

FISE2 - ELEC4

Système d'Acquisition et de Transformation du Signal

Conversion des signaux

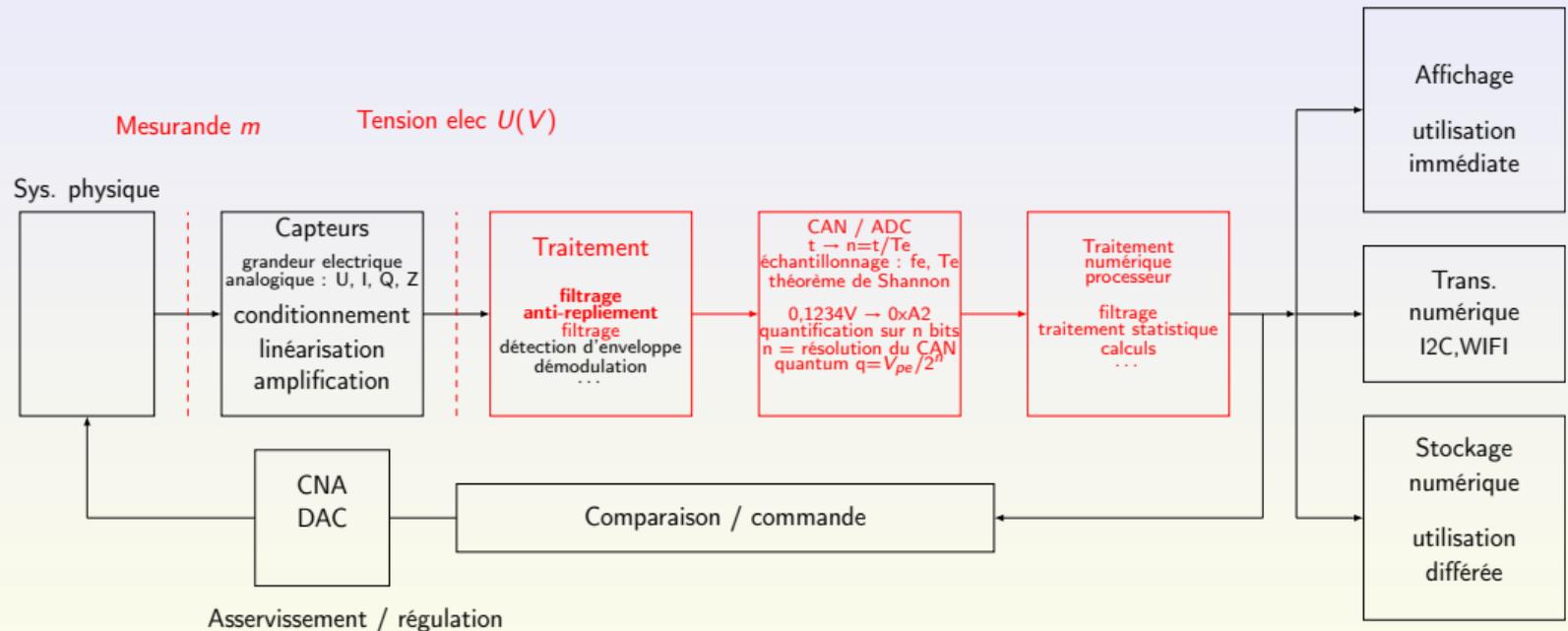
Florent Goutailler
florent.goutailler@telecom-st-etienne.fr
bureau I23



2023/2024

- 1 Filtrage
- 2 Echantillonneur-bloqueur
- 3 Convertisseur Analogique-Numérique

Chaîne d'acquisition



Chaîne de mesure numérique

1 Filtrage

- Bruit
- Filtre idéal / filtre réel
- Filtre analogique/numérique

2 Echantillonneur-bloqueur

3 Convertisseur Analogique-Numérique

Filtrage ?

Définition - filtrage

-
-
- bande passante : intervalle de freq. dans lequel le signal est transmis
- bande coupée : intervalle de freq. dans lequel le signal est “bloqué”

Pourquoi filtrer ?

- 1
- 2
- 3 séparer/sélectionner des composantes spectrales (exemples : démodulation, filtre de lissage. . .)
- 4 éviter le repliement de spectre → filtre anti-repliement

1 Filtrage

- Bruit

- Filtre idéal / filtre réel

- Filtre analogique/numérique

2 Echantillonneur-bloqueur

3 Convertisseur Analogique-Numérique

Notion de bruit

Définition - bruit

Sources de bruit internes :

-
- bruit de grenaille : fluctuation du courant i due à une barrière de potentiel (SC) ;
-

Sources de bruit externes → 50Hz, rayonnements électromagnétiques...

Objectifs :

- recenser et comprendre les origines du bruit ;
- utiliser un formalisme adapté ;
- quantifier le bruit par rapport au signal utile → RSB ou SNR ;

Caractérisation

Bruit = signal aléatoire, modélisé par des variables aléatoires et traité par des outils de **probabilité/statistique**

Moyenne temporelle :

$$\langle b(t) \rangle = \overline{b(t)} = \lim_{T \rightarrow +\infty} \frac{1}{T} \int_{t_0 - T/2}^{t_0 + T/2} b(t) dt$$

Valeur quadratique moyenne (variance) :

$$b_{\text{eff}}^2 = \overline{b^2(t)} = \lim_{T \rightarrow +\infty} \frac{1}{T} \int_{t_0 - T/2}^{t_0 + T/2} b^2(t) dt$$

bruit centré $\rightarrow \langle b(t) \rangle = 0$

bruit **stationnaire** ordre 2 $\rightarrow \langle b(t) \rangle$ et b_{eff}^2 indépendants de t_0

Exemple - bruit thermique d'une résistance

Résistance $R(\Omega)$ à la température $T(K)$:

$$e_{eff,b} = \sqrt{4k_B TR\Delta f}$$

avec :

- $k_B \sim 1,38 \cdot 10^{-23} J/K$: constante de Boltzmann ;
- $T (K)$: température de la résistance ;
- $R(\Omega)$: valeur de la résistance ;
- $\Delta f (Hz)$: bande de fréquence considérée ;

$R=1k\Omega$, $T = 300K$ et $\Delta f = 10kHz$, $e_{eff,b} \sim 0,4\mu V$.

Densité Spectrale

en général, variation du bruit avec la fréquence f (exemples : 50Hz, bruit rose, bleu...)
caractérisation dans une bande de fréquence Δf , autour d'une fréquence f_0

Densité spectrale de bruit $D_b(f)$:

$$b_{\text{eff}}^2 = \int_0^{+\infty} D_b(f) df = \int_{f_0 - \frac{\Delta f}{2}}^{f_0 + \frac{\Delta f}{2}} D_b(f) df$$

- si bruit blanc : $D_b(f) = \text{cste}$ donc $b_{\text{eff}}^2 = D_b \cdot \Delta f$
- bruit thermique d'une résistance : $D_b = 4k_B TR$
- $D_b(f)$ en V^2/Hz ou A^2/Hz (cf. datasheets)
- tension efficace de bruit : $e_b = \sqrt{D_b}$ ($V/\sqrt{\text{Hz}}$)
- courant efficace de bruit : $i_b = \sqrt{D_b}$ ($A/\sqrt{\text{Hz}}$)
- réduction du bruit → bande passante **la plus réduite possible** (filtrage)
- **compromis RSB / réponse en fréquence à trouver**

