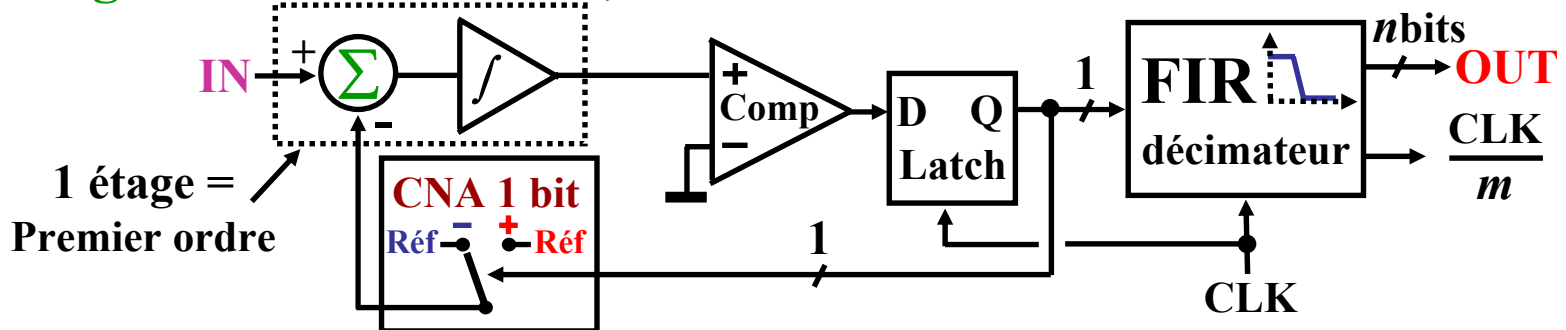
- **Architecture Pipe-Line** \Rightarrow **CAN Radio**



- **Approximations successives** \Rightarrow **Utilisation générale < 10 MHz**



- **Sigma-delta** \Rightarrow **Audio, VLF-LF**



Générateur d'HORLOGE

- **Doit avoir les qualités de l'OL1 d'un poste analogique :**
 - Précision en fréquence (détermine F_0)
 - Stabilité en température
 - Faibles bruit de phase et bruit plancher } **TCXO**
- **Avec en plus :**
 - Sortie logique (formeur rapide n'ajoutant pas de bruit de phase)
 - Dissymétrie inférieure à 5% (exigence du CAN RADIO)
 - Sorties complémentaires (pour le CAN+EB) \Rightarrow transformateur
- **Si nécessité, utiliser de la logique rapide et peu bruyante (ACMOS, par exemple)**
- **Sert également d'horloge pour le numérique : sans performances particulières, mais avec un déphasage tel que l'acquisition numérique se fasse à un moment stable à la sortie du CAN.**

Mise en œuvre de l'interface A/N

- **Grande dynamique sur la même fréquence (blindages).**
- **Séparation des masses analogiques et numériques au niveau du CAN (reliées avec une self de choc).**
- **Alimentations séparées pour l'analogique, le numérique et l'horloge.**
- **Alimentations analogiques parfaitement filtrées.**
- **Connexions courtes.**
- **Retours de masse "en étoile".**

Traitement numérique

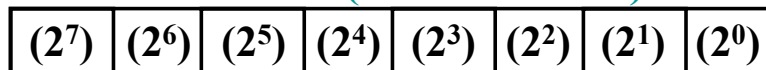
Conversion en

Bande de Base

Format numérique

- Le format naturel de conversion des **CAN** est un nombre dit "**offset binaire**" (C'est-à-dire qu'avec un signal alternatif, il faut retrancher au nombre un offset égal à la demie échelle).
- En inversant le msb en sortie des **CAN Radio** on obtient un **nombre signé avec complément à 2**.
- Ce format est compatible avec les **nombres fractionnaires** utilisés par les automates calculateurs (DDC par exemple).

ENTIER (offset binaire)



(Offset)

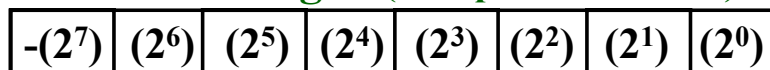
Valeur mini

0

Valeur maxi

255

ENTIER Signé (Complément à deux)

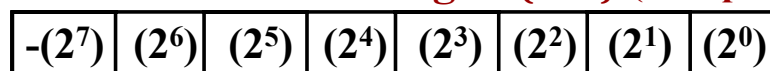


Signe

-128

+127

FRACTIONNAIRE Signé {1-7} (Compl. à 2)



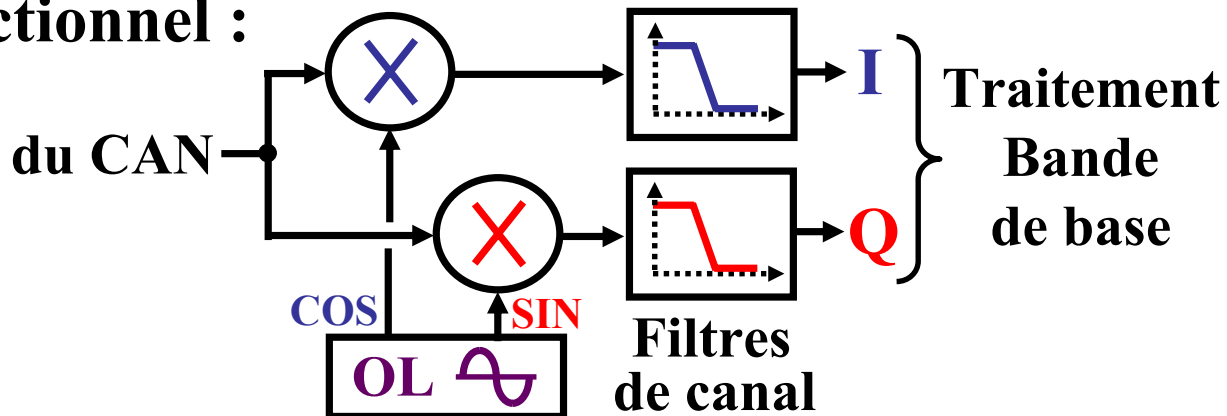
Signe ↙ Position de la virgule

$-\frac{128}{128} (-1)$

$+\frac{127}{128} (+0,99218)$

Conversion en bande de base

- Architecture identique à la conversion directe en analogique (dite encore "conversion homodyne").
- Utilisation de deux voies en quadrature pour lever l'ambiguïté du repliement de spectre en bande de base.
- Schéma fonctionnel :

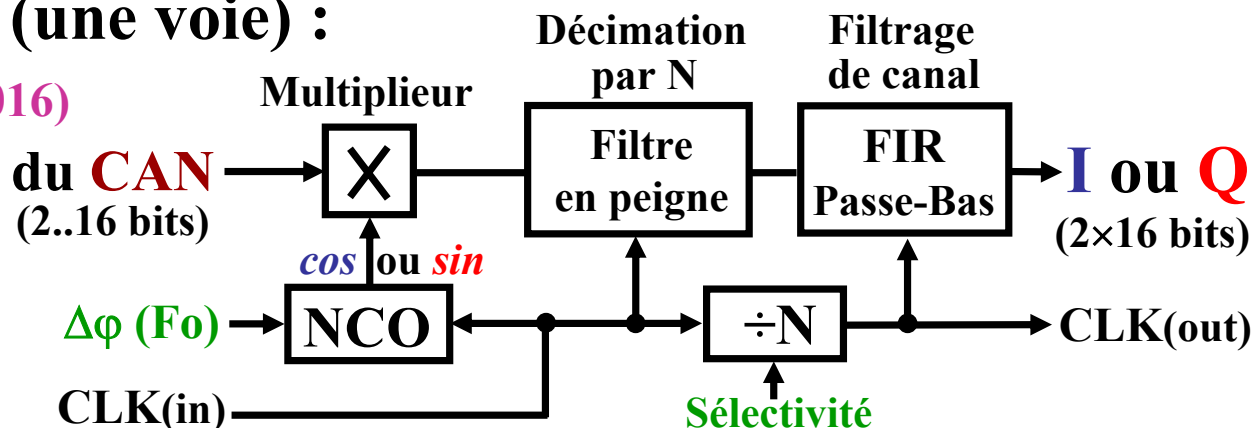


- Traitement numérique par logiciel (VLF-LF), ou
- Utilisation d'un ASIC type "**DDC**" (HF-VHF), ou
- Programmation d'un FPGA

Conversion par DDC (Digital Down Converter)

- Dynamique instantanée en sortie : **96 dB** (**2×16 bits**)
- Entré = nombre fractionnaire signé **$\{1, n\}$** ($n = 1..15$)
- OL = N.C.O. incrément de phase sur 32 bits, sortie sur 18 bits (**+2 bits pour diminuer le bruit de phase**).
- Filtrage de canal avec un filtre de décimation à rapport élevé (filtre en peigne) suivi d'un filtre FIR passe-bas.
- Dynamique interne = 102 dB (calculs sur 17 bits).
- Synoptique (une voie) :

(DDC = HSP50016)

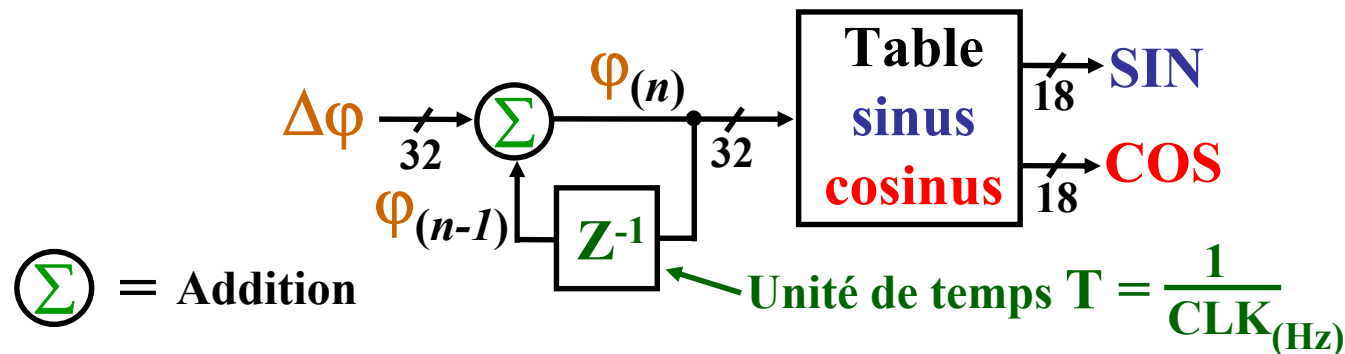


Oscillateur numérique (N.C.O.)

