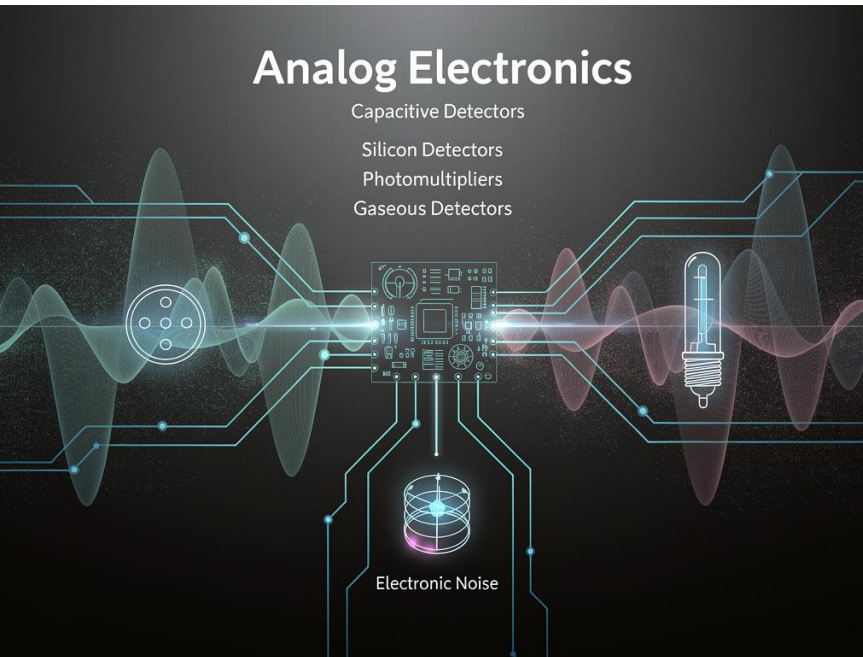
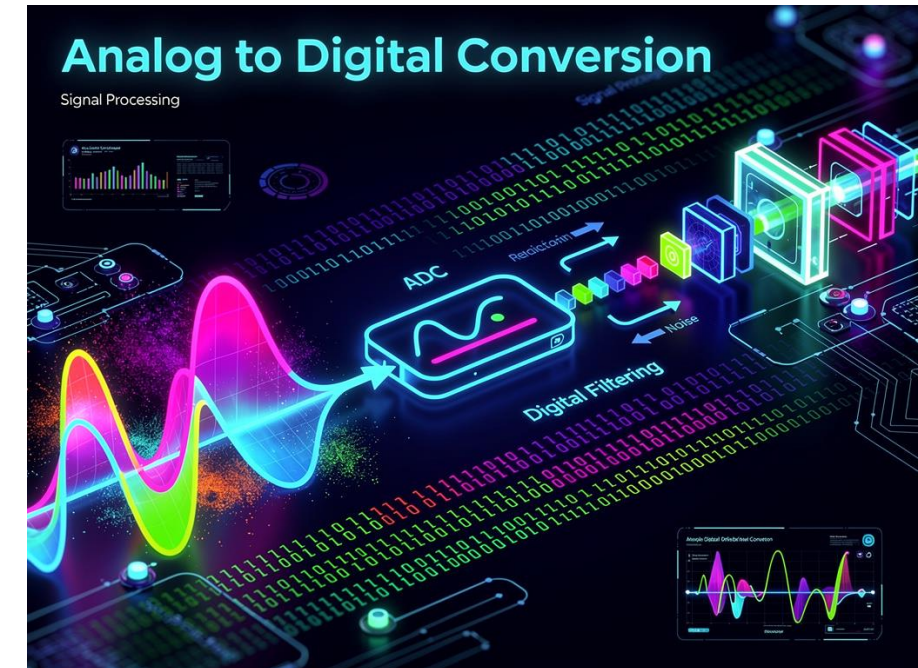


# – Introduction à l'électronique frontale pour la physique – – Principe & Méthodes –



- ☐ Définitions
- ☐ Comprendre les enjeux
- ☐ Le signal du détecteur capacitif
- ☐ L' électronique frontale  
...et ses petites contrariétés
- ☐ Enfin le Numérique !
- ☐ A vous de jouer



L'**électronique** est la branche de la **physique** et de l'ingénierie qui étudie et utilise les phénomènes liés au **mouvement des électrons** dans des **matériaux** (semi-conducteurs, conducteurs, isolants) ou dans le vide, afin de contrôler, traiter, transmettre ou stocker **l'information sous forme de signaux électriques**.

- ☐ Manipulation des courants et des tensions (cf CEM)
- ☐ Conversion de signaux (analogique  $\leftrightarrow$  Numérique, Optique  $\leftrightarrow$  électrique)
- ☐ Traitement de l'information (filtrage, amplification, transport...)
- ☐ Intégration de systèmes complexes (PCB,  $\mu$ elec, Energie, Thermique....)

### Evolution du domaine

- ☐ Photonique
- ☐ Optoélectronique ( détecteur de lumière, LEDs...)
- ☐ Electronique embarquée
- ☐ Intelligence Artificielle embarquée (cf IA pour la physique)
- ☐ Electronique quantique

| Electronique                        |                                                 | Traitement du signal                       | Informatique d'acquisition            | Physique                                            | Math.                 |
|-------------------------------------|-------------------------------------------------|--------------------------------------------|---------------------------------------|-----------------------------------------------------|-----------------------|
| Analogique                          | Numérique                                       | Mathématique                               | Programmation                         |                                                     |                       |
| Amplificateurs ●                    | Processeurs                                     | Filtrage Analogique ●                      | Architecture client/serveur           | Capteurs / Détecteurs capacitifs ●                  | Probabilités          |
| Alimentation                        | Liaisons numériques parallèles                  | Filtrage numérique                         | Gestion/ stockage des données (BDD)   | Compatibilité Electromagnétique ●                   | Statistiques          |
| Convertisseurs Analogique Numérique | Liaisons numériques série ●                     | Analyse des systèmes stochastiques (Bruit) | Analyse des données (IVV)             | Thermique / Mécanique ●                             | Modèle Statistiques ● |
| Convertisseurs Numérique Analogique | Fully programmable gate Array: VHDL / Verilog ● | Algorithmes (IA) ●                         | Langage C,C++/Java/python/Labview ... | Physique nucléaire / des particules / astrophysique |                       |
|                                     | System on Chip                                  | Théorie de l'information                   |                                       |                                                     |                       |
|                                     | System on Module                                | Simulation/ Emulation                      |                                       |                                                     |                       |
|                                     | High Level Synthésis                            |                                            |                                       |                                                     |                       |