Exemple - INA 128

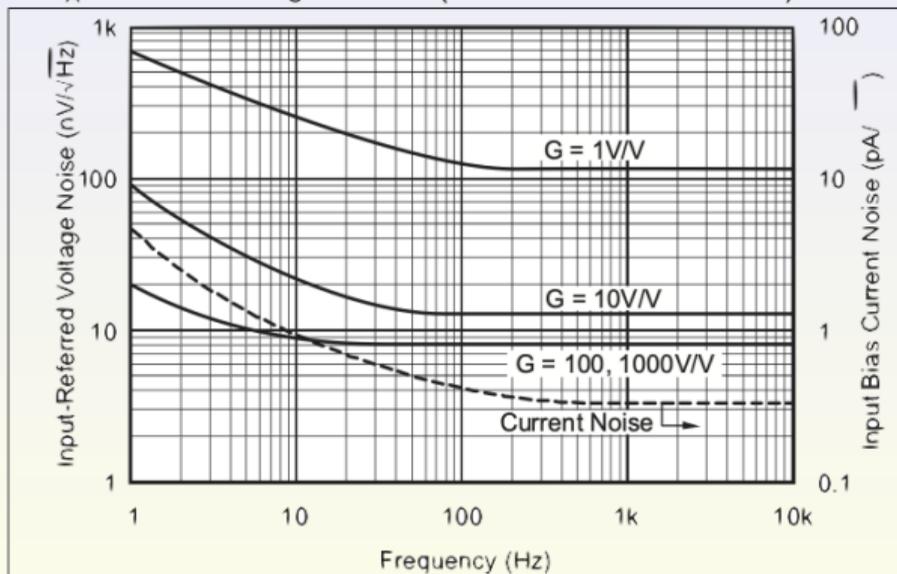
Offset current	INA128P, U INA129P, U	± 1	± 5	nA
	INA128PA, UA INA129PA, UA		± 10	
Offset current vs temperature			± 30	pA/°C
Noise voltage, RTI	f = 10 Hz	G = 1000, R _S = 0Ω	10	nV/√Hz
	f = 100 Hz		8	
	f = 1 kHz		8	
	f _B = 0.1 Hz to 10 Hz		0.2	μV _{pp}
Noise current	f = 10 Hz		0.9	pA/√Hz
	f = 1 kHz		0.3	

Caractéristiques de bruit - INA 128

Exemple - INA 128

Typical Characteristics (continued)

at $T_A = 25^\circ\text{C}$ and $V_S = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)



Caractéristiques de bruit - INA 128

Bande équivalente de bruit

cas d'un système linéaire (exemple : AI) de fonction de transfert $G(f)$ + bruit stationnaire D_{b_e} :

$$D_{b_s}(f) = |G(f)|^2 \cdot D_{b_e}(f)$$

cas d'un bruit blanc ($D_{b_e}(f) = cste$)

$$\overline{b^2} = \int_0^{+\infty} D_{b_s}(f) df = \int_0^{+\infty} |G(f)|^2 \cdot D_{b_e}(f) df = D_{b_e}(f) \int_0^{+\infty} |G(f)|^2 df$$

bande équivalente de bruit B_N :

$$B_N = \frac{1}{G_0^2} \int_0^{+\infty} |G(f)|^2 df \quad \overline{b^2} = D_{b_e} \cdot G_0^2 \cdot B_N$$

pour un filtre passe-bas du 1^{er} ordre : $B_N = \frac{\pi}{2} f_0 \approx 1,57 f_0 (Hz)$

pour un filtre passe-bas du 2^e ordre : $B_N \approx 1,11 f_0 (Hz)$

Rapport Signal à Bruit

Datasheet ADXL320 :

$$rmsNoise = (250\mu g / \sqrt{Hz}) \cdot (\sqrt{BW \cdot 1,6})$$

cohérent avec la bande équivalente de bruit d'un système du 1^{er} ordre

Rapport signal à bruit :

$$(RSB)_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{s_{eff}^2}{b_{eff}^2} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{s_{eff}}{b_{eff}} \right)$$

- *Signal-to-Noise Ratio* : SNR ;
- caractérise l'importance relative du signal par rapport au bruit ;
- exprimé en *dB* : "bon" RSB = 20dB (dépend de l'application)

1 Filtrage

- Bruit
- Filtre idéal / filtre réel
- Filtre analogique/numérique

2 Echantillonneur-bloqueur

3 Convertisseur Analogique-Numérique

- Caractéristiques
- Performances
- Technologie

Filtre passif idéal

Caractéristiques :

-
-
- temps de propagation identique pour toutes les fréquences ;

$$\tau_G = -\frac{d\varphi}{d\omega}(\omega) \quad \tau_\varphi = -\frac{\varphi}{\omega}(\omega)$$

- réponse fréquentielle à phase linéaire : $\varphi = k\omega \rightarrow \tau_G = \tau_\varphi = k = cste$;

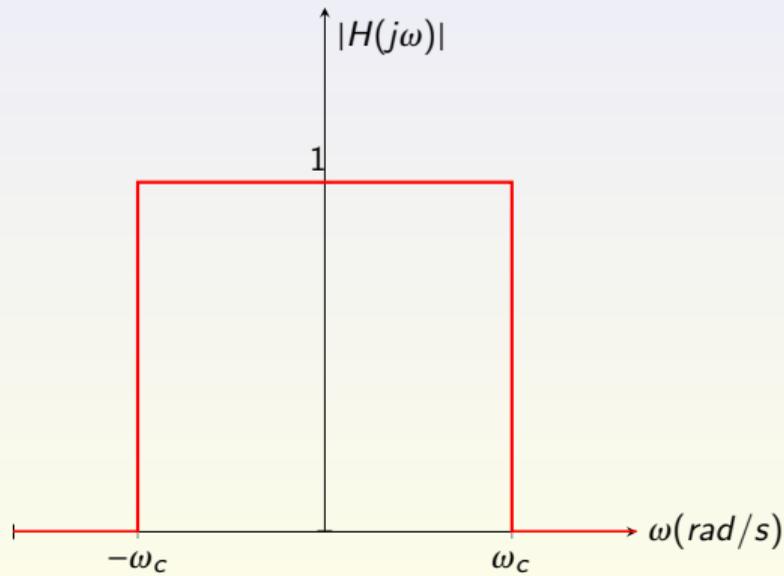
⚠ Impossible à réaliser en pratique

Solutions approchées analogiques ou numériques

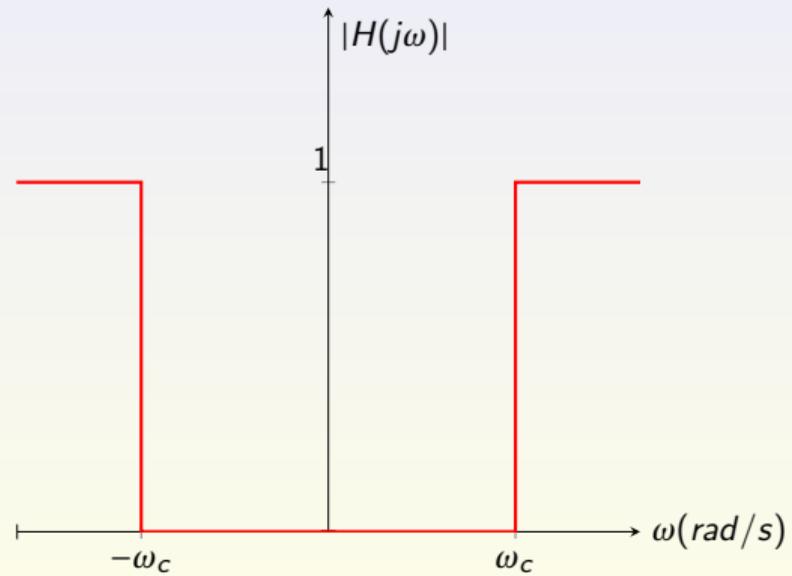
Nature d'un filtre : passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande, passe-tout. . .

