





# Conversion Analogique Numérique pour les Systèmes Embarqués

Filière Systèmes Embarqués  
Module SE208, 2<sup>ème</sup> année  
**Patricia Desgreys**



## Plan

- **Définition, caractérisation**
- **Principales architectures**
  - SAR
  - Pipeline
  - Sigma Delta
- **ADC performance: Applications & State-of-the-art**



2    23/05/2016    Institut Mines-Télécom    CAN pour les SE – Patricia Desgreys    TELECOM ParisTech    p.i.

## Définition de la CAN

quantum  $q$

$q$  : pas de quantification

$$q = \frac{V_{référence}}{2^N}$$

Signal analogique d'entrée  $S$

CAN

Code numérique de sortie  $b_{N-1} \dots b_0$

**N** : résolution du convertisseur

$$S = q(2^{N-1}b_{N-1} + 2^{N-2}b_{N-2} + \dots + 2^1b_1 + 2^0b_0) + e \quad -\frac{q}{2} \leq e < +\frac{q}{2}$$

➔ Nécessité d'un circuit échantillonneur bloqueur

3 23/05/2016
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys

## Échantillonnage

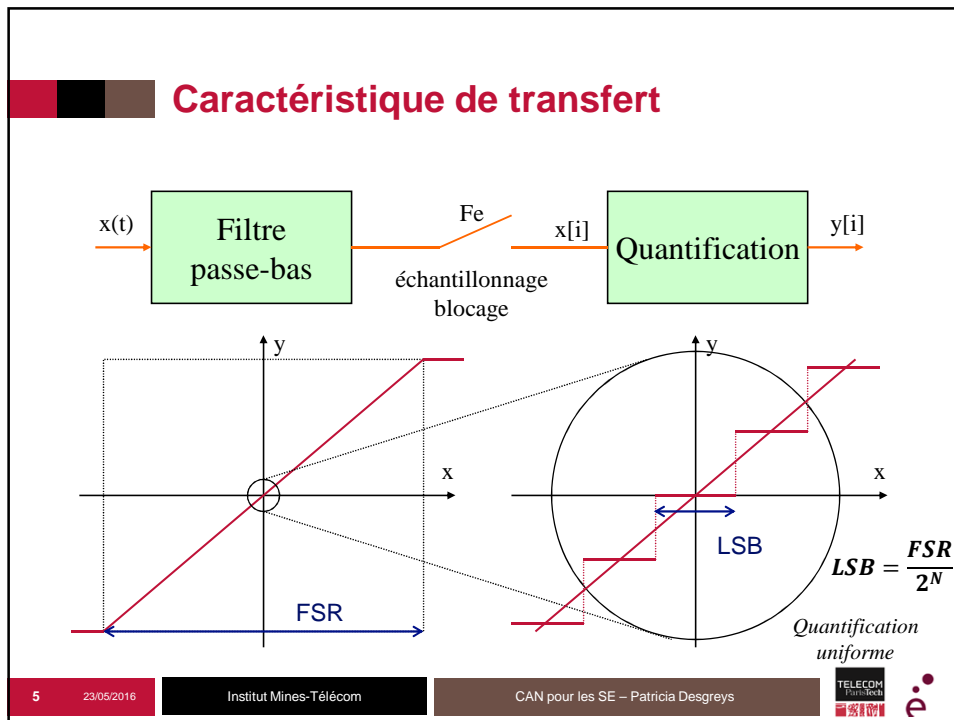
$$x_e(t) = x(t) \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(t - nT_e) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} x(nT_e) \delta(t - nT_e)$$

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

Filtre anti repliement :

$n = \frac{DR_{dB}}{20 \log_{10} \left( \frac{F_e}{2F_c} \right)}$

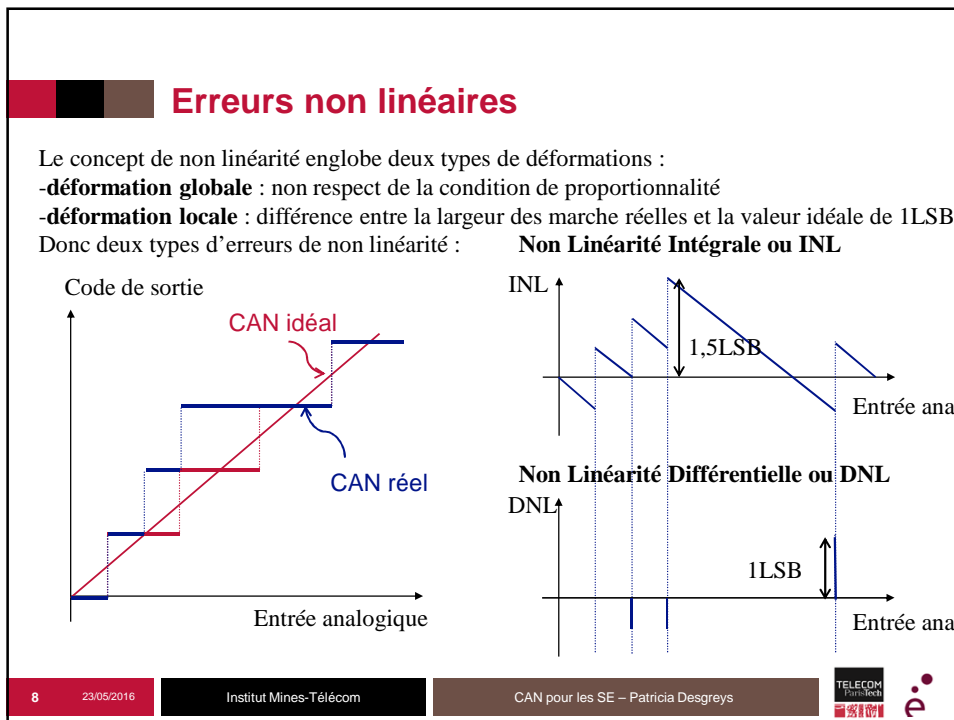
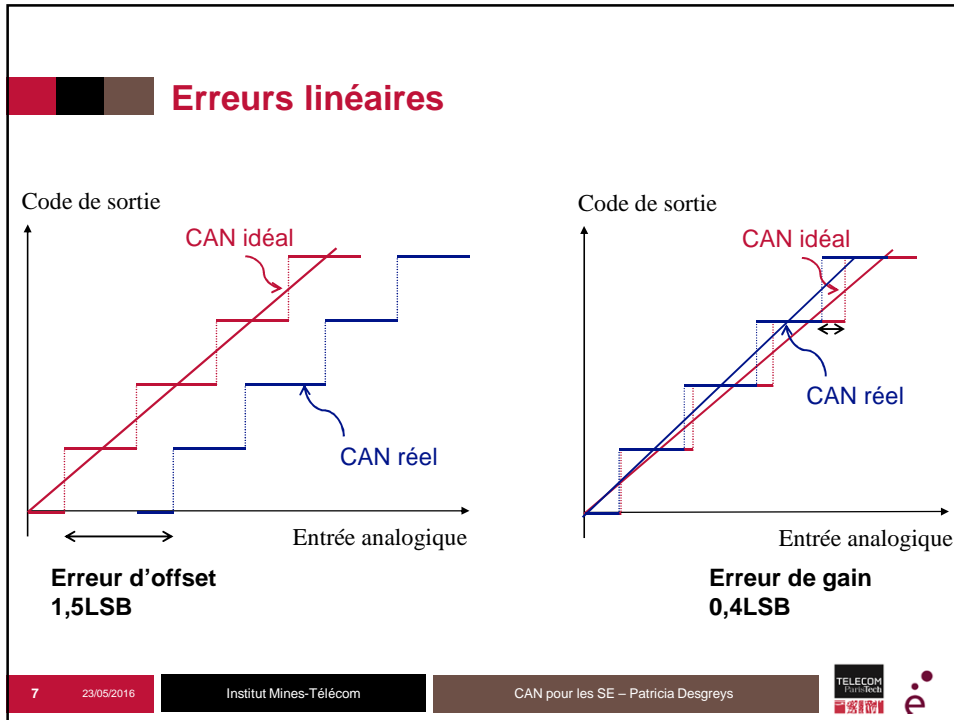
4 23/05/2016
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys



