

# Conversion analogique-numérique à modulation sigma-delta



ELEC343 - AAA

Jean-François Naviner  
GET - ENST - Comelec  
CNRS - UMR 5141 LTCI  
46, rue Barrault 75013 Paris  
Tel. +33 1 45 81 78 09  
Fax +33 1 45 80 40 36  
[Jean-francois.naviner@enst.fr](mailto:Jean-francois.naviner@enst.fr)  
<http://www.comelec.enst.fr/>



## Plan



### Fondements de la conversion

- ❑ *Opérations fondamentales*
- ❑ *Rapport signal sur bruit de quantification*
- ❑ *CAN parallèles (Flash)*

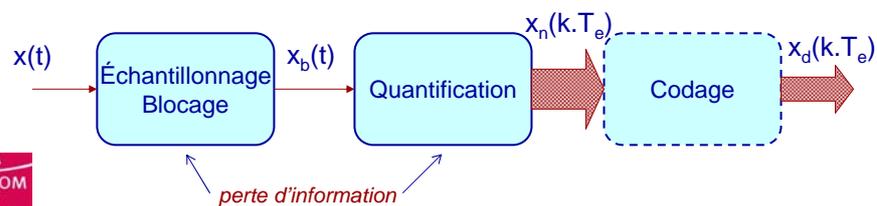
### ❑ Conversion A-N à modulation sigma-delta

- ❑ *Introduction*
- ❑ *Bruit de quantification et sur-échantillonnage*
- ❑ *Principe de la modulation sigma-Delta*
- ❑ *Stabilité, erreurs et limitations*
- ❑ *Architectures de modulateur Sigma-Delta*

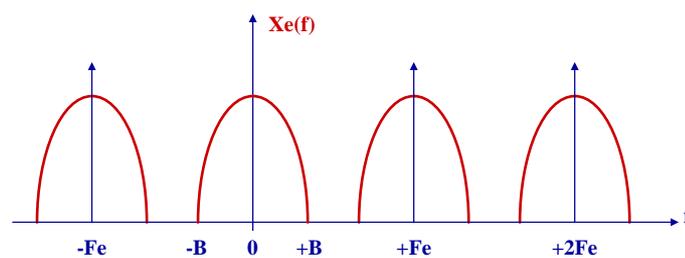


## Opérations fondamentales

- ❑ Échantillonnage
  - ❑ Prélèvement de la valeur spatiale du signal à des instants discrets
- ❑ Blocage
  - ❑ Maintien de la valeur prélevée jusqu'au prochain instant d'échantillonnage
- ❑ Quantification
  - ❑ Affectation d'un numéro d'intervalle parmi un ensemble fini de valeurs possibles
- ❑ Codage
  - ❑ Passage d'une représentation numérique du signal à une autre

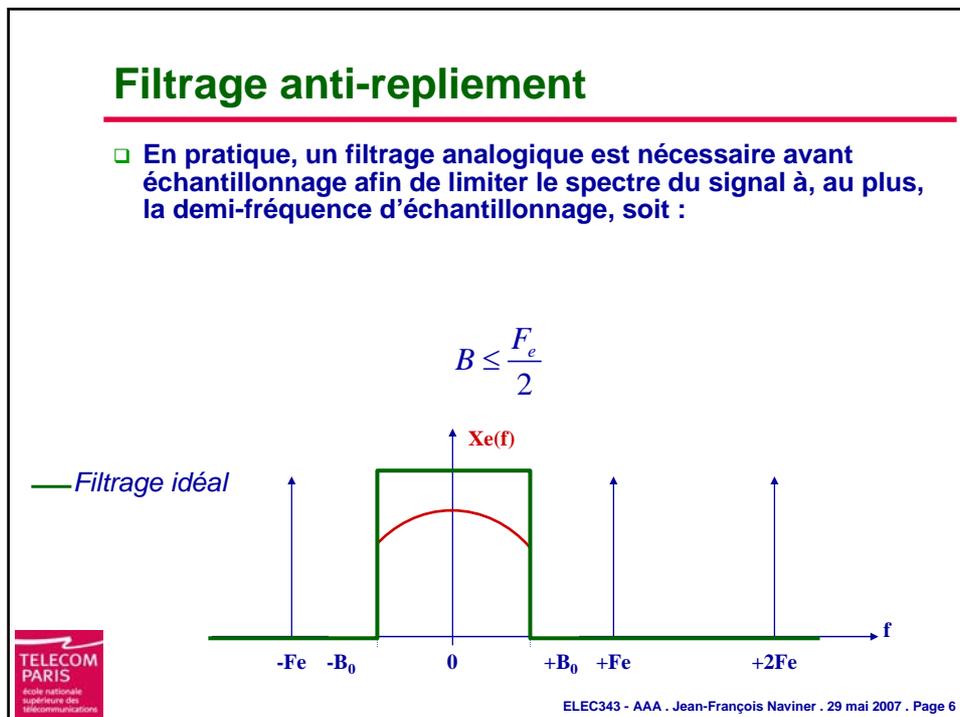
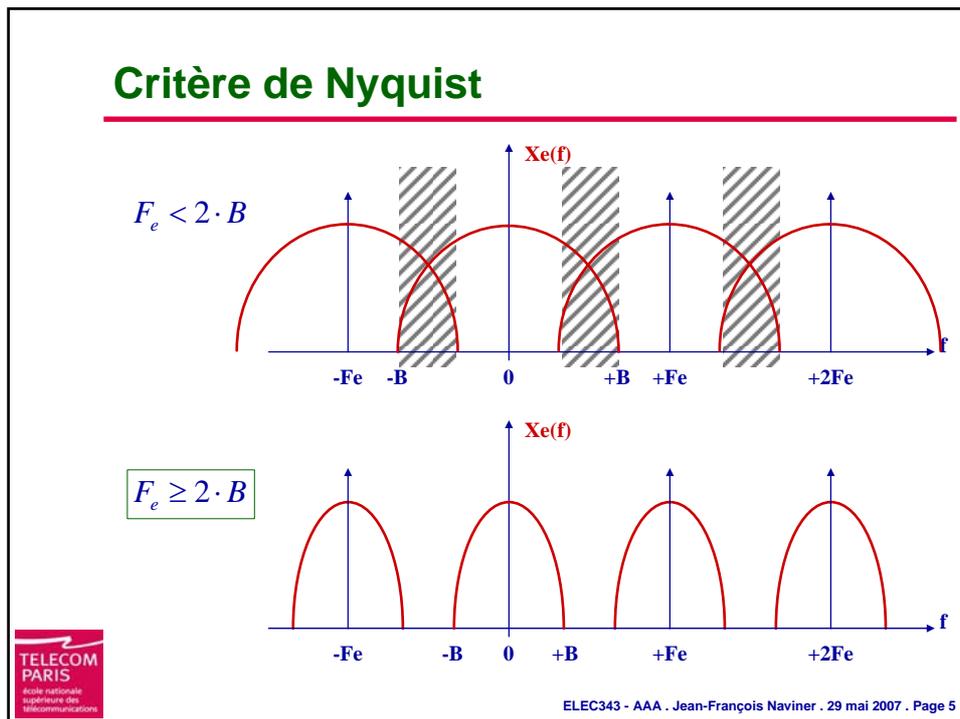