Filtres idéaux

Filtre passe-bas idéal

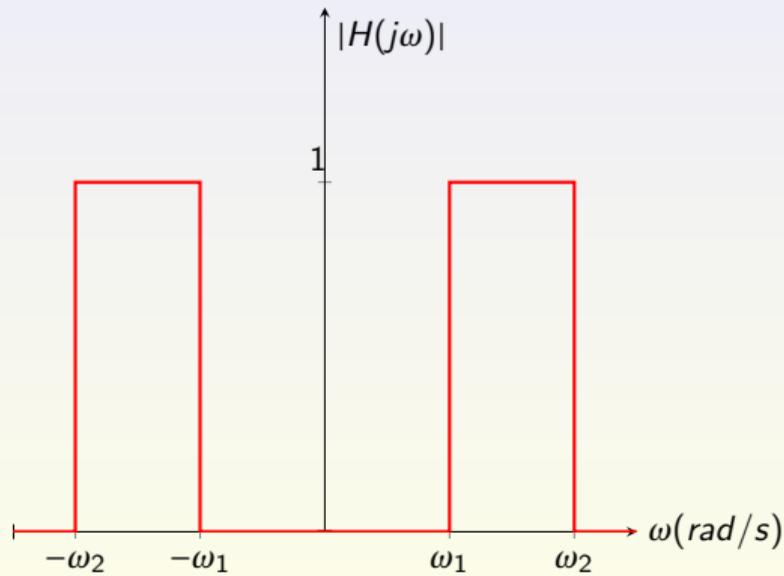


Filtre passe-haut idéal

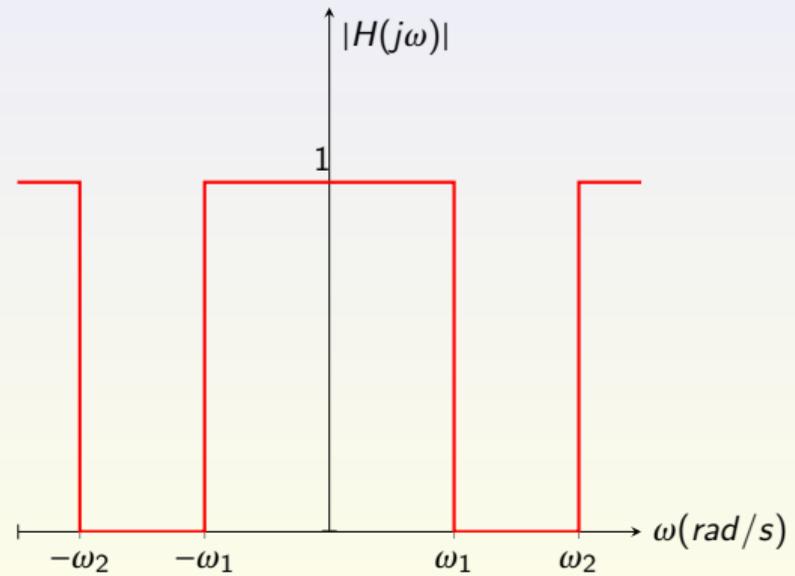


Filtres idéaux

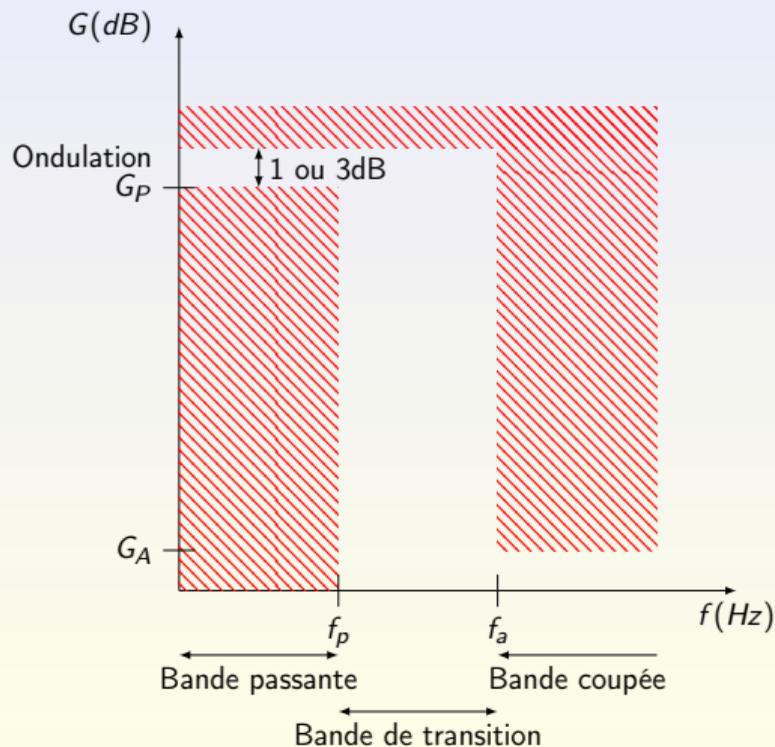
Filtre passe-bande idéal



Filtre coupe-bande idéal



Gabarit



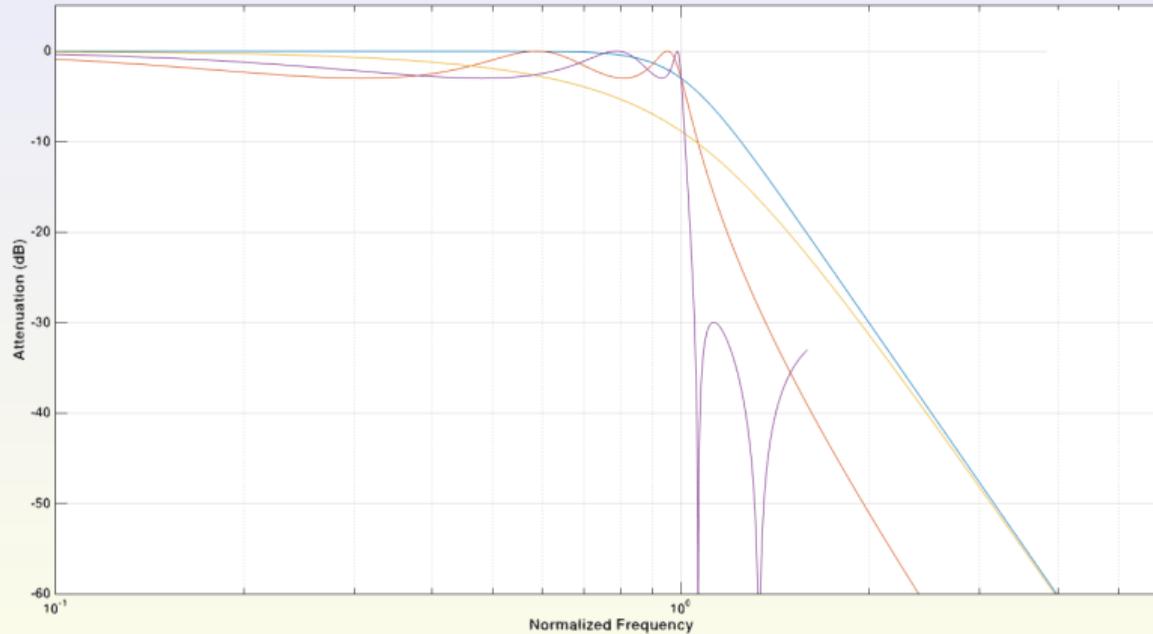
- spécifications sur le gain → gabarit
-
-
-
- gain dans la bande passante : G_p ;
- **filtre actif** : $G_p > 0dB$;
- **filtre passif** : $G_p \leq 0dB$;
- ondulations ?
- gain dans la bande coupée : G_a ;
- spécifications sur la phase ?