- Il fournit les valeurs échantillonnées d'un signal sinusoïdal (ou cosinusoïdal) à la fréquence F_0 .

$$U_{(n)} = \left. \begin{array}{l} \text{SIN} \\ \text{COS} \end{array} \right\} (\varphi_n) \text{ avec : } \varphi_{(n)} = \varphi_{(n-1)} + \Delta\varphi$$

- Processus générique:

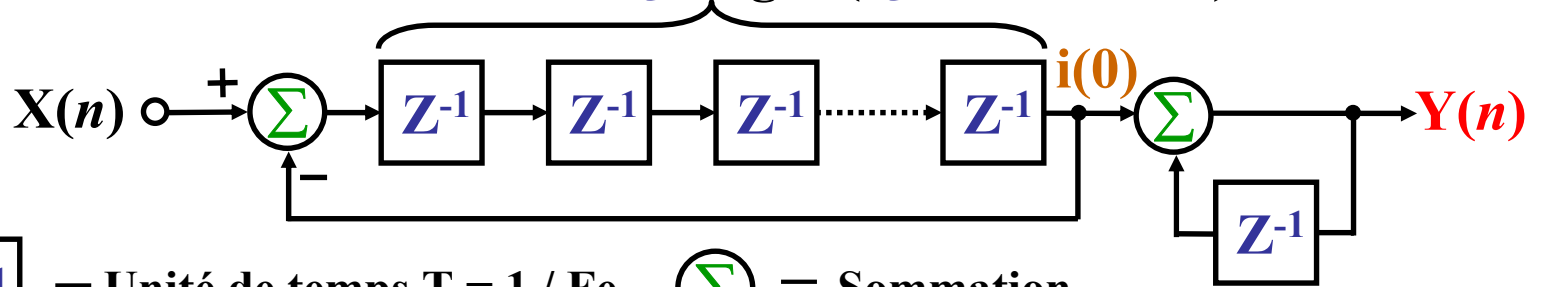


$$\Delta\varphi = 2\pi \frac{F_0}{\text{CLK}} \text{ (radians)} \text{ ou } \Delta\varphi = 360 \frac{F_0}{\text{CLK}} \text{ (degrés)}$$

Filtre en peigne (décimation)

• Processus :

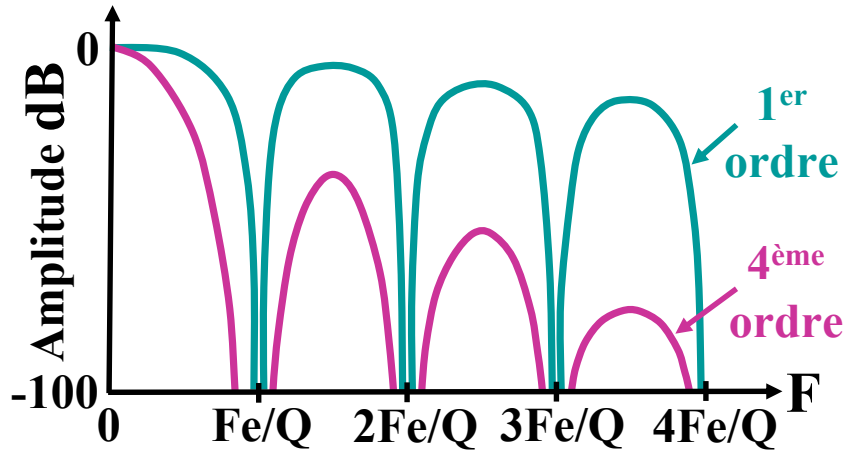
Retard Q étages (Q échantillons)



Z^{-1} = Unité de temps $T = 1 / F_e$ Σ = Somme

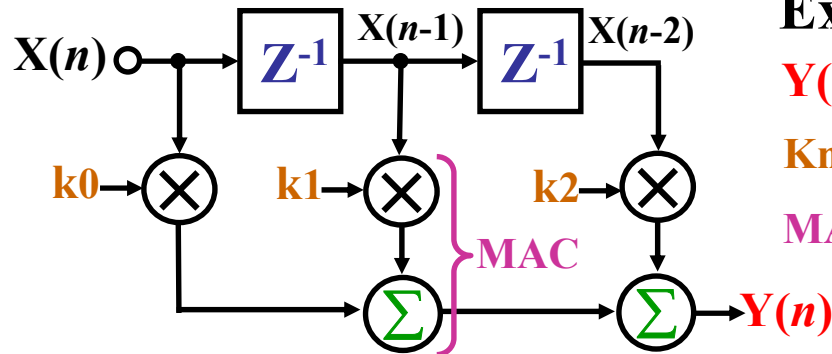
$$i(0) = X(n) - X(n-Q) \quad Y(n) = i(0) + Y(n-1)$$

• Réponse :



Filtre à Réponse Impulsionnelle Finie (F.I.R.)

• Processus :



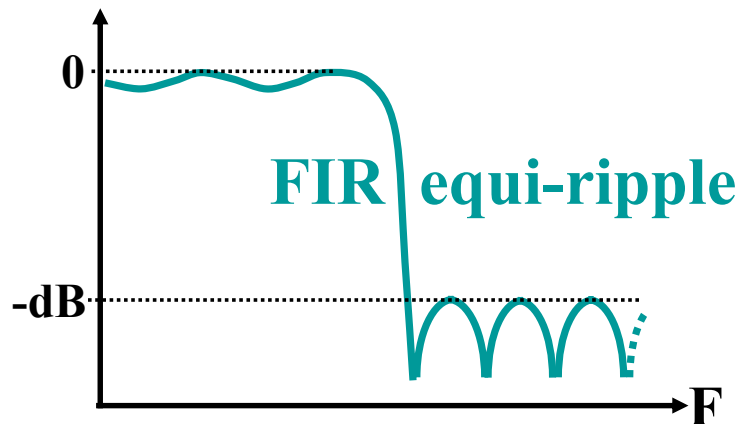
Exemple (FIR du second ordre) :

$$Y(n) = k_0 \cdot X(n) + k_1 \cdot X(n-1) + k_2 \cdot X(n-2)$$

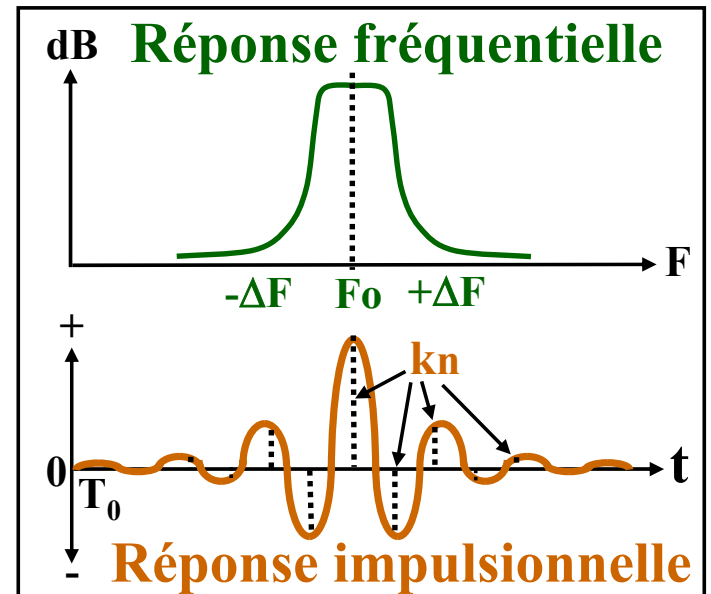
K_n = coefficients de la réponse impulsionnelle

MAC = Multiplication-Accumulation

• Réponse :