# Les applications multi-détecteurs

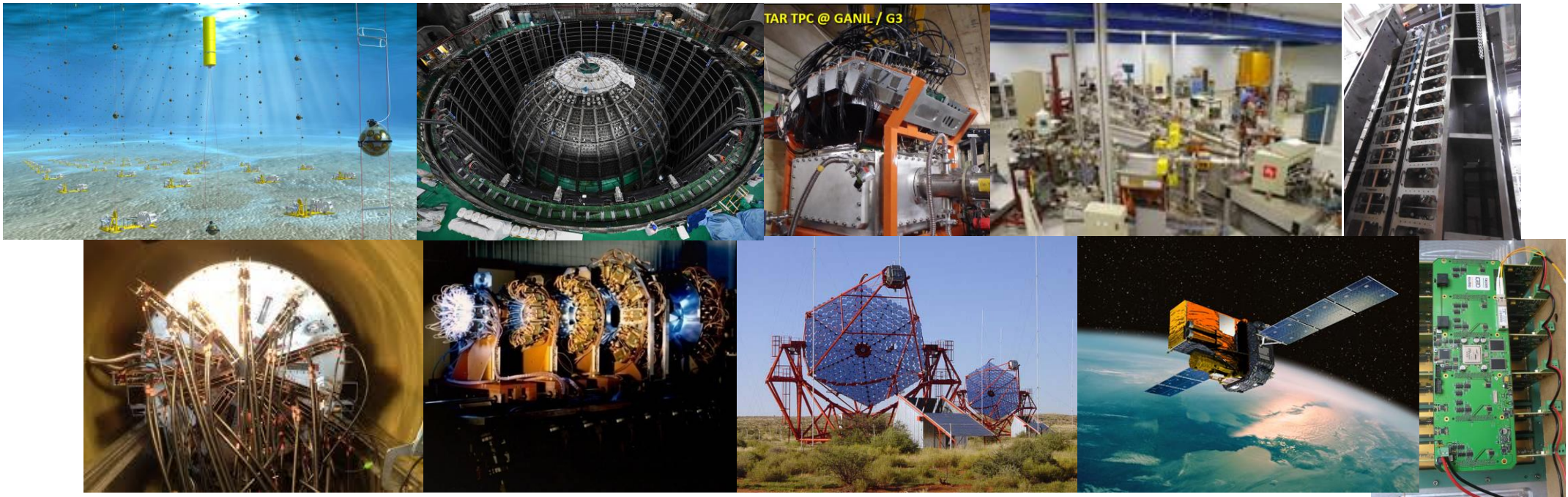
Instrumentation nucléaire : Utilisée partout où l'on cherche à mesurer les paramètres caractéristiques d'un flux de particules (p, n, pions (quarks+gluons), photons ( $X$ ,  $\gamma$ ),  $\beta$ ,  $\alpha$ , e,  $\mu$ ,  $\nu$ )

→ **Mesure de rayonnement**

Applications directes :

Contrôle-Commande dans les réacteurs nucléaires ,les usines de traitement de déchets nucléaires et les tokamaks.

**Expériences de physique nucléaire, physique des particules et astrophysique (astroparticules).**

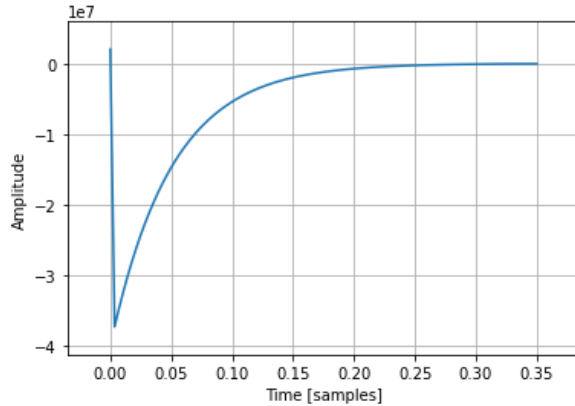


# Une chaîne d'acquisition pour la physique

- Ce que la physique cherche à mesurer :
  - Le taux de comptage (Activité)
  - L'Énergie déposée
  - La quantité de mouvement = impulsion  
→ (quadrivecteur)
  - La position du faisceau de particules
  - La durée d'interaction
  - Le temps de vol d'une particule
  - La masse
- On cherche à minimiser les fluctuations du signal à mesurer:
  - Bruit de fond : rejection des signaux inutiles pour la mesure (technique de coïncidences, coupure)
  - Perturbations : CEM (blindage, ligne de courant, mise à la masse)
  - Bruit électronique : Système électronique + détecteur
- **Au niveau électronique, on mesure**
  - **des tensions, du courant,**
  - **des charges, un temps.**

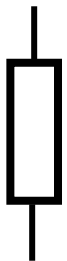
Les outils nécessaires pour comprendre la suite

### Domaine Temporel



$$V(t) = Z(t) * i(t)$$

### Resistance



$$V(t) = R \times i(t)$$

$$V(f) = R \times i(f)$$

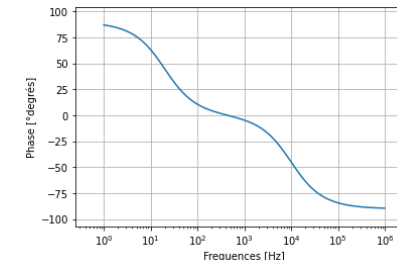
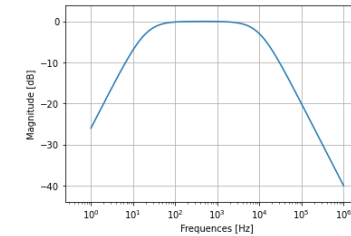
- Série de Fourier
- Transformée de Fourier
- Transformée de Laplace



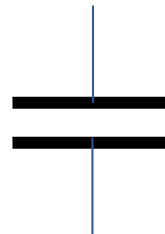
- Transformées inverses

$$V(w) = [a(w) + jb(w)] \times I(w)$$

### Domaine Fréquentiel



### Capacité

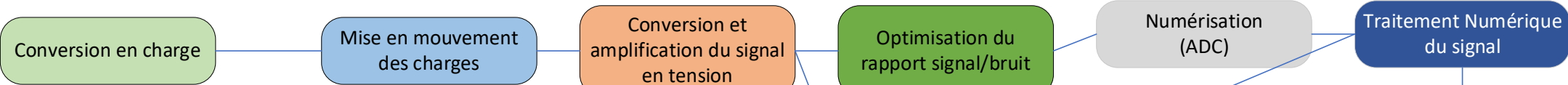


$$i(t) = C \times \frac{dv}{dt}$$

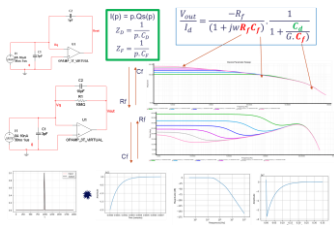
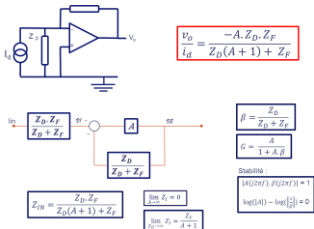
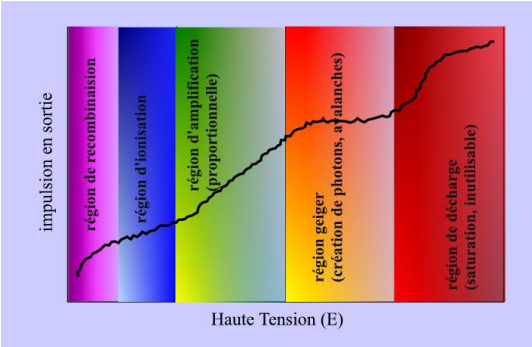
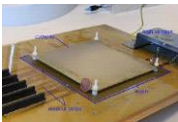
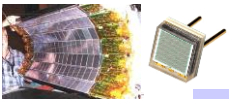
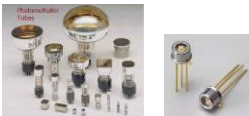
$$Q(t) = \int i(t) \cdot dt$$