## Échantillonnage



$$x_e(t) = x(t) \cdot \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \delta(t - k \cdot T_e) = \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} x(k \cdot T_e) \cdot \delta(t - k \cdot T_e)$$

$$X_e(f) = \frac{1}{T_e} \cdot X(f) * \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \delta(f - k \cdot F_e) = \frac{1}{T_e} \cdot \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} X(f - k \cdot F_e)$$



### Blocage (1/2)

—  $x(t)$

—•—  $x_e(t)$

—  $x_b(t)$

$$x_b(t) = x_e(t) * [u(t) - u(t - T_e)]$$
$$|X_b(f)| = |X_e(f)| \cdot \frac{\text{sinc}(\pi \cdot f / F_e)}{F_e}$$

ELEC343 - AAA . Jean-François Naviner . 29 mai 2007 . Page 7

### Conversion « type Nyquist »

$x(t)$

Filtre passe-bas

$F_e = 2 \times F_{\max}$

échantillonnage

$x[i]$

Quantification

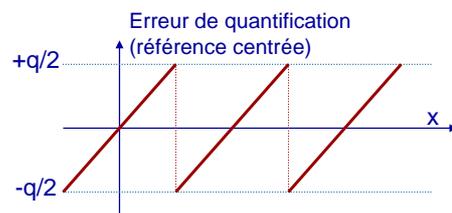
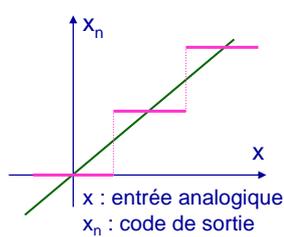
$y[i]$

Quantification uniforme

ELEC343 - AAA . Jean-François Naviner . 29 mai 2007 . Page 8

## Erreur de quantification

- ❑ Différence entre la valeur du signal avant quantification et le palier de quantification.
- ❑ L'erreur de quantification est globalement non-linéaire (linéaire par intervalle).
- ❑ L'erreur de quantification est intrinsèque à toute opération de conversion analogique-numérique.



## Equation caractéristique

$$G_{\text{analogique}} = N \times G_{\text{référence}} + \text{cste} + e$$

Code
Grandeur de référence
Constante éventuelle
Erreur de quantification

$$-\frac{q}{2} \leq e < +\frac{q}{2}$$

ou  $0 \leq e < +q$

$q$  : pas de quantification       $q = \frac{G_{\text{référence}}}{\text{nb. codes}}$

$N$  : code numérique sur  $n$  bits :  $\{ b_{n-1}, \dots, b_0 \}$

$n$  : résolution du convertisseur

$$N = \frac{b_{n-1}}{2} + \frac{b_{n-2}}{2^2} + \dots + \frac{b_0}{2^n}$$



## Modélisation de l'erreur de quantification

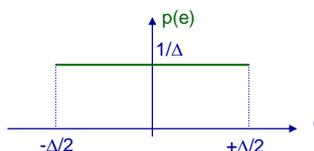
- Cas d'une quantification uniforme à erreur centrée

- Hypothèses

- Les échantillons changent aléatoirement.

- Les échantillons sont supérieurs ou comparables au quantum.

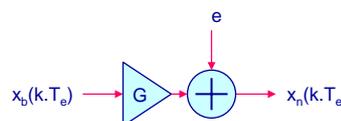
- Il n'y a pas de saturation [ $x_{min}$ ,  $x_{max}$ ].



$$x_n(k \cdot T_e) = G \cdot x_b(k \cdot T_e) + e(k \cdot T_e)$$

- Probabilité constante dans la plage  $\pm\Delta/2$

- Propriétés statistiques indépendantes du signal



Source : W. Bennett  
Spectra of quantized signal  
Bell Systems Technical Journal, Vol. 27, pp. 446-472, July 1948

## Rapport signal/bruit de quantification

$$SQNR = 10 \cdot \log \left( \frac{P_x}{P_{ebu}} \right) = 10 \cdot \log \frac{3}{2} + 20 \cdot \log \left( \frac{a}{G_{ref}} \right) + 20 \cdot \log (2^n - 1)$$

- Hypothèses supplémentaires :

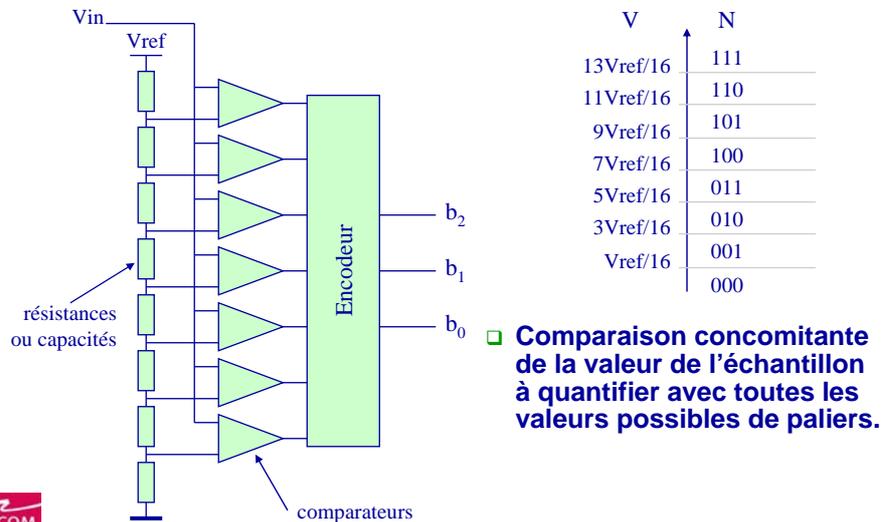
- $a = G_{ref}$

- $2^n \gg 1$

$$SQNR = 1,76 + 6,02 \times n \quad (\text{en dB})$$

- 6,02dB de plus en rapport SQNR équivalent à 1bit supplémentaire de résolution du quantificateur.