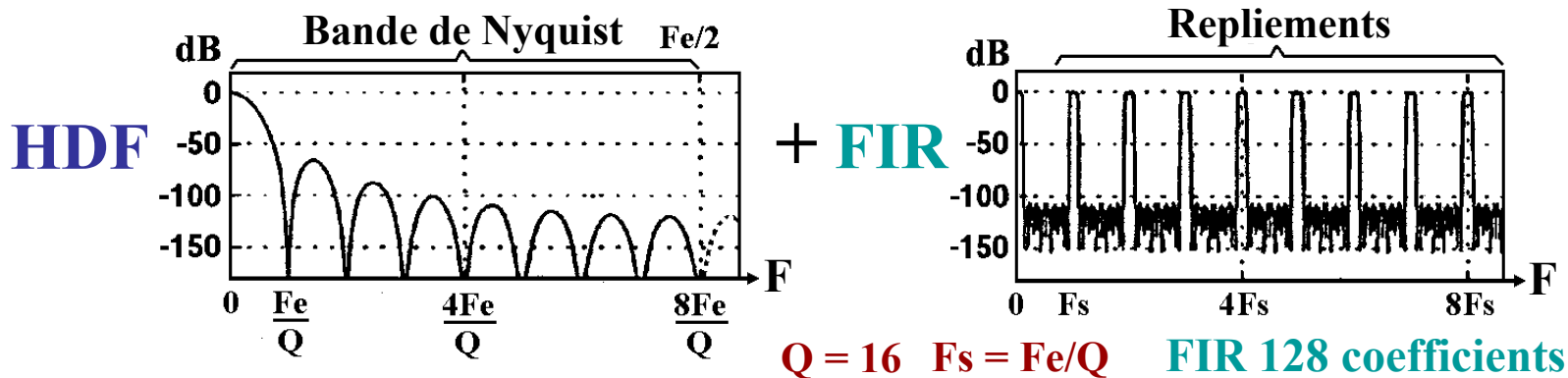


Filtres



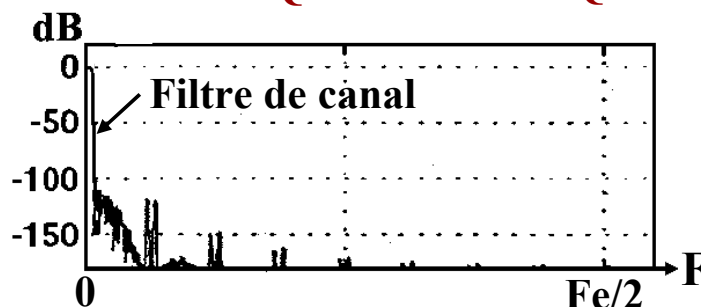
Filtrage de canal (HDF + FIR)

- En gardant un échantillon sur Q éch. à la sortie d'un filtre en peigne, nous obtenons une décimation par Q ($CLK_{out} = CLK_{in} / Q$).
- Avec un FIR synthétisé à la fréquence de l'horloge de sortie du filtre décimateur, les repliements du FIR tomberont dans les nuls du filtre en peigne.



HDF du 5^{ème} ordre

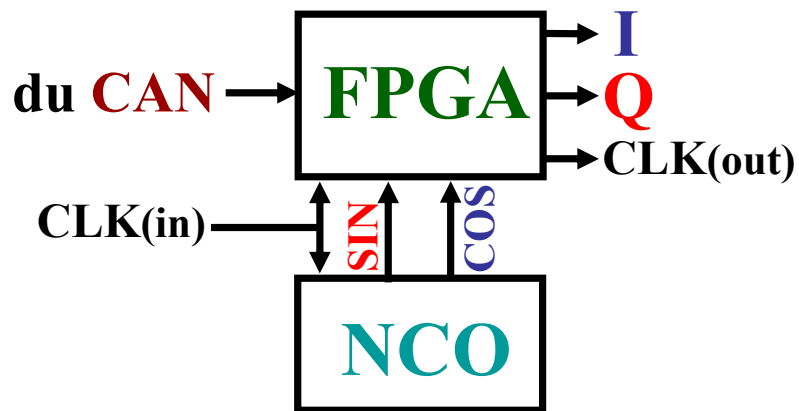
=



DDC = HSP50016

Architectures alternatives

- Utilisation d'un DDC avec FIR programmable
- Utilisation d'un DDC sans FIR (filtrage par logiciel)
- Utilisation d'un **FPGA** et d'un **NCO** :



Filtrage de canal par logiciel

FPGA {
Mélangeurs
Filtres décimateurs
Diviseur d'horloge

NCO : composant courant
(utilisé pour faire des DDS)

- Un **FPGA** est un composant logique programmable comprenant des portes, bascules, buffers, voire des circuits complexes (additionneurs, multiplieurs, etc.)

Traitement numérique

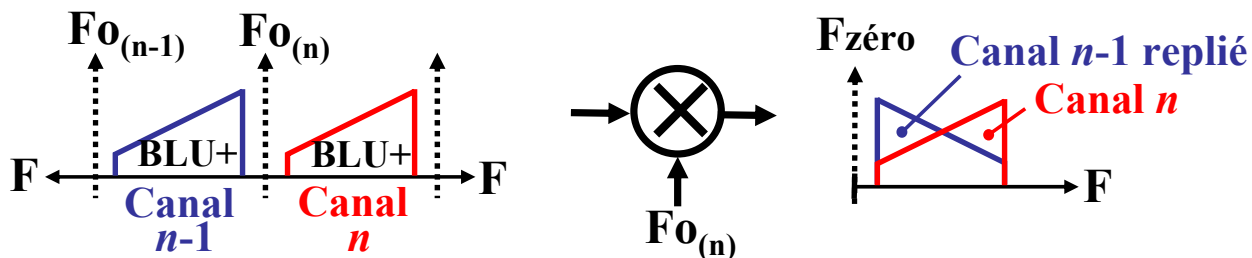
en Bande de Base

Réception de la BLU

- **Le signal audio (BLU) est disponible directement aux deux sorties I et Q avec une restriction :**
 - **Les deux canaux complémentaires (BLU+, BLU-) ayant la même référence F_0 sont superposés (repliés l'un sur l'autre).**
 - **Aucun problème, autre qu'une diminution de 3 dB du rapport S/B, si le signal dans l'autre canal n'existe pas.**
 - **Sinon, on utilise les propriétés d'un changement de fréquence pour séparer les deux canaux avec la technique du "phasing".**
 - **Le canal non désiré est appelé "canal image" (fréquence image, bande passante image, etc.).**
- **La technique numérique du phasing est exactement la même que celle utilisée en analogique.**

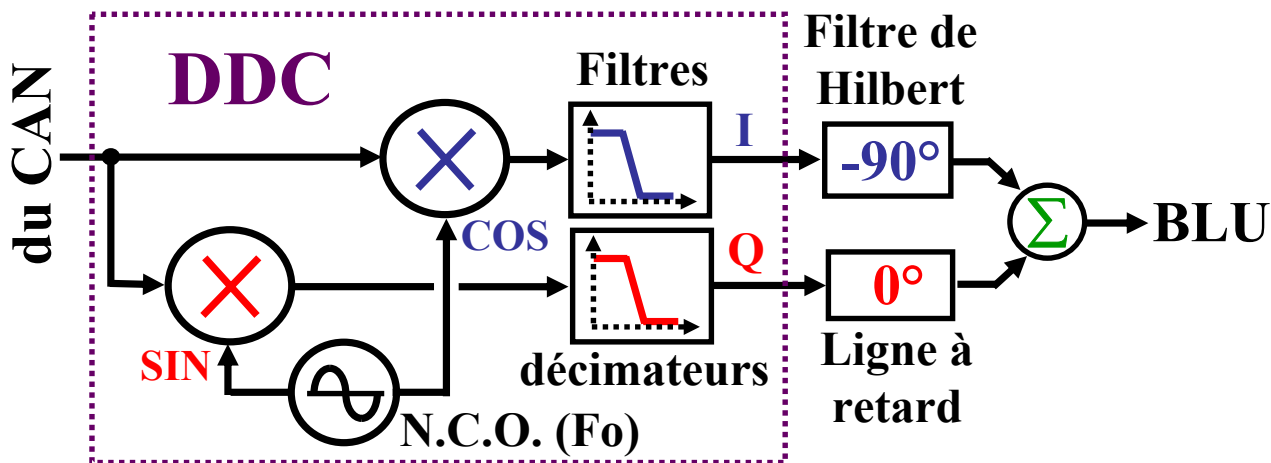
Méthode du PHASING

- **Problème :**



- **Le canal replié correspond à des fréquences négatives (!) En réalité nous avons $\{U,-F\} = \{-U,F\}$, soit un déphasage de 180° (réf= F_0).**

- **Solution :**



- **Filtre de Hilbert : FIR passe-tout amenant un déphasage de 90° .**
- **Ligne à retard : pour compenser le retard du filtre de Hilbert.**

Fonctionnement du PHASING

- Mélangeur : la sortie suit les variations de phase des 2 entrées.
- Soit $F_{OL} = \text{constante}$:
 - Pour $F_E > F_{OL}$, le vecteur $\{F_E - F_{OL}\}$ tourne dans le sens normal.
 - Pour $F_E < F_{OL}$, le vecteur $\{F_{OL} - F_E\}$ tourne en sens inverse.
- Soit 2 signaux, **A** à $F_{OL} + 1 \text{ kHz}$, et **B** à $F_{OL} - 1 \text{ kHz}$
et soit T_0 le moment où les 2 vecteurs sont en phase à la sortie **I**.
- à $T_0 + 250\mu\text{s}$ (plus un quart de période) nous avons :

BLU+	Sorties				Sortie Additionneur
	I	Q	Hilbert (I)	L.A.R. (Q)	
Phase (A')	+90°	0°	0°	0°	2×A' (en phase)
Phase (B')	-90°	0°	-180°	0°	0 (en opposition)

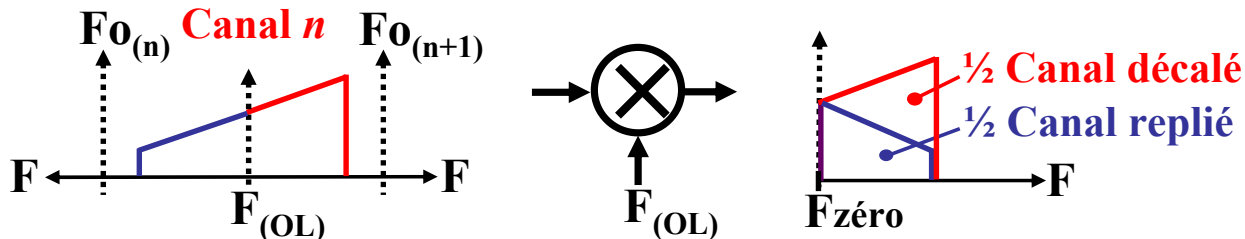


La sortie **Q** a un retard de 90° dû au déphasage de l'OL.