## Caractéristiques statiques

- **Résolution : nombre de bits disponibles en sortie**
  - Exemple : pour un CAN 12 bits avec une tension de pleine échelle unipolaire de 2,5 V :
 
$$1LSB = \frac{2,5V}{2^{12}} = 610\mu V$$
  
- **Monotonicité** : caractère selon lequel la sortie numérique est continûment croissante pour une variation croissante de l'entrée analogique.
  
- **Pas de code manquant (No missing code)** : un CAN n'a pas de code manquant s'il produit tous les codes numériques possibles en sortie en réponse à une rampe pleine échelle en entrée.

6    23/05/2016
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys



## Erreurs non linéaires

Le concept de non linéarité englobe deux types de déformations :

- déformation globale** : non respect de la condition de proportionnalité
- déformation locale** : différence entre la largeur des marche réelles et la valeur idéale de 1LSB.

Donc deux types d'erreurs de non linéarité :

### Non Linéarité Intégrale ou INL

Figure 8. Integral Nonlinearity vs. Code,  $V_{REF} = V_{DD} = 5V$

### Non Linéarité Différentielle ou DNL

Figure 11. Differential Nonlinearity vs. Code,  $V_{REF} = V_{DD} = 5V$

9

23/05/2016

Institut Mines-Télécom

CAN pour les SE – Patricia Desgreys

## Bruit de transition ou Transition Noise

Real transitions between two adjacent ADC output codes

Figure 9. Histogram of a DC Input at Code Center

10

23/05/2016

Institut Mines-Télécom

CAN pour les SE – Patricia Desgreys

## Caractéristiques dynamiques en temporel

- Taux de conversion ou fréquence de sortie  $F_S$  (throughput rate) : débit de sortie des codes numériques (N bits)  $\leftrightarrow$  correspond à la fréquence d'échantillonnage des données en entrée pour les convertisseur type « Nyquist »
- Réponse transitoire : temps nécessaire pour le CAN pour acquérir son entrée après l'application d'un échelon pleine échelle.
  - Exemple :
    - Réponse transitoire de 0 à  $V_{DD}=5,5V = 1,8 \mu s < T_S=1/F_S$

11

23/05/2016

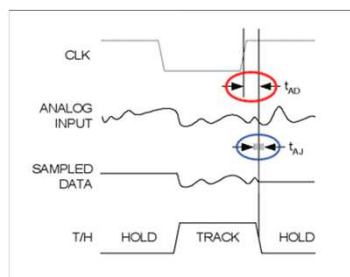
Institut Mines-Télécom

CAN pour les SE – Patricia Desgreys



## Caractéristiques dynamiques en temporel

- Dynamique du suiveur-bloqueur :
  - Aperture delay : délai d'ouverture du suiveur-bloqueur



Aperture delay (red) and jitter (blue).

- Bande passante d'entrée à -3dB ou SSBW

12

23/05/2016

Institut Mines-Télécom



CAN pour les SE – Patricia Desgreys



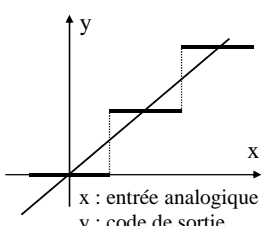
## Caractéristiques dynamiques en fréquentiel

- **Bruit et DR ou plage dynamique**
  - Bruit : quantification, thermique, référence, jitter → plancher de bruit
  - **DR : plage d'amplitudes (en entrée) que le CAN peut convertir. La valeur de la plage dynamique est exprimée en dB.**
    - Exemple : DR=60 dB → conversion d'amplitudes  $x$  to  $1000x$
- **SNR :**
  - Puissance du signal utile en sortie  $P_S$
  - Puissance du bruit intégré sur la bande de Nyquist  $P_N$
$$SNR = 10 \log \frac{P_S}{P_N} \text{ [dB]}$$