$$I(w) = jCw \times V(w)$$

détecteurs

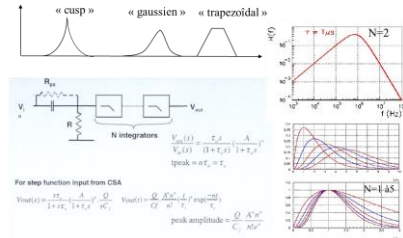


- Photons  
(Gamma, X, Lumière)  
- Particules chargées  
(électrons, muons, ions)  
- Particules neutres  
( neutron, neutrino, alpha)

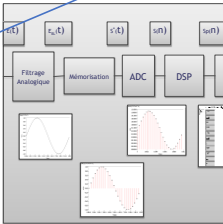
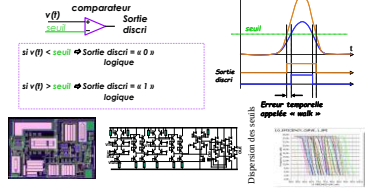


Détection d'un signal  
Passage d'un seuil

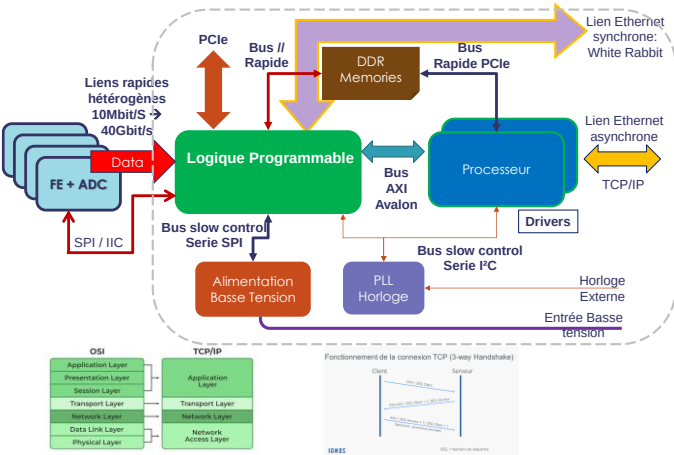
• Shaper : Pour un détecteur nucléaire capacitif, le filtre optimal (shaper) est le filtre « cusp » → on crée donc un filtre ressemblant à cela, un filtre gaussien ou trapézoïdal :



Numériseur 1bit: Discriminateurs  
 • Discriminateur :  
 • Amplificateur à gain élevé, rapide, fonctionnant en grand signaux (saturation, rétroaction positive)  
 • Utilisation pour supprimer une partie du signal du détecteur (bruit de fond) ou pour détecter un temps de passage d'un événement.



Architecture numérique



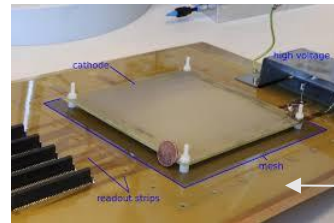


Éléments d'intérêt

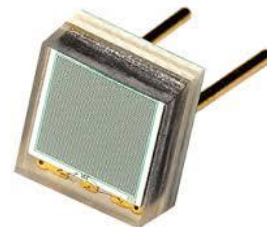
Conversion en charge

Photons (gamma, X, lumière)  
Particules chargées (électrons, muons, ions)  
Particules neutres (neutron, neutrino, alpha)

Technologie des détecteurs



Détecteurs à gaz



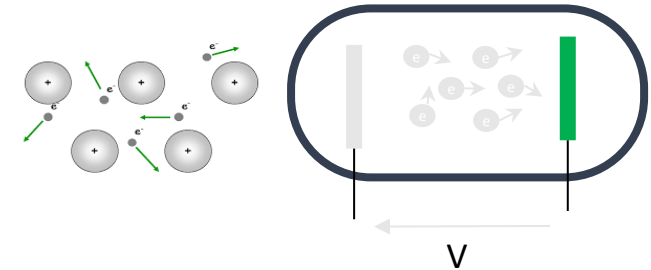
Scintillateur

Diodes :  
APD  
SiPM



$$Nbre_{\text{électron}} = \frac{E_{\text{déposé}}}{E_{e^-/h^+}}$$

$$\Rightarrow I_{\text{part}} = \frac{q \cdot Nbre_{\text{électron}}}{ts}$$



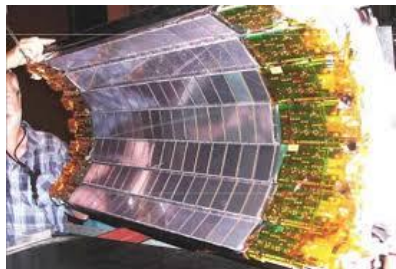
Cf CEM

$$i = \frac{n \cdot e \cdot v}{l}$$

$$\langle di \rangle^2 = \left( \frac{n \cdot e}{l} \langle dv \rangle \right)^2 + \left( \frac{e \cdot v}{l} \langle dn \rangle \right)^2$$

On a une circulation naturelle des électrons  
→ **courant continu dans le temps**