## CAN flash



## Plan

### □ Fondements de la conversion

- Opérations fondamentales
- Rapport signal sur bruit de quantification
- CAN parallèles (Flash)

### → Conversion A-N à modulation sigma-delta

- Introduction
- Bruit de quantification et sur-échantillonnage
- Principe de la modulation sigma-Delta
- Stabilité, erreurs et limitations
- Architectures de modulateur Sigma-Delta

## Caractéristiques des applications en télécommunication

### □ Caractéristiques pour les mobiles

Standard	Largeur de canal	Sensibilité	Niveau du bloqueur dominant	SNR	Résolution approximative
GSM	200KHz	-102dBm	-47dBm	9dB	11bits
DECT	1.728MHz	-83dBm	-33dBm	10.3dB	10bits
UMTS	3.84MHz	-106.7dBm	-44dBm	6.8dB	12bits

- Les caractéristiques dépendent étroitement de l'architecture du récepteur.

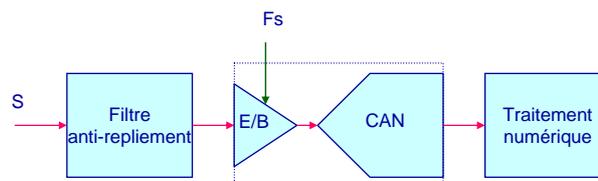
### □ Caractéristiques pour l'xDSL

- 12 à 16 bits
- Largeur de bande 2-20MS/s



ELEC343 - AAA . Jean-François Naviner . 29 mai 2007 . Page 15

## Chaîne de conversion



### □ Filtrage analogique

- Éviter le repliement du spectre
- Réduire les canaux adjacents, les bloqueurs

### □ Conversion

- Échantillonner et quantifier le signal

### □ Filtrage numérique et décimation

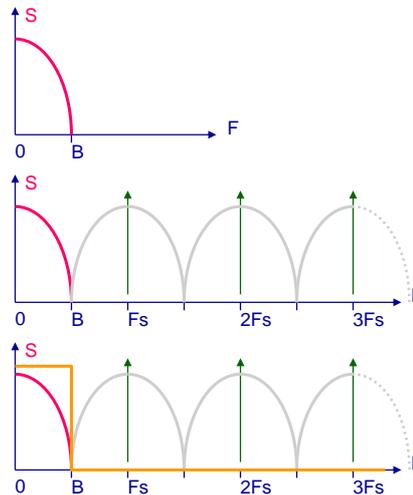
- Sélection de canal
- Éventuellement sous-échantillonner (fréquence de Nyquist)



ELEC343 - AAA . Jean-François Naviner . 29 mai 2007 . Page 16

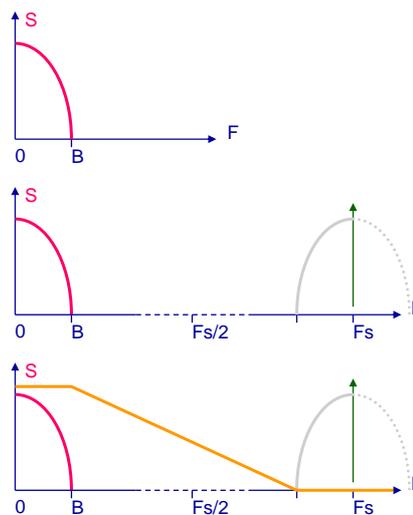
## Convertisseurs « type Nyquist »

- ❑ Échantillonnage à  $F_s = 2 \times B$
- ❑ Repliement du spectre autour des harmoniques de  $F_s$ .
- ❑ Filtrage analogique complexe
  - ❑ *Bande de transition étroite*
  - ❑ *Ordre élevé*
  - ❑ *Mise au point délicate*
- ❑ Filtrage numérique superflu



## Conversion à sur-échantillonnage

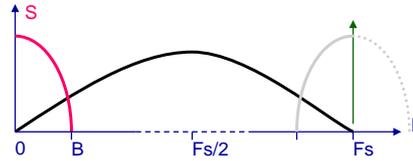
- ❑ Échantillonnage à  $F_s \gg 2B$
- ❑ Taux de sur-échantillonnage
  - ❑  $OSR = F_s / (2 \times B)$
- ❑ Repliement du spectre autour des harmoniques de  $F_s$ .
- ❑ Filtre analogique simple
  - ❑ *Bande de transition large*
  - ❑ *Éventuellement 1er ordre*
  - ❑ *Conception simple*
- ❑ Filtrage numérique et décimation



## Filtrage et décimation

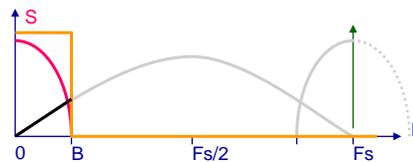
### Filtrage

- ❑ *Supprimer tout signal ou bruit hors bande*
  - bruit de quantification
  - signaux d'interférence
  - Bloqueurs



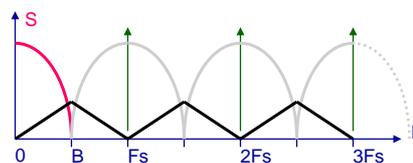
### Décimation

- ❑ *Ramener la fréquence d'échantillonnage à  $F_s=2 \times B$*



### Filtres FIR

- ❑ *Filtres Comb*
- ❑ *Filtres demi-bande*



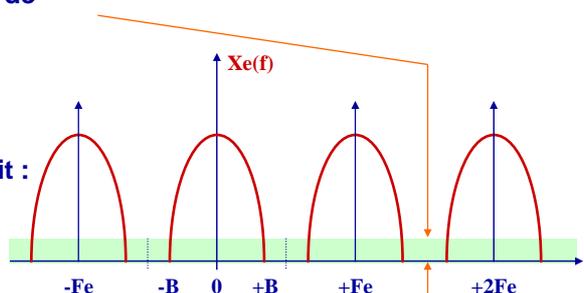
## Puissance de bruit de quantification

- ❑ **Densité spectrale de puissance :**

$$S_Q = \frac{q^2}{12 \cdot f_e}$$

- ❑ **Puissance de bruit :**

$$P_Q = \frac{q^2}{12 \cdot OSR}$$



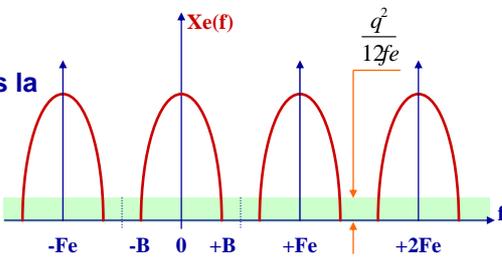
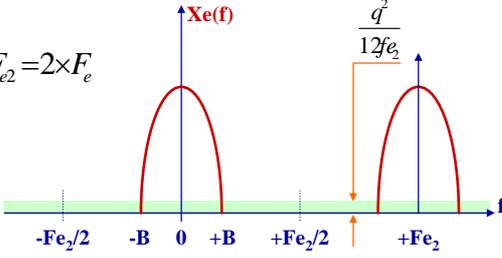
- ❑ **q : pas de quantification**
- ❑ **Fe : Fréquence d'échantillonnage**
- ❑ **OSR : taux de sur-échantillonnage**

$$OSR = \frac{F_e}{2 \times B}$$



## Intérêt du sur-échantillonnage

- Le sur-échantillonnage permet de réduire la puissance de bruit dans la bande du signal.
- Diminution de la puissance de bruit de 3dB/doublement de  $F_e$ .
- Intérêt limité pour des convertisseurs « type Nyquist ».