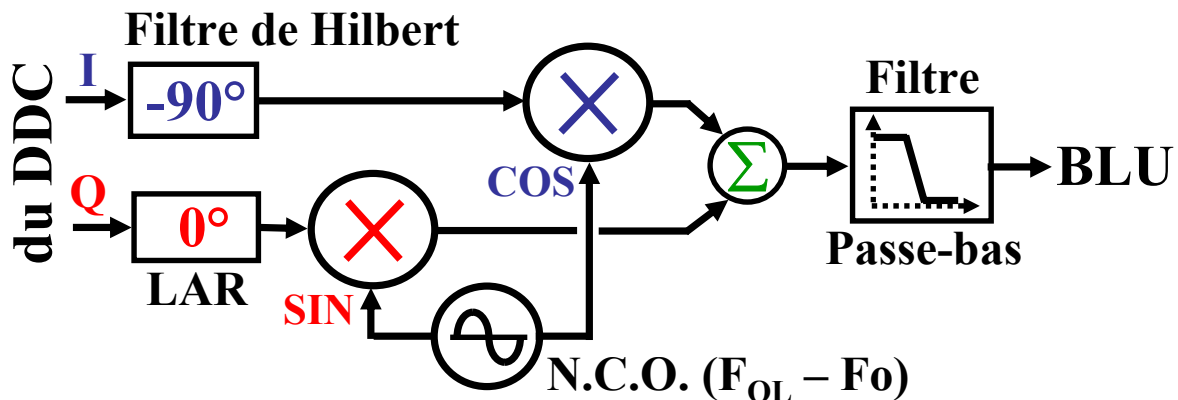
Méthode du WEAVER

- La fréquence de l'OL se situe au milieu de la bande utile.

- Problème :



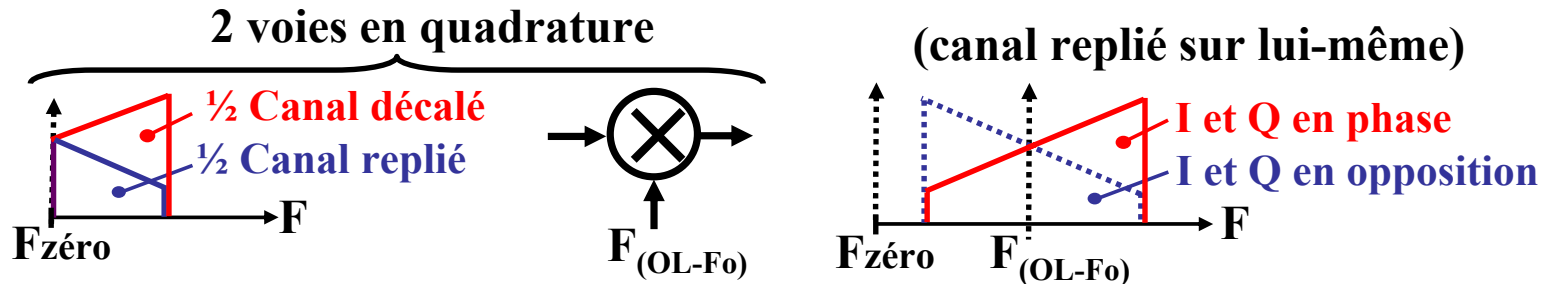
- Solution : Faire un changement de fréquence avec un OL égal à $F_{OL} - F_0$, et supprimer les repliements indésirables grâce aux voies en quadrature.



- Le Weaver est universellement employé pour passer d'une bande de base complexe (I/Q) en bande de base réelle.

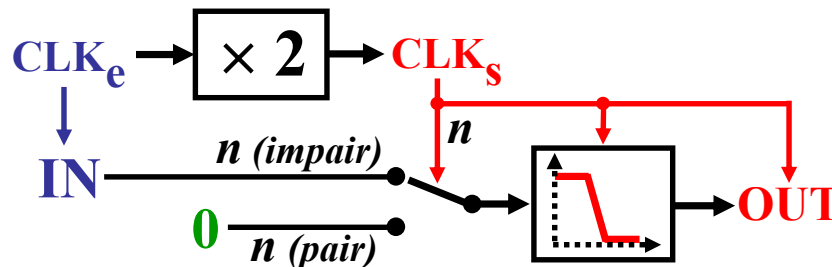
Fonctionnement du WEAVER

- Diagrammes fonctionnels :



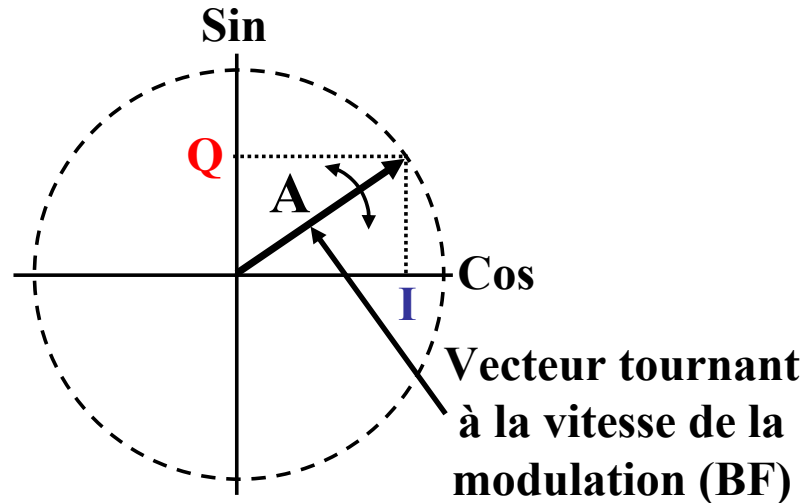
- **Avantages :** - Déséquilibre entre les voies I et Q peu critique.
- Permet de rattraper un écart entre F_0 Emission et F_0 Réception.
- **Inconvénient :** Le filtre de canal étant de bande moitié, F_{CLK} aussi, ce qui nécessite une interpolation par deux.
- **Interpolation :** Elle consiste à doubler l'horloge, puis à insérer un zéro entre les échantillons. L'interpolation sera faite à l'aide d'un FIR passe-bas.

0 = valeur moyenne d'un signal sinusoïdal



Démodulation de l'AM

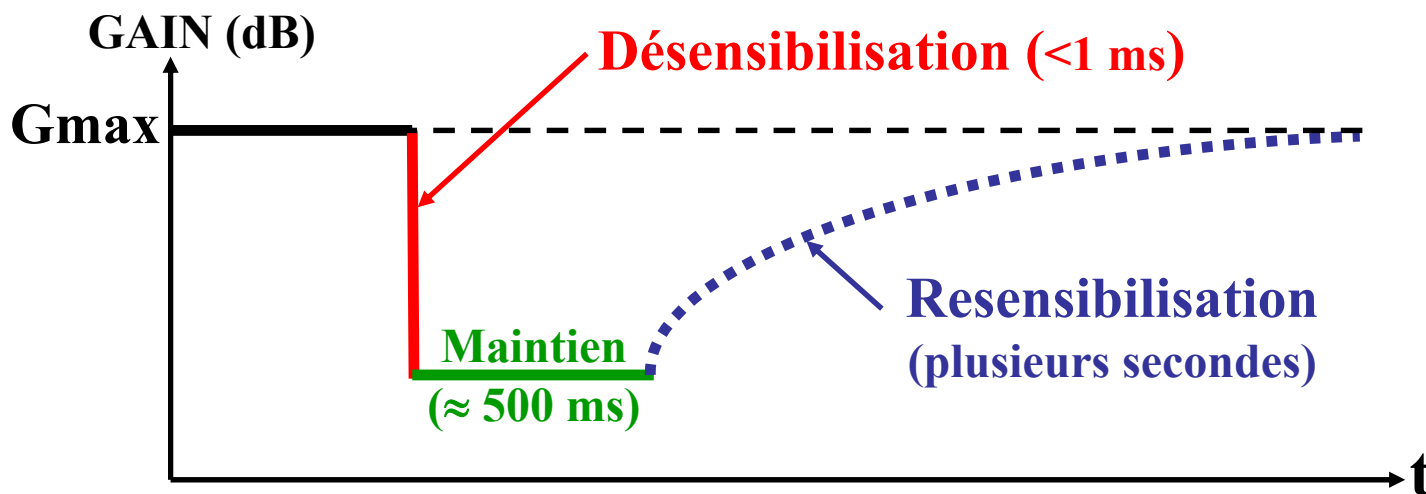
- **Diagramme vectoriel :**



- **Démodulation : $OUT = \sqrt{I^2 + Q^2}$**
- **Calcul de la racine carrée :**
 - **Soit il est implanté dans un calculateur en virgule flottante (coprocesseur math d'un PC par exemple)**
 - **Soit il utilise un polynôme d'approximation.**
 - **Soit il utilise des tables.**