Photomultiplicateurs



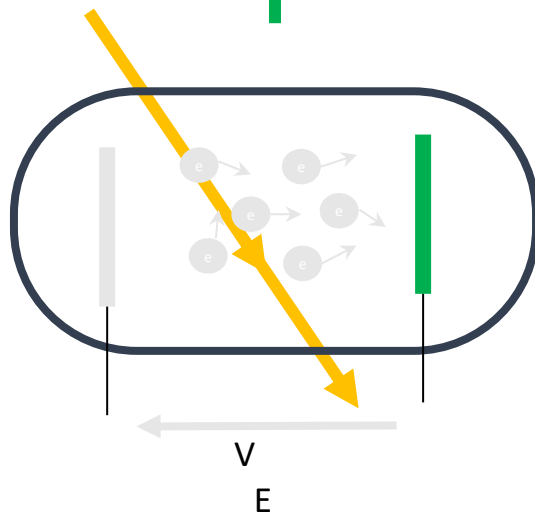
Semi-conducteurs



Éléments d'intérêt

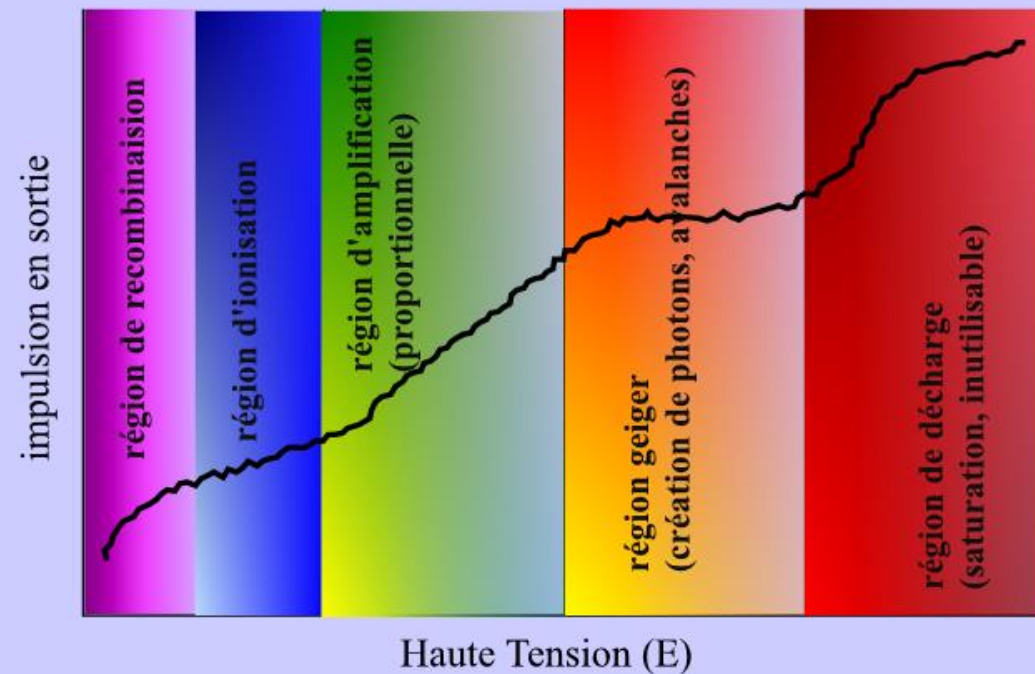
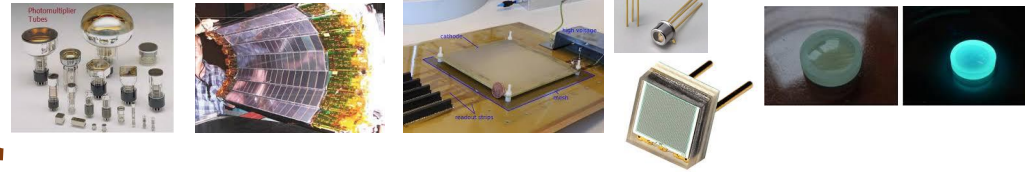
Conversion en charge

Mise en mouvement des charges



Photons (gamma, X, lumière)  
 Particules chargées (électrons, muons, ions)  
 Particules neutres (neutron, neutrino, alpha)