13 23/05/2016
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys

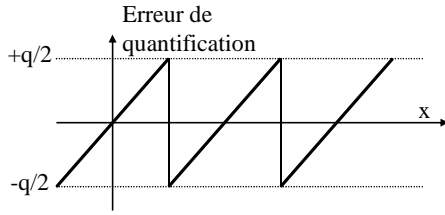



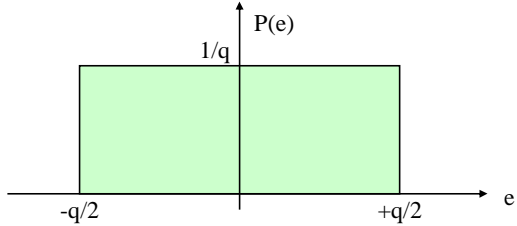
## Erreur de quantification





x : entrée analogique  
y : code de sortie

Erreur de quantification

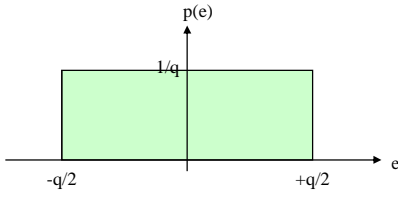




14
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys

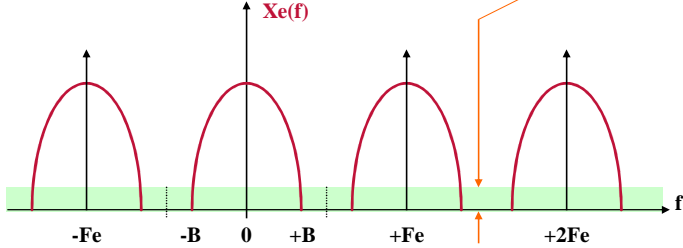
### Bruit de quantification




$$\sigma_e^2 = \frac{1}{q} \int_{-q/2}^{+q/2} e^2 de = \frac{q^2}{12} = P_e$$

$$P_e = \int_{-F_e/2}^{+F_e/2} dsp_e df$$

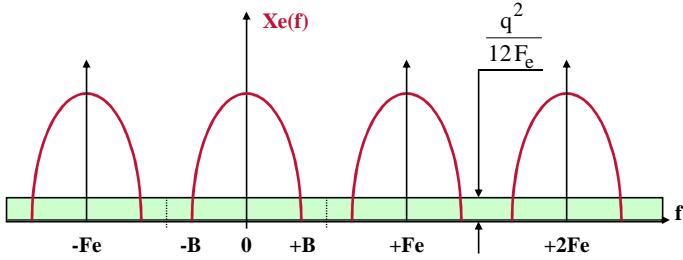
$$dsp_e = \frac{q^2}{12F_e}$$



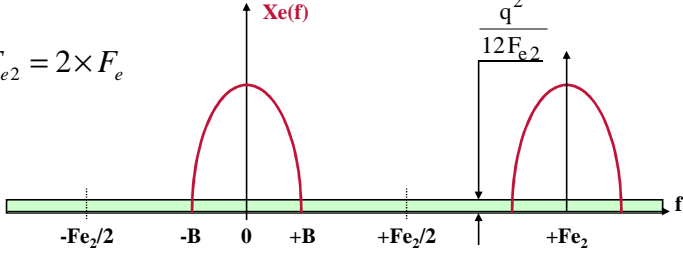
15
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys




### Effet du sur-échantillonnage



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



16
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys





## Rapport signal/bruit (1)

$$\text{Signal sinusoïdal : } x(t) = a \cdot \sin(2\pi f_s t) \quad P_x = \frac{a^2}{2}$$

$$P_{e \text{ bande utile}} = \int_{-F_s}^{+F_s} \text{dsp}_e \, df = \frac{q^2}{12 F_e} \cdot 2 F_s = \frac{q^2}{12 \text{OSR}}$$

$$q = \frac{2 \cdot a_0}{2^n - 1}$$

$$\text{SNR} = 10 \log \left( \frac{P_x}{P_{e.b.u.}} \right) = 10 \log \frac{3}{2} + 20 \log \frac{a}{a_0} + 20 \log (2^n - 1) + 10 \log \text{OSR}$$

17

Institut Mines-Télécom

CAN pour les SE – Patricia Desgreys



## Rapport signal/bruit (2)

Hypothèses :  $a = a_0$

$$\text{OSR} = 2^L$$

*n tel que  $2^n \gg 1$*

$$\text{SNR}_{(dB)} = 10 \log \left( \frac{P_x}{P_{e.b.u.}} \right) \approx 1,76 + 6,02 \cdot n + 3,01 \cdot L$$

Il faut quadrupler la fréquence d'échantillonnage pour gagner l'équivalent d'un bit de quantification.

18

Institut Mines-Télécom

CAN pour les SE – Patricia Desgreys



## Caractéristiques dynamiques en fréquentiel

- **Distorsion et SFDR**
  - En plus du plancher de bruit, on observe en sortie des harmoniques du signal utile
    - Cause : NL des circuits électroniques
  - SFDR:
    - Rapport entre l'amplitude du fondamental et l'amplitude de la composante de distorsion la plus grande (hors composante DC). Le SFDR est exprimé en dB.
- **THD**
  - Puissance totale des harmoniques dans la bande de Nyquist  $P_{Dist}$
$$THD = 10 \log \frac{P_{Dist}}{P_S} \text{ [dB]}$$

19 23/05/2016 Institut Mines-Télécom CAN pour les SE – Patricia Desgreys TELECOM ParisTech

## Caractéristiques dynamiques en fréquentiel

- **SINAD : rapport signal sur bruit plus distorsion**

$$SINAD = 10 \log \frac{P_S}{P_N + P_{Dist}} \text{ [dB]}$$
- **ENOB : Nombre de bits effectifs**
  - Pour une fréquence particulière du signal d'entrée (amplitude pleine échelle) et une fréquence d'échantillonnage donné
$$ENOB = \frac{SINAD - 1,76}{6,02}$$

20 23/05/2016 Institut Mines-Télécom CAN pour les SE – Patricia Desgreys TELECOM ParisTech

## Caractéristiques dynamiques en fréquentiel

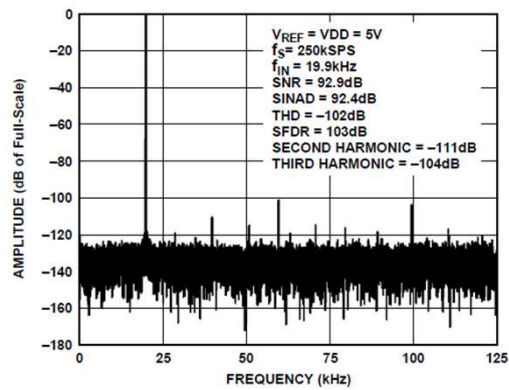


Figure 10. 20 kHz FFT,  $V_{REF} = V_{DD} = 5V$

21

23/05/2016

Institut Mines-Télécom

CAN pour les SE – Patricia Desgreys



## Gammes d'utilisation

### ■ Les performances d'un CAN dépendent de :

- Température : performances spécifiées dans une plage de température
  - Exemple :  $-40^{\circ}$  à  $85^{\circ}$
- Plage de tension : plage de valeurs pour  $V_{DD}$ , choix de  $V_{REF}$