Types de filtre

Respect d'un gabarit :

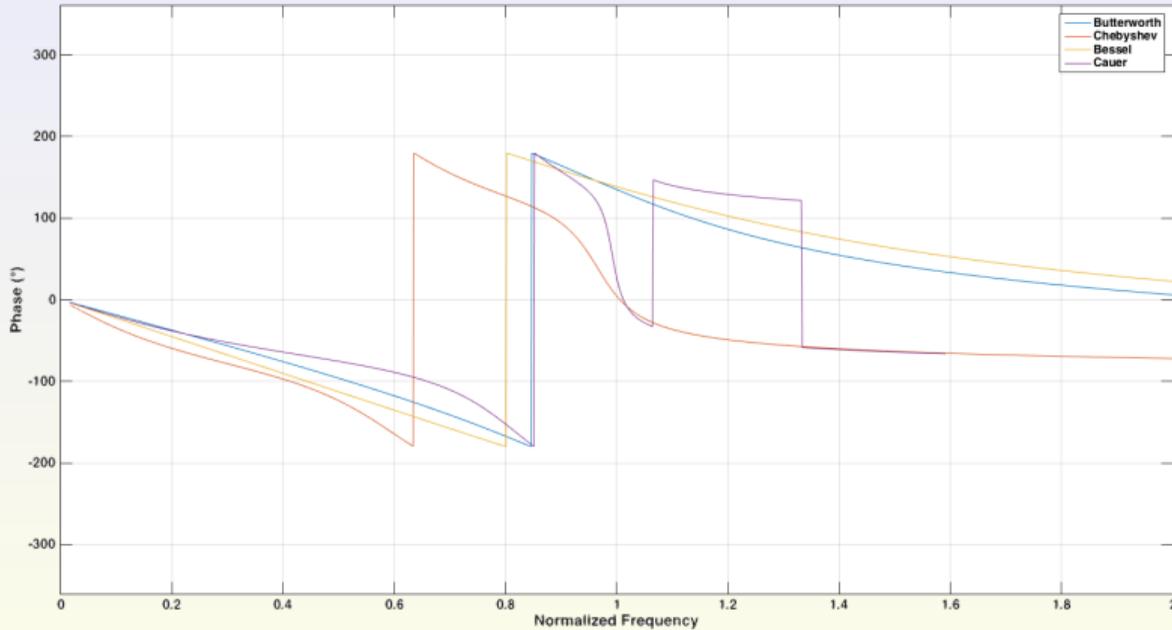
- ordre n de filtre = degré du polynôme en p (dénominateur fonction de transfert) ;
- exemple : bande de transition de 1kHz à 10kHz, avec coupure de -42dB, ordre ?
- type de filtre :
 - ▶ Filtre 1^{er} ordre ou 2^e ordre avec $m=0,7$;
 - ▶ **Cauer** : à ordre donné, couple le plus rapidement mais ondulations très fortes dans la bande passante et la bande coupée ;
 - ▶ **Bessel** : filtre à phase linéaire
traitement analogique de signaux à large bande sans déformation (modulation HF) ;
⚠ aucun intérêt dans le cadre du filtrage numérique ;

Types de filtre



Gain des différents types de filtre - domaine analogique ou numérique

Types de filtre



Phase des différents types de filtre - domaine analogique

1 Filtrage

- Bruit
- Filtre idéal / filtre réel
- Filtre analogique/numérique

2 Echantillonneur-bloqueur

3 Convertisseur Analogique-Numérique

- Caractéristiques
- Performances
- Technologie

Filtrage analogique/numérique

Avantages des filtres numériques :

- ⊕ faciles à concevoir et à simuler, notamment pour les ordres élevés ;
- ⊕ mise en cascade des étages facilitée ;
- ⊕ propriétés du filtre (gain, bande passante. . .) facilement modifiables
- ⊕ non soumis à la dérive des valeurs des composants (température, vieillissement, fiabilité d'une série. . .)
- ⊕ non soumis à la dispersion des valeurs des composants : facile à dupliquer + pas de réglages "fins" à faire
- ⊕ insensibilité aux bruits (50Hz, bruit de grenaille. . .)
- ⊕ possibilité d'obtenir des filtres à phase linéaire → temps de retard constant

$$\tau_G = \tau_\varphi = cste$$

Filtrage analogique/numérique

Inconvénients des filtres numériques :

- ⊖ nécessite un signal numérique → filtrage anti-repliement
- ⊖ f_e élevée : systèmes hautes fréquences (GHz) ou temps-réel
- ⊖ les calculs doivent s'effectuer à chaque période T_e donc $t_{calcul} < T_e$
- ⊖ nécessité de composants hautes performances : processeur (DSP, par exemple), mémoire vive , ADC... possible délais supplémentaires
- ⊖ propriétés du filtre liées à la “précision” des coefficients numériques (troncature, arrondi...)

Réalisation analogique - exercice

- mise en cascade de différentes structures ;
- filtres passifs : R, L et C ;
- filtres actifs :
 - ▶ structure de Sallen-Key ;
 - ▶ structure de Rauch ;
 - ▶ filtre *Tow-Thomas*, filtre *KHN*...

Utilisation d'outils numériques de synthèse :

- Matlab ;
- Analog Devices : <https://tools.analog.com/en/filterwizard/> ;
- Texas Instrument :
<https://webench.ti.com/filter-design-tool/filter-type>
- ...

Filtrage numérique - rappels

Filtres non récurrents ou RIF :

$$y[n] = a_0x[n] + a_1x[n-1] + a_2x[n-2] + \dots$$

$$y[n] = \sum_{k=0}^N a_k x[n-k]$$

propriétés :

-
-
-
- phase linéaire si symétrie des coeff. : $h[k] = h[N-1-k]$

méthodes de synthèse :

- méthode des fenêtres ;
- optimisation par moindres carrés ;
- approximation de Chebyshev ;

Filtrage numérique - rappels

Filtres récurrents ou RII :

$$y[n] = a_0x[n] + a_1x[n-1] + a_2x[n-2] + \dots + b_1y[n-1] + \dots$$

$$y[n] = \sum_{k=0}^N a_k x[n-k] + \sum_{l=0}^M b_l y[n-l]$$

propriétés :

-
-
-
- phase non linéaire ;

méthodes de synthèse :

- eq. de la dérivée : $p \leftrightarrow \frac{1-z^{-1}}{T_e}$;
- eq. de l'intégrale : $p \leftrightarrow \frac{2}{T_e} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$ ou transformée bilinéaire : $p \leftrightarrow \lambda \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$;
- conservation de la réponse impulsionnelle ;