$F_e \rightarrow F_{e2} = 2 \times F_e$



ELEC343 - AAA . Jean-François Naviner . 29 mai 2007 . Page 21

## Rapport signal-sur-bruit d'un convertisseur "type Nyquist"

- $S_{max}$  : amplitude maximale du signal (sinusoïde pure)
- ref : grandeur de référence
- n : résolution du quantificateur
- L : puissance de 2 du taux de sur-échantillonnage

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{bruit}}$$

$$SNR_{Non\Sigma\Delta ADC} \approx 1.76 + 20 \cdot \log \frac{S_{max}}{ref} + 6,02 \cdot n + 3,01 \cdot L$$

avec  $OSR = \frac{F_s}{2 \cdot B} = 2^L$



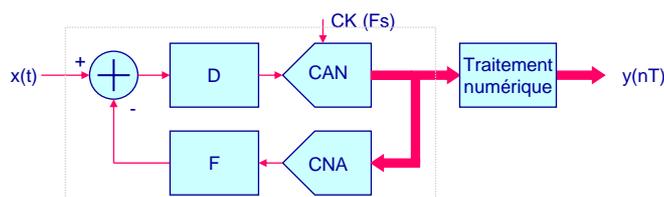
ELEC343 - AAA . Jean-François Naviner . 29 mai 2007 . Page 22

## Intérêt du sur-échantillonnage avec un convertisseur type Nyquist

- Sans sur-échantillonnage :
  - **Filtre anti-repliement complexe**
  - $SNR = 1,76 + 6,02.n$
  - **Pas (ou peu) de filtrage numérique**
- Avec sur-échantillonnage :
  - **Filtre anti-repliement simple**
  - $SNR = 1,76 + 6,02.n + 3,01.log_2OSR$
  - **Filtrage numérique complexe**
- **Objectif**
  - **Réduire la complexité des composants analogiques**
    - Filtre antirepliement
    - Convertisseur
- **Comment ?**
  - **Profiter efficacement du sur-échantillonnage**
    - Simplification du filtre antirepliement
    - Simplification du quantificateur
  - **Augmenter la tolérance de la partie analogique aux imperfections**

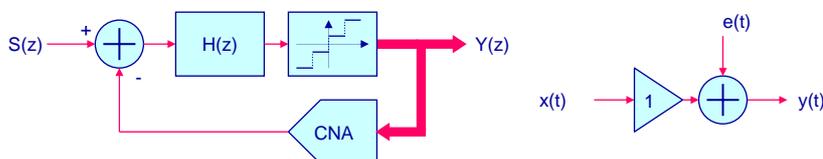
## Modulation Sigma-Delta

Modulateur sigma-delta du premier ordre simple boucle



- **Fonctions de transfert différentes pour le signal et le bruit de quantification**
  - **Le signal subit seulement un retard.**
  - **Le bruit de quantification est filtré "passe haut".**
- **Utilisation efficace du sur-échantillonnage**
  - **Complexité analogique réduite**
  - **Nécessité de filtrage numérique et de décimation**

## DSP d'un CAN SD du 1<sup>er</sup> ordre



**1. Fonction de transfert en z :**

$$Y(z) = STF(z) \cdot S(z) + NTF(z) \cdot E(z) = \frac{H(z)}{1+H(z)} \cdot S(z) + \frac{1}{1+H(z)} \cdot E(z)$$

**2. En considérant  $H(z) = \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}$  , il vient :**

$$Y(z) = z^{-1} \cdot S(z) + (1-z^{-1}) \cdot E(z)$$

Lorsque z tend vers 1, H(z) tend vers l'infini et (1-z<sup>-1</sup>) tend vers 0.

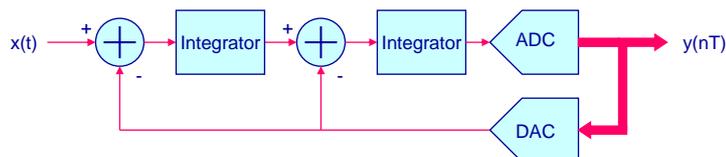
En prenant  $z = e^{j2\pi f/f_e}$ ,

$$DSP_Q(f) = DSP_E(f) \cdot \left| 1 - e^{-j2\pi \frac{f}{f_e}} \right|^2 = DSP_E(f) \cdot 4 \cdot \sin^2 \left( \pi \frac{f}{f_e} \right)$$



## Généralisation à un ordre quelconque

Modulateur sigma-delta simple boucle du second ordre



$$Y(z) = z^{-1} \cdot S(z) + z^{-1} \cdot (1-z^{-1})^2 \cdot E(z)$$

$$DSP_Q(f) = DSP_E(f) \cdot 16 \cdot \sin^4 \left( \pi \frac{f}{f_e} \right)$$

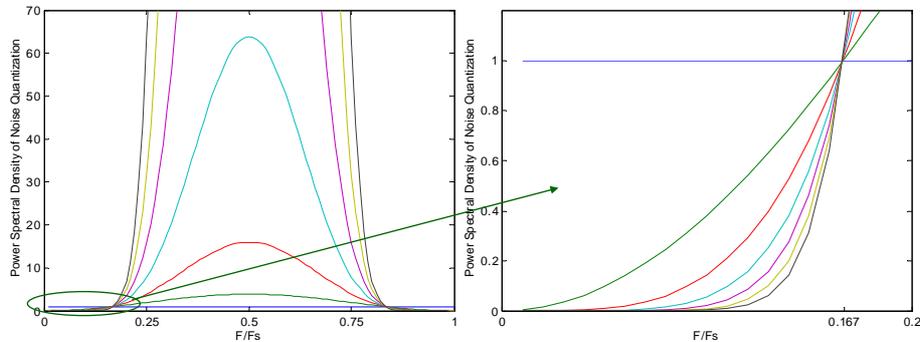
□ Pour un ordre N :

$$Y(z) = z^{-1} \cdot S(z) + z^{-1} \cdot (1-z^{-1})^N \cdot E(z)$$

$$DSP_Q(f) = DSP_E(f) \cdot 2^{2 \cdot N} \cdot \sin^{2 \cdot N} \left( \pi \frac{f}{f_e} \right)$$