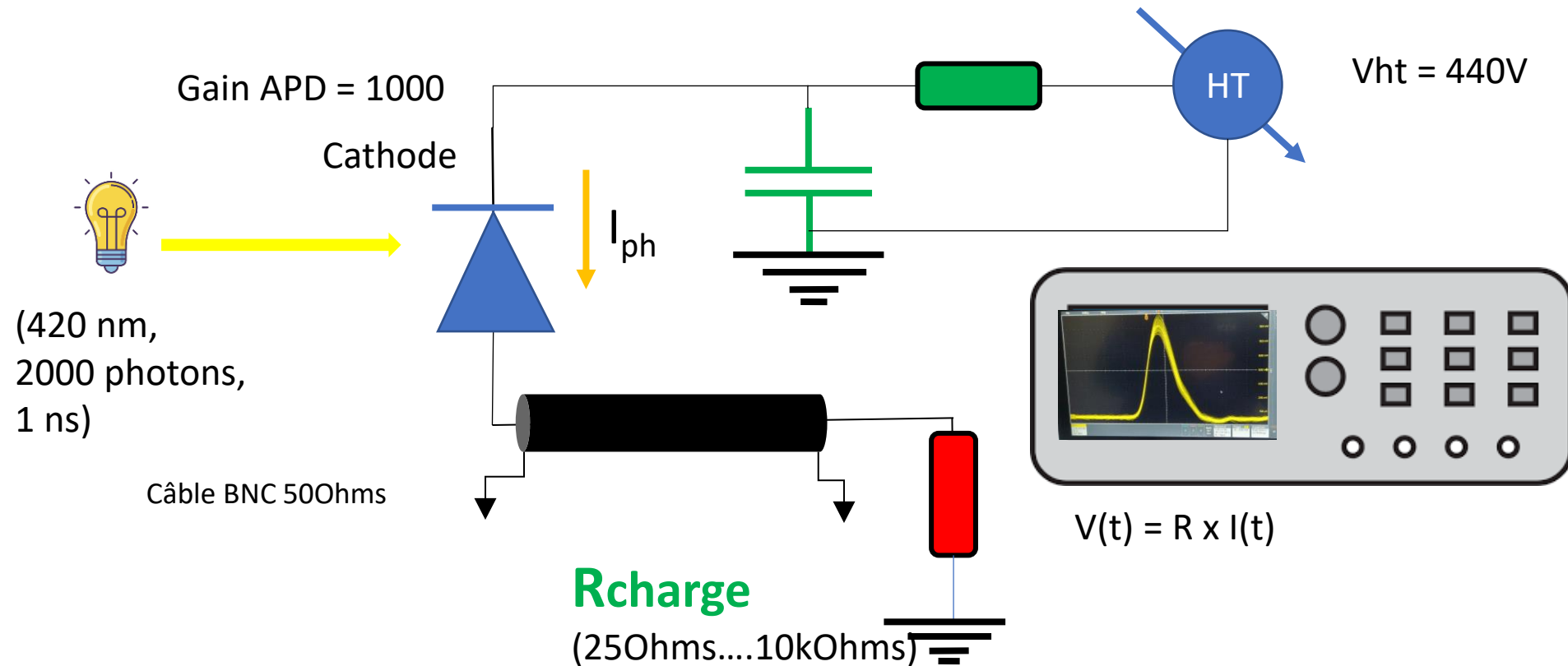
Technologie des détecteurs



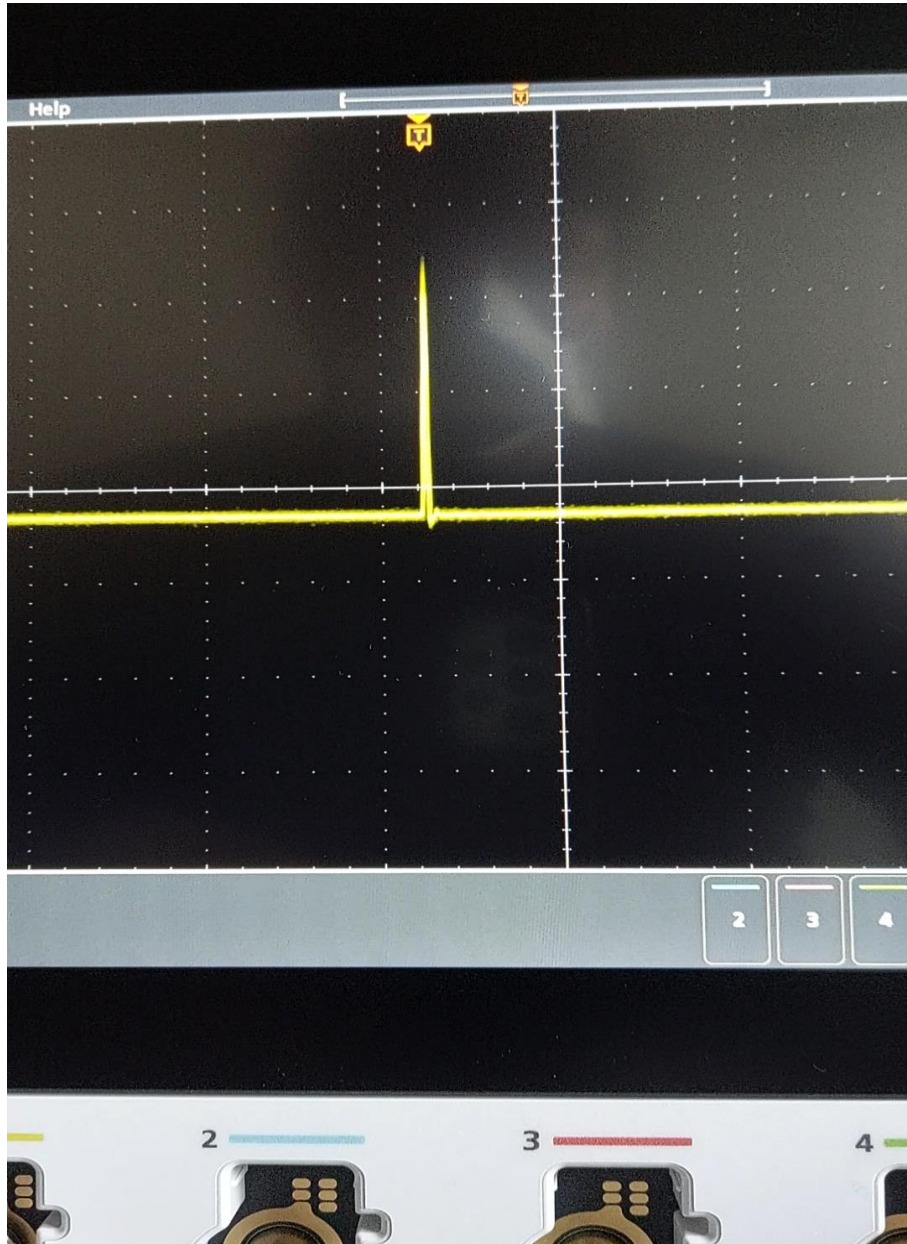
Le



## Signaux APD S8664-10K

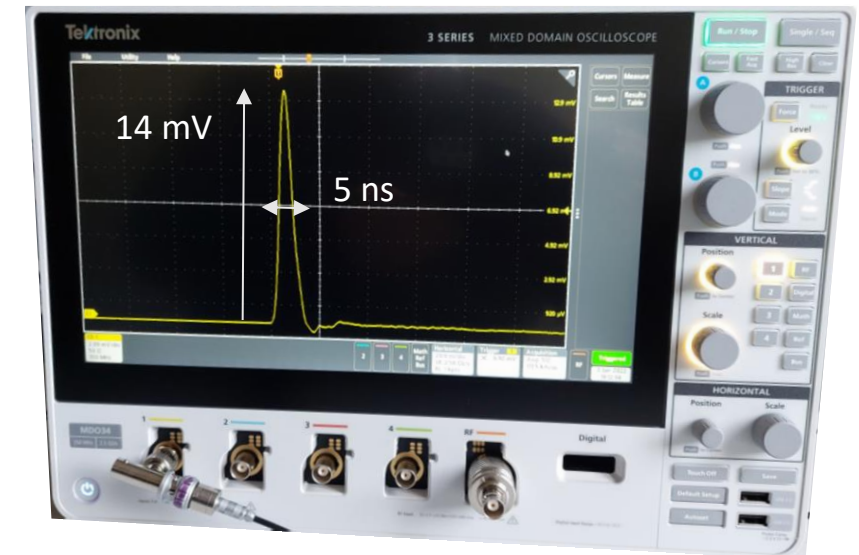
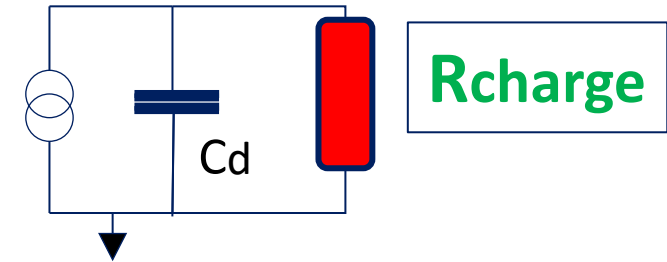


Le signal issu d'un détecteur



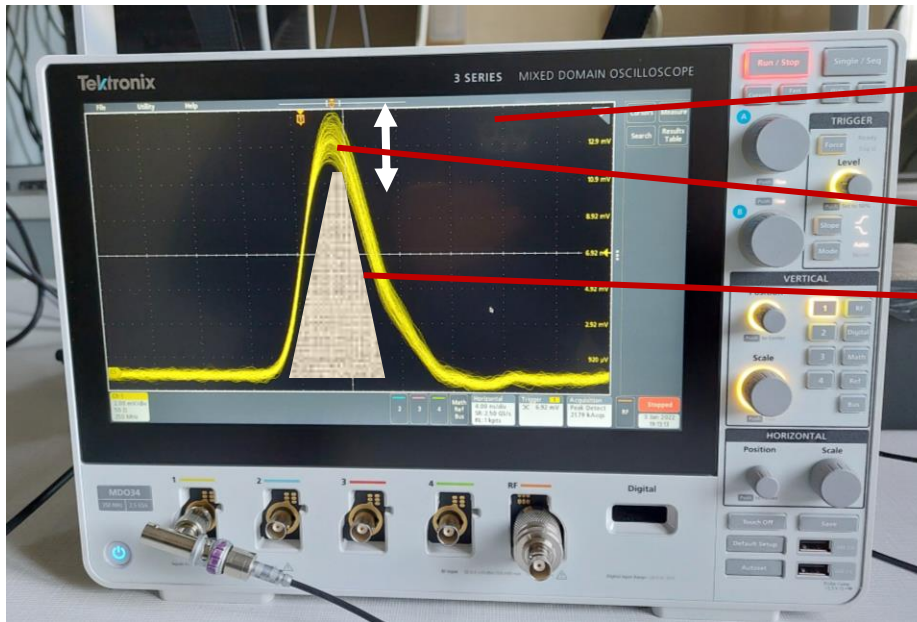
Interprétation du signal :

