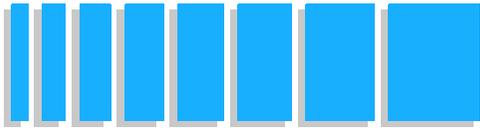


Les Convertisseurs A/N & N/A

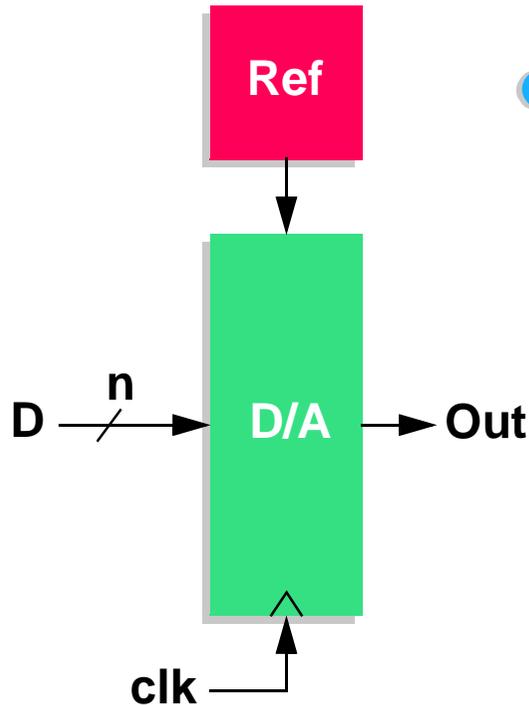
- *1. Conversion Numérique-Analogique (N/A)*
- *2. Conversion Analogique-Numérique (A/N)*
- *3. Echantillonnage du signal*
- *4. Nombre de bits effectifs (ENOB)*
- *5. Non-linéarités (DNL & INL)*
- *6. Sur-échantillonnage*
- *7. Etat de l'Art et Tendances*
- *Annexes*



1. Conversion N/A: Définitions

- Conversion d'une grandeur numérique (D) codée sur n bit en une grandeur analogique (Out), et ce proportionnellement à une référence (Ref)

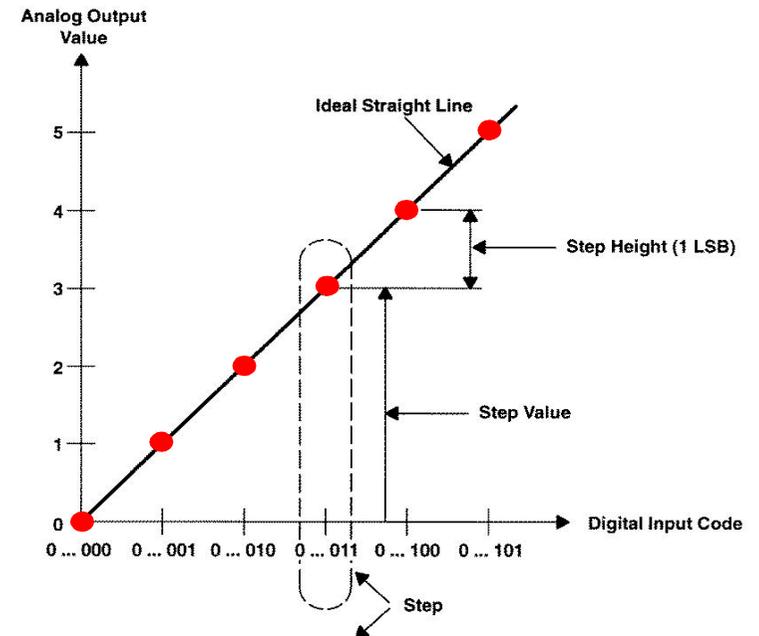
- Most Significant Bit (MSB) = 2^{n-1} Least Significant Bit (LSB) = 2^0



$$Out = Ref \frac{D}{2^n}$$

$$0 \leq D \leq 2^n - 1$$

$$1 \text{ LSB} = \frac{Ref}{2^n}$$

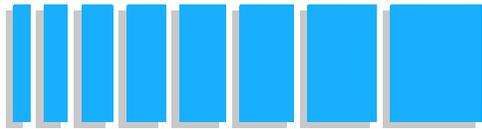


CONVERSION CODE

Digital Input Code	0 ... 000	0 ... 001	0 ... 010	0 ... 011	0 ... 100	0 ... 101
Analog Output Value	0	1	2	3	4	5

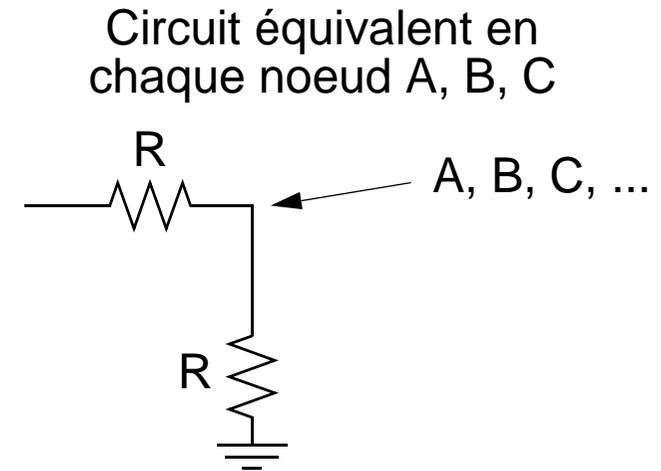
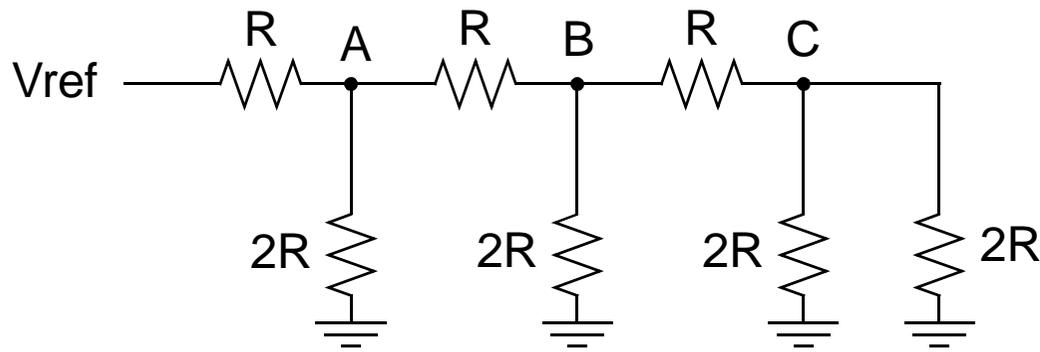
Elements of Transfer Diagram for an Ideal Linear DAC

- C'est un atténuateur à commande numérique

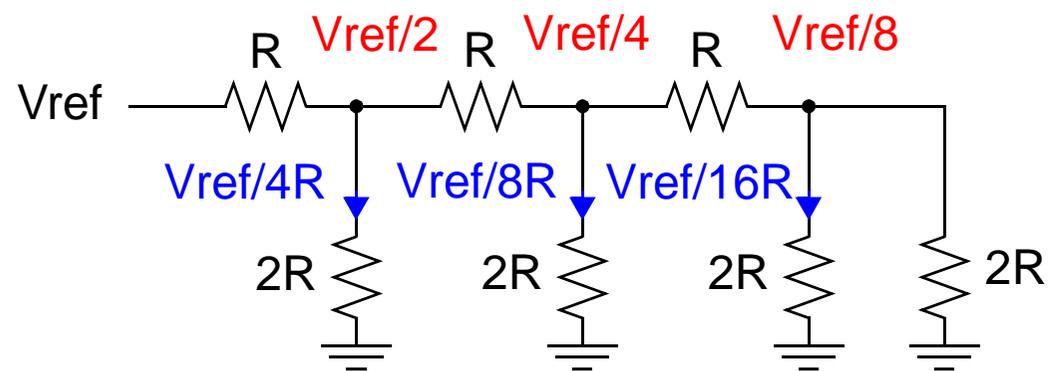


1. Conversion N/A: Principe du réseau R - 2R

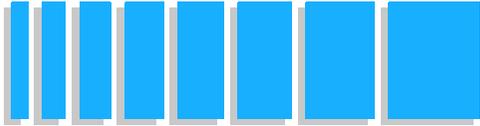
- Comment réaliser une atténuation en 2^n ?



Pondération des courants en 2^n

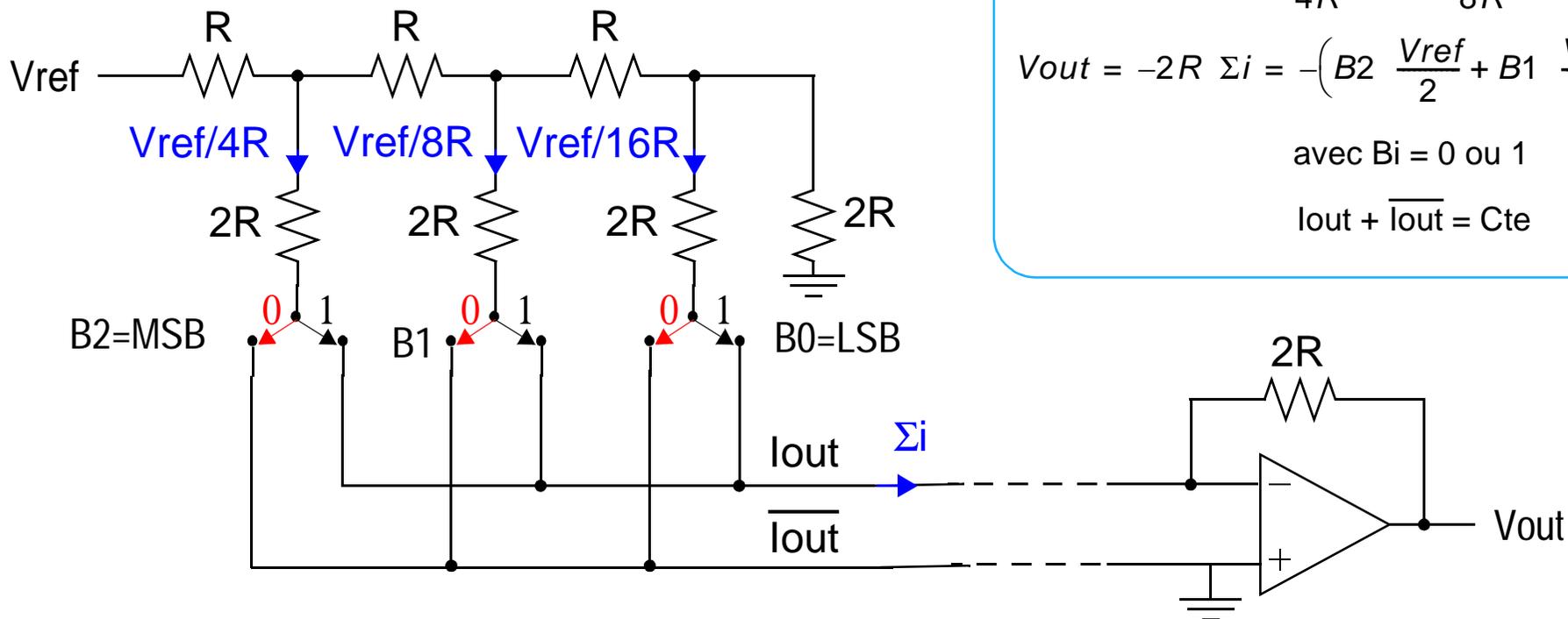


- R - 2R → faible étalement des valeurs → bon appariement



1. Conversion N/A: Principe du réseau R - 2R

- Reconstitution de la valeur analogique: sommation des courants



$$\Sigma i = B_2 \frac{V_{ref}}{4R} + B_1 \frac{V_{ref}}{8R} + B_0 \frac{V_{ref}}{16R}$$

$$V_{out} = -2R \Sigma i = -\left(B_2 \frac{V_{ref}}{2} + B_1 \frac{V_{ref}}{4} + B_0 \frac{V_{ref}}{8} \right)$$

avec $B_i = 0$ ou 1

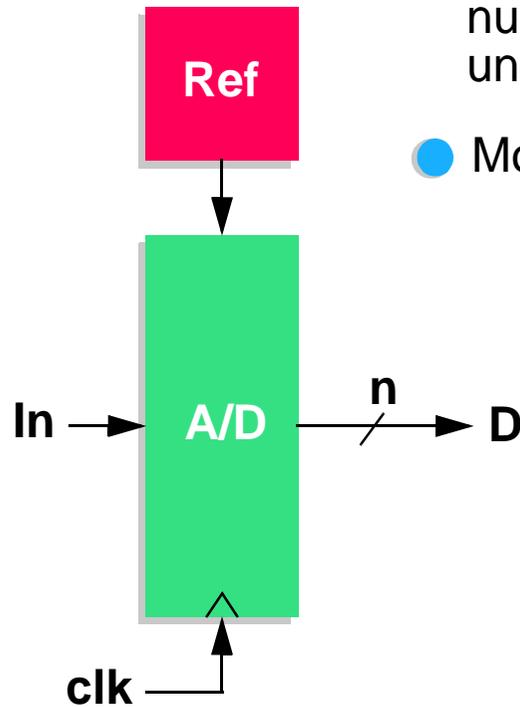
$I_{out} + \overline{I_{out}} = Cte$

- Réalise la fonction d'atténuateur programmable (potentiomètre)