## Effet de la mise en forme du bruit



$$DSP_Q(f) = DSP_E(f) \cdot 2^{2-N} \cdot \sin^{2-N} \left( \pi \frac{f}{f_e} \right)$$



## Rapport signal sur bruit d'un modulateur sigma-delta

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{bruit}} \quad \begin{aligned} P_{signal} &= \frac{S_{max}^2}{2} \\ P_Q &= \frac{q^2}{12} \cdot \frac{\pi^{2-N}}{2 \cdot N + 1} \cdot OSR^{-(2-N+1)} \end{aligned}$$

$$SNR = SNR_{quantiser} + \Delta SNR \quad q = \frac{2 \cdot ref}{2^n - 1}$$

$$\Delta SNR = 10 \cdot \log(2 \cdot N + 1) - N \cdot 20 \cdot \log \pi + L \cdot N \cdot 20 \cdot \log 2$$

$$SNR_{quantiser} = 10 \cdot \log \frac{3}{2} + 20 \cdot \log \frac{S_{max}}{ref} + 20 \cdot \log(2^n - 1) + L \cdot 10 \cdot \log 2$$



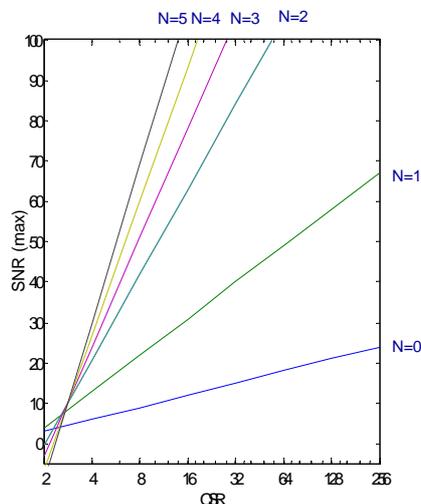
## Effets de la modulation du bruit de quantification et du sur-échantillonnage

### □ Sur-échantillonnage pur

- $N=0$ ;  $L=\log_2 OSR$ 
  - +3.01dB/octave of  $F_s$

### □ Sur-échantillonnage et modulation du bruit

- $N=1$ 
  - +9.03dB/octave of  $F_s$
  - -5.17dB offset
- $N=2$ 
  - +15.05dB/octave of  $F_s$
  - -12.89dB offset
- $N=3$ 
  - +21.07dB/octave of  $F_s$
  - -21.37dB offset
- $N=4$ 
  - +27.09dB/octave of  $F_s$
  - -30.23dB offset



## Définition de la stabilité

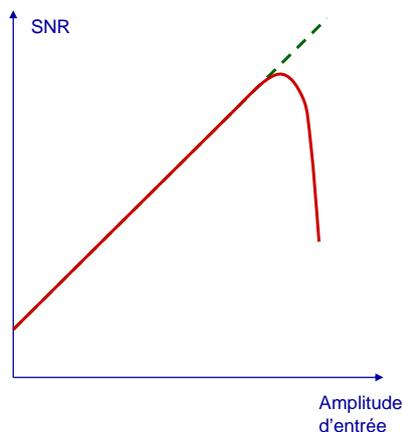
- Oscillation perpétuelle du modulateur autour du signal d'entrée par ajout ou soustraction d'un incrément de façon à suivre la valeur du signal.
- Le filtre de la boucle d'un modulateur stable produit des oscillations bornées quelle que soit l'amplitude du signal à l'entrée.

## Mise en évidence de l'instabilité

- ❑ Lorsque l'entrée est proche de la pleine échelle :
  - ❑ Saturation possible du quantificateur
  - ❑ Le signal dans la boucle de rétroaction reste « collé » provoquant une chute du « gain » de la boucle.
  - ❑ Le quantificateur doit « rattraper » le signal et a besoin de plus de temps pour cela.
- ❑ Conséquence :
  - ❑ Chute du SINAD (SNR + Distorsion) du fait de l'augmentation des distorsions.
- ❑ L'instabilité est avérée lorsque le modulateur ne retourne pas à son état normal.

## Ordre du modulateur et stabilité

- ❑ Instable :
  - ❑ Etats à forte amplitude
  - ❑ Faible SNR
  - ❑ Oscillations à basse fréquence
- ❑ Exemple:
  - ❑  $N=5$ ,  $OSR=64$
  - ❑ 160dB attendus
  - ❑ mais 60dB en dessous du fait des problèmes de stabilité (40dB avec une NTF optimisée)
- ❑ Tous les modulateurs simple boucle d'ordre supérieur à 1 sont conditionnellement stables.



## Les erreurs et leurs effets

Blocs constitutifs	Imperfection	Conséquences
Amplificateurs opérationnels	Gain DC fini et non-linéaire	Augmentation du bruit de quantif., Distorsion harmonique
	Slew-rate	Distorsion harmonique
	Produit gain-bande	Erreur d'établissement incomplet
	Excursion de sortie limitée	Saturation
	Bruit thermique	Bruit blanc
Commutateurs	Résistance passante	Temps d'établissement, Bruit thermique
Capacités	Non linéarité, défaut d'appariement	Augmentation du bruit de quantif., Distorsion harmonique
Horloge	Gigue d'horloge	Bruit de gigue
Comparateurs	Hystérésis, retard	Augmentation du bruit de quantif.
Quantificateurs multibits	Non linéarité	Distorsion harmonique

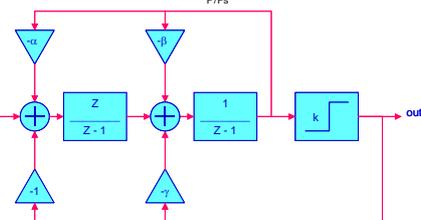
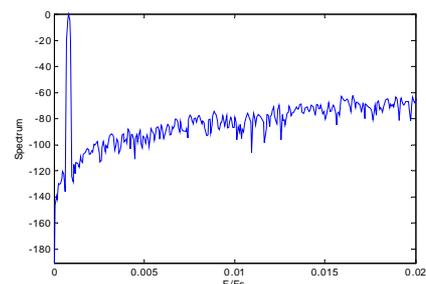