Rcharge = 50 Ohms





# Le signal issu d'un détecteur



Erreur de Mesure (Bruit)

$$Q(t) = \int i(t).dt$$

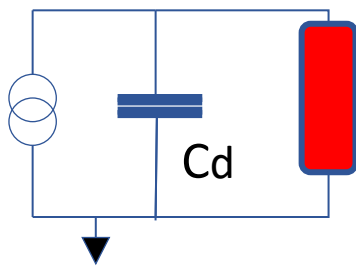
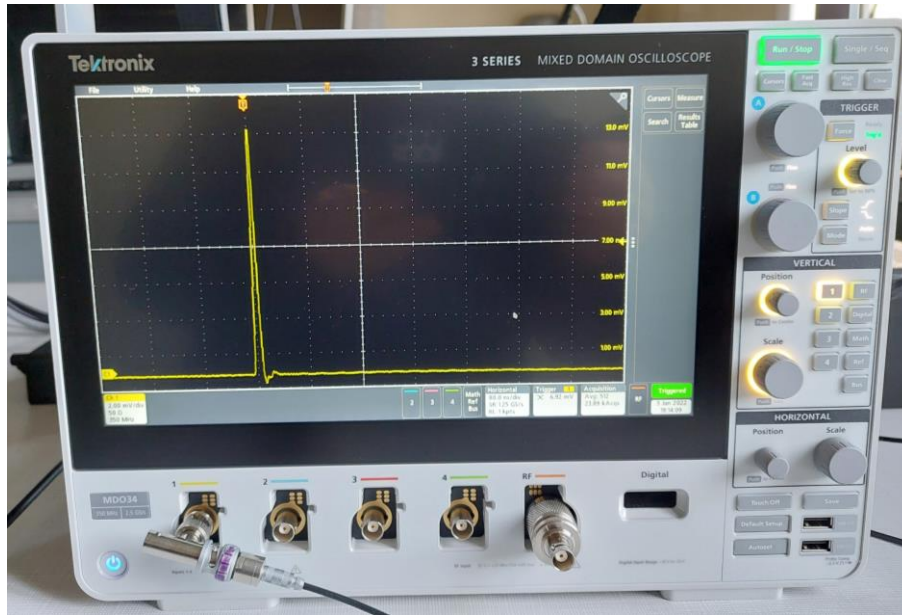
$$V(t) = R \times I(t)$$

□ Forme du signal :

- pseudo triangulaire
- Une pente de montée plus rapide que la pente de descente



Le signal issu d'un détecteur



**Rcharge**

$$V(t) = \frac{R_{charge}}{K} e^{-\frac{t}{R_{charge}C_d}} * I(t)$$

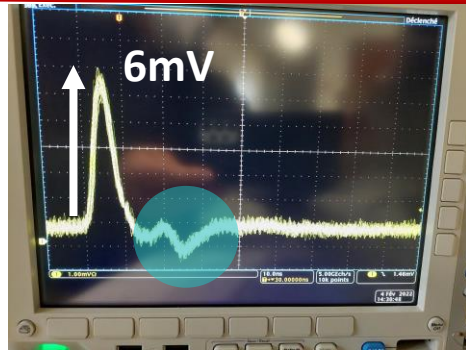
Modélisation de I(t)

Signal Détecteur = Signal de Dirac

- $D(t) = 1$  si  $t = 0$ ,
- $D(t) = 0$  si  $t > 0$

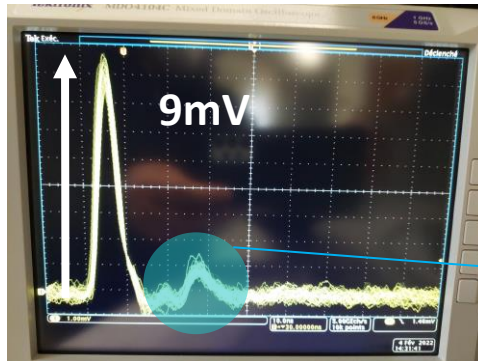
$$V(t) = \frac{R_{charge}I}{K} e^{-\frac{t}{R_{charge}C_d}}$$

Influence de Rcharge et du câble



Rcharge = 25 Ohms

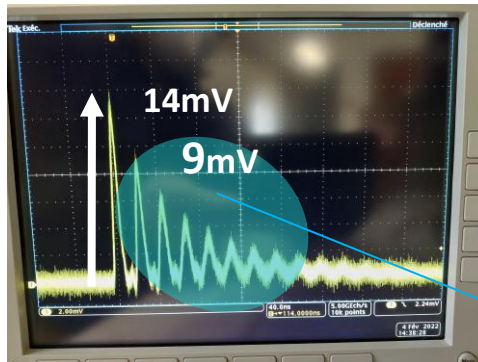
$$\rho = \frac{-25}{75} = 0,33$$



Rcharge = 75 Ohms

$$\rho = \frac{25}{125} = 0,2$$

$$1,8\text{mV} = 9\text{mV} \times 0,2$$



Rcharge = 500 Ohms

$$\rho = \frac{450}{550} = 0,82$$

Câble BNC 50Ohms

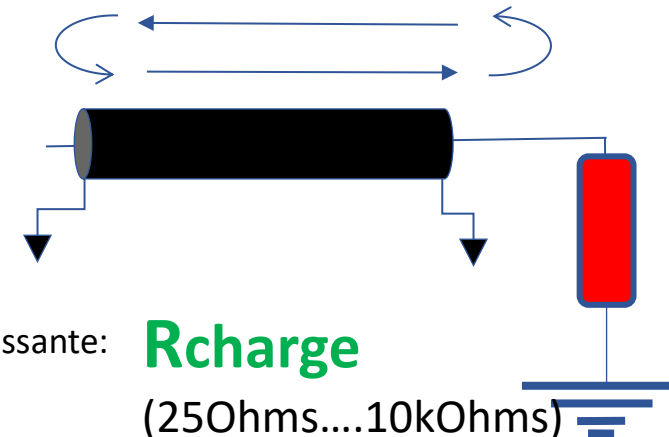
$\rho = 0,64 \rightarrow$  influence de la bande passante:  
 $RC * 10 \rightarrow BP / 10$

$$V(jw) = \frac{R_{charge} \times I(jw)}{1 + jw R_{charge} C_d}$$

Limitation de la bande  
passante et deformation du  
signal I(t)

Réflexion des ondes dans un  
câble chargé.