Filtre complémentaire

- **fusion de données** ou **fusion multi-capteurs** : filtre complémentaire, filtre de Kalman...
- par exemple, 2 types de capteur utilisés pour estimer 1 seule information :
 - ▶ capteur 1 : informations fiables plutôt à “basse fréquence”
 - ▶ capteur 2 : informations fiables plutôt à “haute fréquence”
- utilisation d'un filtre passe-bas et d'un filtre passe-haut en parallèle
- très utilisé dans le domaine de la mécatronique (robotique)
- exemple : estimation d'altitude
 - ▶ capteur GPS : une estimation toutes les 2Hz (basse fréquence)
 - ▶ baromètre : $P = \rho gz$, mais dérive avec le temps (haute fréquence)
- **exercice** : estimation d'un angle d'inclinaison

- 1 Filtrage
- 2 Echantillonneur-bloqueur
- 3 Convertisseur Analogique-Numérique

Echantillonneur-bloqueur (E/B) - *Sample&Hold Amplifier (SHA)*

Théorie de l'échantillonnage → cf. cours Signaux

Fonctions assurées :

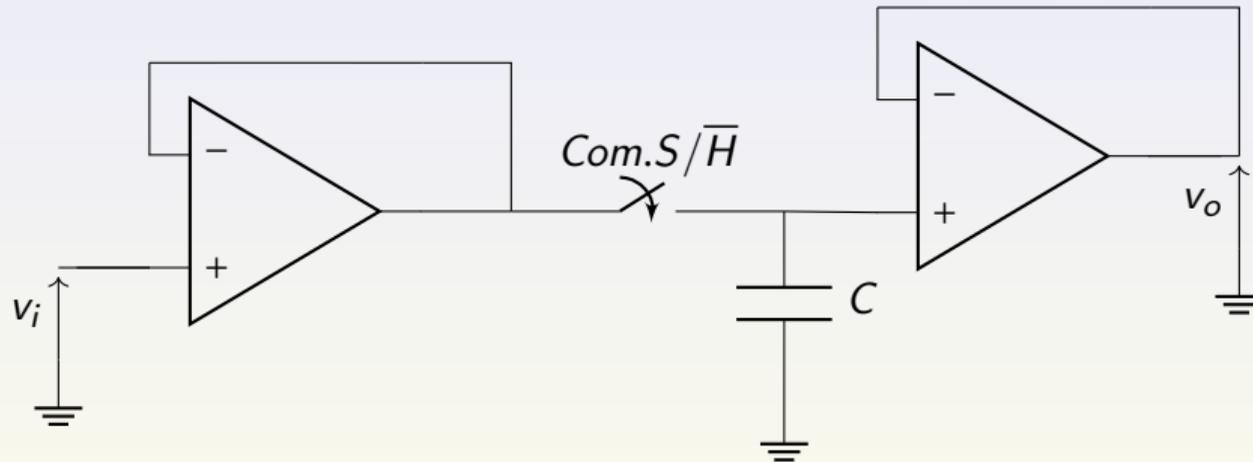
-
-
-

Nécessité ?

- signaux dont la variation peut être "importante" pendant la durée t_c d'une conversion analogique-numérique
- fréquence maximale du signal à partir de laquelle un E/B est nécessaire ?
 - ▶ cas d'un signal sinusoïdal $v_i(t) = V_i \cdot \sin(2\pi ft)$
 - ▶ durée t_c de conversion - **calculs**
 - ▶ exemple : CAN 12bits, $t_c = 100ns$, $f_{max} \approx 400Hz$! $T_e \approx 1,25ms$

Echantillonneur-bloqueur (E/B)

Structure la plus simple :

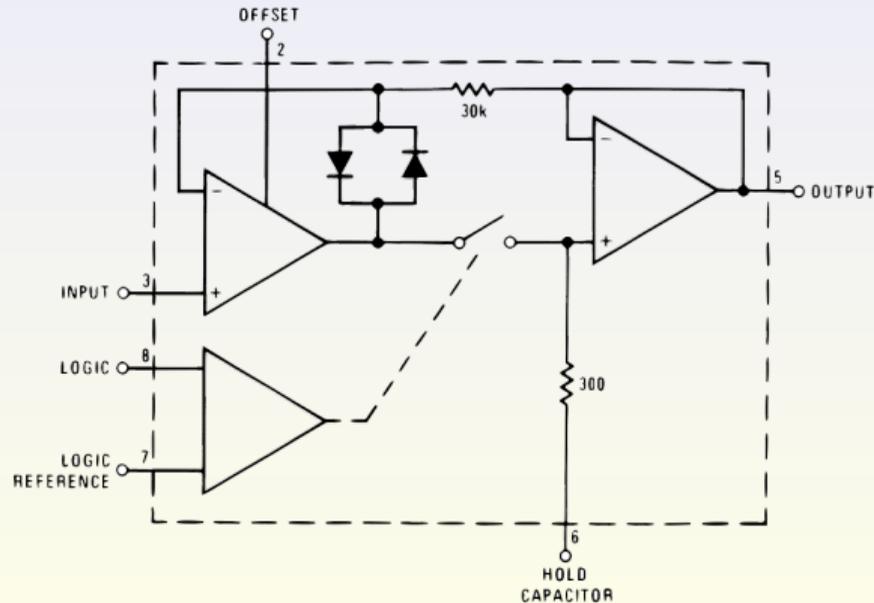


- 1 un interrupteur (de type *FET* en général) et son circuit de commande
- 2 un condensateur → mémorisation
- 3 2 étages tampon : 1 en entrée et 1 en sortie

Echantillonneur-bloqueur (E/B)

LF198QML Monolithic Sample-and-Hold Circuits (300\$)

Functional Diagram



- 1 Filtrage
- 2 Echantillonneur-bloqueur
- 3 Convertisseur Analogique-Numérique**
 - Caractéristiques
 - Performances
 - Technologie

- 1 Filtrage
- 2 Echantillonneur-bloqueur
- 3 Convertisseur Analogique-Numérique**
 - **Caractéristiques**
 - Performances
 - Technologie

Caractéristiques

Conversion analogique-numérique = échantillonnage (E/B) + quantification (CAN)
temps + valeurs continus → temps + valeurs discrets

CAN :

-
- sortie =
- plage de tension analogique convertible
 - ▶ convertisseur **unipolaire** : $0 \rightarrow V_{pe}$ (0 à 10V par exemple)
 - ▶ convertisseur **bipolaire** : $-V_{pe}/2 \rightarrow V_{pe}/2$ (-5V à 5V par exemple)
 - ▶ la tension de pleine échelle $V_{pe} =$ tension V_{ref} **appliquée au CAN**
-
- temps t_{ADC} nécessaire pour effectuer la conversion $t_{ADC} \leq 100ns$

Caractéristiques

- *quantum* q ou résolution n bits :



- ▶ mot binaire \rightarrow plage élémentaire $q = \frac{V_{pe}}{2^n}$ (LSB)

- ▶ pour $V_{pe} = 10V$, si $n = 4$, $q = 625mV$, si $n = 8$, $q = 39,1mV$, si $n = 12$, $q = 2,4mV \dots$

- fonction de transfert idéale / réelle - $v_i = q.N \pm \frac{q}{2}$

- erreur max. de quantification : $\pm \frac{q}{2} = \pm \frac{1}{2} LSB$

- codage employé :