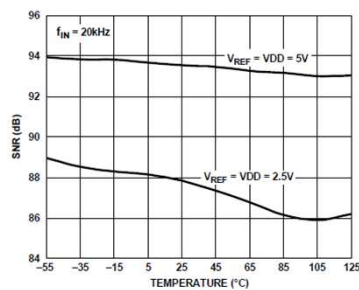


Figure 16. SNR vs. Temperature

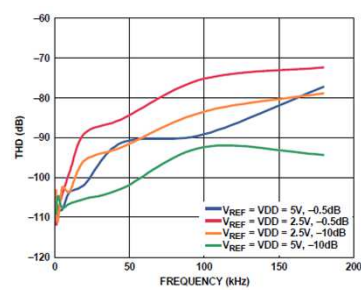


Figure 20. THD vs. Frequency

22

23/05/2016

Institut Mines-Télécom

CAN pour les SE – Patricia Desgreys



## Consommation d'énergie $P_{Dis}$

■ La consommation dépend des performances : du choix de  $V_{DD}$ , du débit.

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
POWER SUPPLIES					
VDD <sup>6</sup>	Specified performance	2.3		5.5	V
VIO	Specified performance	1.8		VDD + 0.3	V
Standby Current <sup>7, 8</sup>	VDD and VIO = 5 V at 25°C		50		nA
Power Dissipation	VDD = 2.5 V, 100 SPS throughput		1.7		μW
	VDD = 2.5 V, 200 kSPS throughput		3.5		mW
	VDD = 5 V, 250 kSPS throughput		12.5	18	mW
	VDD = 5 V, 250 kSPS throughput with internal reference		15.5	21	mW
Energy per Conversion	VDD = 5 V		60		nJ

23 23/05/2016
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys

## Facteur de Mérite FoM

**SINAD ENOB**

$$ENOB = \frac{SINAD - 1,76}{6,02}$$

**Résolution Effective**

**Taux de conversion  $F_s$**

**FoM**

**Consommation d'énergie  $P_{Dis}$**

$$FoM_W = \frac{P_{Dis}}{F_s 2^{ENOB}}$$

Exemple : 1 pJ/conversion step  
Excellent : <100 fJ/conv. step

$$FoM_S = SINAD(dB) + 10 \log \left( \frac{F_s/2}{P_{Dis}} \right)$$

Exemple : 160 dB/J ou dB  
Excellent : >170 dB

BW

24 23/05/2016
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys

## Plan

- Définition, caractérisation
- Principales architectures
  - SAR
  - Pipeline
  - Sigma Delta
- ADC performance: Applications & State-of-the-art

25 23/05/2016 Institut Mines-Télécom CAN pour les SE – Patricia Desgreys TELECOM ParisTech

## SAR : CAN à approximations successives

26 23/05/2016 Institut Mines-Télécom CAN pour les SE – Patricia Desgreys TELECOM ParisTech

## SAR : CAN à approximations successives

*Inconvénient* : convertisseurs lents

*Avantages* : bonnes performances  
Faible consommation  
prix peu élevé

27 Institut Mines-Télécom CAN pour les SE – Patricia Desgreys TELECOM ParisTech

## CAN à redistribution de charges

### 1. Mode échantillonnage

28 Institut Mines-Télécom CAN pour les SE – Patricia Desgreys TELECOM ParisTech

## CAN à redistribution de charges

2. Mode maintien

$V_x = -V_e$

vers registre

$V_e$   
 $V_{réf}$

29
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys

## CAN à redistribution de charges

3. Test MSB vers LSB

$V_x = V_{réf}/2 - V_e$

vers registre

$V_e$   
 $V_{réf}$

30
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys

## CAN à redistribution de charges

A la fin,  $V_x$  est plus petite qu'un LSB

$V_x = V_{\text{réf}}/2 + V_{\text{réf}}/8 - V_e$

vers registre

$V_e$   
 $V_{\text{réf}}$

- ➔ Convertisseur insensible aux capacités parasites
- ➔ La charge  $2CV_e$  initialement distribuée sur toutes les capacités a été 'redistribuée' sur les seules capacités reliées à  $V_{\text{réf}}$ .

31 Institut Mines-Télécom CAN pour les SE – Patricia Desgreys TELECOM ParisTech

## Plan

- Définition, caractérisation
- Principales architectures
  - SAR
  - Pipeline
    - Algorithmique
    - Flash, semi flash
    - Pipeline
  - Sigma Delta
- ADC performance: Applications & State-of-the-art

32 23/05/2016 Institut Mines-Télécom CAN pour les SE – Patricia Desgreys TELECOM ParisTech



### CAN algorithmique

$$V_E = \left( \sum_{i=1}^N b_i \cdot 2^{-i} \right) V_{\text{réf}} \text{ où } b_i \text{ est égal à } \pm 1$$

$R_1 = V_E$  →

si  $R_i \geq 0$   
 sinon  $R_i < 0$   
 fin

$b_i = 1$   
 $b_i = -1$

→  $R_{i+1} = 2 R_i - b_i V_{\text{réf}}$

$$R_{i+1} = 2^i \left[ R_1 - \sum_{j=1}^i (2^{-j} b_j) V_{\text{réf}} \right]$$

$$\lim_{i \rightarrow \infty} \left\{ \sum_{j=1}^i (2^{-j} b_j) \right\} = \frac{R_1}{V_{\text{réf}}}$$