Régulation du niveau BF

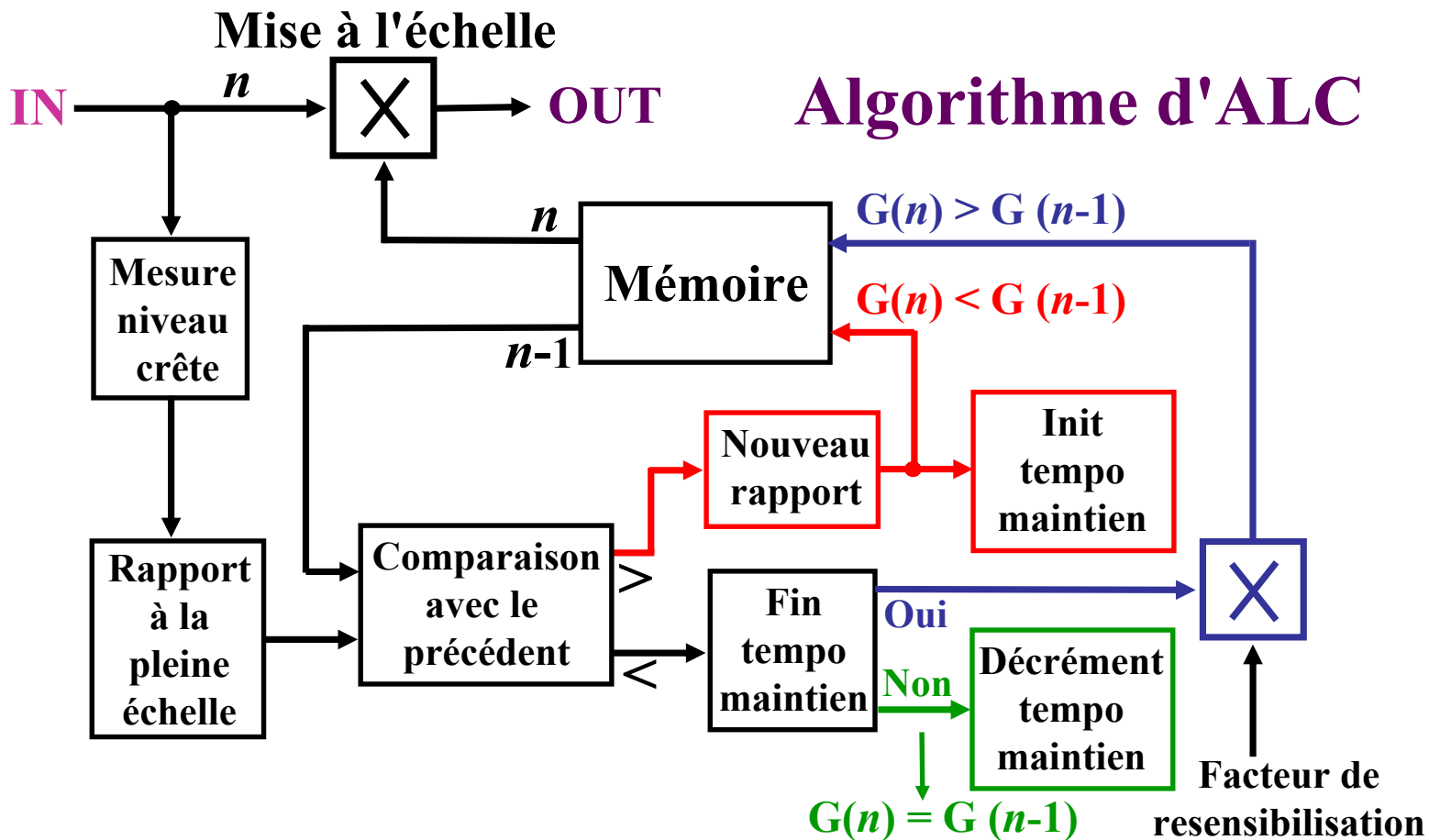
- A la sortie du DDC, la dynamique atteint 100 dB . Or l'écoute de la phonie demande un niveau crête constant.
- Dans un récepteur analogique, une régulation est faite par la boucle de CAG.
- Chronogramme du gain d'une boucle de CAG (burst) :



- Le processus redémarre à chaque nouveau dépassement

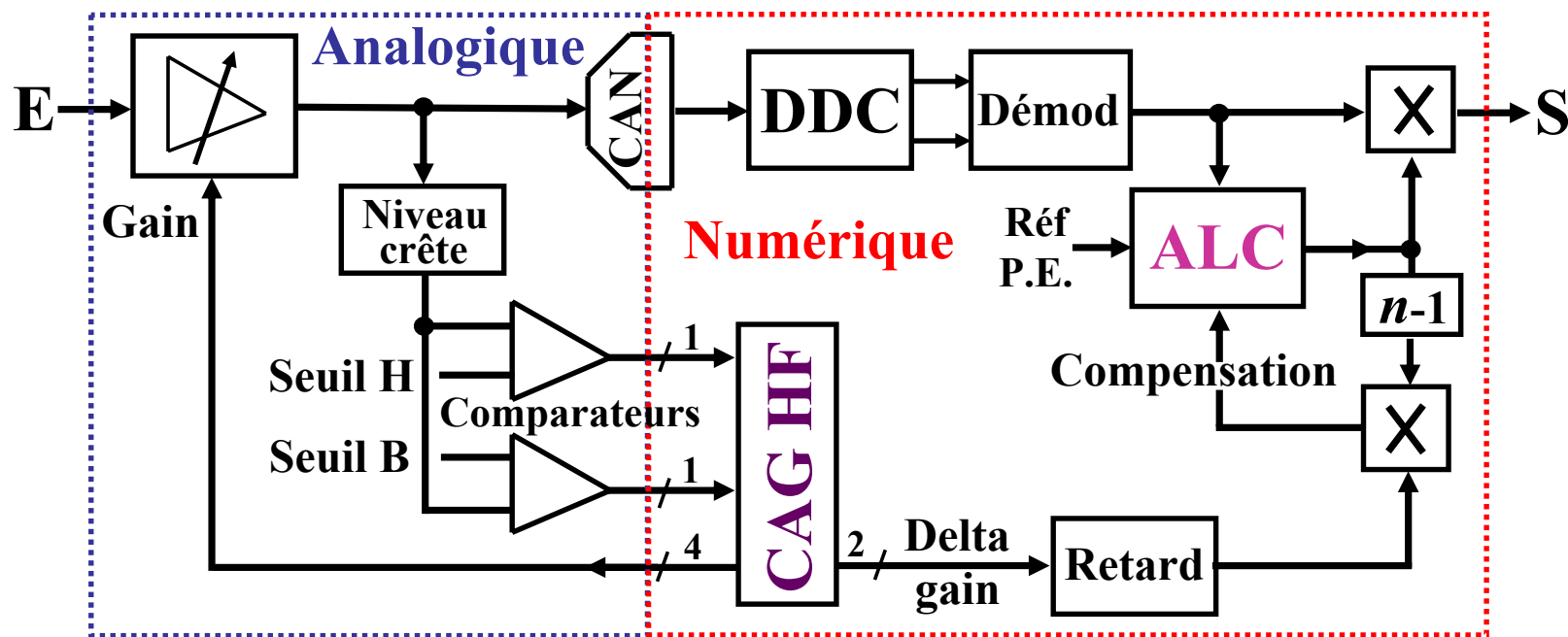
A.L.C. en bande de base

- En numérique la fonction peut être réalisée **parfaitement** en boucle ouverte :



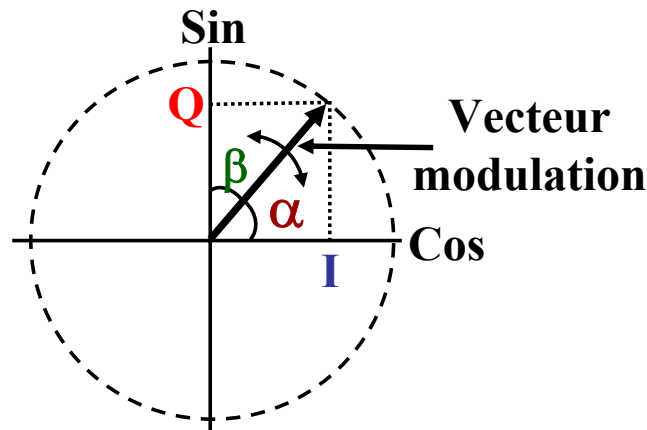
CAG HF (devant le CAN)

- La dynamique d'un (bon) récepteur avoisinant les 130 dB, et celle du CAN + DDC étant de l'ordre de 90 dB, il est nécessaire de mettre un système de CAG devant celui-ci.
- Cette CAG HF pouvant agir sur un brouilleur oblige à compenser son action dans le système d'ALC BF pour éviter une perturbation sur le signal utile (brevet Thalès) :



Démodulation de la phase

- Diagramme vectoriel :



- $\alpha = \text{Arc Tan} \left(\frac{Q}{I} \right)$

- $\beta = \text{Arc Tan} \left(\frac{I}{Q} \right)$

- Le calcul de l'arc tangente peut être implanté dans un calculateur spécialisé (coprocesseur math du PC par exemple)
- Si on utilise des tables, pour éviter une division par zéro, on calcule la tangente sur 45° (0..1) en utilisant la propriété suivante :

$$\text{Arc Tan} |Q/I| = 90^\circ - \text{Arc Tan} |I/Q|, \text{ car } \alpha = 90^\circ - \beta$$

- On obtient les angles de 90 à 360° en observant les signes de I et Q

$$\{+ +\} = \text{premier cadran} \quad \{- +\} = \text{2ème cadran,}$$

$$\{- -\} = \text{3ème cadran,} \quad \{+ -\} = \text{4ème cadran.}$$

Démodulation de la FM

- La FM est une modulation de phase particulière, l'information étant contenue dans sa variation par rapport au temps :

$$Y_n = K \times (d\varphi / dt), \quad dt = T_n - T_{n-1} = 1, \quad d\varphi = \varphi_n - \varphi_{n-1}$$

