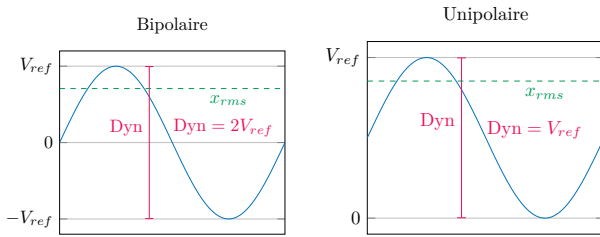


# 1 Aspects théoriques

## 1.1 SNRQ

On utilise le facteur d'utilisation de la plage dynamique

$$a = \frac{\text{Dynamique totale}}{x_{rms}}$$



Il existe plusieurs façon de calculer le SNRQ (qui sont toutes équivalentes)

$$SNRQ_0 = 20 \log_{10} \left( \frac{2}{a} \right) + 10 \log_{10} (3) + 20 \log_{10} (2) N$$

$$SNRQ_{0I} = -20 \log_{10} (a) + 20 \log_{10} (2) + 10 \log_{10} (3) + 20 \log_{10} (2) N$$

Mais la plus importante est :

$$SNRQ = 6.02N + 10.8 - 20 \log_{10}(a)$$

Si on a un **sinus** qui occupe toute la plage dynamique (bipolaire de  $-V_{ref}$  à  $V_{ref}$ , la fonction devient

$$SNRQ_{sin} \approx 1.76 + 6.02N$$

## 1.2 Nombre de bits effectifs

A ne pas confondre avec le ENOB (qui provient d'une datasheet). C'est le nombre de bits que doit avoir un ADC pour respecter les consignes données

$$N_{\text{effectif}} = \frac{SNRQ - 10.8 + 20 \log_{10}(a)}{6.02}$$

Lorsqu'on a un sinus qui occupe toute la plage dynamique, on a

$$N_{\text{effectif}} = \frac{SNRQ - 1.76}{6.02}$$

## 1.3 Filtres

A remplir !

1. Réponse en fréquence du filtre CIC récursif
2. Emplacements des "pics" vers le bas
3. Analyse de la forme du Bode (sinus cardinal)

## 1.4 Changement du nombre de bits

Lorsqu'on change le nombre de bits, on obtient un  $\Delta SNRQ$  ce qui permet de déterminer la variation de fréquence

$$\Delta SNRQ = SNRQ_{\text{new}} - SNRQ$$

$$\Delta SNRQ = 10 \log_{10} \left( \frac{f}{f_{\text{new}}} \right)$$

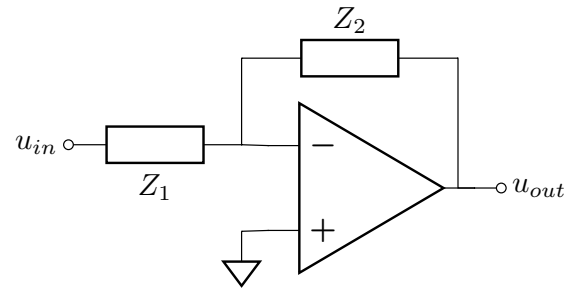
$$10^{\frac{\Delta SNRQ}{10}} = \frac{f}{f_{\text{new}}}$$

# 2 Aspects technologiques

## 3 Étages d'entrée

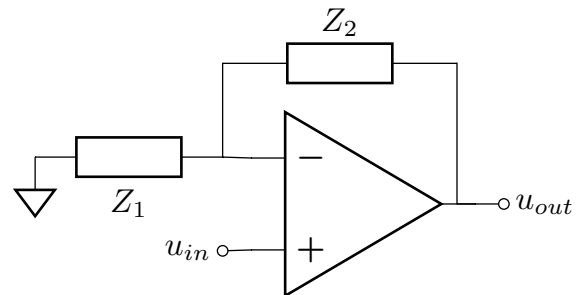
## 4 Amplificateurs

### 4.1 Amplificateur inverseur simple



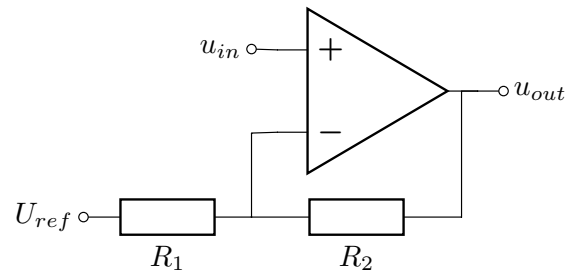
$$u_{out} = -\frac{Z_2}{Z_1} u_{in}$$

### 4.2 Amplificateur non-inverseur simple



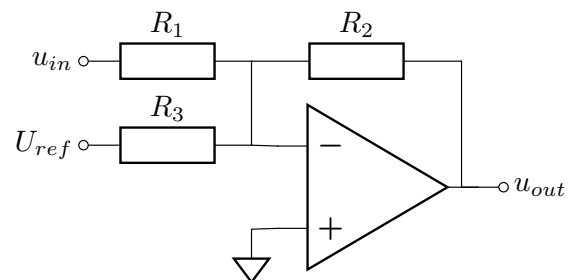
$$u_{out} = \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) u_{in}$$

### 4.3 Amplificateur simple non-inverseur, avec référence



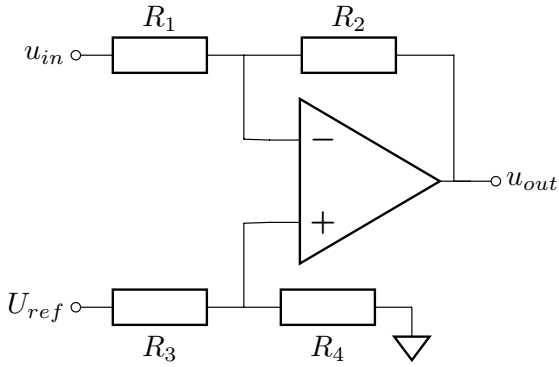
$$u_{out} = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) u_{in} - \frac{R_2}{R_1} U_{ref}$$