$$\rho = \frac{Z_{charge} - Z_{câble}}{Z_{câble} + Z_{charge}}$$



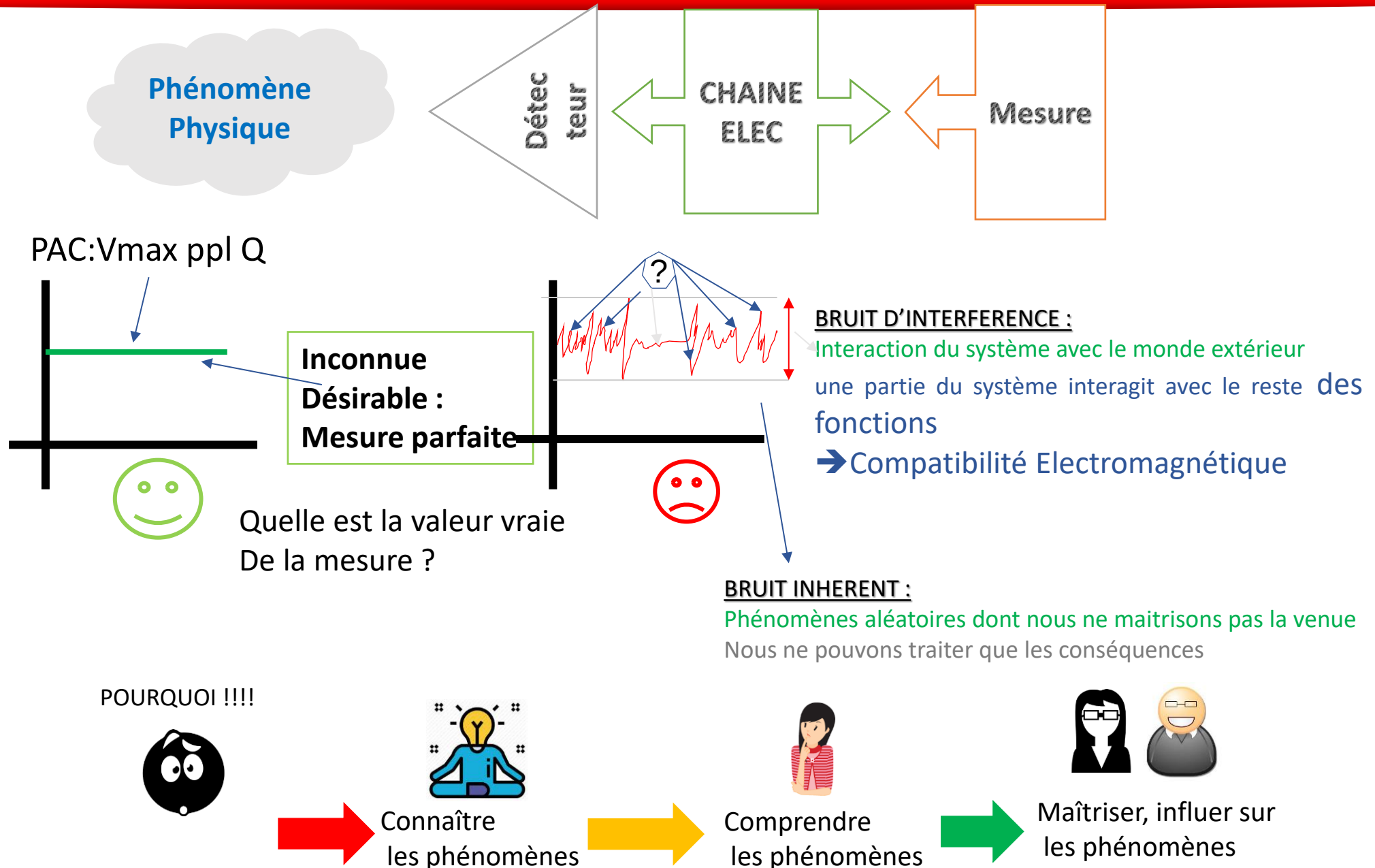
Rcharge

(25Ohms...10kOhms)

## Conclusion

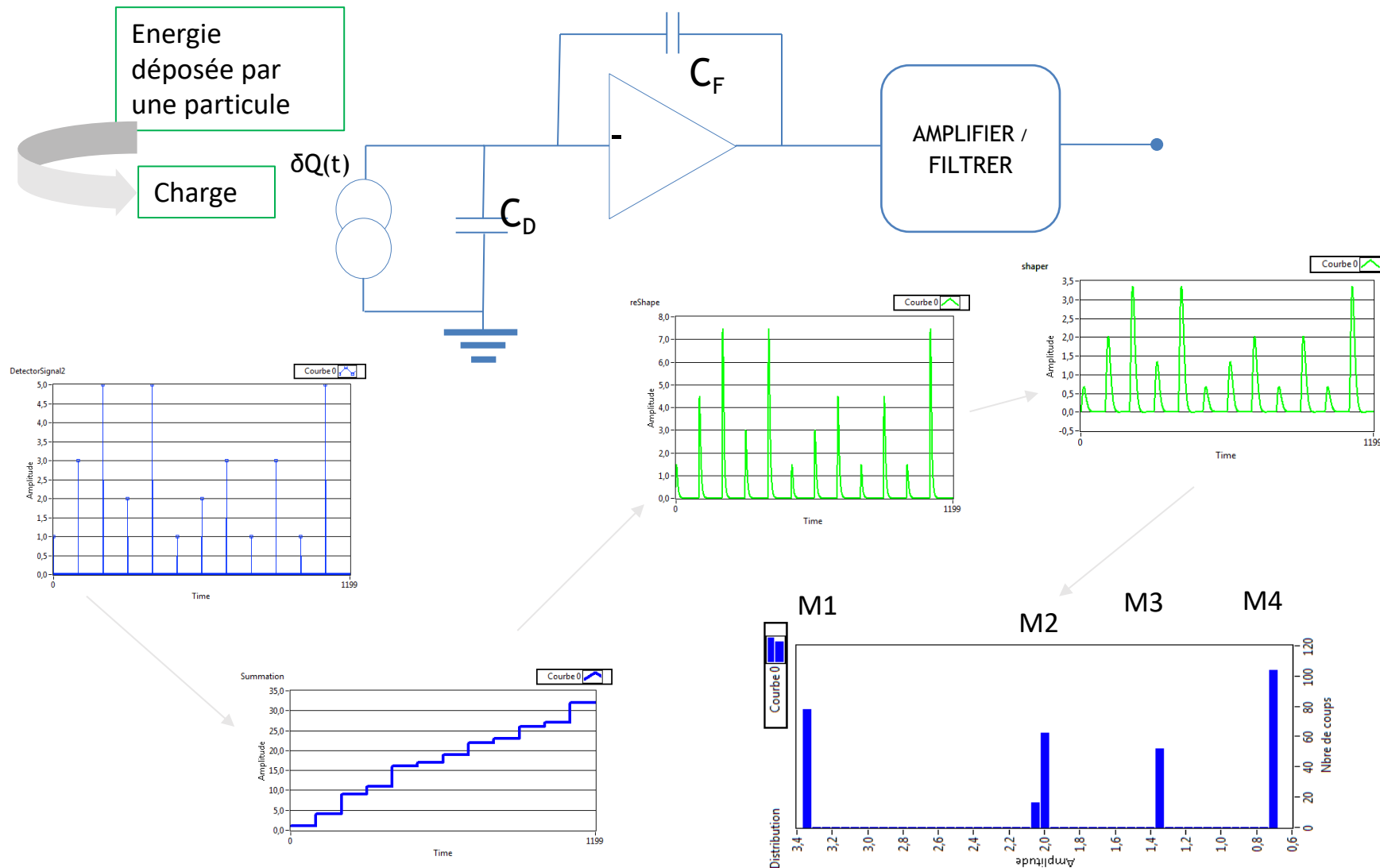
- On ne peut pas amplifier le signal du détecteur avec une simple résistance **Rcharge**.
  - **Dépend de la capacité du détecteur**
  - **Dépend de la physique du détecteur**
  - **Influence la bande passante de la mesure**
  - **Influence du câble entre le détecteur et la charge**
  - **Resolution de la mesure (Bruit)**
- Ce que l'on veut:
  - **Rendre la mesure indépendante des éléments des composants du détecteurs**
  - **Maîtriser la résolution de la mesure**
  - **Maîtriser le caractère aléatoire de la mesure**