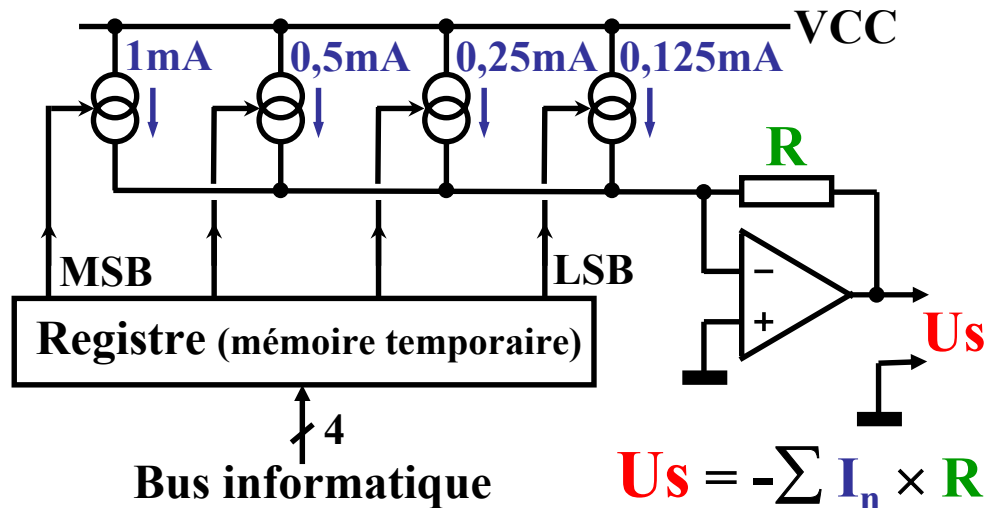
- Plus K est grand et plus la bande passante est étroite.
- On peut obtenir un résultat approché sans calculer la phase :

$$Y(n) = \frac{[I(n).Q(n-1)] - [I(n-1).Q(n)]}{A. [I(n)^2 + Q(n)^2]} \quad \text{Avec } A = K \times (2\pi/F_{\text{éch}})$$

- Pas besoin d'AFC car Y est indépendant de l'amplitude de I et Q
- Problème : Notre système passe le continu et si la réception est mal synchronisée, il va se produire une dérive de la valeur moyenne le mettant rapidement en butée.
- Solution : Calculer l'écart de la moyenne de phase sur m échant.
 $(\sum_{n-m}^n d\varphi / m)$ par rapport à zéro et le soustraire de $d\varphi_{(n)}$ (sorte de CAF)

Conversion Numérique - Analogique

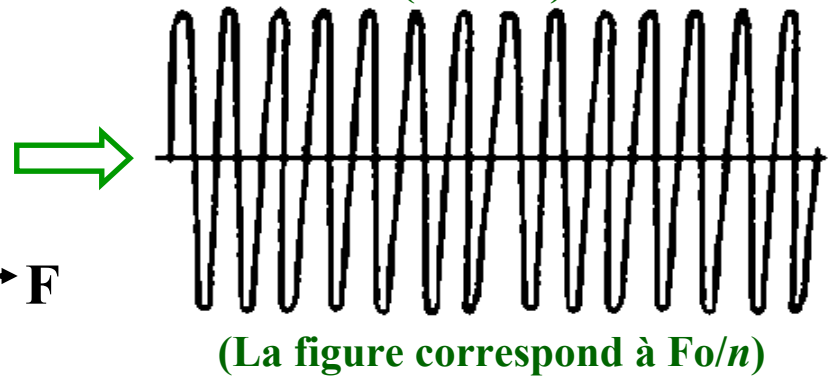
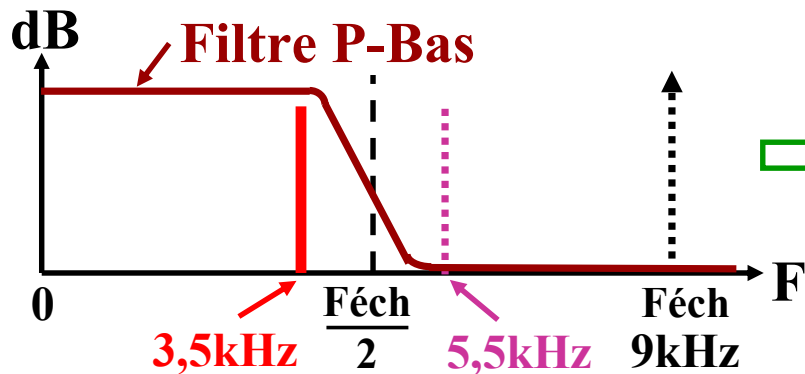
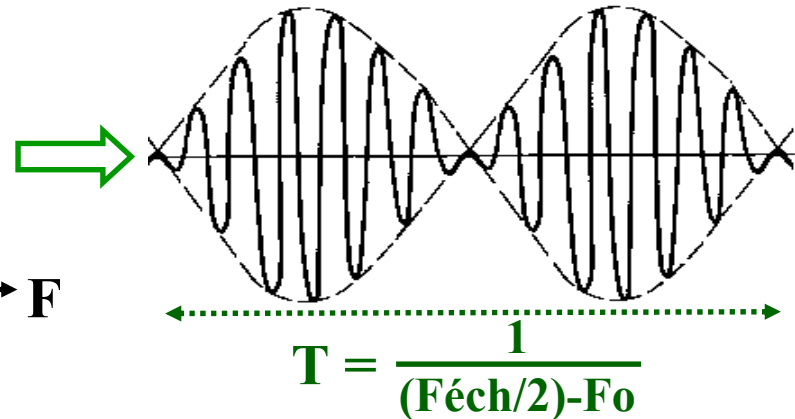
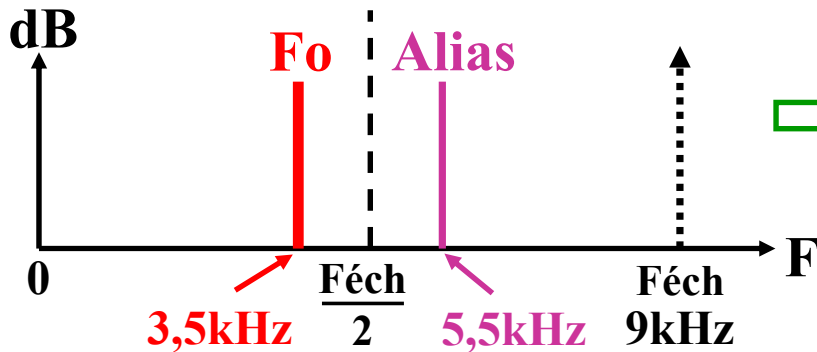
- Schéma générique d'un **CNA** :



- Une dynamique de 40 dB étant suffisante en bande de base, un **CNA** standard de 10 ou 12 bits convient bien.
- La sortie se faisant par paliers, son spectre est le résultat de la convolution du signal désiré avec un signal carré à F-Horloge.
- **Nous aurons les mêmes problèmes qu'avec un mélangeur à commutation : repliements de spectres et réponses harmoniques.**

Post-filtrage C N A

- Problème et solution :

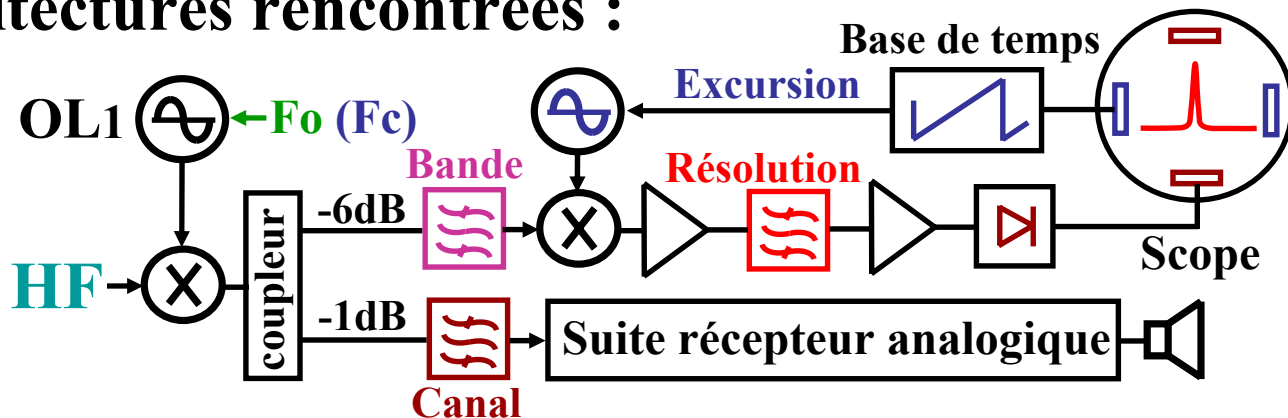


- Le filtre P-bas (analogique) est appelé "**Filtre de reconstruction**" ou "**Filtre anti-repliements**".
- Il est généralement réalisé en technique "**capacités commutées**".

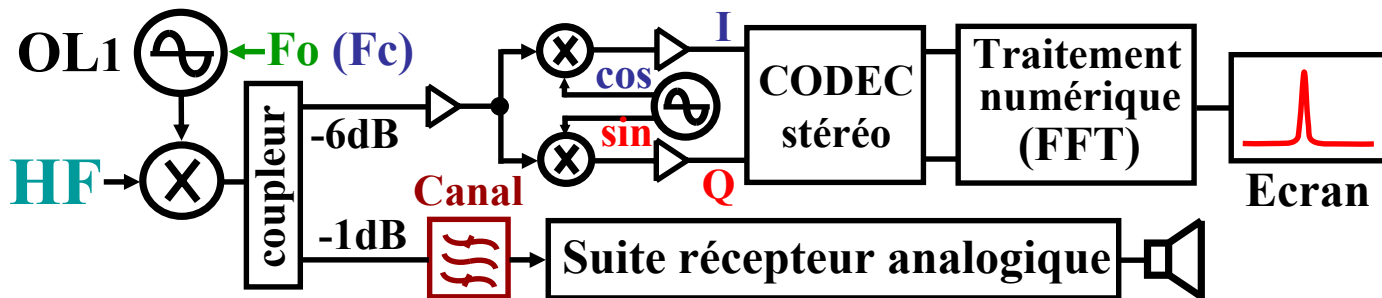
Réception panoramique

- Trois architectures rencontrées :