33
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys

### CAN algorithmique

Avantages : faible consommation  
 faible surface occupée

Inconvénient : faible vitesse de conversion

Résolution : 13 à 14 bits

$R_1 = V_E$  →

si  $R_i \geq 0$   
 sinon  $R_i < 0$   
 fin

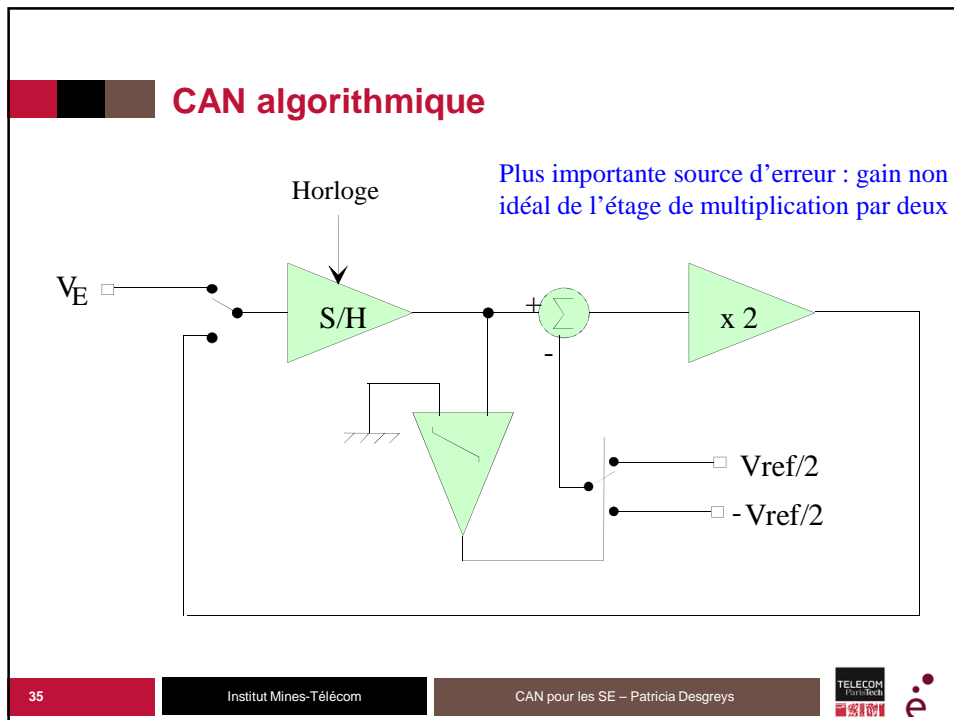
$b_i = 1$   
 $b_i = -1$

→  $R_{i+1} = 2 R_i - b_i V_{\text{réf}}$

$$R_{i+1} = 2^i \left[ R_1 - \sum_{j=1}^i (2^{-j} b_j) V_{\text{réf}} \right]$$

$$\lim_{i \rightarrow \infty} \left\{ \sum_{j=1}^i (2^{-j} b_j) \right\} = \frac{R_1}{V_{\text{réf}}}$$

34
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys



## Conversion AN rapide

Fréquences de sortie recherchées : qq. 10MS/s à qq. **1 GS/s**  
*Applications* : télécommunications, vidéo, imagerie médicale, radars, analyseurs de réseaux.

➔ **nécessité d'une conversion parallèle en un seul cycle d'horloge**

Les seuls convertisseurs qui fonctionnent vraiment en un cycle d'horloge sont les **convertisseurs flash**.

D'autres convertisseurs (convertisseurs semi-flash, convertisseurs pipeline) combinent des convertisseurs flash faible résolution et des architectures algorithmiques pour diminuer la consommation au prix de 2 ou 3 cycles d'horloges.

36 Institut Mines-Télécom CAN pour les SE – Patricia Desgreys TELECOM ParisTech

### CAN flash

*Avantage* : pas d'échantillonneur bloqueur  
→ plus de rapidité.

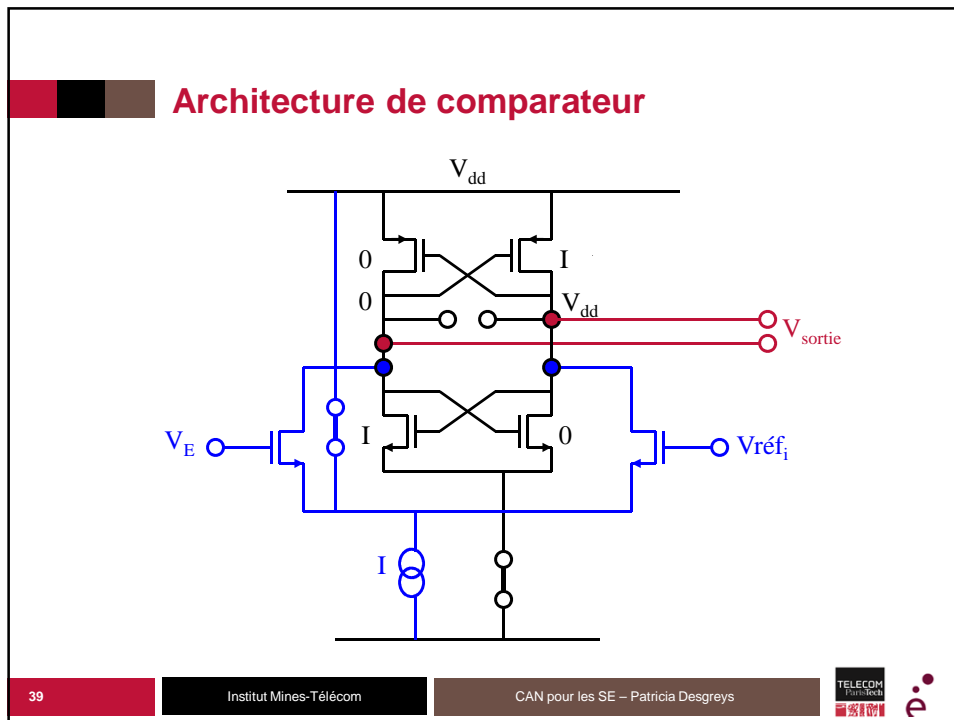
*Inconvénient* : un banc de comparateurs  
→ consommation et distorsion non linéaire.

37
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys

### CAN flash

$\phi$  : phase d'acquisition  
 $\bar{\phi}$  : phase d'amplification

38
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys



### Impact des non-idéalités du comparateur

**Imperfection statique** : les offsets des bascules sont assez importants (50 mV) et divisé par le gain de la paire différentielle, l'**erreur d'offset** s'étale entre 5 et 20 mV en entrée.

- ➔ Ceci se traduit par une erreur DNL importante, définit la plus petite discrimination et limite donc la résolution (6 ou 7 bits).