### 4.4 Amplificateur simple inverseur, avec référence



$$u_{out} = -\frac{R_2}{R_1} u_{in} - \frac{R_2}{R_3} U_{ref}$$

#### 4.5 Amplificateur simple inverseur, avec référence (2)

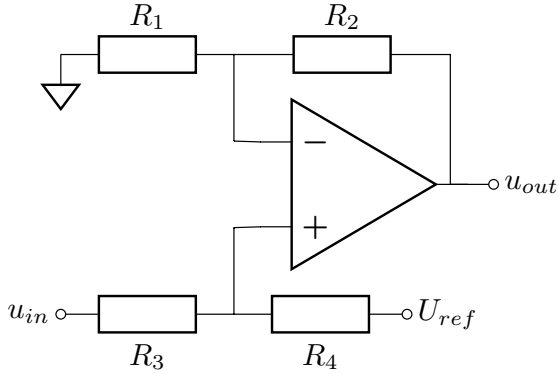


$$u_{out} = -\frac{R_2}{R_1}u_{in} + \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{ref}$$

Si  $R_2 = R_4$  et  $R_1 = R_3$

$$u_{out} = -\frac{R_2}{R_1}u_{in} + \frac{R_2}{R_1}U_{ref}$$

#### 4.6 Amplificateur simple non-inverseur, avec référence (2))

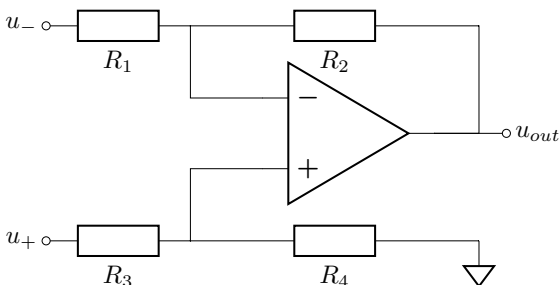


$$u_{out} = \frac{R_4}{R_1} \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} u_{in} + \frac{R_3}{R_1} \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} U_{ref}$$

Si  $R_2 = R_4$  et  $R_1 = R_3$

$$u_{out} = \frac{R_2}{R_1}u_{in} + U_{ref}$$

#### 4.7 Différentiel → single, sans référence



$$u_{out} = -\frac{R_2}{R_1}u_- + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_+$$

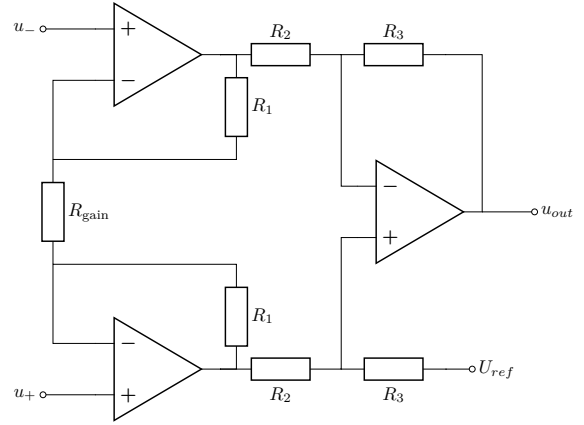
Si  $R_4 = R_2$  et  $R_1 = R_3$

$$G_d = \frac{R_2}{R_1}$$

$$u_{out} = \frac{R_2}{R_1}(u_+ - u_-)$$

$$G_c = 0$$

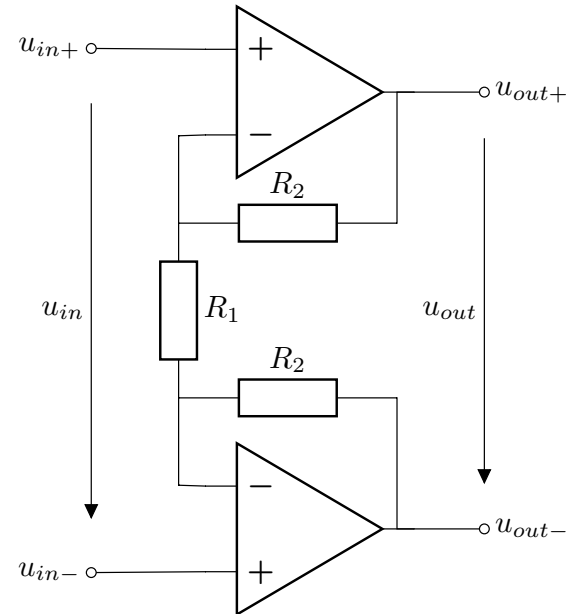
#### 4.8 Amplificateur d'instrumentation (différentiel → single, sans référence)



$$G_d = \left(1 + \frac{2R_1}{R_{gain}}\right) \frac{R_3}{R_2}$$

$$u_{out} = U_{ref} + G_d(u_+ - u_-)$$

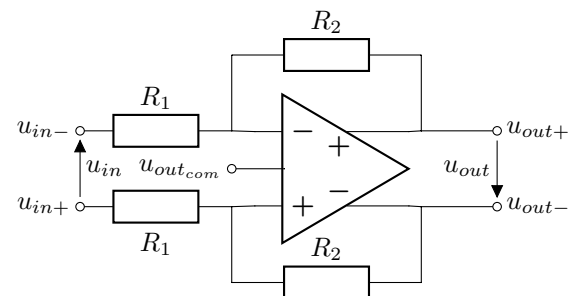
#### 4.9 Différentiel → différentiel



$$u_{out} = G u_{in}$$

$$u_{out} = \left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right) u_{in}$$