2. Conversion A/N: Définitions

- Conversion d'une grandeur analogique (I_n) en une grandeur numérique (D) codée sur n bit, et ce proportionnellement à une référence (Ref)

- Most Significant Bit (MSB) = 2^{n-1} Least Significant Bit (LSB) = 2^0



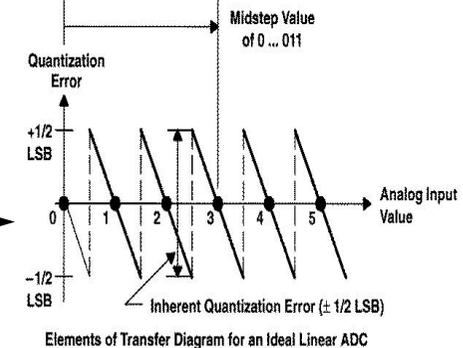
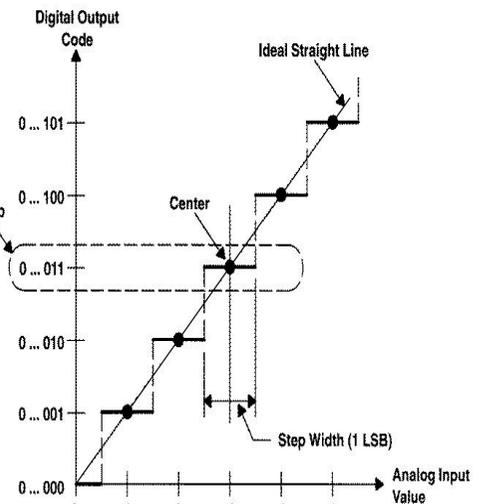
$$D = (2^n - 1) \frac{I_n}{Ref}$$

$$0 \leq I_n \leq Ref$$

$$1 \text{ LSB} = \frac{Ref}{2^n - 1}$$

CONVERSION CODE

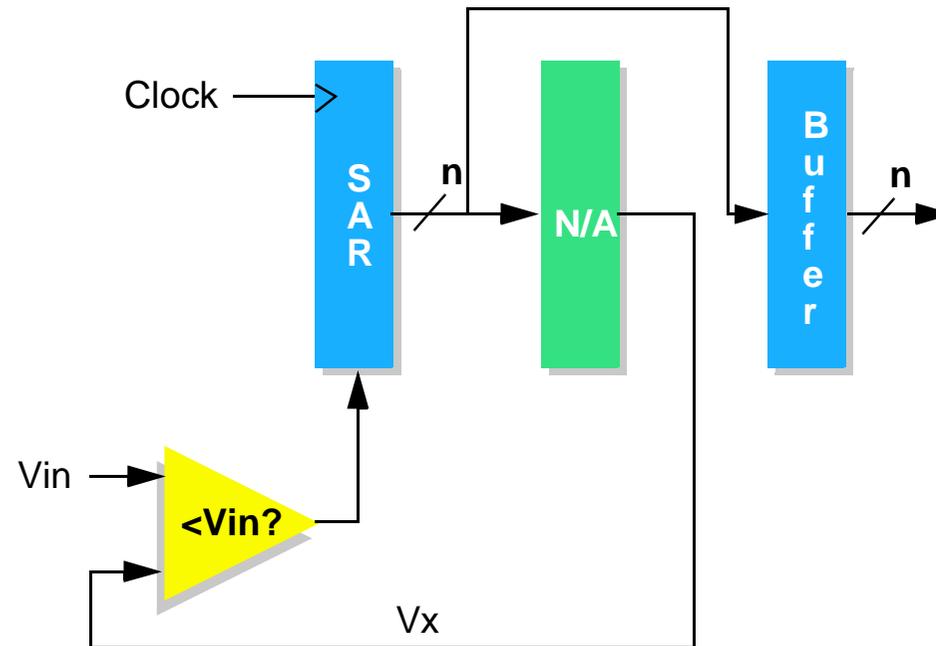
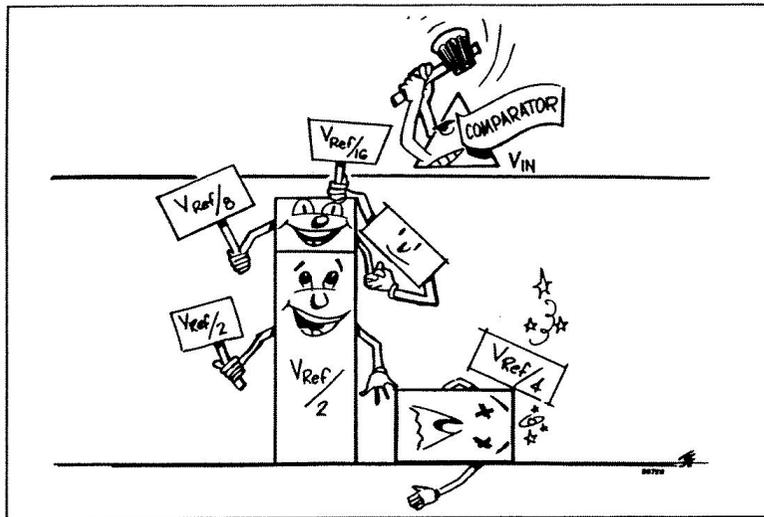
RANGE OF ANALOG INPUT VALUES	DIGITAL OUTPUT CODE
4.5 • 5.5	0 ... 101
3.5 • 4.5	0 ... 100
2.5 • 3.5	0 ... 011
1.5 • 2.5	0 ... 010
0.5 • 1.5	0 ... 001
0 • 0.5	0 ... 000



⚠ Plusieurs valeurs analogiques génèrent la même valeur de D → erreur de quantification

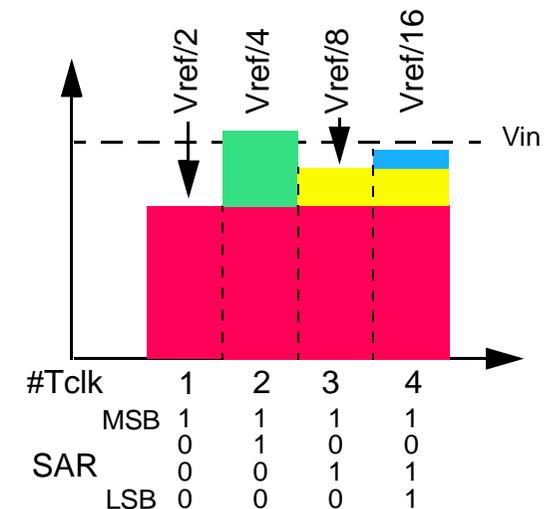
⚠ La grandeur analogique (I_n) doit rester stable durant la totalité du processus de conversion

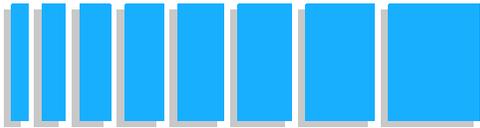
2. Conversion A/N: Approximations successives



SAR: Successive Approximation Register

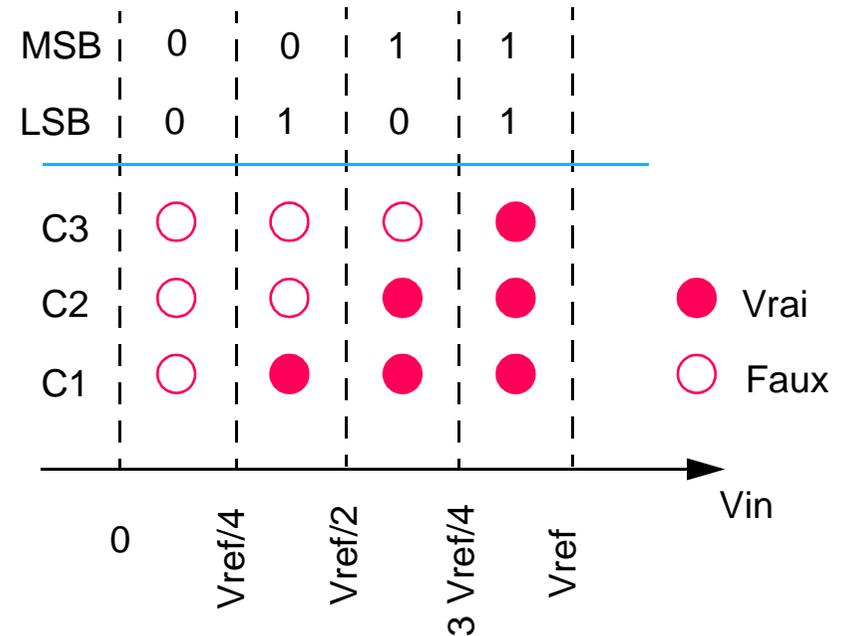
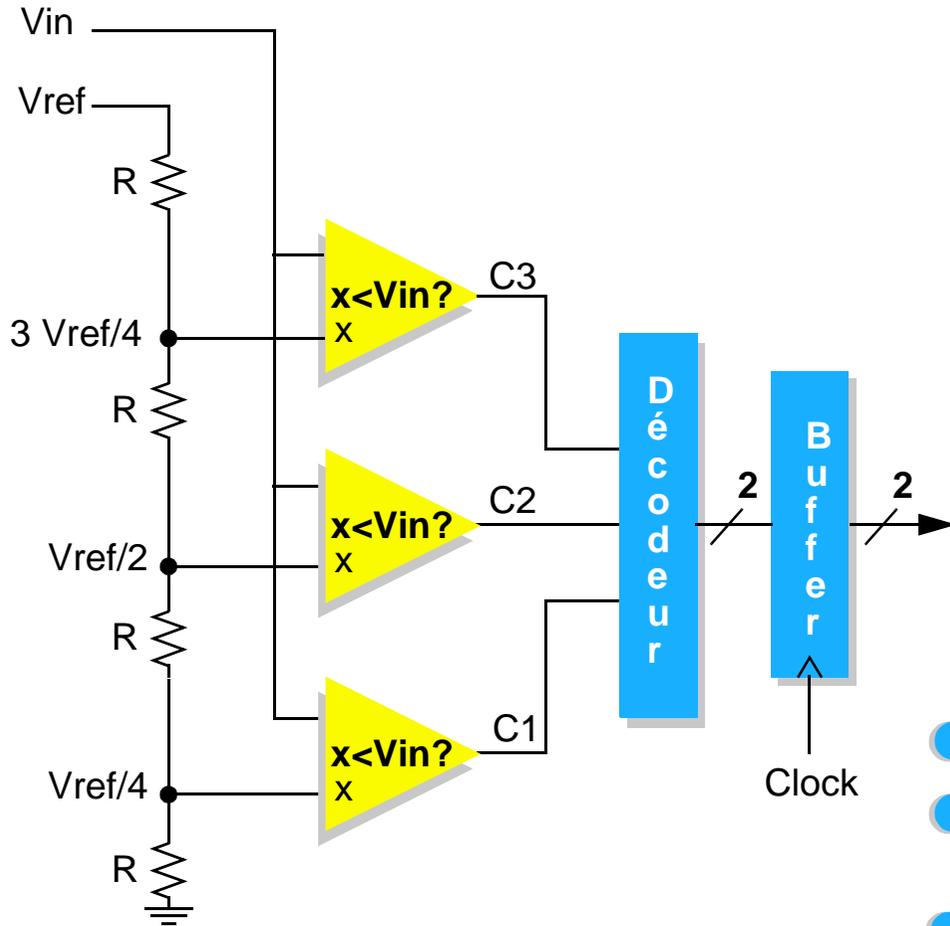
- Résolution: $n=8$ à 16 bit
- Conversion rapide: qq 10-100 Kéch/s typique, n périodes d'horloge, indépendant de V_{in}
- Sensible aux erreurs du comparateur et du N/A
- Application: acquisition de données en général