**Imperfections dynamiques** :



- ➔ L'amplificateur différentiel fonctionne en linéaire et en non linéaire. Sa bande passante est limitée. Un **retard** très variable et dépendant du signal est donc observé
- ➔ L'état logique précédant une nouvelle comparaison influe sur l'entrée, créant une erreur d'hystérésis ou offset dynamique ou **bruit de kick back** (contrecoup).

40      Institut Mines-Télécom      CAN pour les SE – Patricia Desgreys      TELECOM ParisTech

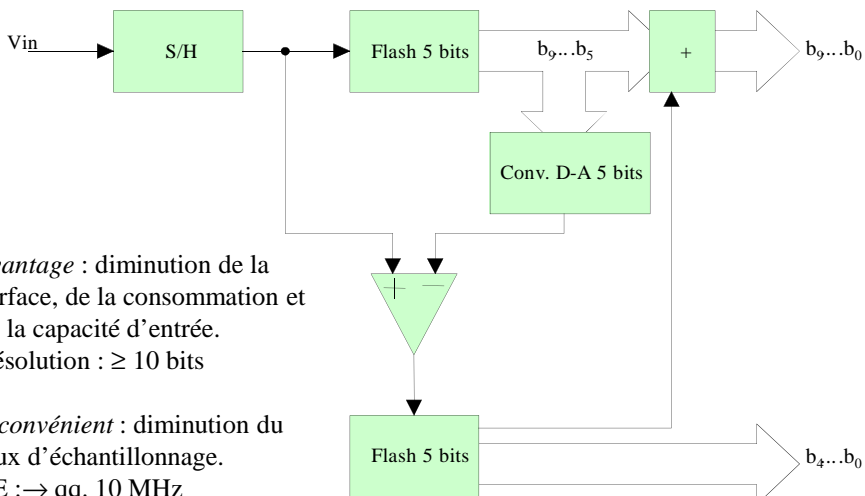
## Autres sources de distorsion non linéaire

- ➔ L'échelle de références définit également la plus petite discrimination et limite donc la résolution. Le polysilicium présente une résistance de qq.  $10 \Omega$  / mais la reproductibilité n'est pas très satisfaisante. L'impact est direct sur l'erreur INL mais l'erreur DNL est négligeable et aucune erreur de monotonie n'est engendrée. Résolution max. : 8 bits (ou 10 bits si ajustement laser)
- ➔ Jitter d'horloge  
Bruit des comparateurs  
Layout } décalages de phase aléatoires ou dépendants de la position

41
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys



## CAN semi-flash

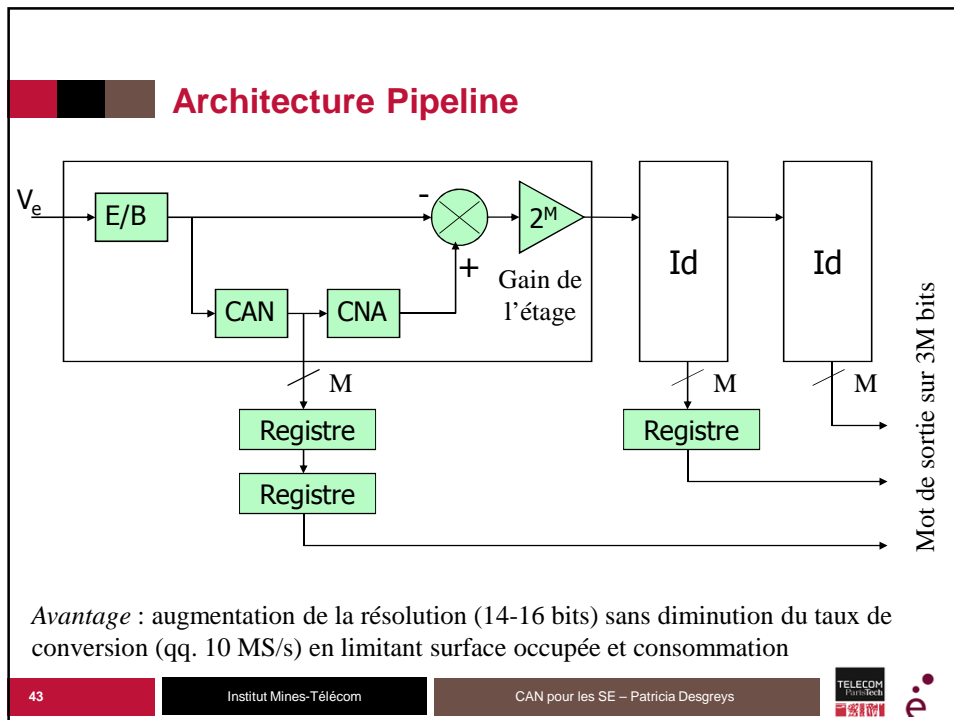


*Avantage* : diminution de la surface, de la consommation et de la capacité d'entrée.  
Résolution :  $\geq 10$  bits

*Inconvénient* : diminution du taux d'échantillonnage.  
TE  $\rightarrow$  qq. 10 MHz

42
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys



### Architectures à résolution limitée

Type de CAN	Performances	avantages	inconvénients
Approximations successives	10 à 12 bits qq. 100 kHz	Faible coût	Faible vitesse de conversion
Algorithmique ou cyclique	12 à 14 bits qq. 100 kHz	Faible consommation Faible surface occupée	Faible vitesse de conversion
Flash	8 à 10 bits qq. 100 MHz	Très rapide	Forte consommation
Semi-flash	12 à 14 bits qq. 10 MHz	Consommation, surface occupée et vitesse de conversion moyennes	
Pipeline	14 à 16 bits qq. 10 MHz	Bonne résolution, Faible consommation pour 10 bits	

Pour tous ces types de convertisseurs, la précision est limitée par la dispersion sur les composants...