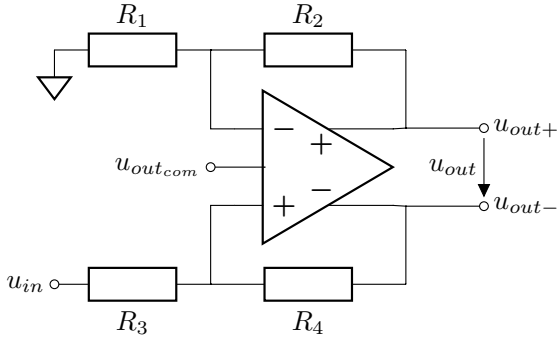
#### 4.10 différentiel → différentiel



$$A_d = \frac{U_{outD}}{U_{inD}} = \frac{R_2}{R_1}$$

$$U_{out_{com}} = \frac{u_+ - u_-}{2}$$

#### 4.11 single → différentiel sans référence



$$\beta_1 = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

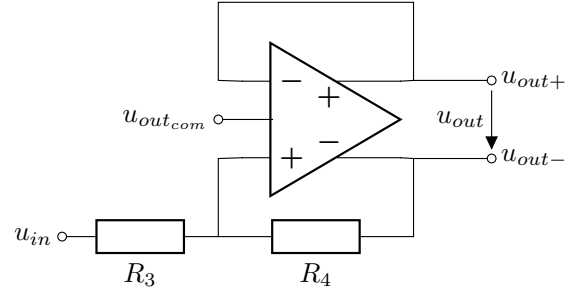
$$\beta_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$u_{out} = 2 \frac{1 - \beta_1}{\beta_1 + \beta_2} u_{in} + 2 \frac{\beta_1 - \beta_2}{\beta_1 + \beta_2} u_{out,com}$$

Si  $R_1 = R_3$  et  $R_2 = R_4$

$$u_{out} = \frac{R_2}{R_1} u_{in} +$$

#### 4.14 single → différentiel sans référence (4)



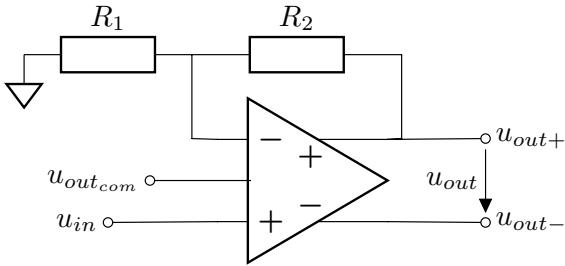
$$\beta_1 = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

$$u_+ = \frac{1 - \beta_1}{1 + \beta_1} u_{in} + 2 \frac{\beta_1}{1 + \beta_1} u_{out,com}$$

$$u_- = -\frac{1 - \beta_1}{1 + \beta_1} u_{in} + 2 \frac{1}{1 + \beta_1} u_{out,com}$$

$$u_{out} = 2 \frac{1 - \beta_1}{1 + \beta_1} u_{in} - 2 \frac{1 - \beta_1}{1 + \beta_1} u_{out,com}$$

#### 4.12 single → différentiel sans référence (2)



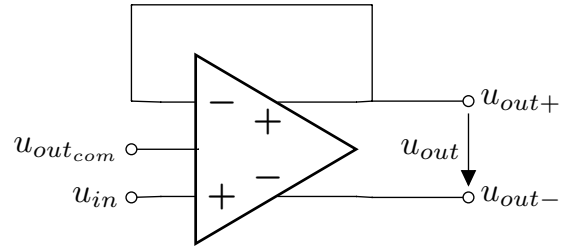
$$\beta_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$u_+ = \frac{1}{\beta_2} u_{in}$$

$$u_- = 2u_{out,com} - \frac{1}{\beta_2} u_{in}$$

$$u_{out} = \frac{2}{\beta_2} u_{in} - 2u_{out,com}$$

#### 4.15 single → différentiel sans référence (5)

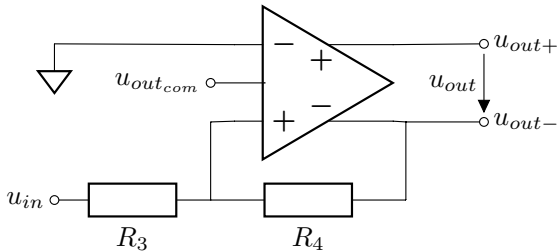


$$u_+ = u_{in}$$

$$u_- = -u_{in} + 2u_{out,com}$$

$$u_{out} = 2u_{in} + 2u_{out,com}$$

#### 4.13 single → différentiel sans référence (3)



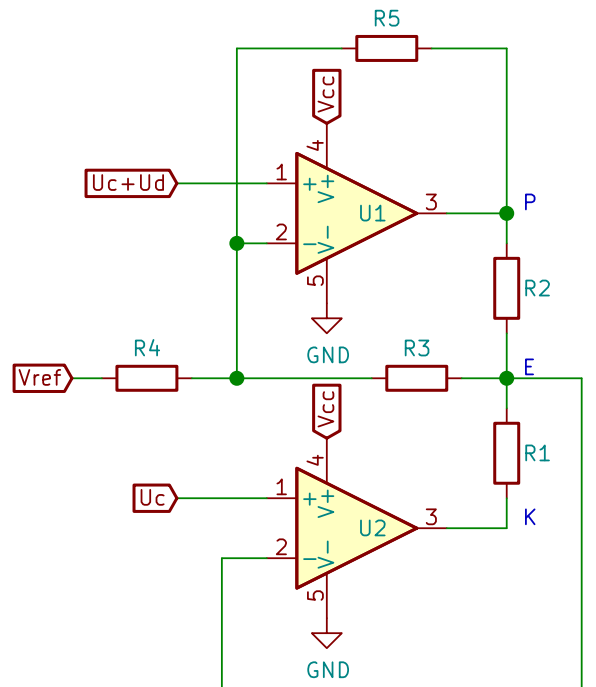
$$\beta_1 = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

$$u_+ = \frac{1 - \beta_1}{\beta_1} u_{in} + 2u_{out,com}$$

$$u_- = -\frac{1 - \beta_1}{\beta_1} u_{in}$$

$$u_{out} = 2 \frac{1 - \beta_1}{\beta_1} u_{in} + 2u_{out,com}$$

#### 4.16 Amplificateur balancé



#### 4.16.1 Tension de sortie

$$U_k = U_c - I_1$$

$$U_k = U_c - R_1 \left( \frac{(U_c + U_d) - U_c}{R_3} + \frac{P - U_c}{R_2} \right)$$

$$U_k = U_c - R_1 \left( \frac{(U_c + U_d) - U_c}{R_3} + \frac{(U_c + U_d) - I_5 R_4 - U_c}{R_2} \right)$$

$$U_k = U_c - R_1 \left( \frac{(U_c + U_d) - U_c}{R_3} + \frac{(U_c + U_d) - U_c}{R_2} - \frac{I_5 R_5}{R_2} \right)$$

$$U_k = U_c - R_1 \left( \frac{(U_c + U_d) - U_c}{R_3} + \frac{(U_c + U_d) - U_c}{R_2} - \frac{\left( \frac{U_{ref} - (U_c + U_d)}{R_4} - \frac{(U_c + U_d) - U_c}{R_3} \right) R_5}{R_2} \right)$$