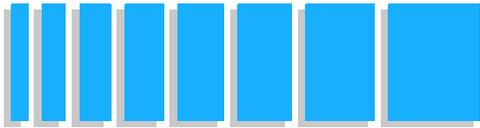
2. Conversion A/N: Conversion flash

- Evaluation simultanée de toutes les combinaisons possibles



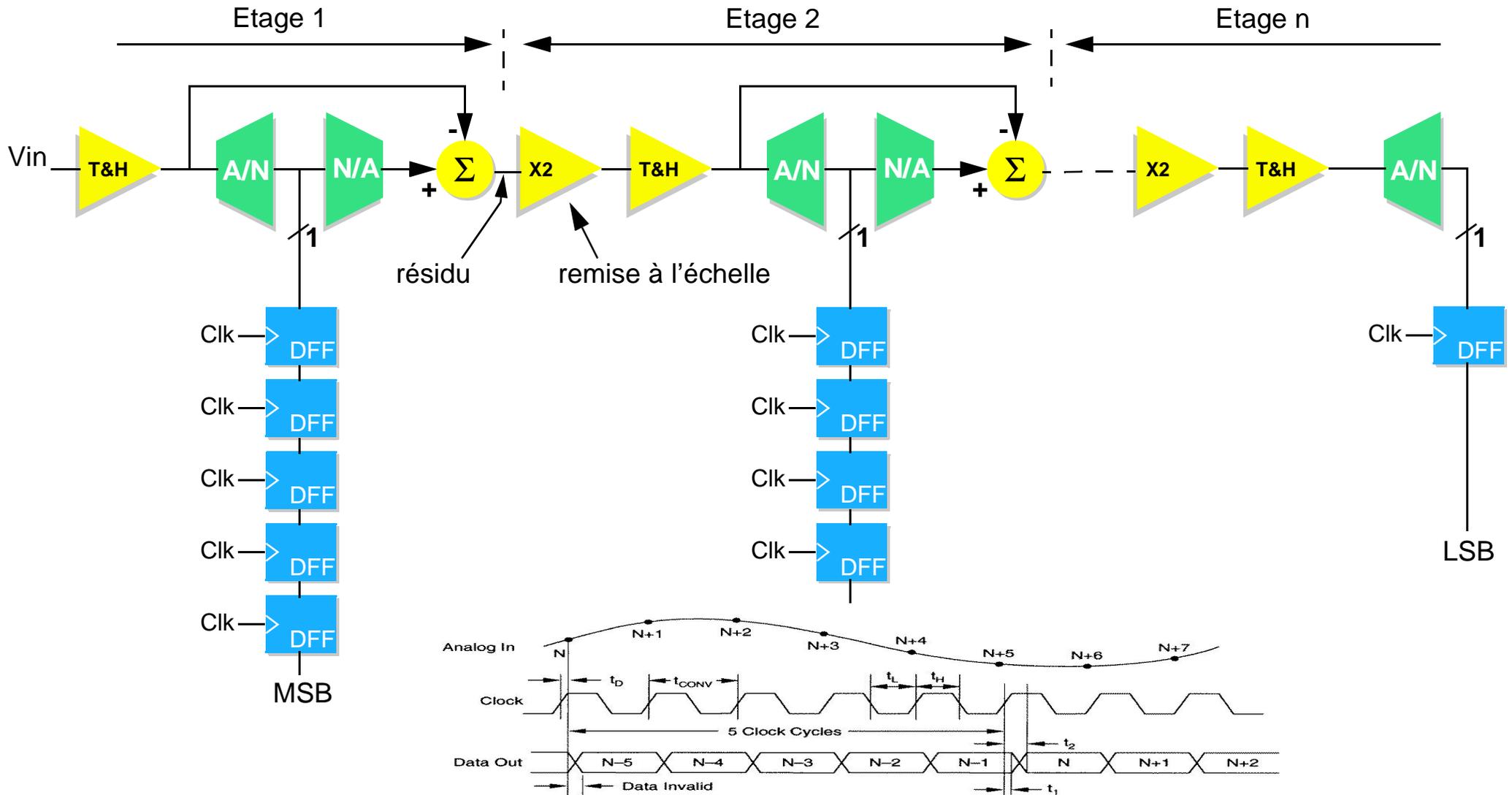
⚠ Nécessite 2^n résistances et $2^n - 1$ comparateurs

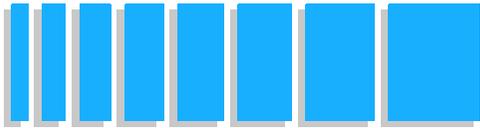
- Résolution: $n=4$ à 8 bit
- Conversion très rapide: qq 0,1-1 Géc/s typique, 1 période d'horloge, indépendant de V_{in}
- Sensible aux erreurs des comparateurs et du réseau résistif
- Application: vidéo, instrumentation



2. Conversion A/N: Pipeline (1)

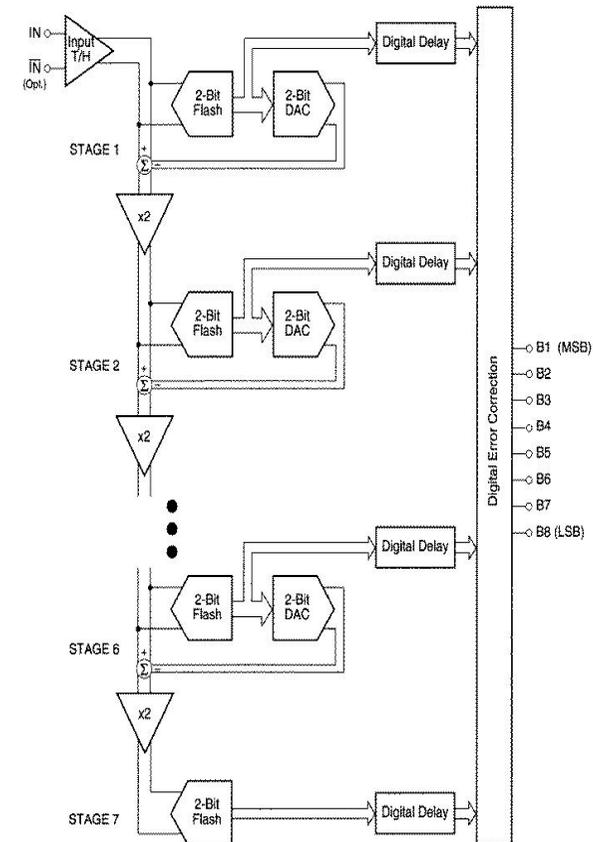
- “Approximations successives” mais évaluation en parallèle de plusieurs échantillons

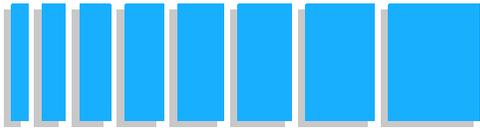




2. Conversion A/N: Pipeline (2)

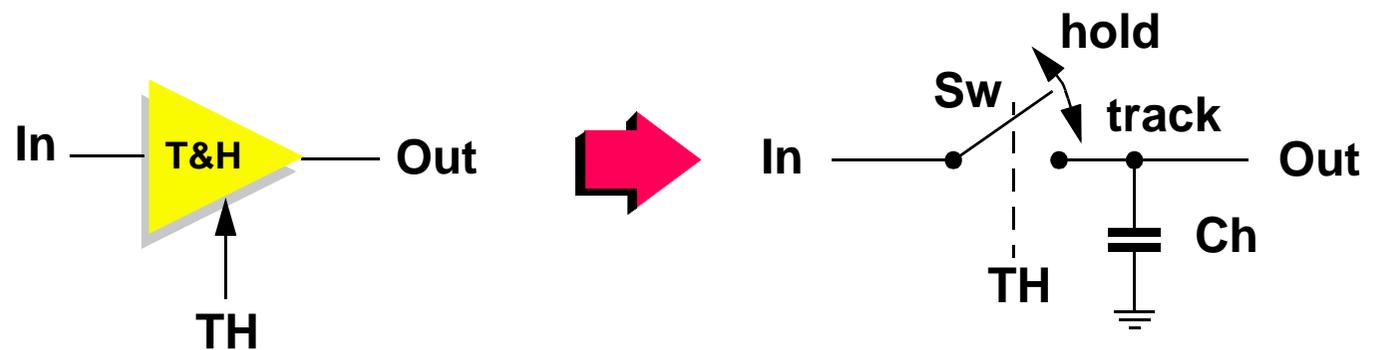
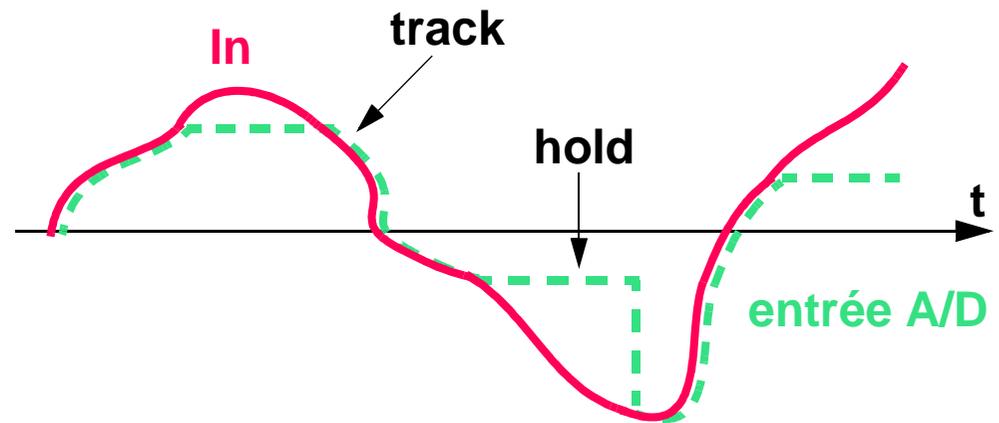
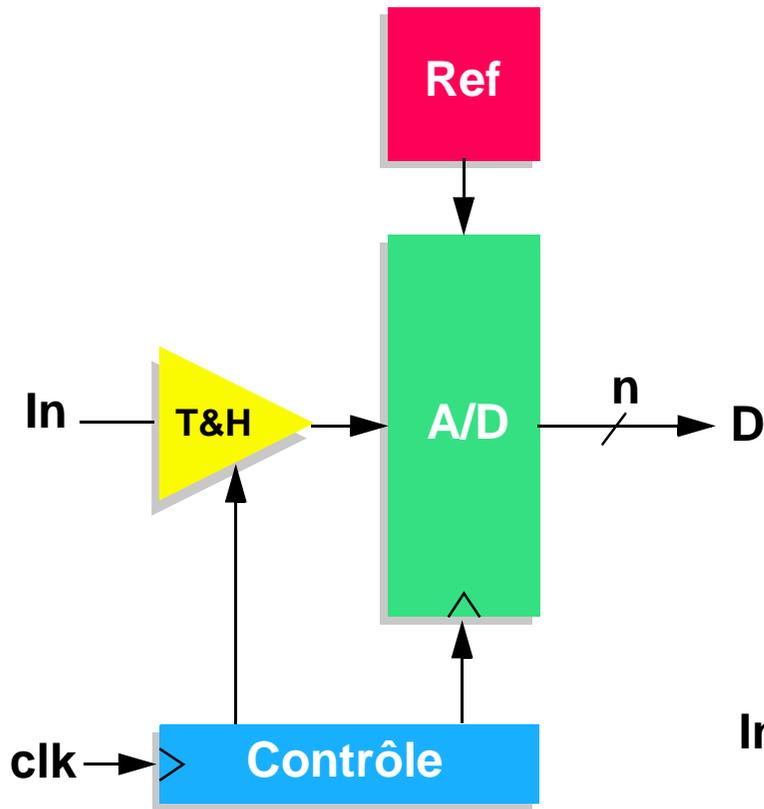
- Sensible aux erreurs des convertisseurs A/N et N/A, du gain X2, du bloc T&H → redondance & correction d'erreurs
- Résolution: $n=8$ à 12 bit
- Conversion très rapide: qq 10 Méc/s typique, indépendant de V_{in}
- Temps de latence
- Application: vidéo, instrumentation



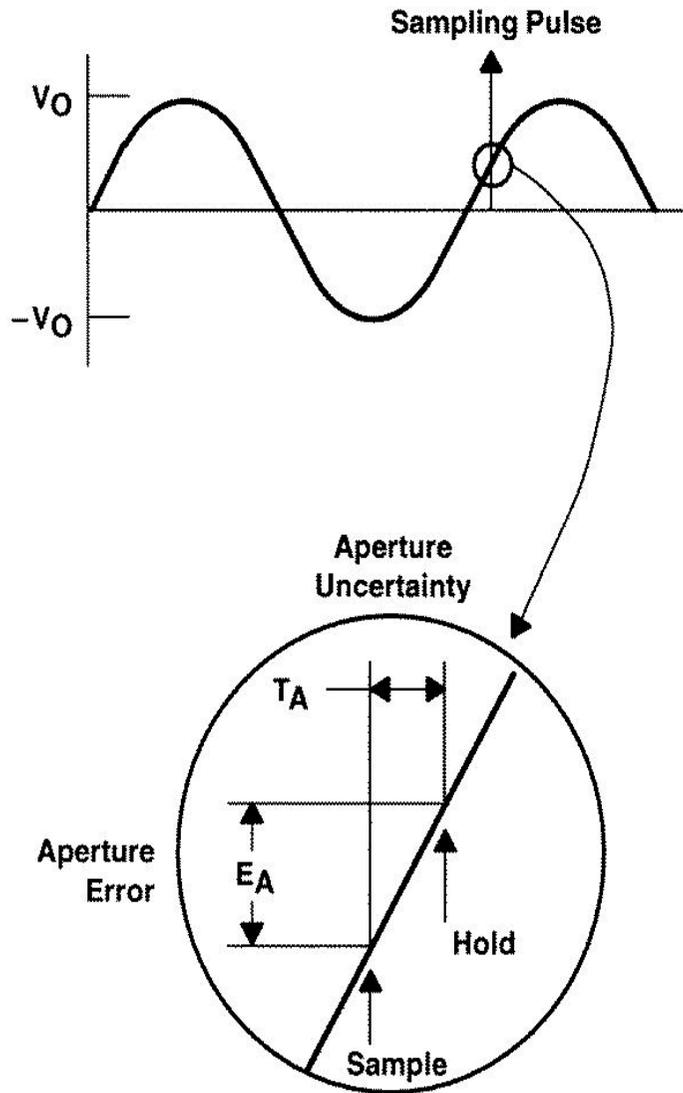


3. Echantillonnage du signal: Le track&hold

- La grandeur analogique (In) doit rester stable durant la totalité du processus de conversion \rightarrow fonction Track&Hold