Codage binaire

Exemple : $V_{pe} = 10V$, $n = 3$, $q = 1,25V$, $q/2 = 0,625V$

$v_i(V)$	v_i/q	binaire décalé	CC2
-5	-4	000	100
-3,75	-3	001	101
-2,5	-2	010	110
-1,25	-1	011	111
0	0	100	000
1,25	1	101	001
2,5	2	110	010
3,75	3	111	011

Table 1: Exemple de codage binaire

Bruit de quantification

- ensemble des valeurs analogiques $v_i \in [qN - q/2; qN + q/2]$ ramené à une valeur unique qN
- tout se passe comme si : $v_i + v_{bq} = qN$, avec $-q/2 \leq v_{bq} \leq q/2$ (**tension de bruit**)
- valeur quadratique moyenne (valeur efficace²) : $\overline{v_{bq}^2} = \int_{-q/2}^{q/2} v_{bq}^2 \cdot P(v_{bq}) \cdot dv_{bq}$
- $P(v_{bq}) = 1/q$, car équiprobabilité des valeurs

- **calculs** → $\overline{v_{bq,eff}^2} = \overline{v_{bq}^2} = \frac{q^2}{12} \text{ (V}^2\text{)}$

- bruit blanc de bande de fréquence $0 \rightarrow f_e/2$: $DSP = \frac{q^2}{6f_e} \text{ (V}^2\text{/Hz)}$

- **calculs** → $RSB(\text{dB}) = 6,02n + 1,76$

- RSB ↗ si n ↗

- 1 Filtrage
- 2 Echantillonneur-bloqueur
- 3 Convertisseur Analogique-Numérique**
 - Caractéristiques
 - Performances**
 - Technologie

- 1 Filtrage
- 2 Echantillonneur-bloqueur
- 3 Convertisseur Analogique-Numérique**
 - Caractéristiques
 - Performances
 - Performances statiques
 - Performances dynamiques
 - Technologie

Erreur de décalage ε_D - offset

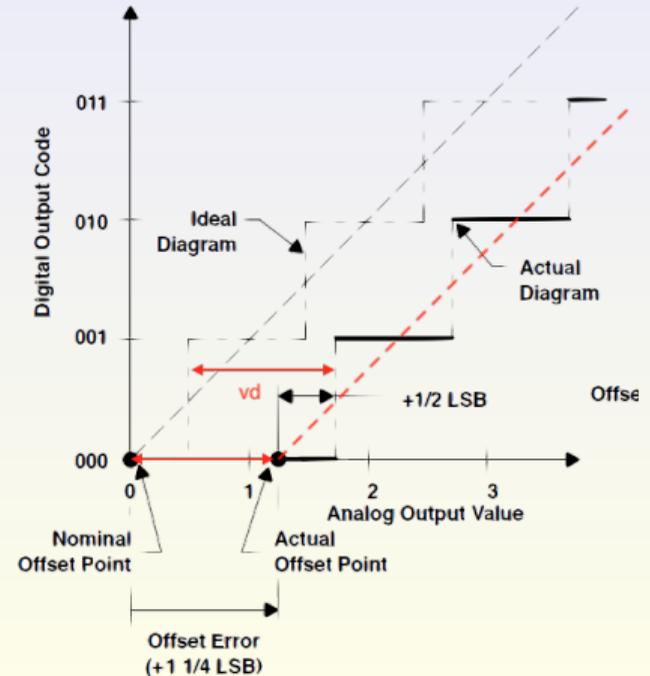
-
-

$$v_d(T) = v_d(T_0) + \frac{dv_d}{dT} \cdot \Delta T$$

- annulation de $v_d(T_0)$ par étalonnage
- erreur relative :

$$\varepsilon_D = \frac{1}{V_{pe}} \frac{dv_d}{dT} \Delta T$$

- exprimée en $LSB/^\circ C$ ou $ppm/^\circ C$

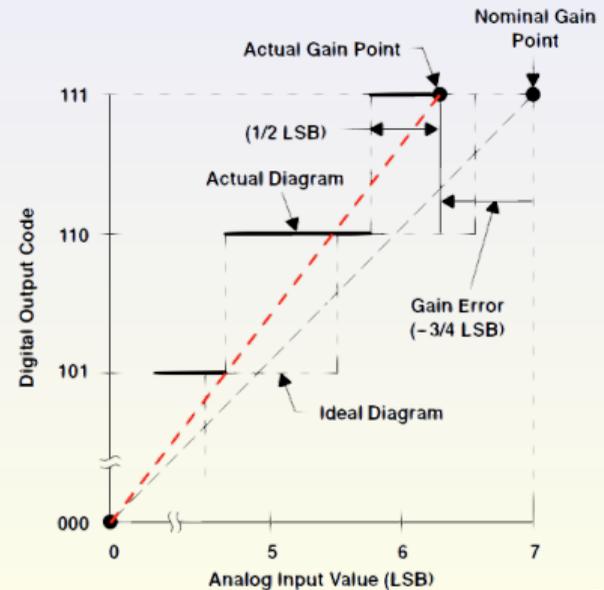


Erreur de gain ε_G

-
-
- cause = dérive de $V_{ref} \rightarrow V_{pe}, q$
- $\varepsilon_G(T) = \varepsilon_G(T_0) + \frac{d\varepsilon_G}{dT}(T - T_0)$
- $\varepsilon_G(T_0)$ compensée par étalonnage
- erreur relative :

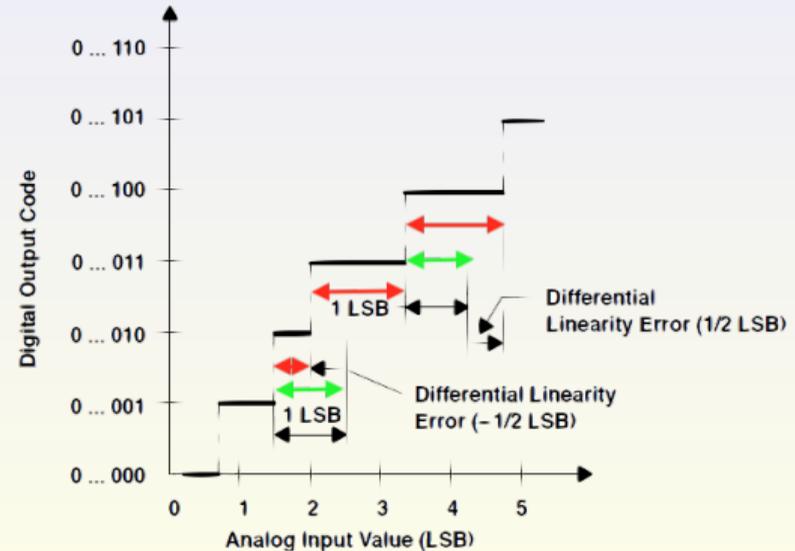
$$\varepsilon_G(T) = \frac{d\varepsilon_G}{dT}(T - T_0)$$

- exprimée en $LSB/^\circ C$ ou $ppm/^\circ C$



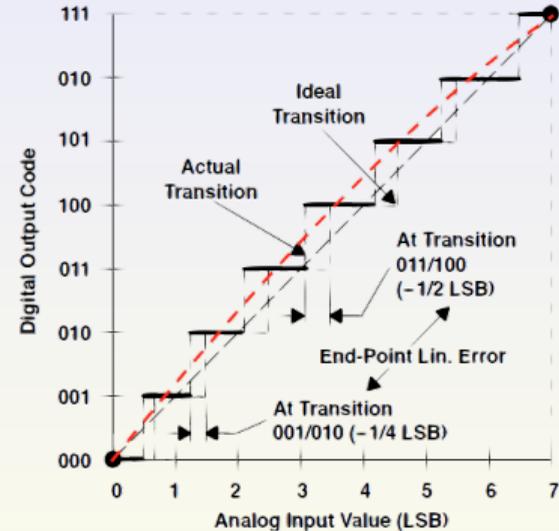
Erreur de linéarité différentielle - DNL = *Differential Non-Linearity*

- pour certains mots binaires :
plage analogique $< q$ ou $> q$;
- cause = structure interne et
fonctionnement des convertisseurs ;
- si erreur limitée à $\pm 1/2LSB$, alors
CAN sans “code manquant”
- si erreur supérieure à $\pm 1/2LSB$, alors
CAN à “code manquant”
- dessin
- exprimée en LSB
- ⚠ ne peut être corrigée !