#### 4.16.2 Tension au point P

$$P = (U_c + U_d) - I_5 R_5$$

$$P = (U_c + U_d) - R_5 \left( \frac{U_{ref} - (U_c + U_d)}{R_4} - \frac{(U_c + U_d) - U_b}{R_3} \right)$$

$$P = (U_c + U_d) - R_5 \left( \frac{U_{ref}}{R_4} - \frac{(U_c + U_d)}{R_4} - \frac{(U_c + U_d)}{R_3} + \frac{U_c}{R_3} \right)$$

$$P = (U_c + U_d) \left( 1 + \frac{R_5}{R_4} + \frac{R_5}{R_3} \right) - R_5 \left( \frac{U_{ref}}{R_4} + \frac{U_c}{R_3} \right)$$

$$P = (U_c + U_d) \left( 1 + \frac{R_5}{R_4} + \frac{R_5}{R_3} \right) - U_c \frac{R_5}{R_3} - R_5 \frac{U_{ref}}{R_4}$$

$$P = U_c \left( 1 + \frac{R_5}{R_4} \right) + U_d \left( 1 + \frac{R_5}{R_4} + \frac{R_5}{R_3} \right) - R_5 \frac{U_{ref}}{R_4}$$

#### 4.16.3 CMRR

$$\text{CMRR} = \frac{G_d}{G_c}$$

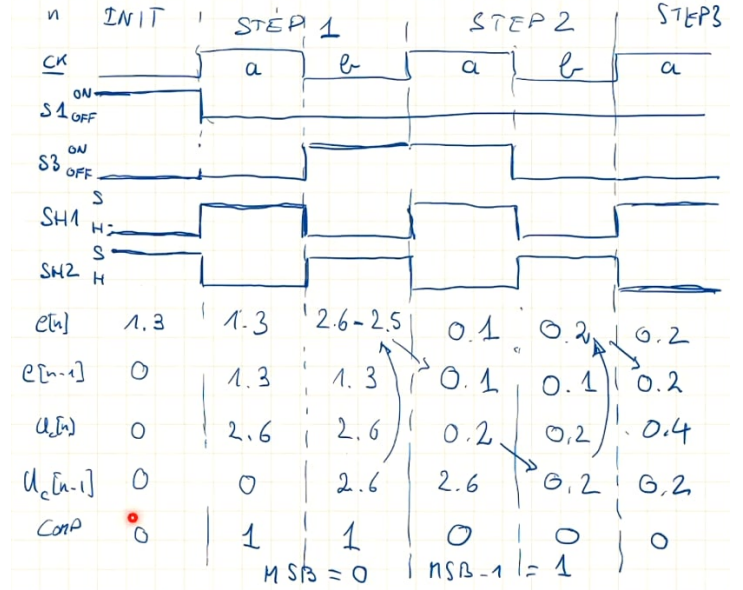
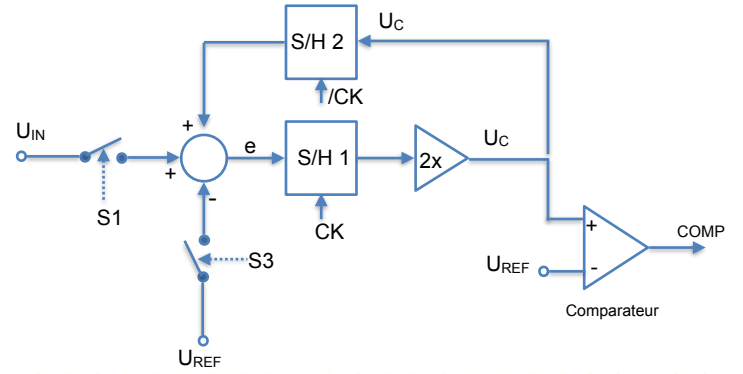
$$\text{CMRR}|_{\text{dB}} = 20 \log_{10} (\text{CMRR})$$

Pour obtenir le **pire** CMRR dans un amplificateur différentiel, on va chercher à avoir

$$\frac{R_2}{R_1} \max \quad \frac{R_4}{R_3} \min$$

## 5 Étages d'adaptation

## 6 Sample & Hold



$$e[n] = \begin{cases} \text{clk} = 0 & U_{in_{init}} - U_{ref_{COMP==1}} + U_c[n-1] \\ \text{clk} = 1 & e[n-1] \end{cases}$$

### 6.1 Gigue

La gigue maximale pour un sinus de fréquence  $f$  et d'amplitude  $\hat{U}_{in}$