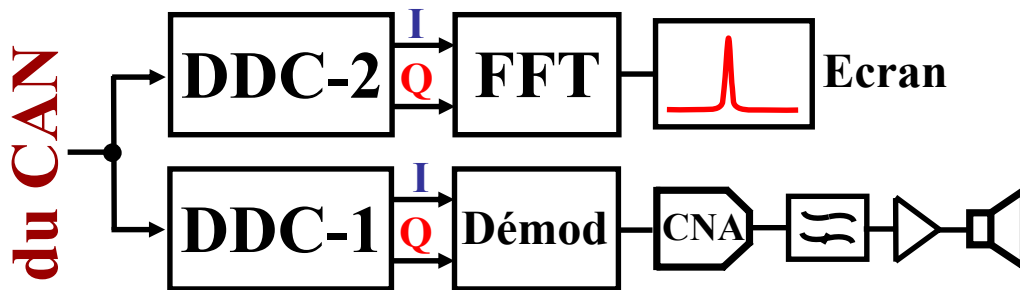
Analogique



Mixte

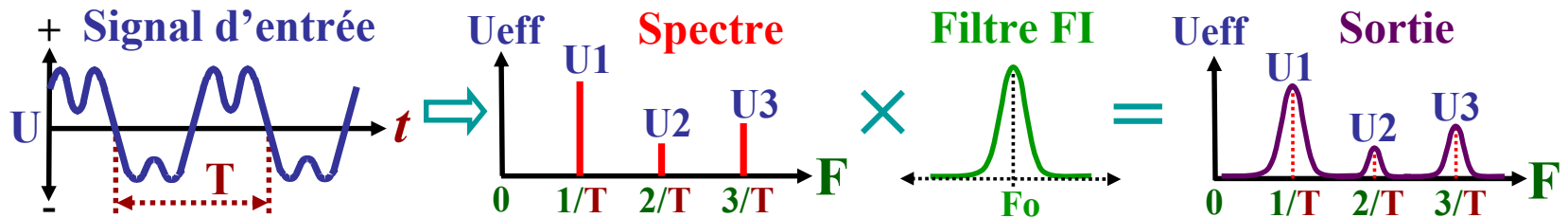


Numérique



Réception panoramique (2)

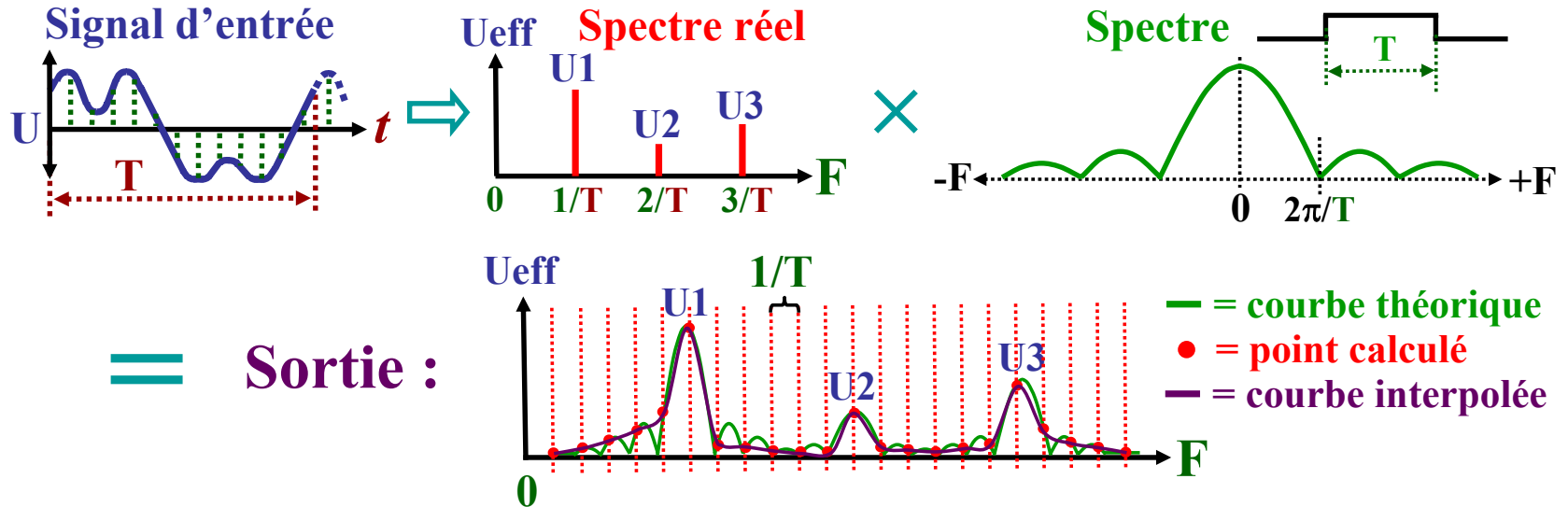
- Opération effectuée sur le signal : **Transformée de Fourier**.
- En analogique, la sortie est la convolution du spectre du signal d'entrée avec la réponse d'un filtre passe-bande à une fréquence **continûment variable** :



- En numérique, l'échantillonnage va apporter les effets suivants :
 - La transformée de Fourier devient périodique.
 - Le spectre est constitué de raies harmoniques $\{n/T\}$, T étant la durée d'enregistrement avec n maxi = Nombre d'échantillons.
 - La sortie sera la convolution du spectre réel avec le spectre d'un rectangle de durée T (spectre en $\sin X/X$).

Réception panoramique (3)

- Spectre numérique :



- Plus le Nbre de points est important et moins le $\sin X/X$ est gênant.

- Exemple :

- Soit une bande de 100 kHz divisée en 50 canaux de 2 kHz
- Pour avoir une dynamique de 54 dB, il nous faudra faire une analyse sur 256 échantillons I et Q. Avec une horloge à 150 kHz, nous pourrions avoir un spectre toutes les 1,7 ms.

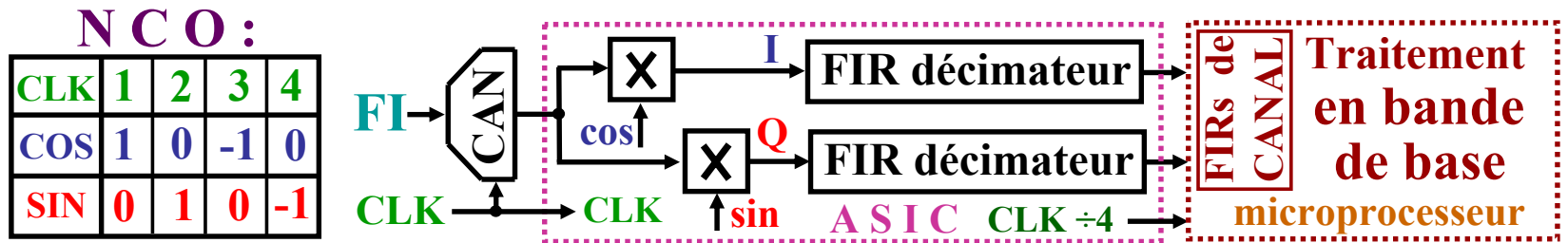
Transformée de Fourier numérique

- Le processus numérique de calcul d'une transformée de Fourier est appelé "**DFT**" (**D**iscrete **F**ourier **T**ransform).
- La **DFT** est gourmande en opérations (carré du Nbre de points)
- Mais beaucoup d'entre elles sont redondantes.
- On peut en réduire le nombre grâce à la décimation :
 - Soit **une DFT sur 1000 points**, elle demande **10^6 opérations**
 - En additionnant **deux DFT sur 500 points**, on obtient :
 $500^2 + 500^2 + 500 = 50500$ opérations au lieu d'un million
 - On poursuit jusqu'à avoir une addition de **DFT sur 2 points**, alors le Nbre de points doit être une **puissance de deux**.
- Cette méthode est appelée "**FFT**" (**F**ast **F**ourier **T**ransform)
- Une **FFT sur 512 points** ne demande que **$\{N \cdot \text{Log}_2(N)\}$:**
 $512 \times 9 = 4608$ opérations ($512 = 2^9$)

Historique de la réception numérique

- **Années 80 :**

- Développement des VLSI, des ASIC et des microprocesseurs.
- Numérisation sur FI basse avec une horloge quadruple de la FI :



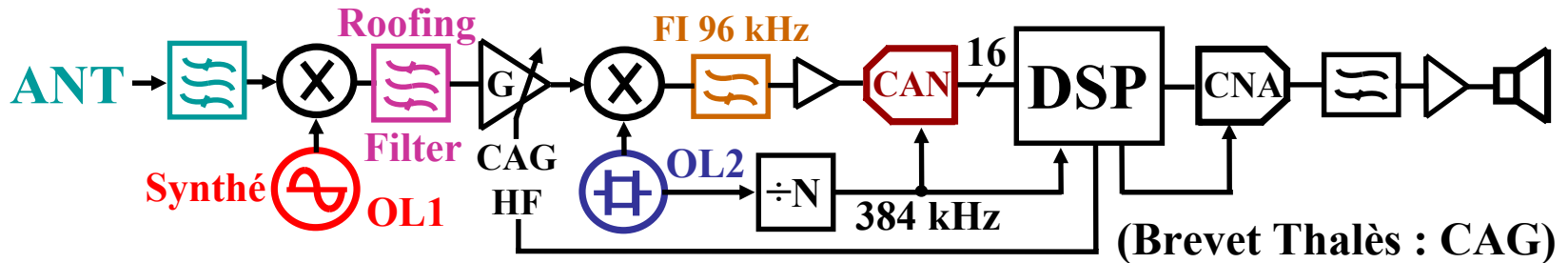
- Application typique : récepteurs de goniométrie.