3. Echantillonnage du signal: Le temps d'ouverture



- Temps d'ouverture

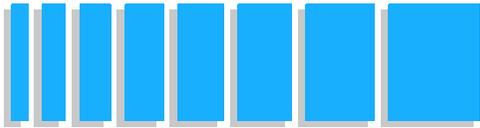
$$E_A \leq \frac{1}{2} \text{ LSB}$$

$$T_A \frac{dV}{dt} \leq \frac{2 V_0}{2^{n+1}}$$

Hypothèse: le signal est sinusoïdal

limite: $T_A 2\pi f V_0 = \frac{2 V_0}{2^{n+1}}$

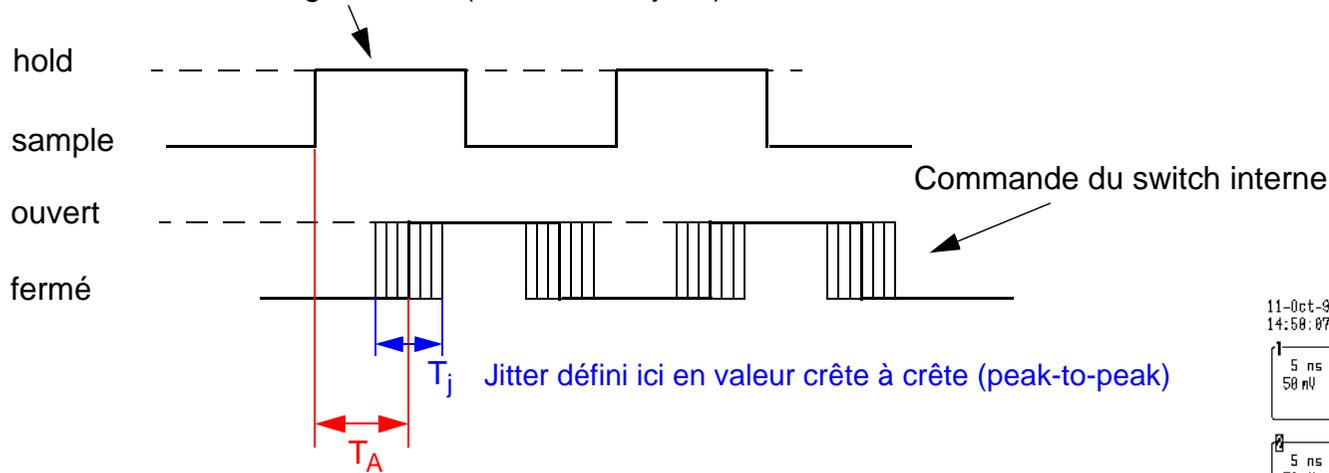
$$f = \frac{1}{\pi T_A 2^{n+1}}$$



3. Echantillonnage du signal: Le jitter

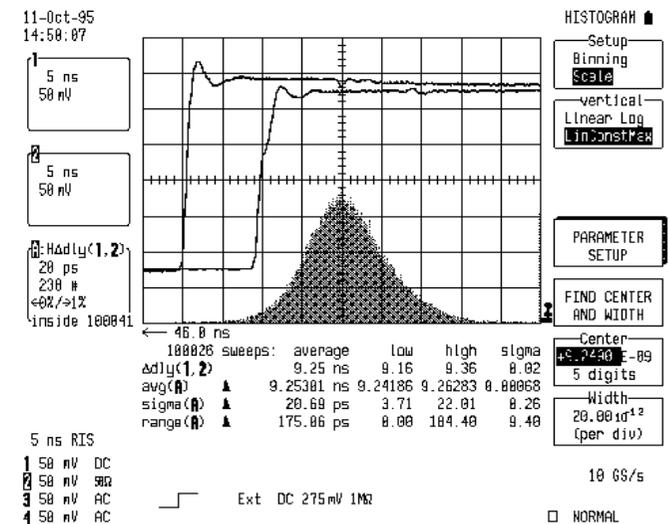
- Au temps d'ouverture T_A s'ajoute une composante aléatoire: le jitter* (T_J)
 En interne, le délai entre les fronts de la commande d'échantillonnage n'est pas constant mais distribué de façon aléatoire (jitter)

Commande d'échantillonnage externe (idéale, sans jitter)

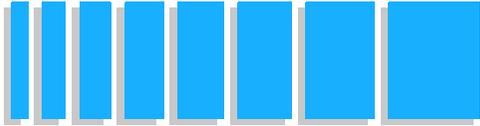


- Echantillonnage régulier: seul T_J importe

$$f = \frac{1}{\pi T_J 2^{n+1}}$$

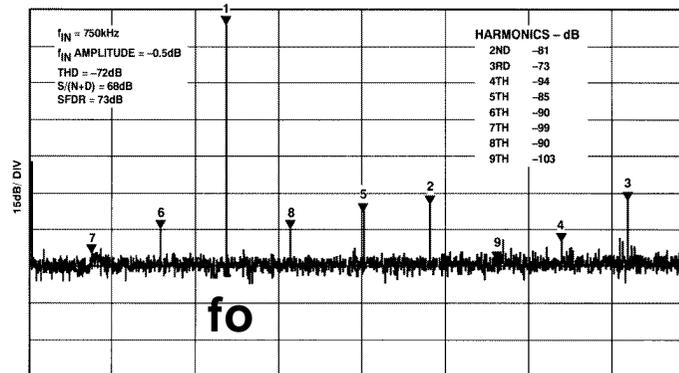
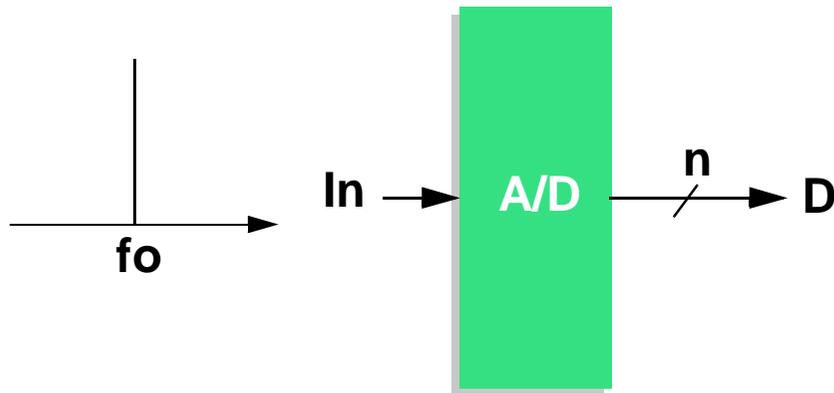


Exemple de jitter mesuré, la distribution du jitter est gaussienne



4. ENOB: Approche qualitative

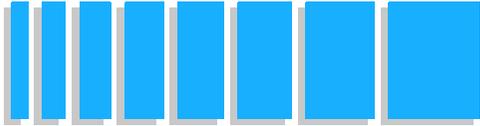
- Le spectre du signal numérique issu de la conversion contient:



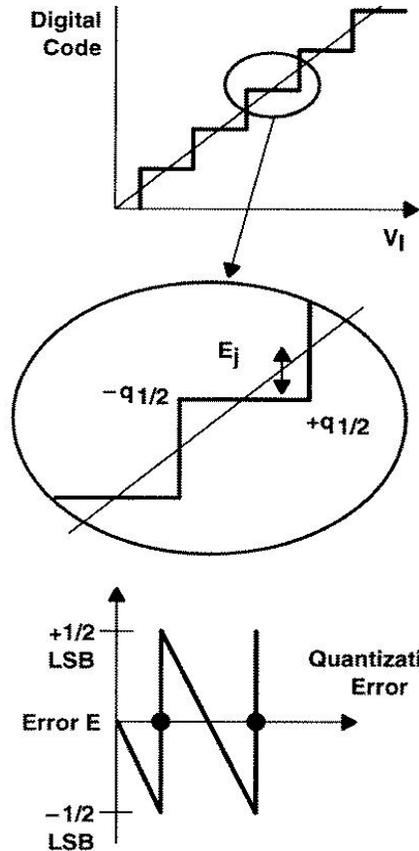
du bruit de quantification & du bruit électrique
de la distorsion harmonique
de la distorsion d'intermodulation (le cas échéant)
des raies parasites diverses

- Les signaux non désirés réduisent la qualité de la conversion: c'est similaire à ce qui se produirait si le convertisseur avait moins de bits, ce qui correspond à un nombre de bits effectivement utilisables (bits effectifs) plus faible

ENOB: Effective Number Of Bit



4. ENOB: Bruit de Quantification



- Analogique → Numérique
 Infinité de valeurs → 2^n valeurs
 Introduit une **erreur de quantification "e"** (Quantization Error)
- L'erreur de quantification e est uniformément répartie entre -0.5LSB ($-\Delta/2$) et $+0.5\text{LSB}$ ($+\Delta/2$) et indépendante du signal:

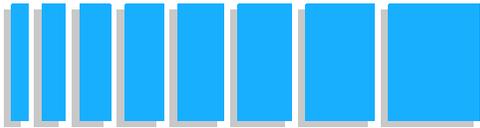
Puissance:
$$e_{rms}^2 = \frac{1}{\Delta} \cdot \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e^2 de = \frac{\Delta^2}{12}$$

- Signal: $s=A \sin(\omega t)$ de puissance $s_{rms}^2 = A^2/2$ et $\Delta = \frac{2A}{2^n}$
- Rapport signal/bruit:

$$SNR = 10 \cdot \log\left(\frac{s_{rms}^2}{e_{rms}^2}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{3 \times 2^{2n}}{2}\right) = (6,02n + 1,76)dB$$

$SNR(dB) = 6n + 1.8$

SNR = Signal to Noise Ratio



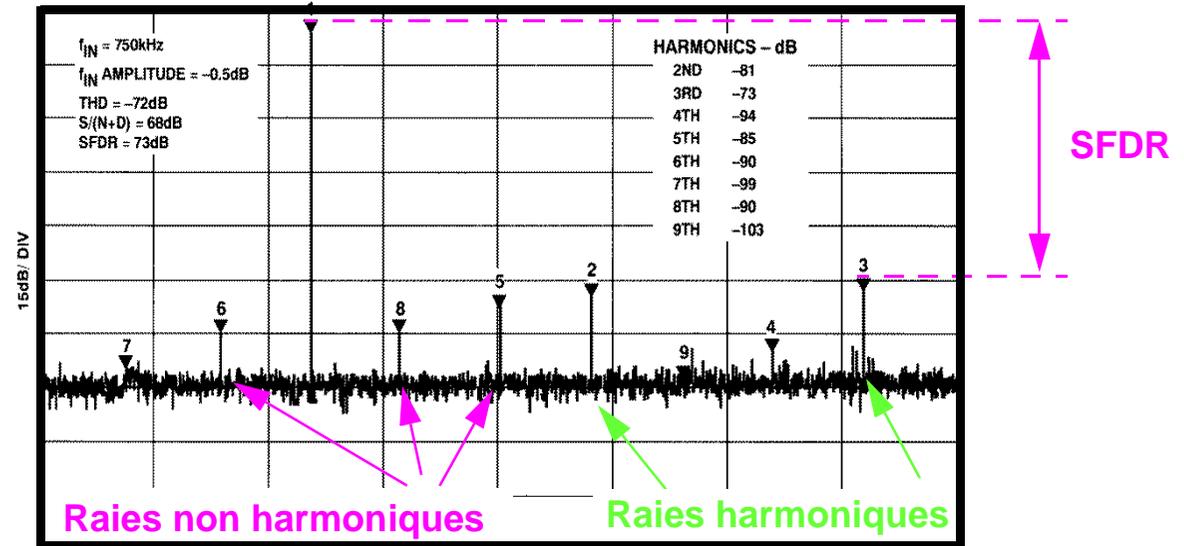
4. ENOB: Distorsion harmonique

Distorsion harmonique (THD):

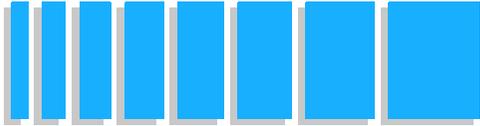
Raies situées à des multiples entiers de la fréquence du signal. Dû aux non-linéarités.