$$\Delta t_{max} = \frac{\text{Dyn}}{2^N 2\pi f_{in} \hat{U}_{in}}$$

$$T_j = \Delta t_{max}$$

Théorème d'échantillonnage = théorème de Shannon

## 7 Conversion A/N

$$q = \frac{\text{Dyn}}{2^N}$$

### 7.1 Intégration : double rampe

$$U_{in} = U_{ref} \frac{T_{descente}}{T_{montée}}$$

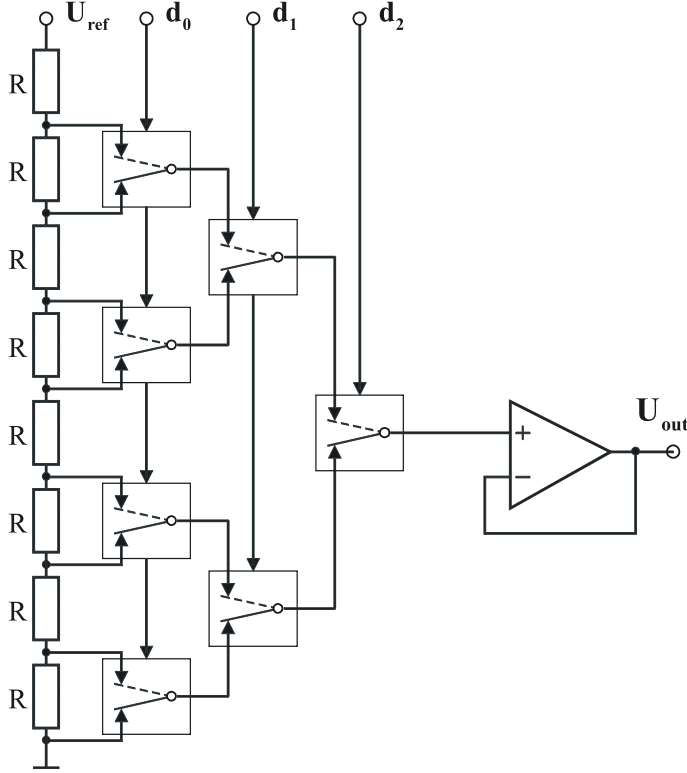
peu sensibles aux variations de température



## 8 Conversion N/A

### 8.1 Potentiométrique

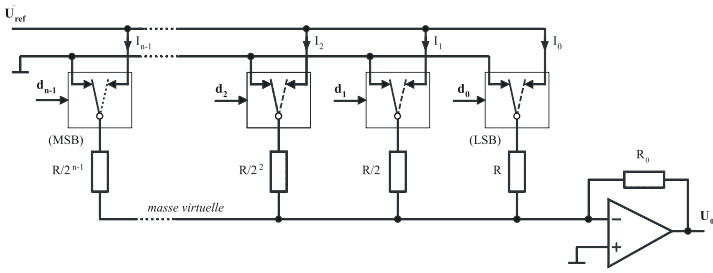
$$u_{out} = \frac{1}{2^n} U_{ref} (d_{n-1}2^{n-1} + d_{n-2}2^{n-2} + \dots + d_12^1 + d_02^0)$$



### 8.2 Résistances pondérées (commutation de tensions)

$$u_0 = -U_{ref} \frac{R_0}{R} (d_02^0 + d_12^1 + d_22^2 + \dots + d_{n-1}2^{n-1})$$

$$0 \leq |u_0| \leq \frac{R_0}{R} (2^n - 1)$$



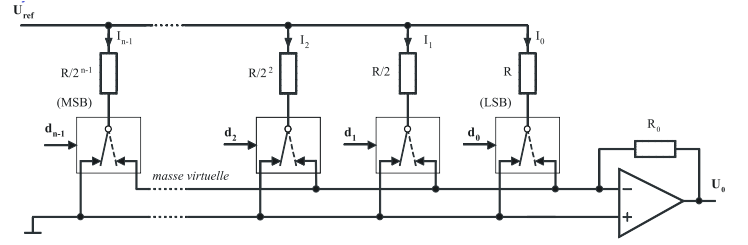
### 8.3 Résistances pondérées (commutation de courants)

$$u_0 = -U_{ref} \frac{R_0}{R} (d_02^0 + d_12^1 + d_22^2 + \dots + d_{n-1}2^{n-1})$$

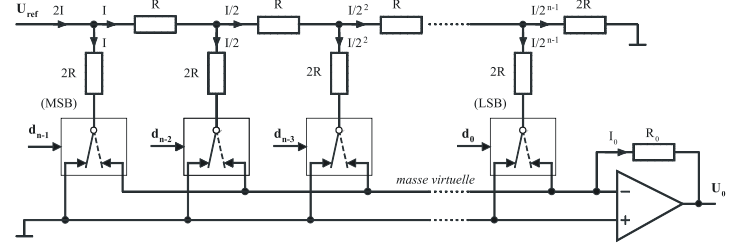
$$0 \leq |u_0| \leq U_{ref} \frac{R_0}{R} (2^n - 1)$$

Limite technologique :

$$\frac{R_{LSB}}{R_{MSB}} = 2^{n-1} = 128$$



### 8.4 Échelle R/2R (commutation de courant)



$$I = \frac{U_{ref}}{2R}$$

$$U_0 = -R_0 I_0$$

$$I_0 = d_0 \frac{I}{2^{n-1}} + d_1 \frac{I}{2^{n-2}} + \dots + d_{n-2} \frac{I}{2} + d_{n-1} I$$

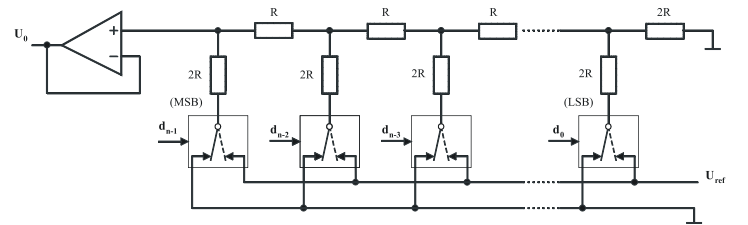
$$U_0 = -U_{ref} \frac{R_0}{2R} \left( d_0 \frac{1}{2^{n-1}} + d_1 \frac{1}{2^{n-2}} + \dots + d_{n-2} \frac{1}{2} + d_{n-1} 1 \right)$$

$$0 \leq |U_0| \leq U_{ref} \frac{R_0}{R} \left( 1 - \frac{1}{2^n} \right)$$

#### 8.4.1 Caractéristiques

1. Résistance de passage  $20\Omega$
2. Chute de tension dans le commutateur :  $10\text{ mV}$

### 8.5 Échelle R/2R (commutation de tension)



$$U_0 = U_{ref} \left( \frac{d_0}{2^n} + \frac{d_1}{2^{n-1}} + \dots + \frac{d_{n-2}}{2^2} + \frac{d_{n-1}}{2} \right)$$