Erreur de linéarité intégrale - INL = *Integral Non-Linearity*

- hyp : zéro et gain correctement réglés
- **écart maximal** entre la courbe réelle et la caractéristique de référence
- cause = accumulation d'erreurs de linéarité différentielle (DNL)
- exprimée en LSB
- **ne peut être corrigée !**



Budget d'erreur : $\epsilon_{CAN} = |\epsilon_q| + |\epsilon_D| + |\epsilon_G| + |\epsilon_{Ld}| + |\epsilon_{Li}|$

Erreurs irréductibles ?

Bilan des erreurs CAN

On étudie un Convertisseur Analogique-Numérique avec les propriétés suivantes :

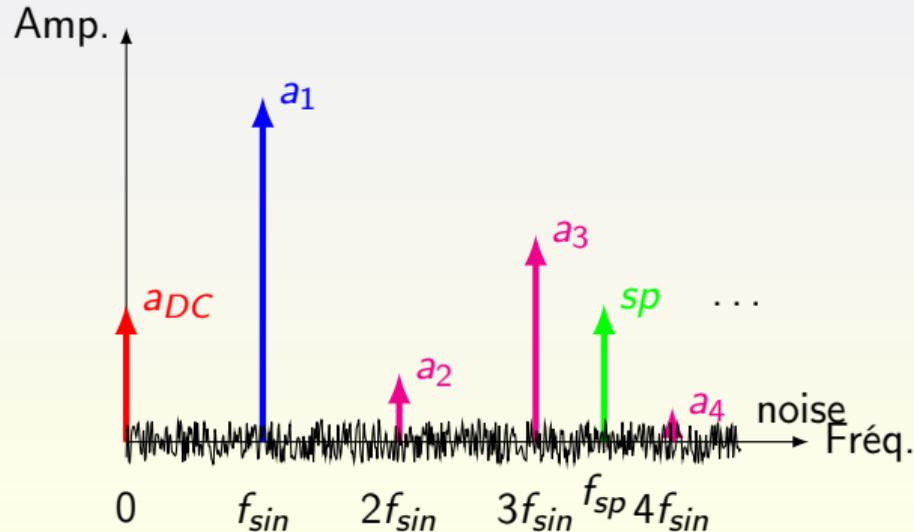
- résolution : 12 bits
- température nominale : 25°C
- température de fonctionnement : 0 à 50°C
- erreur de linéarité différentielle, à $T = 25^{\circ}\text{C}$: $\leq \pm 1/2\text{LSB}$
- dérive de linéarité différentielle : $\pm 2\text{ppm}/\text{K}$ de la tension de pleine échelle
- dérive du gain : $\pm 20\text{ppm}/\text{K}$ de la tension de pleine échelle
- dérive d'offset : $\pm 5\text{ppm}/\text{K}$ de la tension de pleine échelle
- sensibilité : $0,002\%/%$ de la tension d'alimentation
- variation de la tension d'alimentation : 1% avec la température ou le temps

Calculer l'erreur maximale, exprimée en pourcentage de la tension de pleine échelle.
Commenter cette valeur.

- 1 Filtrage
- 2 Echantillonneur-bloqueur
- 3 Convertisseur Analogique-Numérique**
 - Caractéristiques
 - **Performances**
 - Performances statiques
 - Performances dynamiques
 - Technologie

Performances dynamiques - outil Analog Devices

-
-
- défauts chaîne d'acq. + CAN → **harmoniques** + bruit ;
- objectif : quantifier la dégradation du signal de sortie par rapport à l'entrée ;



Performances dynamiques - SNR

Définition - SNR

SNR : *Signal to Noise Ratio* ;

Rapport entre la puissance du signal (fondamental) et la puissance de bruit, sans prise en compte de la composante continue ou des harmoniques :

Performances dynamiques - THD

Définition - THD

THD : *Total Harmonic Distorsion*

Rapport entre la puissance des harmoniques et la puissance du signal (fondamental) :

≠ définition habituelle en traitement du signal :

$$THD(\%) = 100 \cdot \frac{\sum_{n=2}^N a_n^2}{\sum_{n=1}^N a_n^2}$$

Performances dynamiques - SINAD

Définition - SINAD

SINAD : *Signal to Noise ratio And Distorsion*

Rapport entre la puissance du signal (fondamental) et la puissance de bruit, avec prise en compte des harmoniques et d'éventuelles raies "spurious"

calculs au tableau

$$SINAD_{dB} = -10 \cdot \log_{10} \left(10^{-SNR/10} + 10^{THD/10} \right)$$

Performances dynamiques - ENOB

Définition - ENOB

ENOB : *Effective Number Of Bits*

Nombre de bits effectif = nombre de bits du CAN idéal qui donnerait le même SINAD que le CAN réel

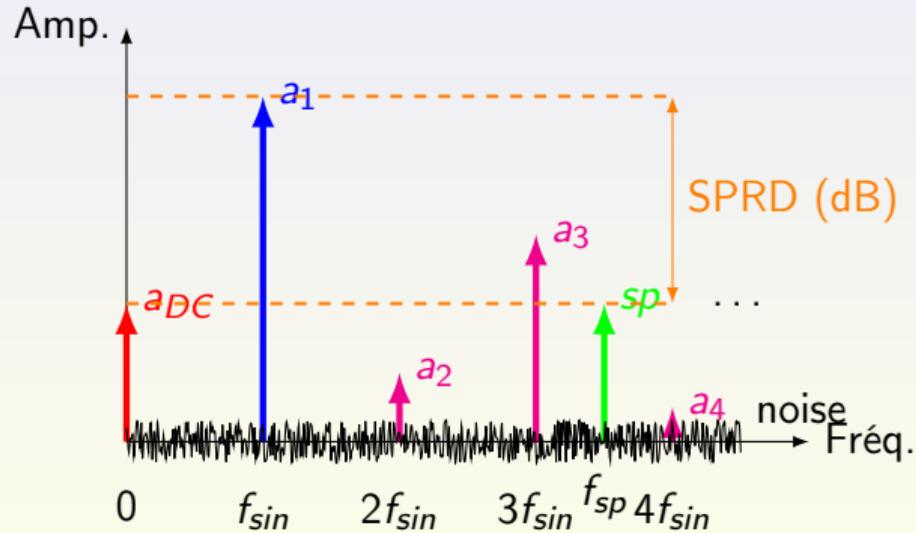
Caractérise la chaîne d'acquisition et le CAN