Spurious Free Dynamic Range (SFDR):

C'est l'écart exprimé en dB entre le signal à son amplitude maximale et la raie parasite (harmonique ou non) la plus élevée.



$$\text{THD (dB)} = 10 \log \left(\frac{\Sigma \text{ puissance des harmoniques}}{\text{puissance du signal}} \right)$$

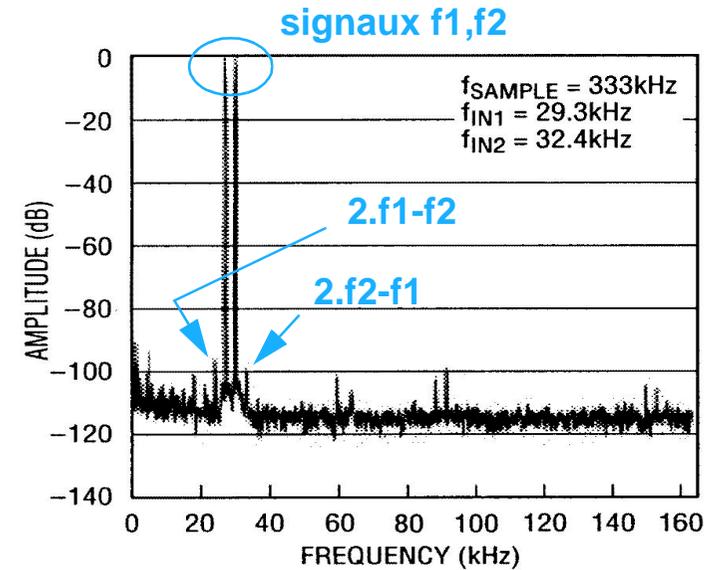


4. ENOB: Distorsion d'intermodulation

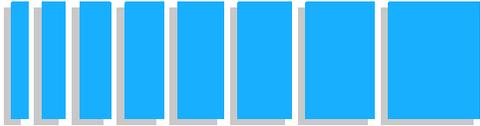
Distorsion d'intermodulation (IMD):

Raies situées à $n.f1 \pm m.f2$ alors que le système est attaqué par deux sinus d'amplitude et de fréquence très proches. Dû aux non-linéarités.

IM2: $f1+f2$, $f1-f2$ IM3: $2.f1+f2$, $2.f1-f2$, $2.f2+f1$, $2.f2-f1$



$$\text{IMD } (n.f1 \pm m.f2) = 10 \log \left(\frac{\text{puissance } @(n.f1 \pm m.f2)}{\text{puissance } @f1} \right) \text{dB}$$



4. ENOB: Définition

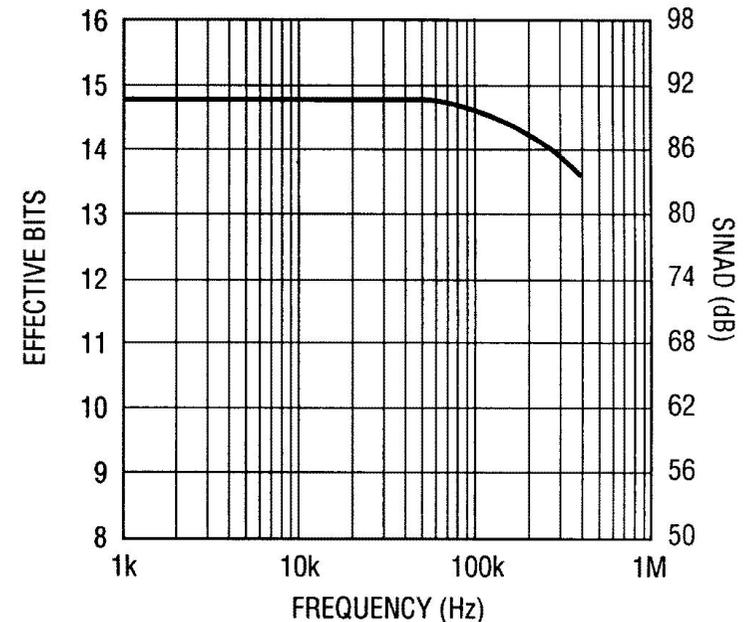
- Bruit de quantification → $SNR = 6n + 1.8$ (dB)
Existe même pour un convertisseur idéal
- Un convertisseur réel présente en plus:
du bruit électrique
de la distorsion harmonique
de la distorsion d'intermodulation
des raies parasites diverses
- Rapport signal à bruit + distorsion (SINAD):

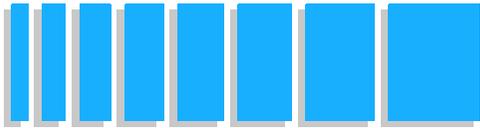
$$SINAD \text{ (dB)} = 10 \log \left(\frac{P \text{ signal}}{\sum P \text{ harmoniques} + P \text{ bruit}} \right)$$

- Nombre de bit effectif (ENOB):

$$ENOB = \frac{SINAD - 1,8}{6}$$

SINAD: Signal to Noise And Distortion
ENOB: Effective Number Of Bit

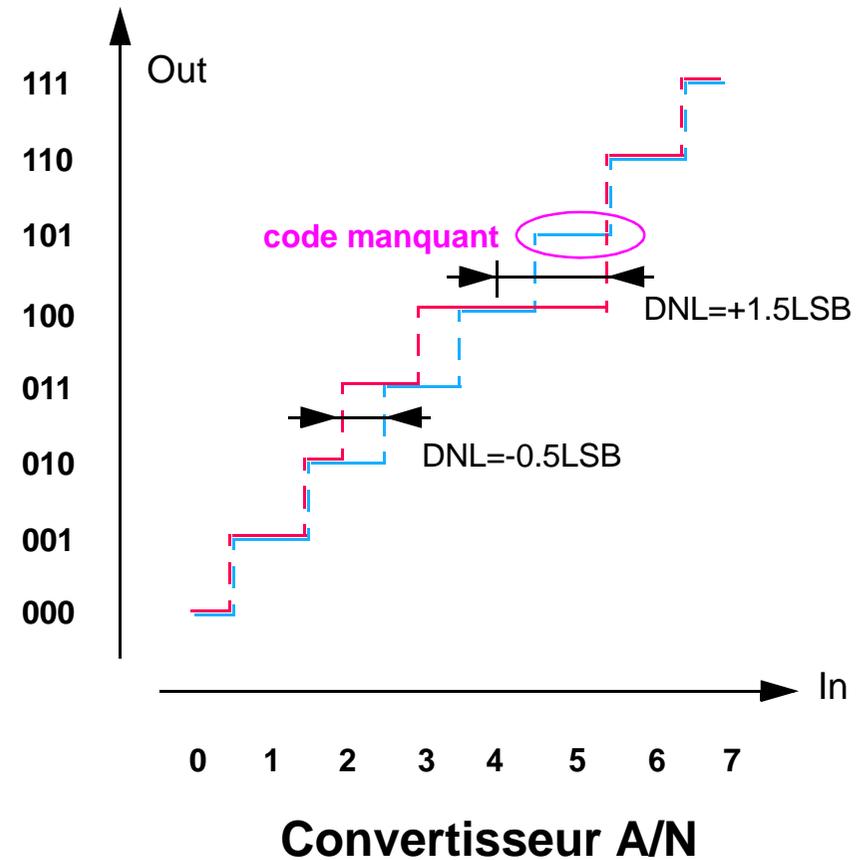
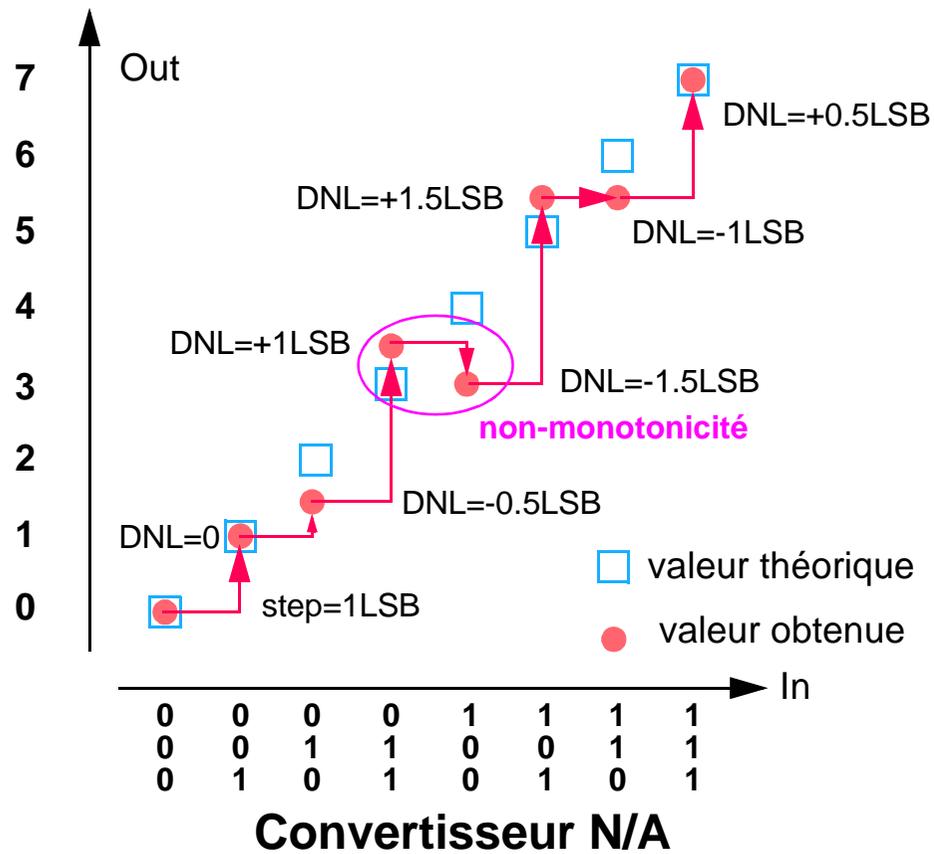


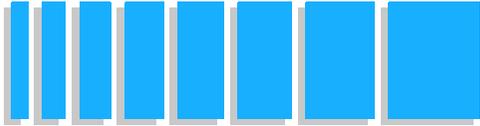


5. Non-linéarités: DNL

- Non-linéarité différentielle (DNL): écart entre la valeur de l'incrément mesuré entre deux codes adjacents et la valeur de l'incrément idéal (1LSB)

(DNL: Differential Non-Linearity)

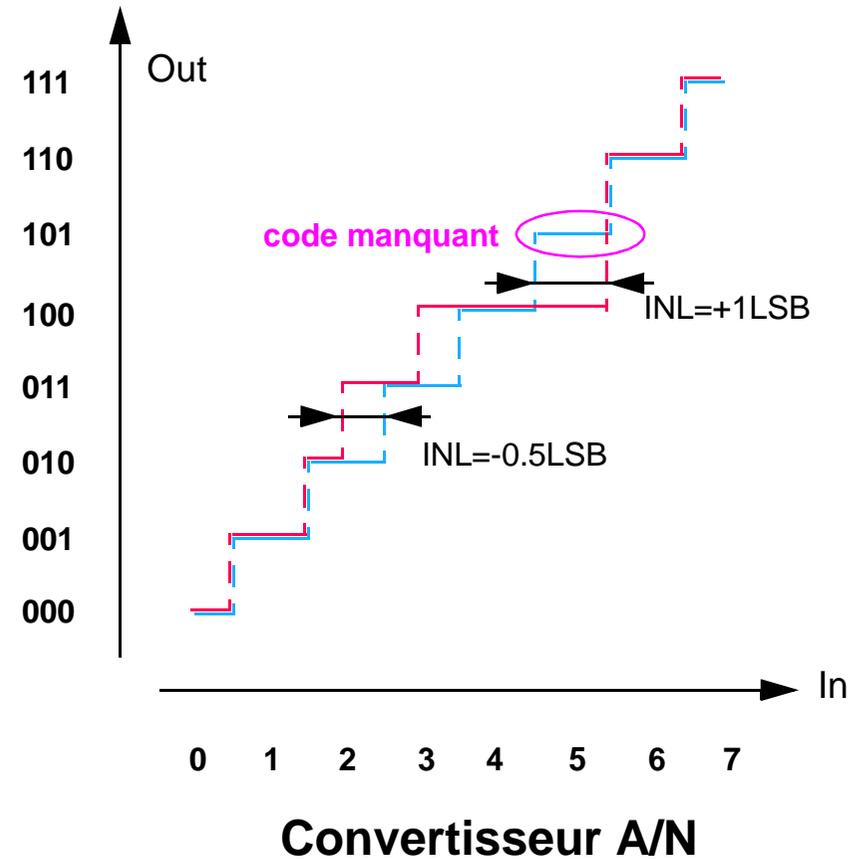
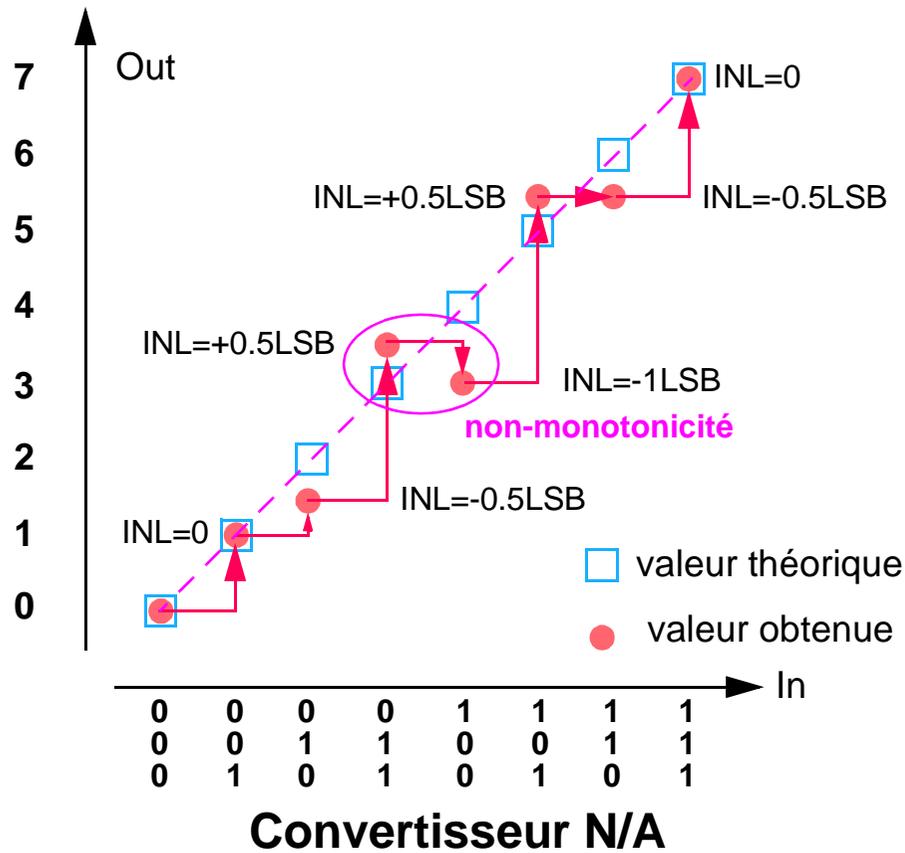