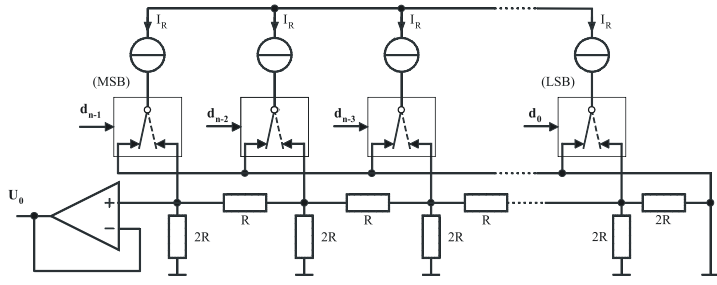
Résolution

$$U_{LSB} = \frac{U_{ref}}{2}$$

Plage de conversion

$$0 \leq U_0 \leq U_{ref} \left( 1 - \frac{1}{2^n} \right)$$

## 8.6 Échelle R/2R à commutation de sources de courant



$$U_0 = RI_R \left( \frac{d_0}{2^{n-1}} + \frac{d_1}{2^{n-2}} + \dots + \frac{d_{n-2}}{2} + d_{n-1} \right)$$

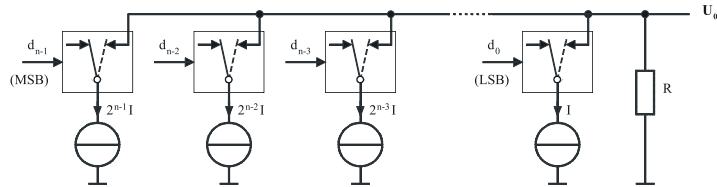
Résolution

$$U_{LSB} = \frac{RI_R}{2^{n-1}}$$

Plage de conversion

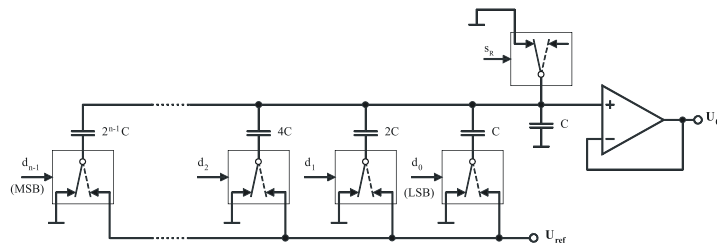
$$0 \leq U_0 \leq RI_R \frac{2^n - 1}{2^{n-1}}$$

## 8.7 Sources de courant pondérées



$$I_0 = -\frac{2^{n/2}I}{2^n} (d_0 + d_1 2^2 + d_2 2^2 + d_3 2^3 + \dots + d_{n-1} 2^{n-1})$$

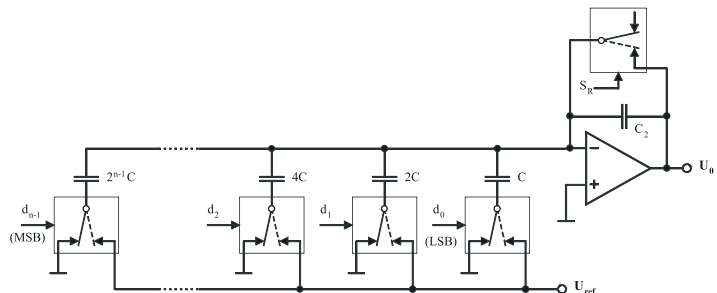
## 8.8 Capacités pondérées (variante 1)



$$U_0 = U_{ref} \frac{C_1}{C_1 + C_2} = U_{ref} \frac{C_1}{C_{tot}}$$

$$U_0 = U_{ref} \frac{d_0 + 2d_1 + \dots + 2^{n-1}d_{n-1}}{2^n}$$

## 8.9 Capacités pondérées (variante 2)

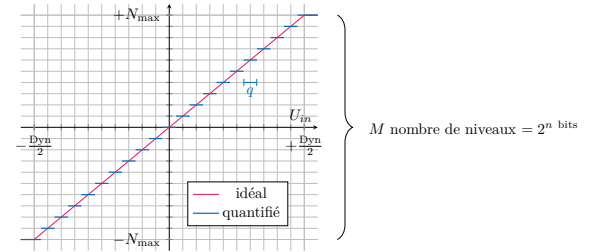
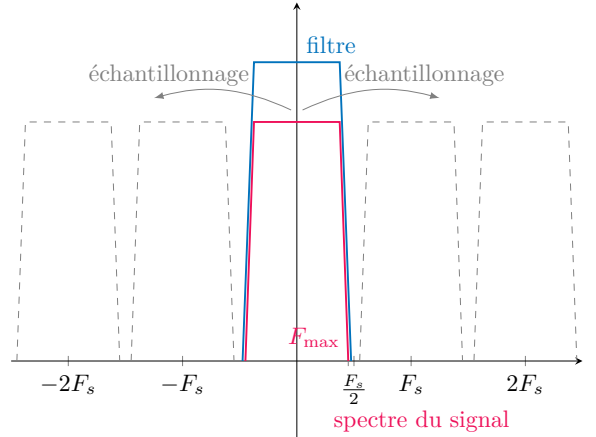


$$U_0 = -U_{ref} \frac{C_1}{C_2}$$

## 8.10 Théorème de Shannon (échantillonnage)

$$F_e > 2F_{\text{signal}_{max}}$$

## 8.11 Quantification

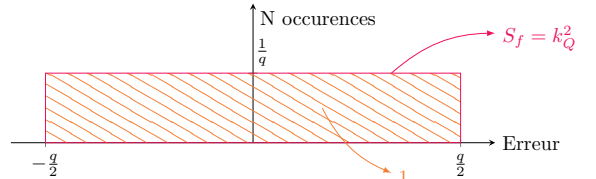


## 9 Acquisition

$$SNR = 20 \log_{10} \left( \frac{U_{\text{mesurande}_{RMS}}}{U_{\text{bruit}_{RMS}}} \right)$$

SNR < 0 Bruit plus important que la valeur du mesurande  
 SNR = 0 Bruit et mesurande égaux  
 SNR > 0 mesurande plus important que le bruit

$$\sigma_{nQ} = \frac{q}{\sqrt{12}} = \frac{\text{Dyn}}{2^N \sqrt{12}}$$



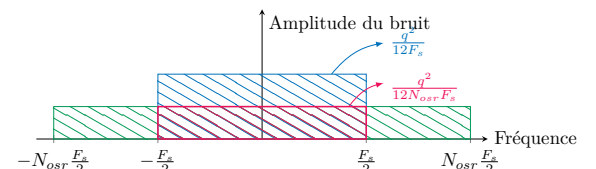
$$S(f) = k_Q^2 = \frac{q^2}{12F_s}$$

$$N(f) = \frac{q}{\sqrt{12F_s}}$$

$$P = 2BS_f$$

$$U_{rms} = \sqrt{P}$$

## 9.1 Sur-échantillonnage



Une faible augmentation sur le nombre de bits effectifs induit une très grande quantité de données additionnelle.