From: Fernando Medeiro, Angel Pérez-Verdú, Angel Rodríguez-Vázquez  
Top-down design of high-performance sigma-delta modulators  
Kluwer Academic Publishers, 1999

ELEC343 - AAA . Jean-François Naviner . 29 mai 2007 . Page 33

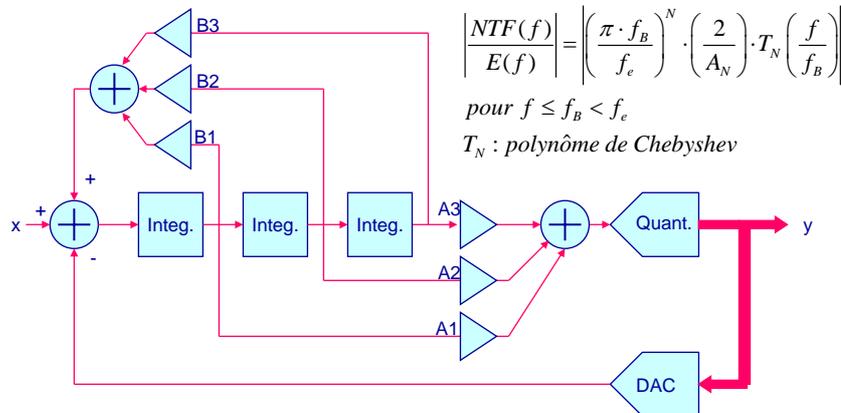
## CAN SD simple boucle d'ordre élevé

- ❑ Problème de stabilité pour les ordres supérieures à 2
  - ❑ Délai dans la boucle de rétroaction
  - ❑ Amplitude du signal
  - ❑ ...
- ❑ Nécessaire de dégrader la mise en forme du bruit pour résoudre les problèmes d'instabilité
  - ❑ Consommation accrue
- ❑ Les spécifications de l'OTA et d'appariement sont moins strictes que pour un CAN SD multi-étages.



ELEC343 - AAA . Jean-François Naviner . 29 mai 2007 . Page 34

## Modulateur interpolatif



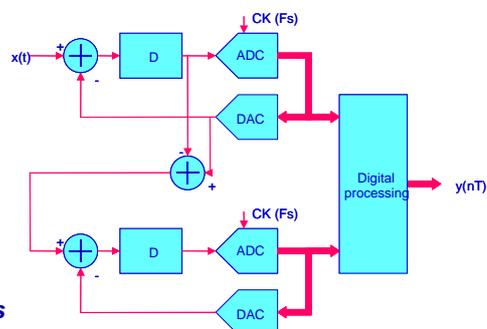
- ❑ Choix des pôles pour réduire le bruit dans la bande et égaliser son niveau
- ❑ Choix des zéros pour réduire le bruit à haute fréquence



ELEC343 - AAA . Jean-François Naviner . 29 mai 2007 . Page 35

## CAN SD multi-étages

- ❑ Cascade de modulateurs SD simple boucle d'ordre faible (MASH)
- ❑ Idéalement, les erreurs de quantification de tous les étages à l'exception du dernier peuvent être annulées.
- ❑ Peut combiner différents types de convertisseurs
- ❑ Avantage
  - ❑ Stabilité
- ❑ Désavantages
  - ❑ Plus sensible aux imperfections des composants analogiques
  - ❑ Le premier étage détermine les performances vis-à-vis des "idle-tones".



ELEC343 - AAA . Jean-François Naviner . 29 mai 2007 . Page 36

## Recomposition numérique

- ❑ Fonction de transfert du premier modulateur :

$$Y_1(z) = z^{-1} \cdot X(z) + (1 - z^{-1}) \cdot E_1(z)$$

- ❑ Fonction de transfert du second modulateur :

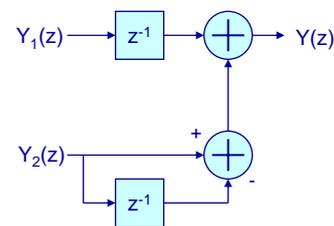
$$Y_2(z) = -z^{-1} \cdot E_1(z) + (1 - z^{-1}) \cdot E_2(z)$$

- ❑ Fonction de transfert souhaitée :

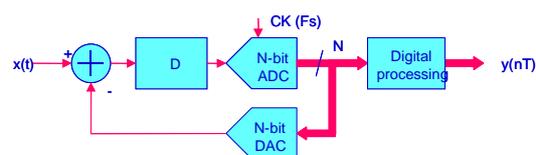
$$Y(z) = z^{-2} \cdot X(z) + (1 - z^{-1})^2 \cdot E_2(z)$$

- ❑ Traitement numérique :

$$Y(z) = z^{-1} \cdot Y_1(z) + (1 - z^{-1}) \cdot Y_2(z)$$



## Quantification multibit



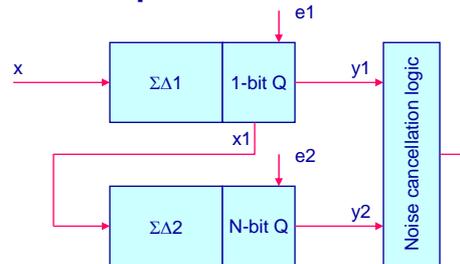
- ❑ Meilleure stabilité
- ❑ Plus proche du modèle de bruit blanc
- ❑ SNR amélioré de  $6.02 \times N$
- ❑ Problème de linéarité du CNA
  - ❑ *Toute non-linéarité est directement visible en sortie.*
  - ❑ *Distorsion, dégradation du SNR*
  - ❑ *Appariement (dynamique) des éléments du CNA*
  - ❑ *Quantification duale*

## Quantification duale

### □ Combinaison d'un quantificateur monobit et d'un multibit

- *monobit: linéarité*
- *multibit: réduction des erreurs de quantification importantes du monobit*

### □ Architecture simple boucle ou cascade



- *En tête : étages monobit du 1<sup>er</sup> ou 2<sup>d</sup> ordre*
- *Dernier étage: modulation multibit*

## Linéarisation du CNA

### □ Ajustage des éléments

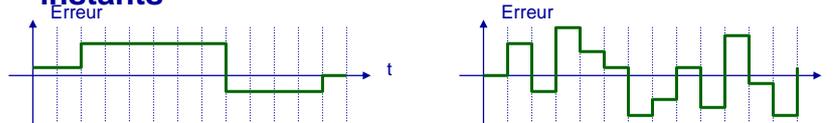
- *Correction laser, coûteux*
- *Commutation de capacités additionnelles (configuration en (E)EPROM)*
- *Appariement dépendant de la température et du vieillissement*