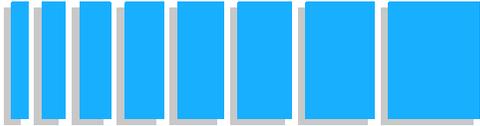


5. Non-linéarités: INL

- Non-linéarité intégrale (INL): écart entre la valeur mesuré d'un code donné et la droite connectant les points extrêmes de la caractéristique mesurée

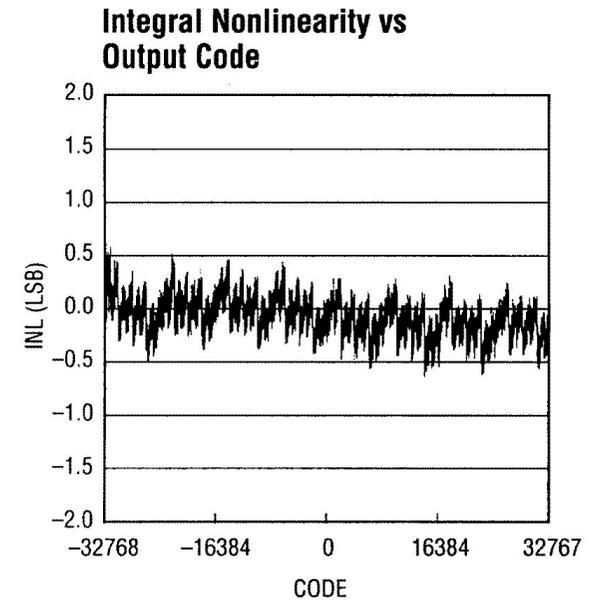
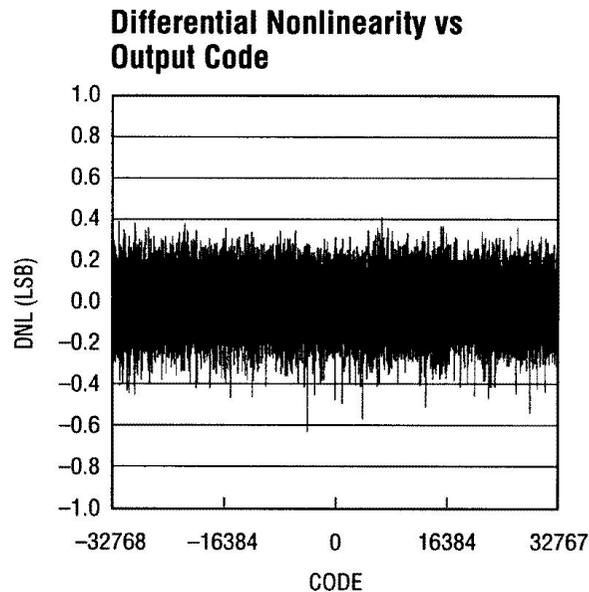
(INL: Integral Non-Linearity)





5. Non-linéarités: Conséquences

- Exemple de caractéristiques DNL et INL mesurées sur un convertisseur A/N 16 bit (LT1604, Linear Technology)



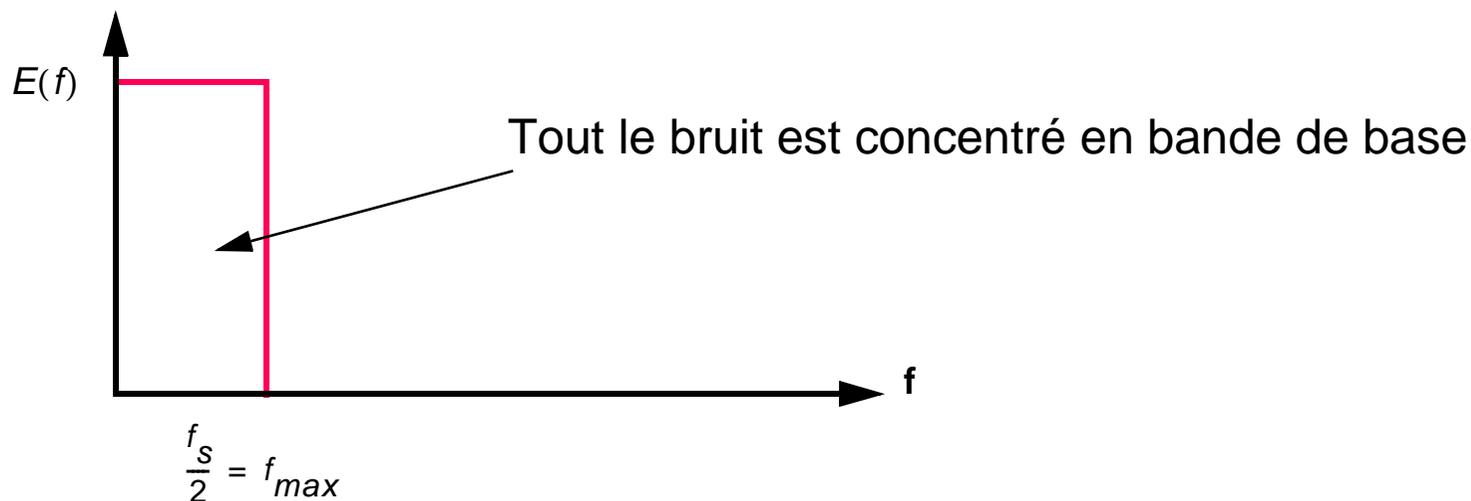
DNL $> \pm 1$ LSB \rightarrow risque de non-monotonie / codes manquants

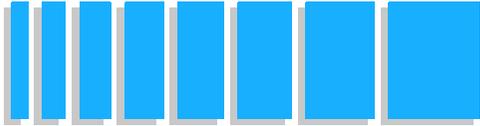
INL $> \pm 0.5$ LSB \rightarrow risque de non-monotonie / codes manquants

6. Sur-Echantillonnage: Principe (1)

- L'erreur de quantification est un «signal» de puissance: $e_{rms}^2 = \frac{\Delta^2}{12}$
Cette puissance se concentre dans l'intervalle $0 \leq f \leq f_s/2$ (pour un signal échantillonné à f_s)
On fait l'hypothèse d'un bruit blanc (!)
La bande passante du signal (bande de base) s'étend de $0 \leq f \leq f_{max}$
- Echantillonnage «traditionnel» (Shannon): $f_s = 2 \cdot f_{max}$

Densité spectrale de bruit:
$$E(f) = e_{rms} \sqrt{\frac{2}{f_s}} = e_{rms} \sqrt{\frac{1}{f_{max}}}$$



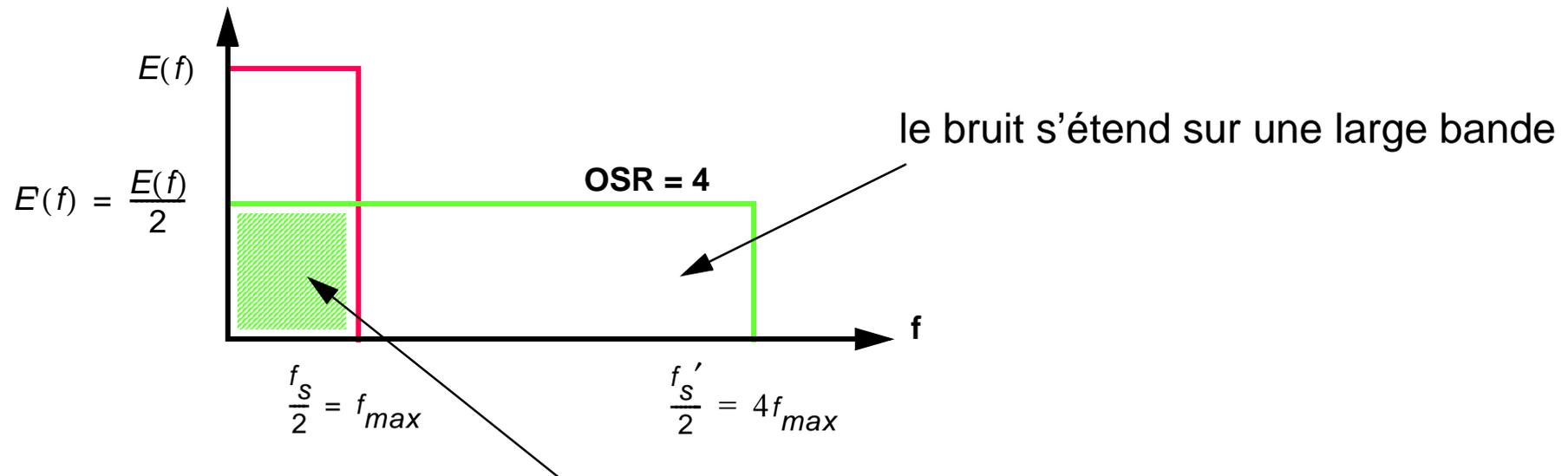


6. Sur-Echantillonnage: Principe (2)

- Sur-échantillonnage: $f'_s \gg 2.f_{max}$, la puissance de bruit reste inchangée

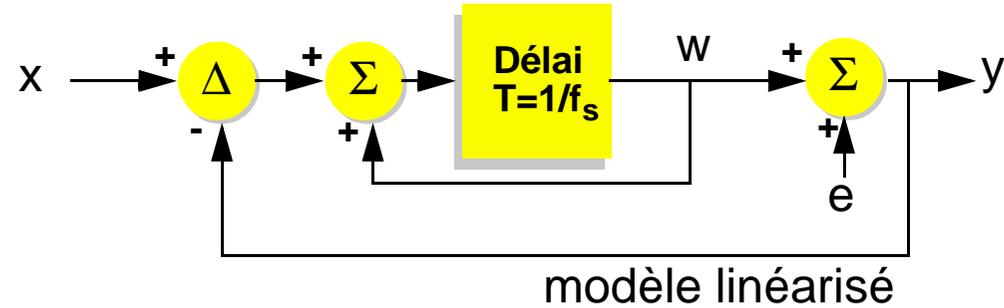
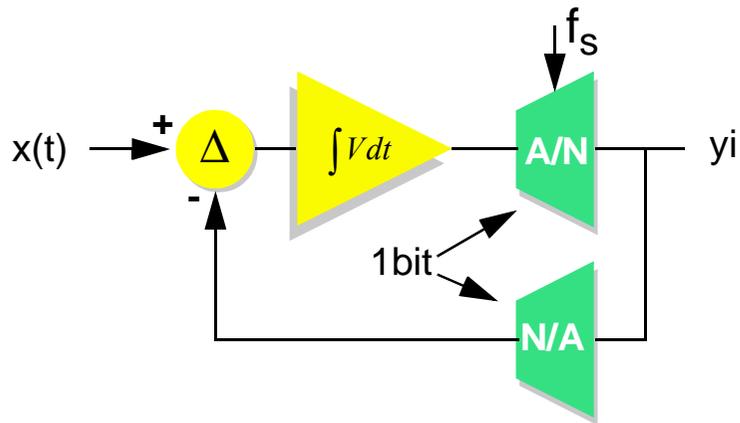
$$OSR = \frac{f_s}{2.f_{max}}$$

Nouvelle densité spectrale de bruit: $E(f) = e_{rms} \sqrt{\frac{2}{2 f_{max} OSR}} = E(f) \frac{1}{\sqrt{OSR}}$



le bruit est moindre en bande de base
par filtrage (numérique) passe-bas avec $f_c = f_{max}$
on diminue le bruit et par conséquent le SNR augmente