## 9.2 Dimensionnement d'un filtre anti-repliement

1. Fréquence de coupure du filtre à la fréquence max du signal
2. Atténuation SNRQ à la fréquence  $f_e/2$  (SNRQ déterminé par le nombre du convertisseur).

## 10 Conversion Sigma-Delta

Modulateur 1 ordre

$$\text{SNRQ} = 10 \log_{10} \left( \frac{\sigma_x^2}{V_{ref}^2} \right) + 5.6 + 30 \log_{10} (N_{OSR})$$

$$N_{bit} \approx \frac{\text{SNRQ}}{6}$$

Avec un modulateur du 2ème ordre

$$\text{SNRQ} = 10 \log_{10} \left( \frac{\sigma_x^2}{V_{ref}^2} \right) - 2.1 + 50 \log_{10} (N_{OSR})$$

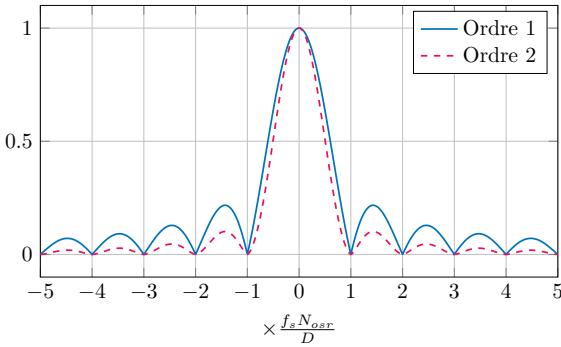
### 10.1 Filtres

$$R = D$$

C'est juste une histoire de notation

$D \uparrow$  : upsampling       $D \downarrow$  : downsampling

On utilise aussi "Décimation" pour "downsampling"



$$H(f) = \left( \left| \frac{\sin \left( \pi \frac{f}{N_{osr} F_s} R \right)}{\pi \frac{f}{N_{osr} F_s} R} \right| \right)^M$$

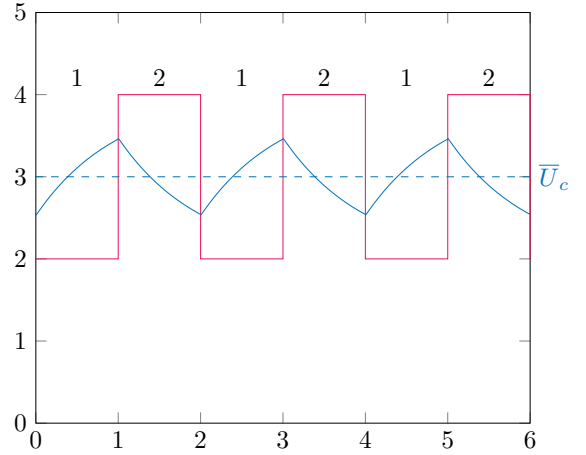
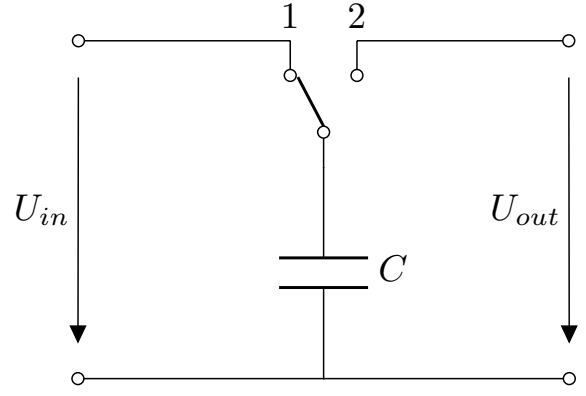
Avec  $M$  l'ordre du filtre.

### 10.2 Atténuation minimale des harmoniques du signal

On cherche le repliement du signal le plus important se retrouvant dans notre bande utile

$$A_{max} = 20 \log_{10} \left( H \left( \frac{F_s N_{osr}}{D} - B \right) \right) \Big|_{\text{dB}}$$