### □ Techniques de correction numérique

- *Un traitement numérique est nécessaire après le modulateur.*
- *“Mesure de non linéarité” requise et réalisée hors fonctionnement.*
- *Correction fixe (laser) ou à renouveler*

## Appariement dynamique d'éléments

- ❑ Idée : convertir l'erreur statique due au défaut d'appariement en un bruit large bande
- ❑ Comment : choisir différents éléments pour représenter un code numérique donné à différents instants

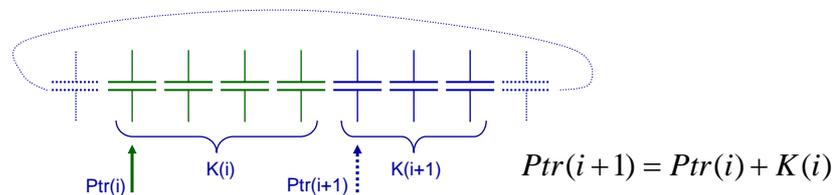
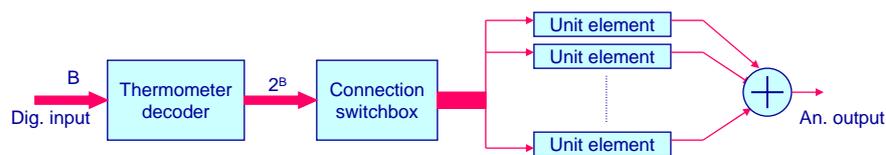


- ❑ Algorithmes:
  - ❑ Randomisation, Clocked Averaging, Individual level averaging, Data Weighted Averaging (DWA)



From: S.R. Norsworthy, R. Schreier, G.C. Temes, "Delta-Sigma Data Converters - Theory, Design and Simulation", IEEE Press, 1997

## Data Weighted Averaging (DWA)

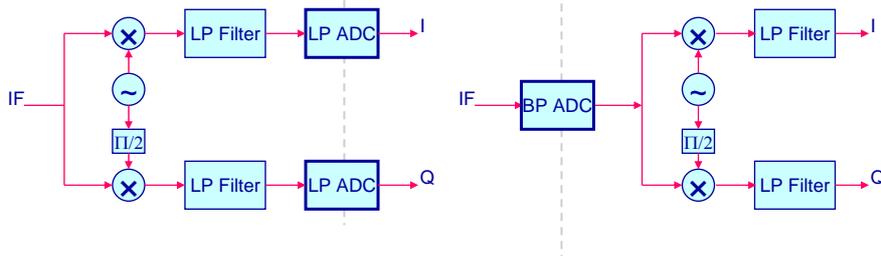


- ❑ Taux maximisé d'utilisation de chaque élément
- ❑ L'erreur du CNA subit une mise en forme de 1<sup>er</sup> ordre ou supérieur.



## CAN SD passe-bande (1)

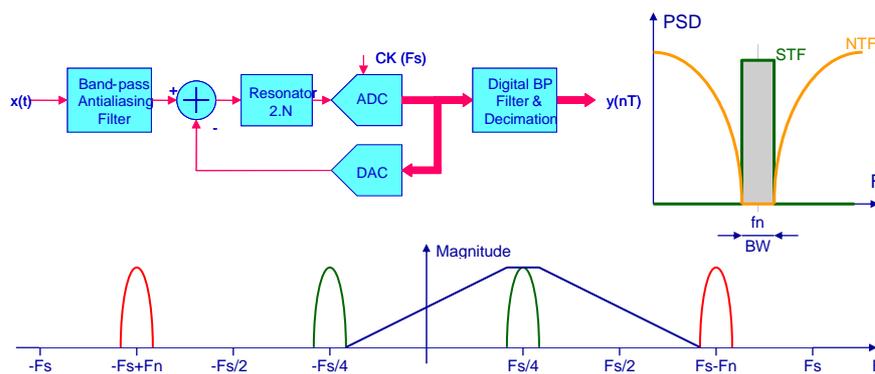
- Conversion en bande de base
    - Mixeur analogique en quadrature
    - 2 CAN passe-bas
- Conversion à fréquences intermédiaires
    - Mixeur reporté dans le domaine numérique
    - CAN à fréquences intermédiaires requis



From: S.R. Norsworthy, R. Schreier, G.C. Ternes, « Delta-Sigma Data Converters – Theory, Design, and Simulation », IEEE PRESS 1997

ELEC343 - AAA . Jean-François Naviner . 29 mai 2007 . Page 43

## CAN SD passe-bande (2)



- Bon choix pour  $F_n$ :  $F_n = F_s/4$ 
    - Transformation Passe-bas vers Passe-bande, filtre du modulateur et mixeur numérique simplifiés



From: A. Rodríguez-Vázquez, F. Medeiro, « Band-pass sigma-delta modulators: Principles, Architectures and Circuits », Public documents of the Mixed-Signal Design Cluster, www.imse.cnm.es/esd-msd

ELEC343 - AAA . Jean-François Naviner . 29 mai 2007 . Page 44

## CAN SD en temps continu

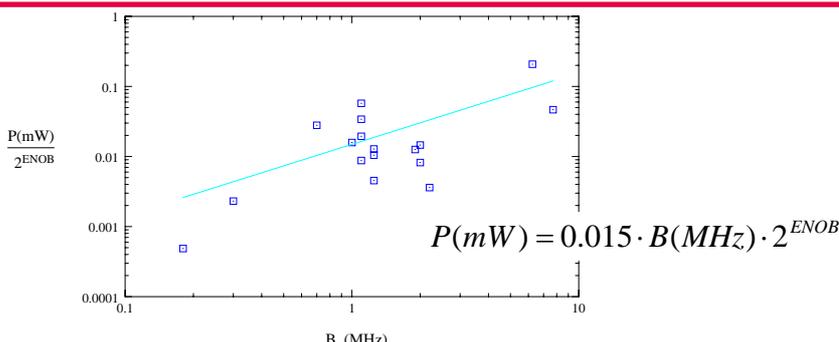
- ❑ **Temps discret**
  - ❑ *Le signal est échantillonné et bloqué à l'entrée.*
  - ❑ *Tous les signaux internes sont en temps discret.*
- ❑ **Temps continu**
  - ❑ *La partie amont est en temps continu (différence et intégrateur).*
  - ❑ *Le quantificateur et le DAC sont en temps discret (échantillonnage dans la boucle).*
- ❑ **Avantages**
  - ❑ *Filtrage antirepliement inutile.*
  - ❑ *Spécifications d'E/B relâchées.*
  - ❑ *Le bruit thermique dans la bande ne dépend pas de la fréquence d'échantillonnage.*
  - ❑ *Moindre sensibilité au bruit de commutation numérique.*
- ❑ **Désavantages**
  - ❑ *Forte influence des non linéarités des composants actifs.*
  - ❑ *SNR dégradé par l'imprécision des constantes de temps.*
  - ❑ *Forte influence de la gigue d'horloge.*
  - ❑ *Difficile à simuler.*