44 Institut Mines-Télécom CAN pour les SE – Patricia Desgreys TELECOM ParisTech

## Plan

- **Définition, caractérisation**
- **Principales architectures**
  - SAR
  - Pipeline
  - **Sigma Delta**
- **ADC performance: Applications & State-of-the-art**

45

Institut Mines-Télécom

CAN pour les SE – Patricia Desgreys

## Oversampling ADC

$$SNR_{(dB)} = 10 \log \left( \frac{P_x}{P_{e.b.u.}} \right) \approx 1,76 + 6,02 \cdot n + 3,01 \cdot L$$

Technology evolution →

+ speed  
 + density  
 - Dynamic ( 2V, 16 bits → 30 μV )

Oversampling →

Exchange :  
 Amplitude resolution  
 ↓  
 Digital complexity and resolution in time

46

Institut Mines-Télécom

CAN pour les SE – Patricia Desgreys

## CAN à modulation Sigma-Delta

- Technique à sur-échantillonnage
  - $SNR_{dB} = 6,02 N + 1,76 + 10 \log M$
  - avec  $M = F_e / 2F_s$  le taux de sur-échantillonnage.
- Modulation sigma-delta
  - séparation spectrale du signal et du bruit
- Filtrage numérique passe-bas ou décimateur

47
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys

## ADC with feedback

48
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys



### ΣΔ modulator linear model

$$Y(z) = \frac{B(z)}{1 + B(z) \cdot C(z)} X(z) + \frac{1}{1 + B(z)C(z)} Q(z)$$

49
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys

### Coder model

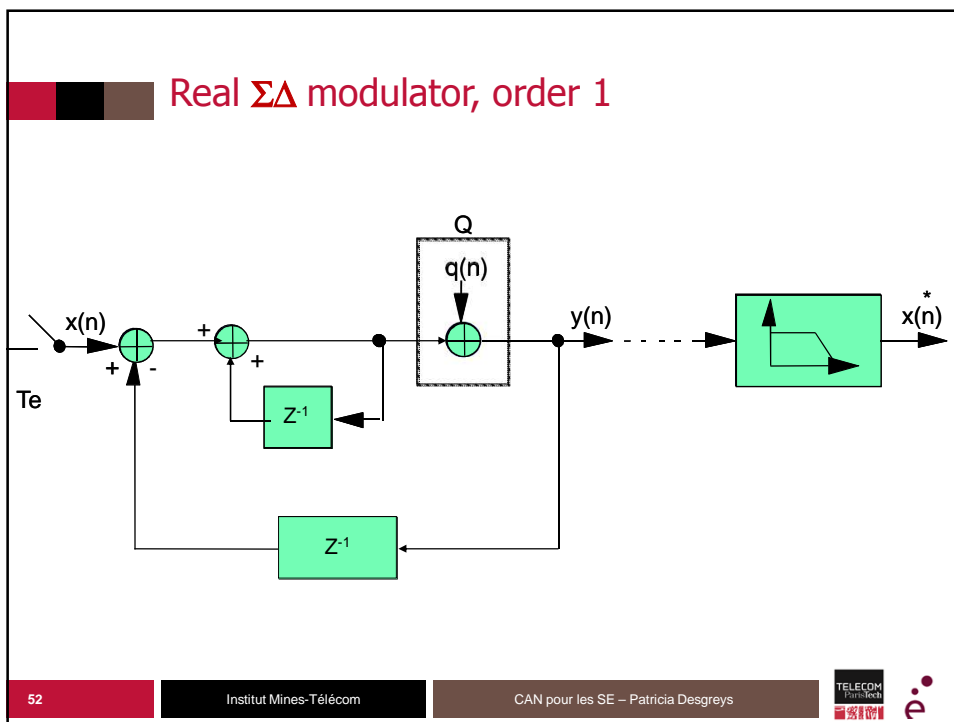
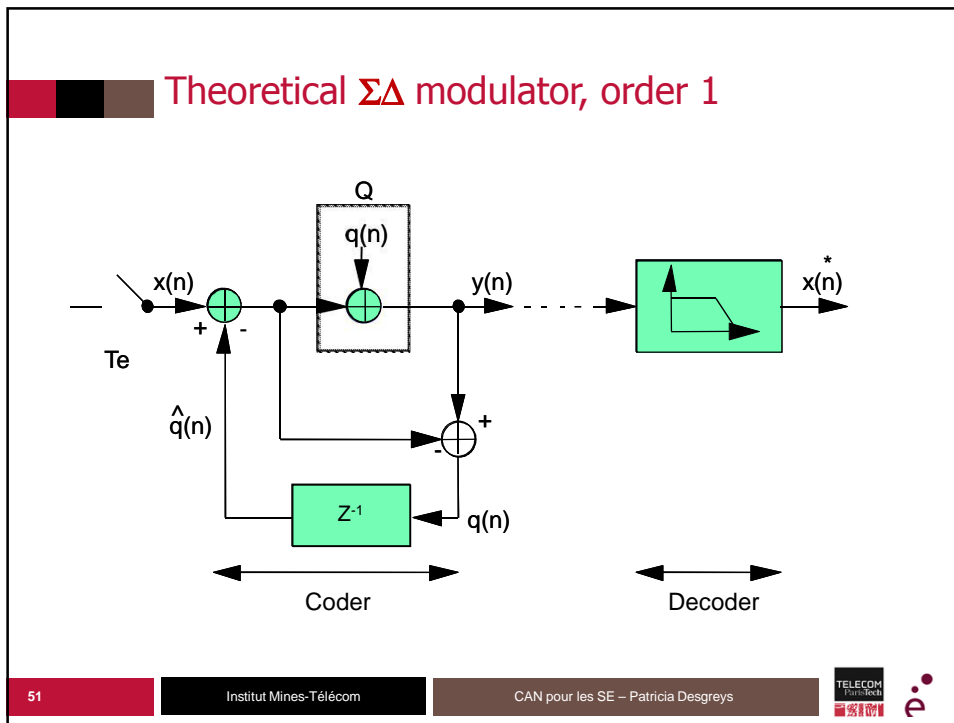
←→

Coder

←→

Decoder

50
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys



### Generalization to any order

Second order Sigma Delta Modulator

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

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

□ **N order :**

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

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

53
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys

### Noise shaping effect

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

54
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys

### Signal Noise Ratio of the $\Sigma\Delta$ modulator

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

$$P_{signal} = \frac{S_{max}^2}{2} \quad OSR = \frac{fe}{2f_s} = 2^L$$

$$P_Q = \frac{\Delta^2}{12} \cdot \frac{\pi^{2 \cdot N}}{2 \cdot N + 1} \cdot OSR^{-(2 \cdot N + 1)}$$