## 11 Capacités commutées

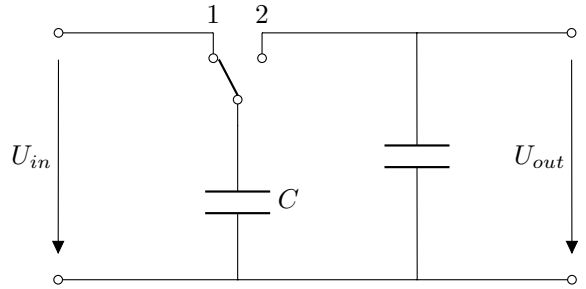


$$\bar{i} = \Delta q = \frac{C_s}{T} (U_{in} - U_{out})$$

La résistance équivalente est

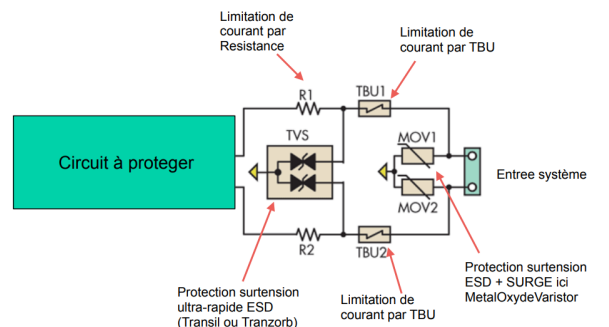
$$\frac{T}{C_s}$$

### 11.1 Filtre passe-bas



$$f_c = \frac{1}{2\pi \frac{1}{C_s} C} = \frac{1}{2\pi} \frac{F_s C_s}{C}$$

## 12 Protection





## 13 Autres

$$CU = Q$$

$$LI = UT$$

Le bruit thermique d'une résistance est donné par

$$CU = IT$$

$$U_{RMS} = \sqrt{4kTR}$$

## 14 Performance des convertisseurs

Unipolaire		Bipolaire
plage	Dyn : 0 à $V_{ref}$	Dyn : $-V_{ref}$ à $V_{ref}$
q	$\frac{D_{dyn}}{2}$	$\frac{D_{dyn}}{2} = \frac{2V_{ref}}{2}$
Unipolar binary		
min	000 000 000 000 = 0.0000 V	-
max	111 111 111 111 = 9.99976 V	-
Offset binary		
min	-	000 000 000 000 = -10.000 V
milieu	-	100 000 000 000 = 0.000 V
max	-	111 111 111 111 = 9.9951 V
One's complement		
min	-	100 000 000 000 = -9.9951 V
milieu	-	000 000 000 000 = 0.000 V
milieu	-	111 111 111 111 = 0.000 V
max	-	011 111 111 111 = 9.9951 V
Two's complement		
min	-	100 000 000 000 = -10.000 V
milieu	-	000 000 000 000 = 0.000 V
max	-	011 111 111 111 = 9.9951 V

## 15 INL / DNL

Code	n	n+1	n+2	n+3	n+4	n+5	n+6
Théorique [V]	2.0000	2.0010	2.0020	2.0030	2.0040	2.0050	2.0060
Réel [V]	2.0000	2.0008	2.0016	2.0028	2.0041	2.0049	2.0062
INL [mV]	0	-0.2	-0.4	-0.2	0.1	-0.1	0.2
DNL [mV]	-0.2	-0.2	0.2	0.1	-0.2	0.3	

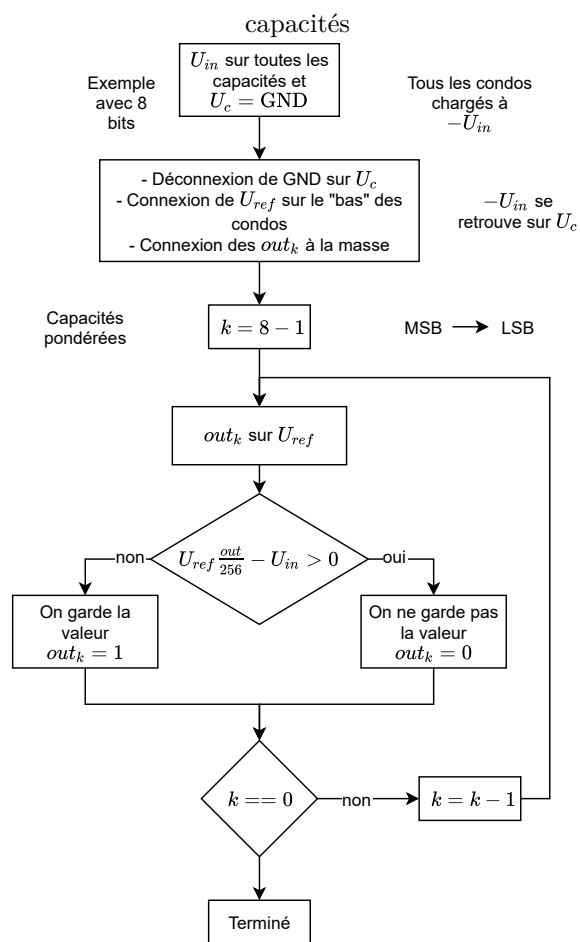
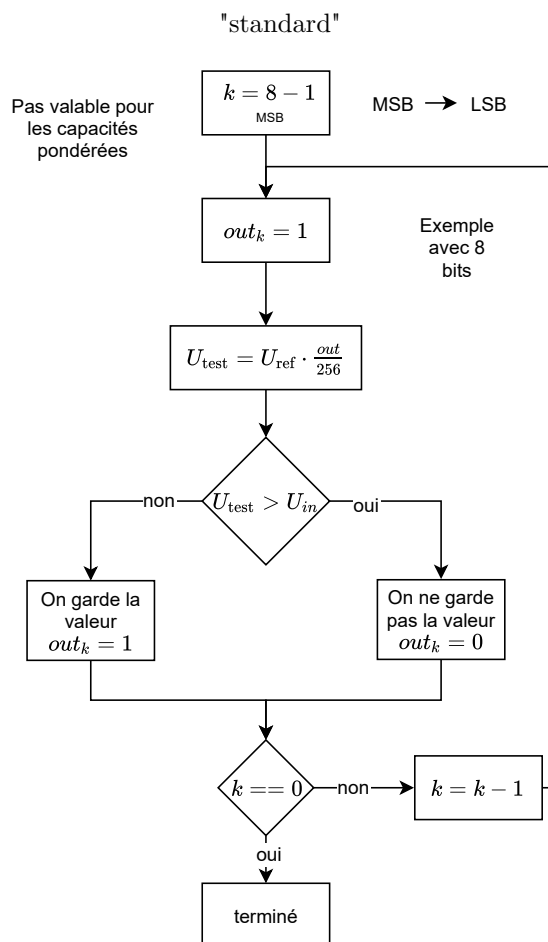
$$INL(n) = \text{Réel}(n) - \text{Théorique}(n)$$

$$DNL(n) = INL(n+1) - INL(n)$$

## 16 Comparaison A/N

	Intégration simple/double rampe	Approximations successives	FLASH
Résolution	Haute (16+ bits)	Moyenne (8 à 16 bits)	Faible (6 à 8 bits)
Précision	Haute	Moyenne	Faible
Linéarité	excellente	?	?
Temps de conversion	1 ms to 1000 ms $O(2^N)$ voir $O(2^{N+1})$	1 $\mu$ s to 100 $\mu$ s $O(\log_2(N))$	0.5 ns to 10 ns $O(1)$
Technologie	CMOS	MOS	CMOS
Applications typiques	Instruments de précision, télémétrie	Télécommunications, TSA, MCU	Radar, oscillo, TSA rapide
Consommation			élevée
Capacitance d'entrée			élevée

## 17 Approximations successives



## 18 Schéma de fonctionnement filtre Sigma-Delta