6. Sur-Echantillonnage: Conversion Δ - Σ (1)



$$w = Z^{-1} (w + x - y) \quad y = w + e$$

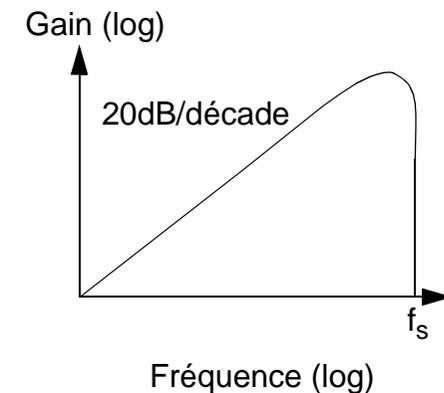
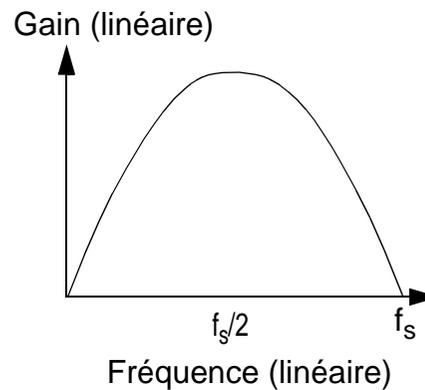
$$y = x Z^{-1} + (1 - Z^{-1}) e$$

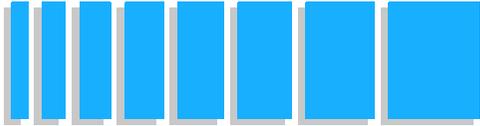
$$NTF = \left| 1 - e^{-j\omega T} \right| = 2 j e^{-\frac{j\omega T}{2}} \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)$$

NTF: Noise Transfer Function

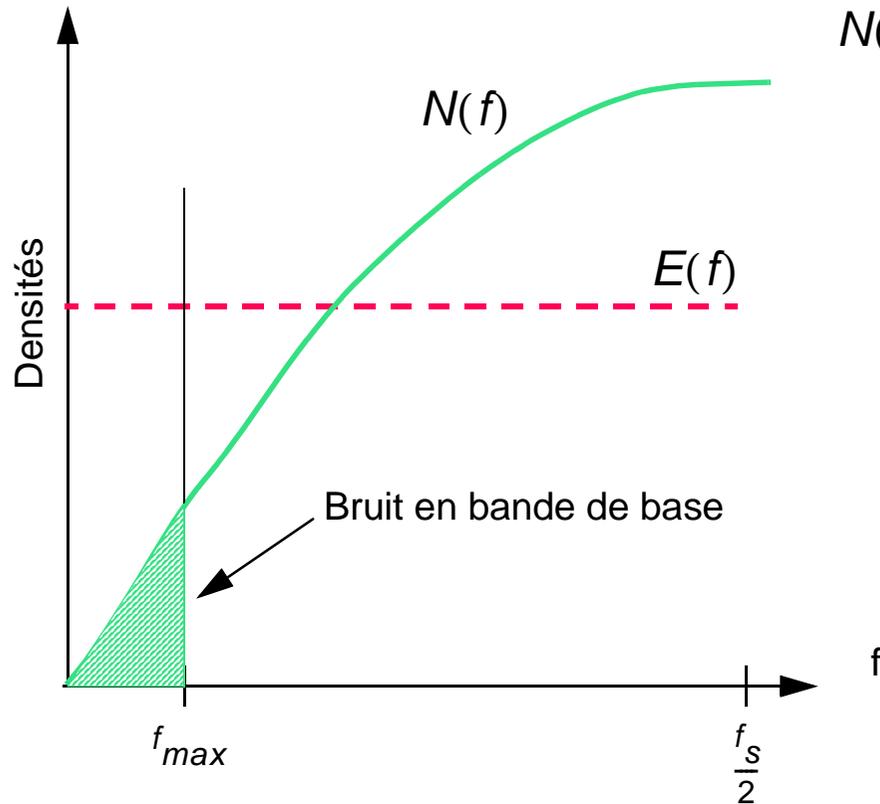
Pour le bruit:

$$GAIN = 2 \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)$$

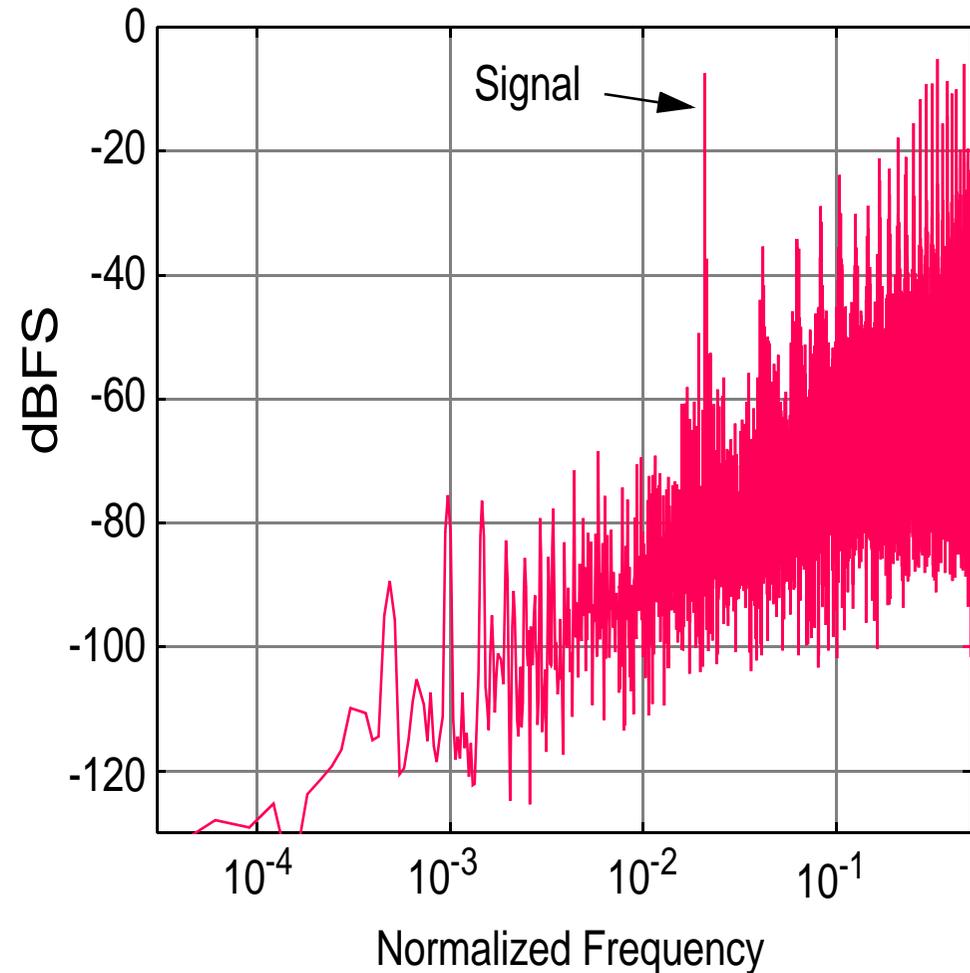




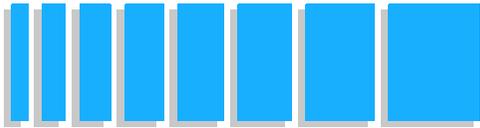
6. Sur-Echantillonnage: Conversion Δ - Σ (2)



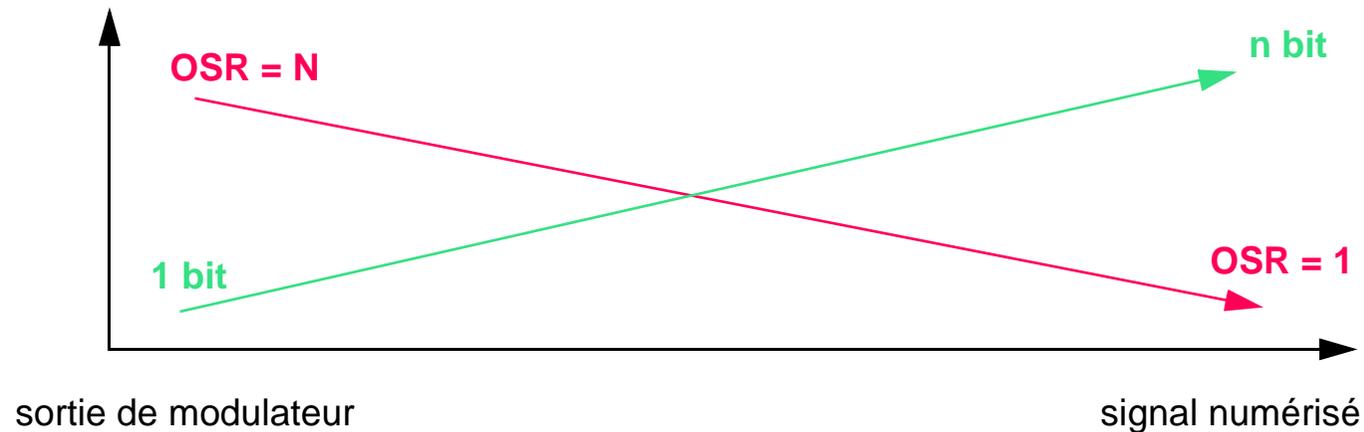
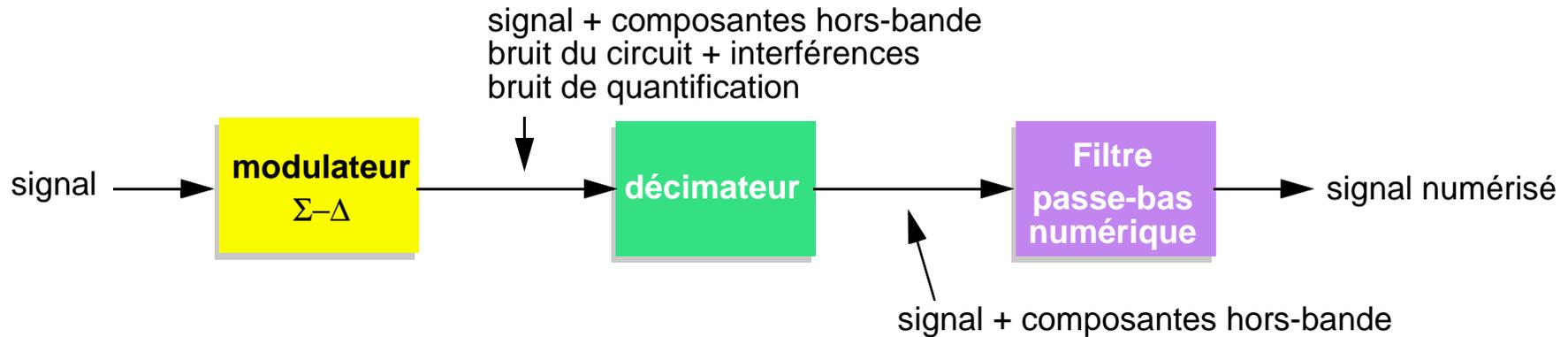
$$N(f) = E(f) |NTF| = 2, e_{rms} \sqrt{\frac{2}{f_s}} \sin\left(\frac{\omega}{2, f_s}\right)$$



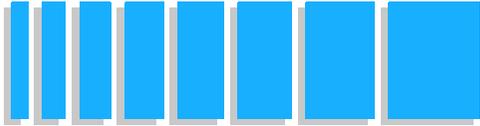
- En sortie de modulateur:
 - Signal sur-échantillonné
 - Bruit large bande non désiré