- **Années 90 : Arrivée du GSM (téléphonie mobile)**

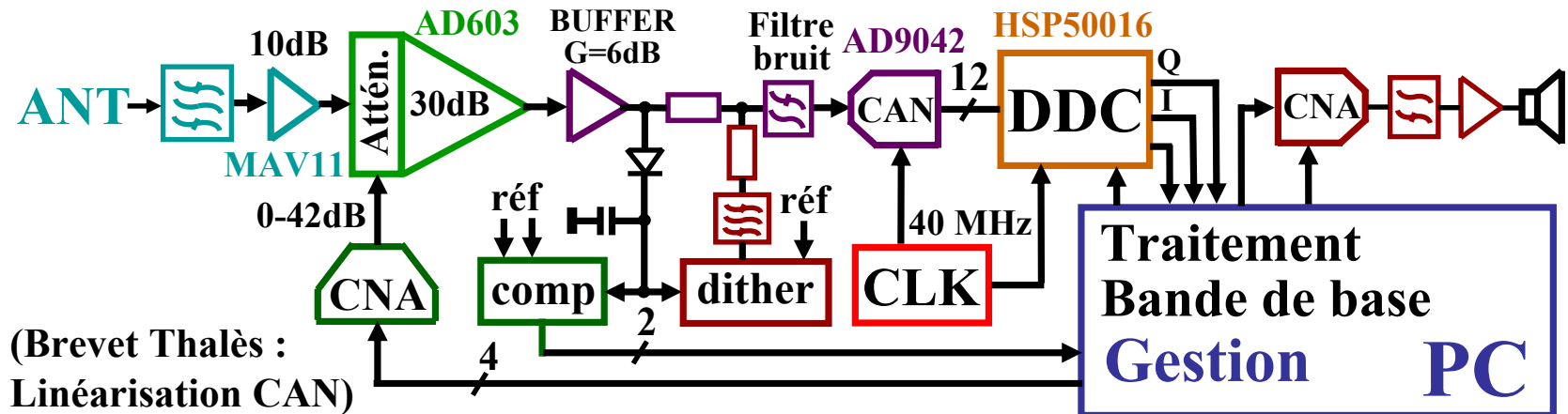
- Développement des CAN RADIO pour les récepteurs des stations de base GSM et la réception des satellites multi-canaux.
- Avènement des DDC, des DSP et des FPGA. Montée en puissance des microprocesseurs.
- La numérisation sur fréquence antenne (HF) devient possible.

Etudes et réalisations personnelles

- 1990 : Récepteur HF large bande avec numérisation sur FI basse.



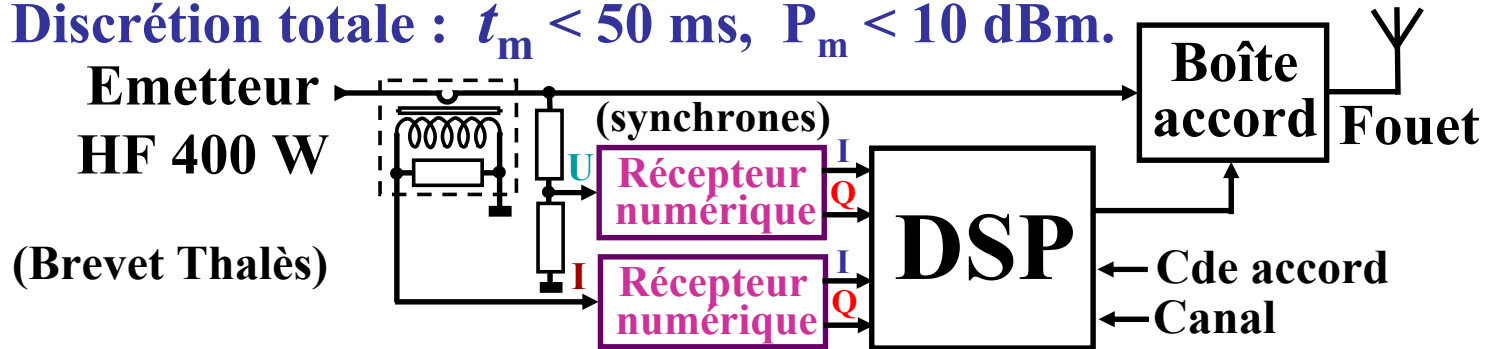
- 1995 : Récepteur **VLF-LF** pour sous-marins (schéma classifié).
- 1997 : Récepteur **HF tactique**, Num. à F_{antenne} (**démonstrateur**).



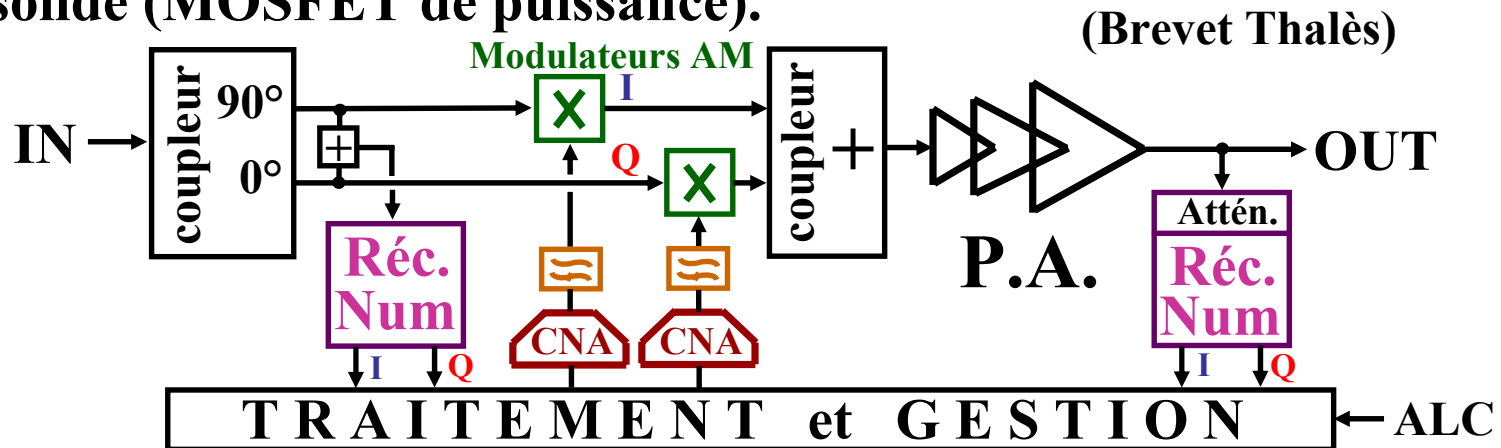
Etudes et réalisations perso. (suite)

- 1998 : Sorte de VNA pour mesurer Z_{ANT} et commander une boîte d'accord antenne en un coup (TR HF 400W à sauts de fréquence).

- Discrétion totale : $t_m < 50$ ms, $P_m < 10$ dBm.

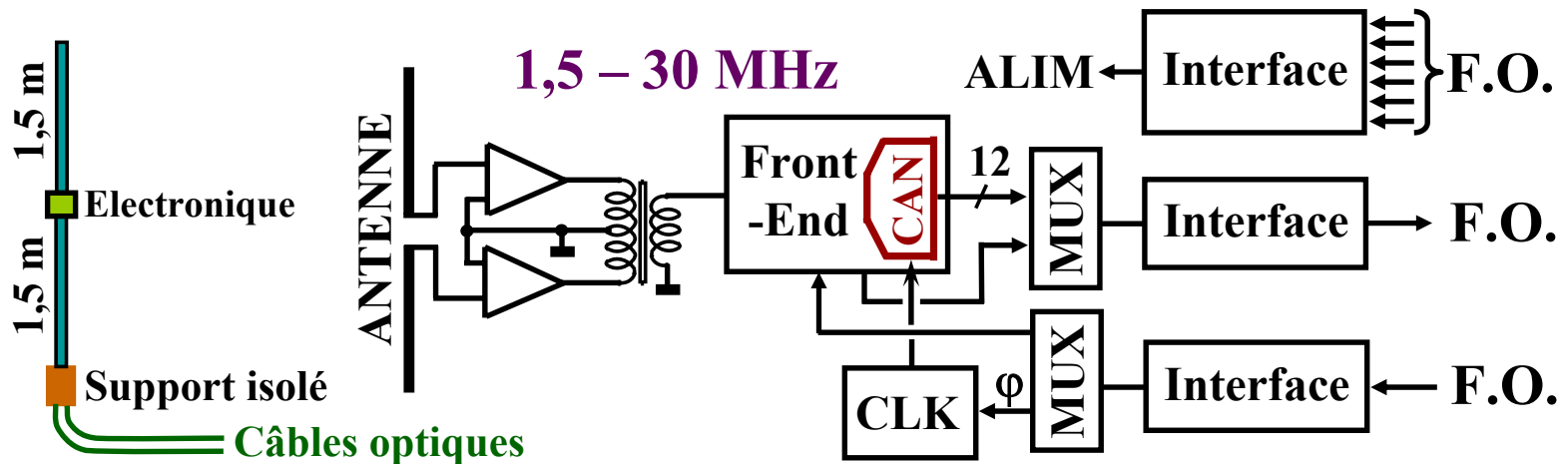


- 1998 : Linéarisation d'émetteurs HF BLU, 1 et 3 kW, à état solide (MOSFET de puissance).



Etudes et réalisations perso. (suite)

- 1998 : Dipôle HF actif avec conversion numérique et liaisons par fibres optiques, y compris l'alim "**ANTENNE NUMERIQUE**".



- 1999 : Récepteur de contrôle **DRM**, MF - HF (carte PC).
- Projets (1999) :
 - Récepteur multicanaux VHF
 - Linéarisation des émetteurs TV TNT
 - Récepteur satellite multicanaux (numérisation FI)
 - Avionique intégrée (HF, VHF, UHF, Radars, Contre Mesures).

FIN