$$SINAD_{dB} = 6,02 \cdot ENOB + 1,76dB$$

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

Performances dynamiques - SFDR

SFDR : *Spurious Free Dynamic Range*



Performances dynamiques

ENOB	Effective Number of Bits	$f_{IN} = 1.31 \text{ MHz}, V_{IN} = FS - 2 \text{ LSB}$	7.5	7.0	Bits (min)
		$f_{IN} = 4.43 \text{ MHz}, V_{IN} = FS - 2 \text{ LSB}$	7.3		
		$f_{IN} = 9.9 \text{ MHz}, V_{IN} = FS - 2 \text{ LSB}$	7.2		
		$f_{IN} = 4.43 \text{ MHz}, f_{CLK} = 30 \text{ MHz}$	6.5		
SINAD	Signal-to-Noise & Distortion	$f_{IN} = 1.31 \text{ MHz}, V_{IN} = FS - 2 \text{ LSB}$	46.9	43	dB (min)
		$f_{IN} = 4.43 \text{ MHz}, V_{IN} = FS - 2 \text{ LSB}$	45.7		
		$f_{IN} = 9.9 \text{ MHz}, V_{IN} = FS - 2 \text{ LSB}$	45.1		
		$f_{IN} = 4.43 \text{ MHz}, f_{CLK} = 30 \text{ MHz}$	40.9		
SNR	Signal-to-Noise Ratio	$f_{IN} = 1.31 \text{ MHz}, V_{IN} = FS - 2 \text{ LSB}$	47.6	44	dB (min)
		$f_{IN} = 4.43 \text{ MHz}, V_{IN} = FS - 2 \text{ LSB}$	46		
		$f_{IN} = 9.9 \text{ MHz}, V_{IN} = FS - 2 \text{ LSB}$	46.1		
		$f_{IN} = 4.43 \text{ MHz}, f_{CLK} = 30 \text{ MHz}$	42.1		

Symbol	Parameter	Conditions	Typical ⁽³⁾	Limits ⁽³⁾	Units
SFDR	Spurious Free Dynamic Range	$f_{IN} = 1.31 \text{ MHz}, V_{IN} = FS - 2 \text{ LSB}$	56		dB
		$f_{IN} = 4.43 \text{ MHz}, V_{IN} = FS - 2 \text{ LSB}$	58		
		$f_{IN} = 9.9 \text{ MHz}, V_{IN} = FS - 2 \text{ LSB}$	53		
		$f_{IN} = 4.43 \text{ MHz}, f_{CLK} = 30 \text{ MHz}$	47		
THD	Total Harmonic Distortion	$f_{IN} = 1.31 \text{ MHz}, V_{IN} = FS - 2 \text{ LSB}$	-55		dB
		$f_{IN} = 4.43 \text{ MHz}, V_{IN} = FS - 2 \text{ LSB}$	-57		
		$f_{IN} = 9.9 \text{ MHz}, V_{IN} = FS - 2 \text{ LSB}$	-52		
		$f_{IN} = 4.43 \text{ MHz}, f_{CLK} = 30 \text{ MHz}$	-47		

ADC1175 8-Bit, 20MHz, 60mW A/D Converter

- 1 Filtrage
- 2 Echantillonneur-bloqueur
- 3 Convertisseur Analogique-Numérique**
 - Caractéristiques
 - Performances
 - Technologie**

Structure

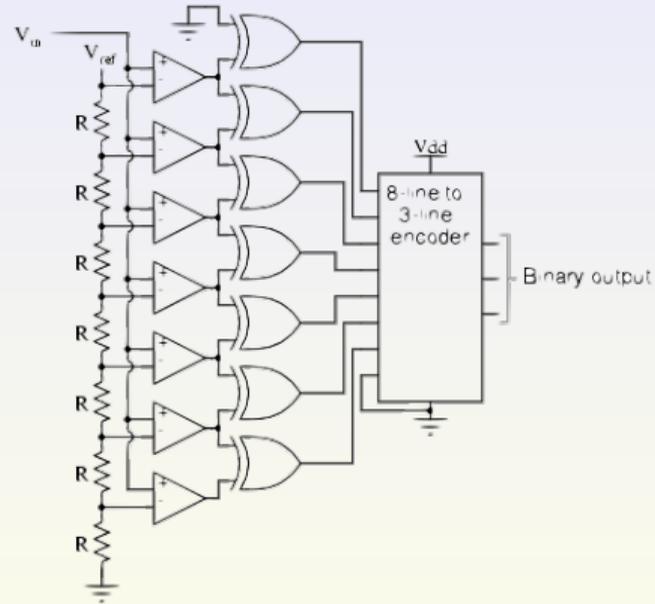
Exemples de structure :

- convertisseur à rampe numérique
- convertisseur à double rampe
- **convertisseur flash**
- **convertisseur par approximations successives**
- **convertisseur sigma-delta** → **exercice**
- convertisseur *pipeline*

cas de signaux bipolaires → utilisation d'un AOp pour décaler les signaux entre 0 et V_{pe} .

schéma au tableau

CAN Flash



principe de fonctionnement. . .

CAN Flash

Avantages :

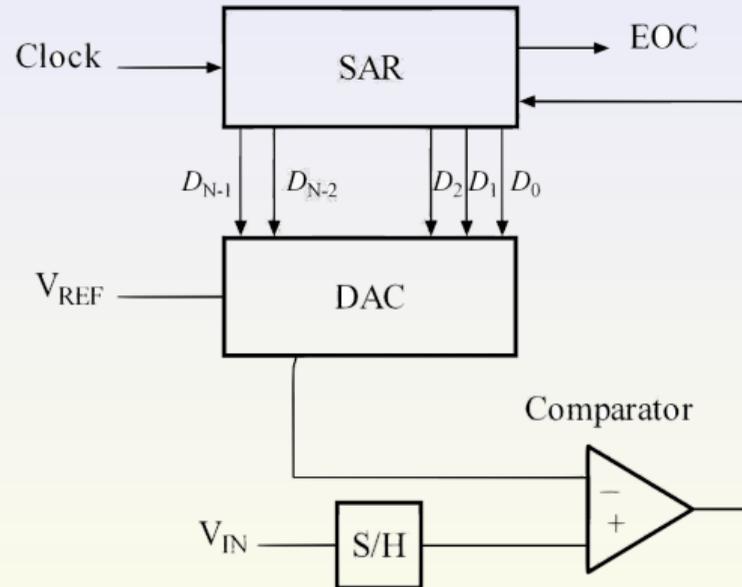
- ⊕
- ⊕

Inconvénients :

- nombre de comparateurs : 2^N pour un CAN N bits ;
- ⊖ consommation importante : 0,5A pour un ADC 10 bits ;
- ⊖ taille et prix élevés → 1 à 900€;
- **n = 6 à 14 bits ;**

Applications : traitement vidéo, communication optique, radars. . .

CAN Approximations successives



principe de fonctionnement. . .

CAN Approximations successives

Type de CAN le plus utilisé à l'heure actuelle

Avantages :

- $f=100\text{kHz}\rightarrow 1\text{MHz}$, $t_{conv} = 1\mu\text{s}\rightarrow 10\mu\text{s}$

⊕

⊕

Inconvénients :

- ⊖ temps de conversion qui dépend de $n \rightarrow n = 8 \text{ à } 24/32 \text{ bits}$
- ⊖ résolution limitée par le DAC et le comparateur
- nécessite un échantillonneur-bloqueur ;

Prix : 1€ → 1600€