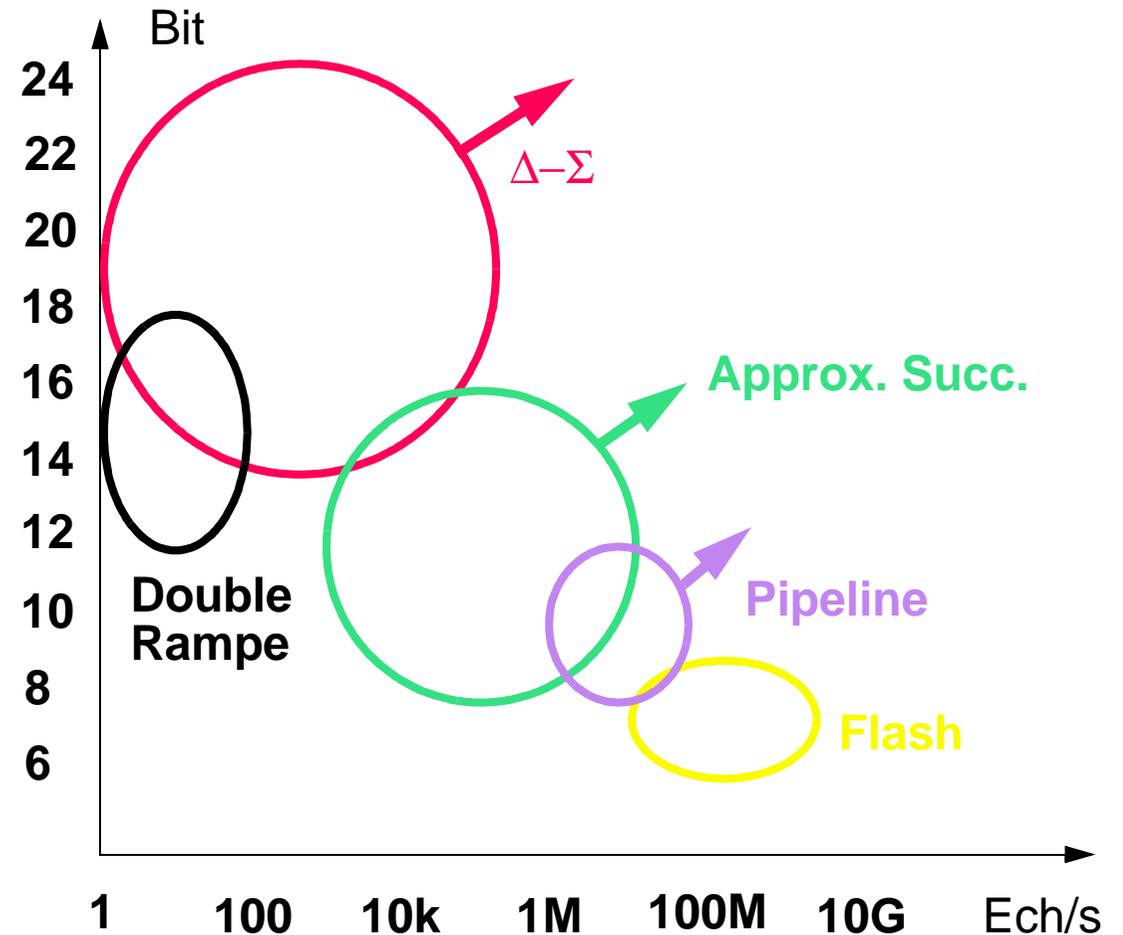
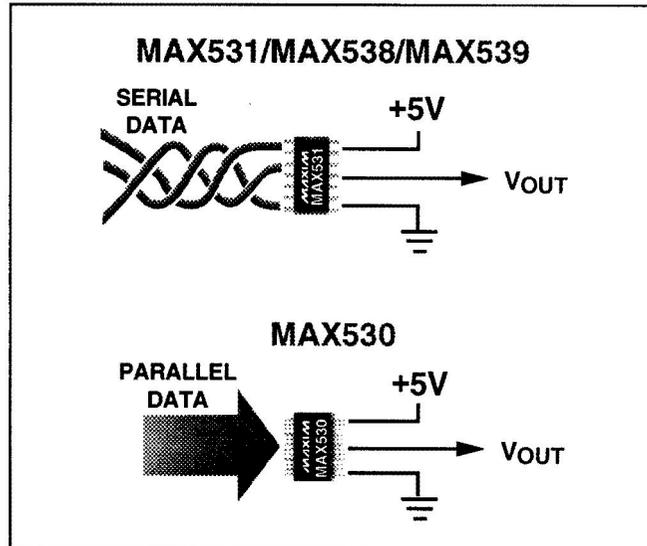
6. Sur-Echantillonnage: Conversion Δ - Σ (3)



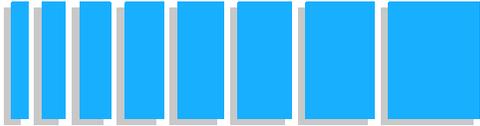
- Modulateur d'ordre $L > 1 \rightarrow NTF \div \left(\sin \frac{\omega T}{2} \right)^L \rightarrow$ moins de bruit à OSR donné



7: Etat de l'Art et Tendances



- Entrées (N/A) et sorties (A/N) en série
- Diminution de la consommation (unité: $10\mu\text{A}$)
 - Diminution de la surface occupée (convertisseurs multiples, CMS)
 - Diminution des tension d'alimentation ($15\text{V} \rightarrow 5\text{V} \rightarrow 3\text{V}$)
 - Augmentation des fréquences d'échantillonnage



ANNEXE 1: Codage des données

Unipolar Straight Binary

MNEMONIC	DIGITAL CODE	V_{L-}	V_{CODE}	V_{L+}
Zero	0000		0.000	0.3125
+1 V_{LSB}	0001	0.3125	0.625	0.9375
	0010	0.9375	1.250	1.5625
	0011	1.5625	1.875	2.1875
1/4 FSR	0100	2.1875	2.500	2.8125
	0101	2.8125	3.125	3.4375
	0110	3.4375	3.750	4.0625
	0111	4.0625	4.375	4.6875
1/2 FSR	1000	4.6875	5.000	5.3125
	1001	5.3125	5.625	5.9375
	1010	5.9375	6.250	6.5625
	1011	6.5625	6.875	7.1875
3/4 FSR	1100	7.1875	7.500	7.8125
	1101	7.8125	8.125	8.4375
	1110	8.4375	8.750	9.0625
+FS	1111	9.0625	9.375	

TABLE I. USB Coding Scheme.

Complementary Straight Binary

MNEMONIC	DIGITAL CODE	V_{L-}	V_{CODE}	V_{L+}
Zero	1111		0.000	0.3125
+1 V_{LSB}	1110	0.3125	0.625	0.9375
	1101	0.9375	1.250	1.5625
	1100	1.5625	1.875	2.1875
1/4 FSR	1011	2.1875	2.500	2.8125
	1010	2.8125	3.125	3.4375
	1001	3.4375	3.750	4.0625
	1000	4.0625	4.375	4.6875
1/2 FSR	0111	4.6875	5.000	5.3125
	0110	5.3125	5.625	5.9375
	0101	5.9375	6.250	6.5625
	0100	6.5625	6.875	7.1875
3/4 FSR	0011	7.1875	7.500	7.8125
	0010	7.8125	8.125	8.4375
	0001	8.4375	8.750	9.0625
+FS	0000	9.0625	9.375	

TABLE II. CSB Coding Scheme.

Bipolar Offset Binary

MNEMONIC	DIGITAL CODE	V_{L-}	V_{CODE}	V_{L+}
-FS	0000		-5.000	-4.6875
	0001	-4.6875	-4.375	-4.0625
	0010	-4.0625	-3.750	-3.4375
	0011	-3.4375	-3.125	-2.8125
1/2 -FS	0100	-2.8125	-2.500	-2.1875
	0101	-2.1875	-1.875	-1.5625
	0110	-1.5625	-1.250	-0.9375
BPZ - 1 V_{LSB}	0111	-0.9375	-0.625	-0.3125
BPZ	1000	-0.3125	0.000	+0.3125
BPZ + 1 V_{LSB}	1001	+0.3125	+0.625	+0.9375
	1010	+0.9375	+1.250	+1.5625
	1011	+1.5625	+1.875	+2.1875
1/2 +FS	1100	+2.1875	+2.500	+2.8125
	1101	+2.8125	+3.125	+3.4375
	1110	+3.4375	+3.750	+4.0625
+FS	1111	+4.0625	+4.375	

TABLE III. BOB Coding Scheme.

MNEMONIC	DIGITAL CODE	V_{L-}	V_{CODE}	V_{L+}
-FS	1111		-5.000	-4.6875
	1110	-4.6875	-4.375	-4.0625
	1101	-4.0625	-3.750	-3.4375
	1100	-3.4375	-3.125	-2.8125
	1011	-2.8125	-2.500	-2.1875
1/2 -FS	1010	-2.1875	-1.875	-1.5625
	1001	-1.5625	-1.250	-0.9375
	1000	-0.9375	-0.625	-0.3125
BPZ - 1 V_{LSB}	0111	-0.3125	0.000	+0.3125
BPZ	0110	+0.3125	+0.625	+0.9375
BPZ + 1 V_{LSB}	0101	+0.9375	+1.250	+1.5625
	0100	+1.5625	+1.875	+2.1875
	0011	+2.1875	+2.500	+2.8125
1/2 +FS	0010	+2.8125	+3.125	+3.4375
	0001	+3.4375	+3.750	+4.0625
	0000	+4.0625	+4.375	

TABLE IV. COB Coding Scheme.

MNEMONIC	DIGITAL CODE	V_{L-}	V_{CODE}	V_{L+}
-FS	1000		-5.000	-4.6875
	1001	-4.6875	-4.375	-4.0625
	1010	-4.0625	-3.750	-3.4375
	1011	-3.4375	-3.125	-2.8125
	1100	-2.8125	-2.500	-2.1875
1/2 -FS	1101	-2.1875	-1.875	-1.5625
	1110	-1.5625	-1.250	-0.9375
	1111	-0.9375	-0.625	-0.3125
BPZ - 1 V_{LSB}	0000	-0.3125	0.000	+0.3125
BPZ	0001	+0.3125	+0.625	+0.9375
BPZ + 1 V_{LSB}	0010	+0.9375	+1.250	+1.5625
	0011	+1.5625	+1.875	+2.1875
	0100	+2.1875	+2.500	+2.8125
1/2 +FS	0101	+2.8125	+3.125	+3.4375
	0110	+3.4375	+3.750	+4.0625
	0111	+4.0625	+4.375	

TABLE V. BTC Coding Scheme.

MNEMONIC	DIGITAL CODE	V_{L-}	V_{CODE}	V_{L+}
-FS	0111		-5.000	-4.6875
	0110	-4.6875	-4.375	-4.0625
	0101	-4.0625	-3.750	-3.4375
	0100	-3.4375	-3.125	-2.8125
	0011	-2.8125	-2.500	-2.1875
1/2 -FS	0010	-2.1875	-1.875	-1.5625
	0001	-1.5625	-1.250	-0.9375
	0000	-0.9375	-0.625	-0.3125
BPZ - 1 V_{LSB}	1111	-0.3125	0.000	+0.3125
BPZ	1110	+0.3125	+0.625	+0.9375
BPZ + 1 V_{LSB}	1101	+0.9375	+1.250	+1.5625
	1100	+1.5625	+1.875	+2.1875
	1011	+2.1875	+2.500	+2.8125
1/2 +FS	1010	+2.8125	+3.125	+3.4375
	1001	+3.4375	+3.750	+4.0625
	1000	+4.0625	+4.375	

TABLE VI. CTC Coding Scheme.

Complementary Offset Binary

Binary Two's Complement

Complementary Two's Complement

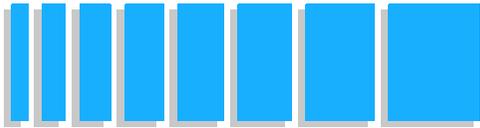
FS: Full Scale

FSR: Full Scale Range = 2 FS

BPZ: BiPolar Zero (0V)

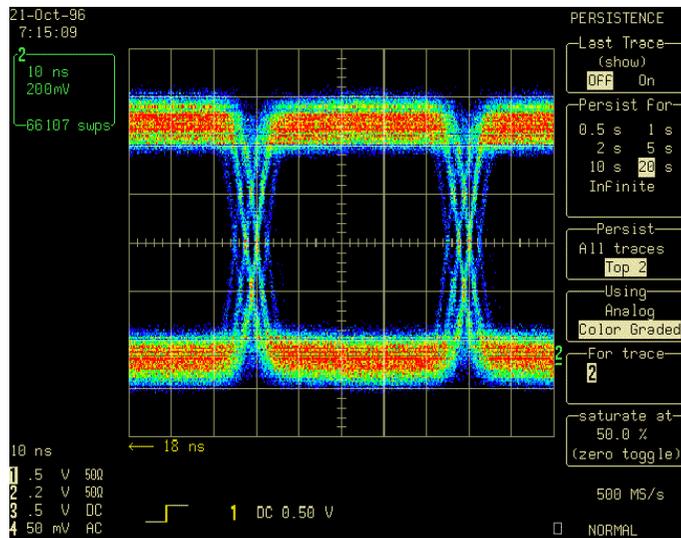
$V_{LSB} = FSR/2^n$

Ref: CODING SCHEMES USED WITH DATA CONVERTERS. BURR-BROWN Application Bulletin AN-175

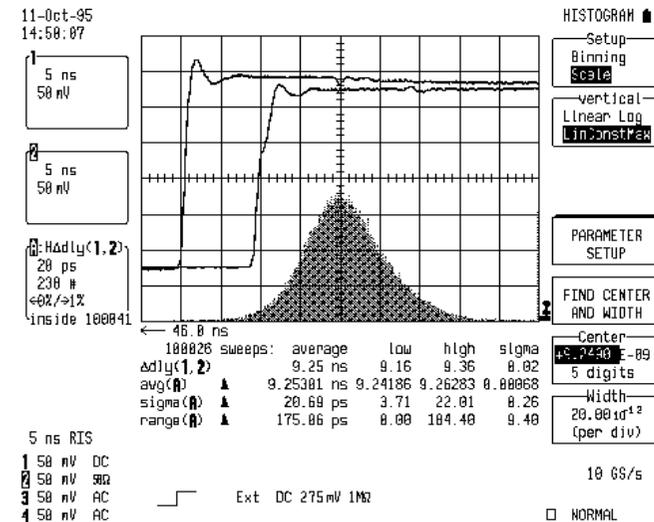


ANNEXE 2: Le Jitter

- JITTER: variation aléatoire d'un délai



entre deux fronts d'un même signal



entre deux signaux distincts

- Origine: → source de signal (bruit dans les composants d'un oscillateur)
→ chaine de transmission du signal
- Affecte TOUS les dispositifs qui réagissent sur des fronts (bascules logiques, S&H...) en créant une incertitude sur l'instant d'échantillonnage