From: A. Rodriguez-Vásquez, F. Medeiro, « Low-pass sigma-delta modulators: Continuous-time sigma-delta modulators », Public documents of the Mixed-Signal Design Cluster, www.imse.cnm.es/esd-msd

ELEC343 - AAA . Jean-François Naviner . 29 mai 2007 . Page 45

## Exemples de CAN à modulation sigma-delta



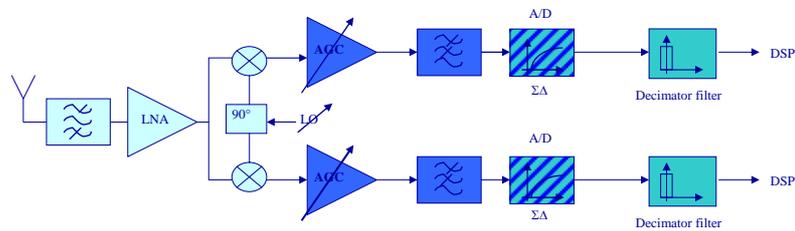
Convertisseurs et modulateurs Sigma-Delta en technologie CMOS

Publication	Author	Date	P(mW)	Fs(MHz)	L (um)	Vdd(V)	OSR	SNR (dB)	SNDR (dB)	Architecture
JSSC	<a href="#">A. R. Feldman</a>	1998	81	1,4	0,72	3,3	16	72	71	SL3 (4)
JSSC	<a href="#">A. M. Marques</a>	1998	230	2	1	5	24	90	85	C 2-1-1 (4-4-4)
JSSC	<a href="#">Y. Geerts</a>	1999	200	2,2	0,5	3,3	24	87	82	C 2-1-1
ISSCC	<a href="#">Y. Geerts</a>	2000	295	2,5	0,65	5	24	95	89	C 2-2-2
ISSCC	<a href="#">I. Fujimori</a>	2000	270	2,5	0,5	5	8	90	90	C 2-1-1
CICC	<a href="#">Y. Geerts</a>	2000	380	12,5	0,65	5	8	68	67	SL3 (4)
JSSC	<a href="#">J. C. Morizio</a>	2000	187	2,2	0,35	3,3	24	81	72	C 2-2 (1-5)
JSSC	<a href="#">J. C. Morizio</a>	2000	248	2,2	0,35	3,3	24	86	79	C 2-2 (1-5)
ISSCC	<a href="#">K. Vleugels</a>	2001	150	4	0,5	2,5	16	90	87	C 2-2-1 (5-3-3)



ELEC343 - AAA . Jean-François Naviner . 29 mai 2007 . Page 46

## Exemple d'utilisation : Récepteur radio 3G en conversion directe avec CAN SD

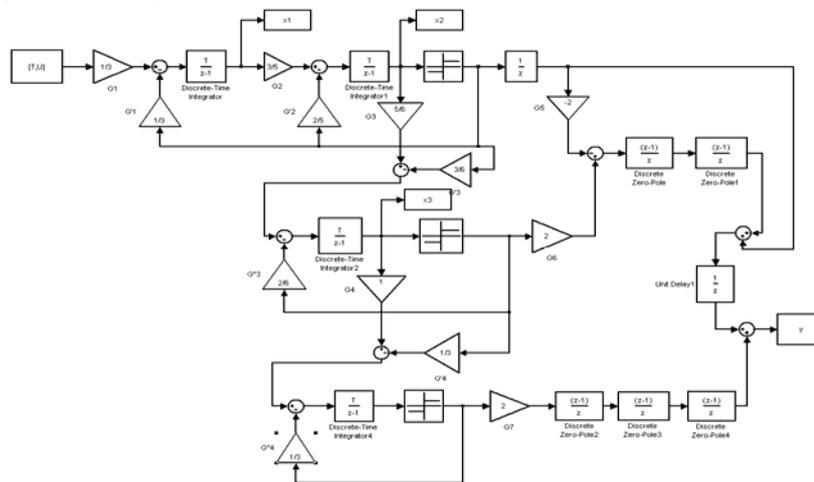


- La sélection de canal est réalisée en numérique
- La bande de réception est ramenée en bande de base
- Compromis entre CAN et filtre anti-repliement

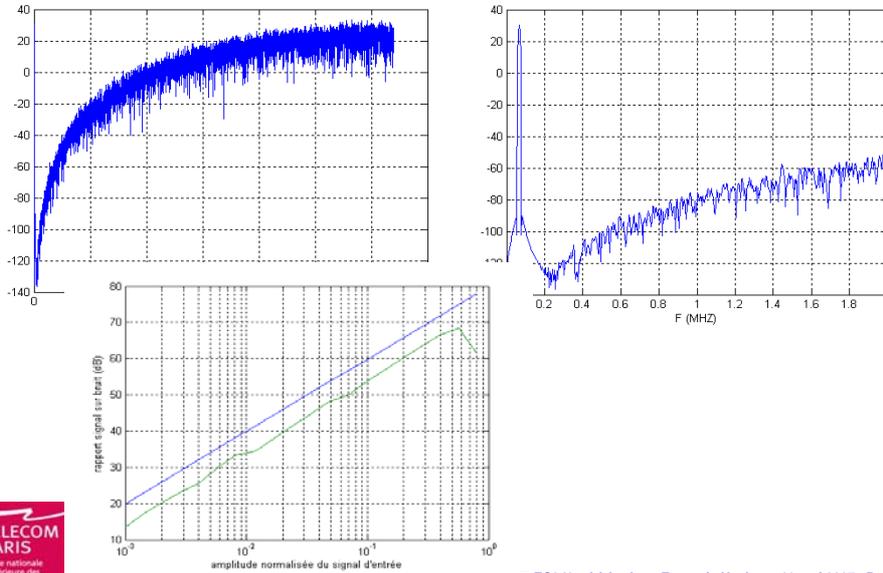


## Exemple d'utilisation : Récepteur radio 3G en conversion directe avec CAN SD

Structure cascade 2-1-1



## Exemple d'utilisation : Récepteur radio 3G en conversion directe avec CAN SD



## Exemple d'utilisation : Récepteur radio 3G en conversion directe avec CAN SD