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

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

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

55
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys

### Quantization noise and oversampling effects

- Only oversampling effect
  - q  $N=0; L=\log_2 OSR$ 
    - ┆ +3.01dB/octave of  $F_s$
- Oversampling and Noise Shaping effects
  - q  $N=1$ 
    - ┆ +9.03dB/octave of  $F_s$
  - q  $N=2$ 
    - ┆ +15.05dB/octave of  $F_s$
  - q  $N=3$ 
    - ┆ +21.07dB/octave of  $F_s$
  - q  $N=4$ 
    - ┆ +27.09dB/octave of  $F_s$

$S_{max} = ref, n = 1$

56
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys

## Switched capacitors $\Sigma\Delta$ modulator

$\phi_1 = \overline{Q}P + QI$   
 $\phi_2 = \overline{Q}I + QP$

$$y(nTe) = V_{in}^P [(n-1)Te] + q(nTe) - q[(n-1)Te]$$

57
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys

## Decimation and digital filter



- **Filter**  
q Delete any signal and noise out of band
  
- **Decimation**  
q Reduce the sampling rate to  $F_s = 2 \times B$

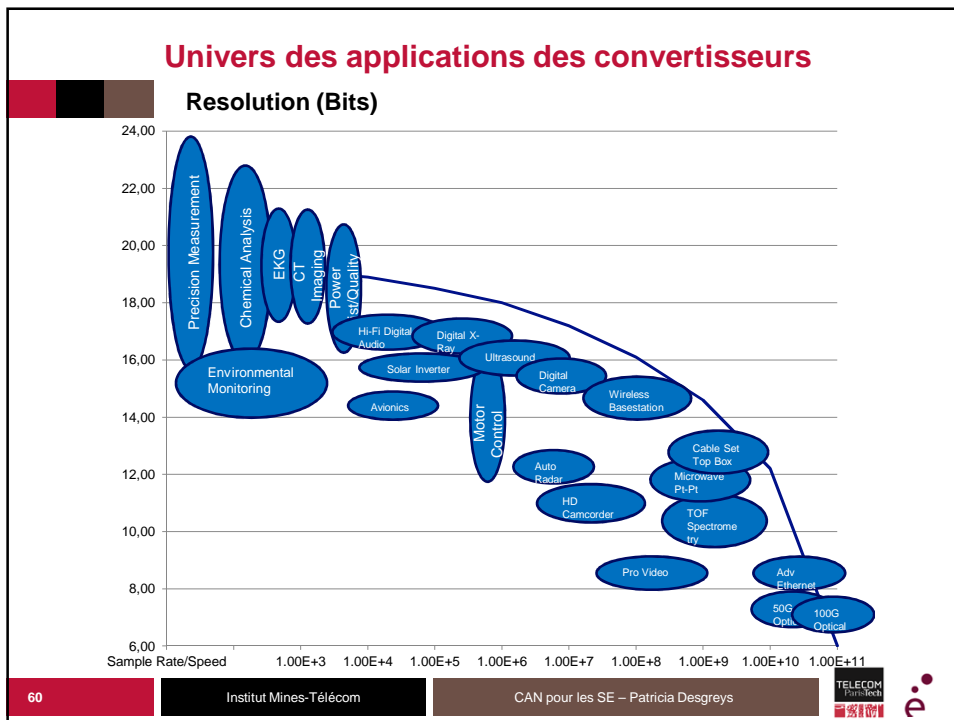
58
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys

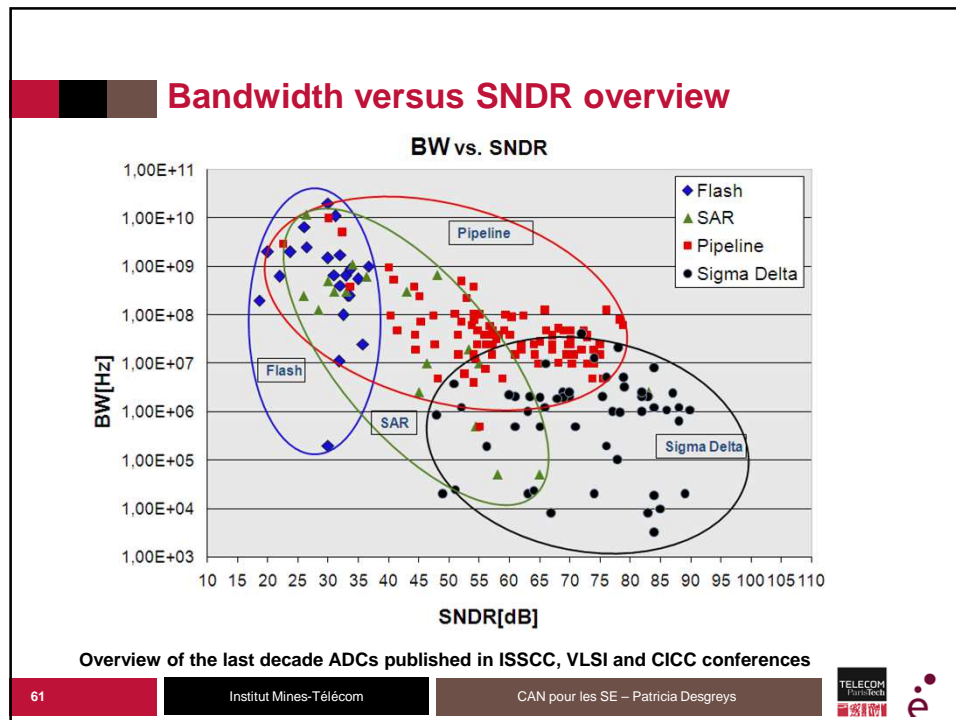
## Plan

- Définition, caractérisation
- Principales architectures
  - SAR
  - Pipeline
  - Sigma Delta
- ADC performance: Applications & State-of-the-art

59 23/05/2016
Institut Mines-Télécom
CAN pour les SE – Patricia Desgreys





### Conclusion : choix architecture de CAN

- Pour des applications très haute résolution :  
convertisseurs  $\Delta\Sigma$
- Pour des applications où la consommation est critique et le produit résolution $\times$ BW n'est pas trop élevée : convertisseur SAR
- Lorsque la vitesse et la résolution sont nécessaires :  
convertisseur pipeline
- Pour les plus grandes vitesses : convertisseur Flash  
(au prix d'une grande consommation et d'une faible résolution)

62 Institut Mines-Télécom CAN pour les SE – Patricia Desgreys TELECOM ParisTech