# Electronique Analogique : Bilan

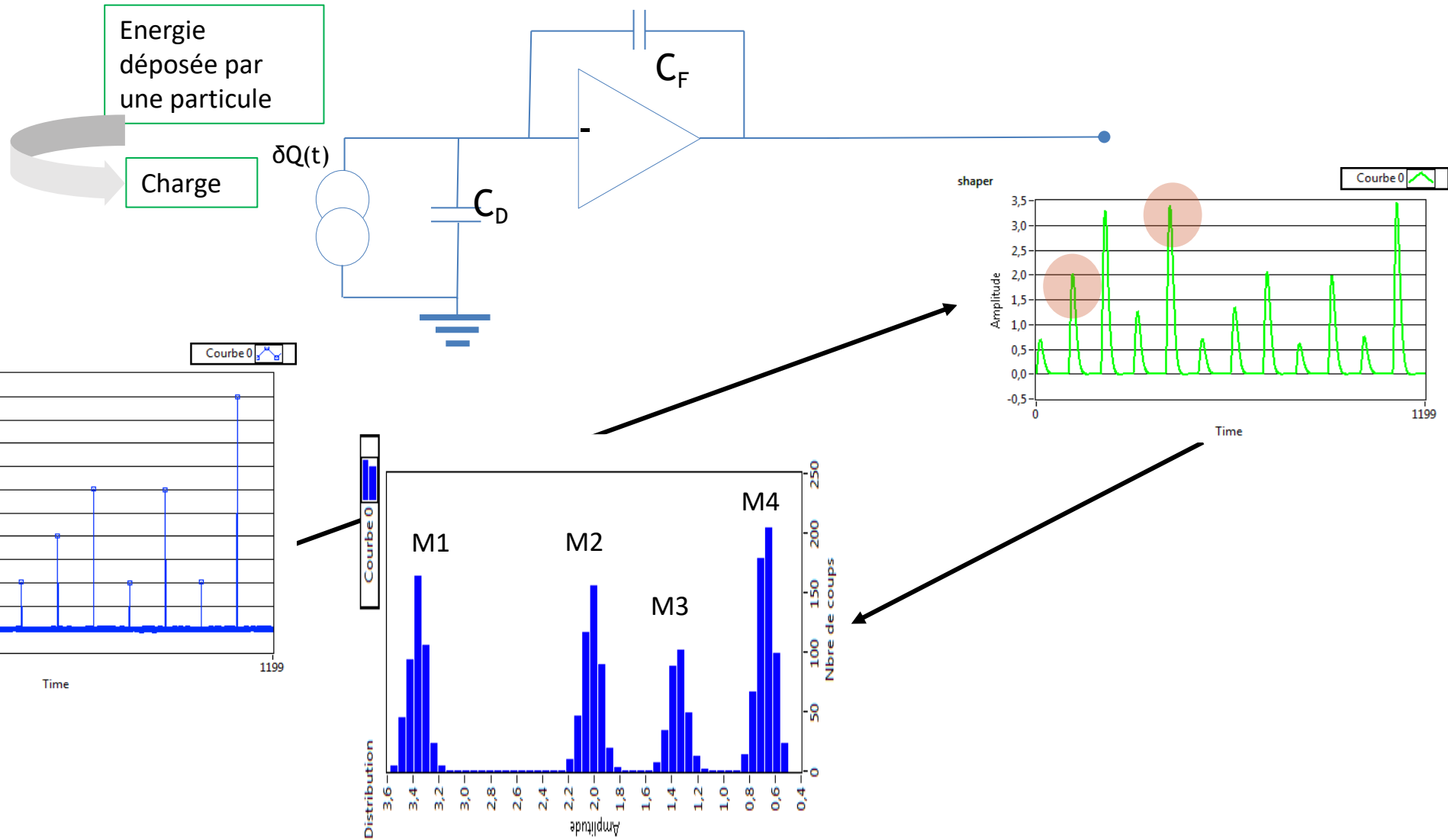




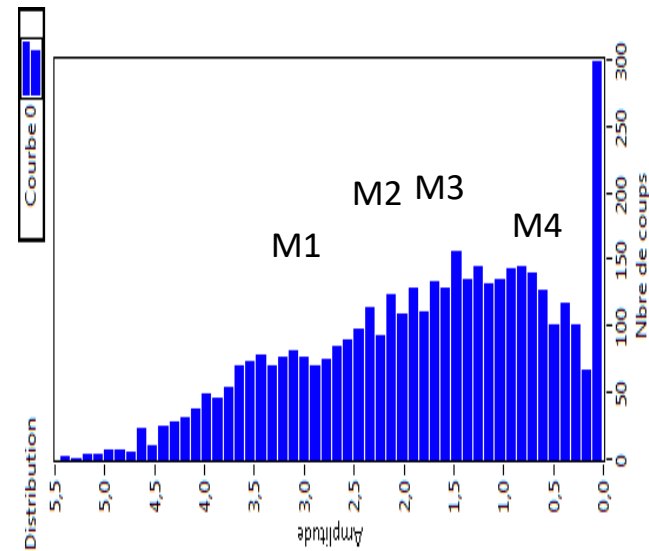
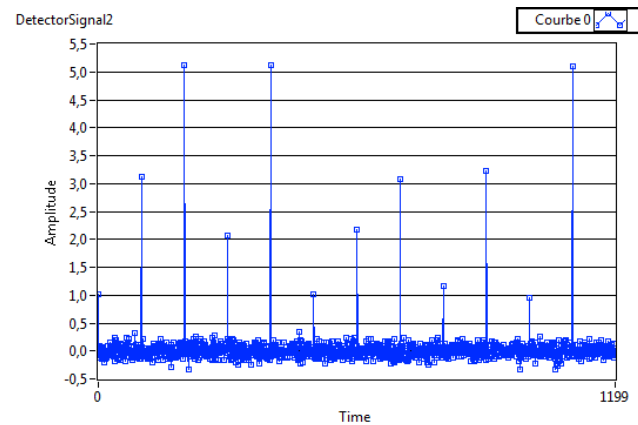
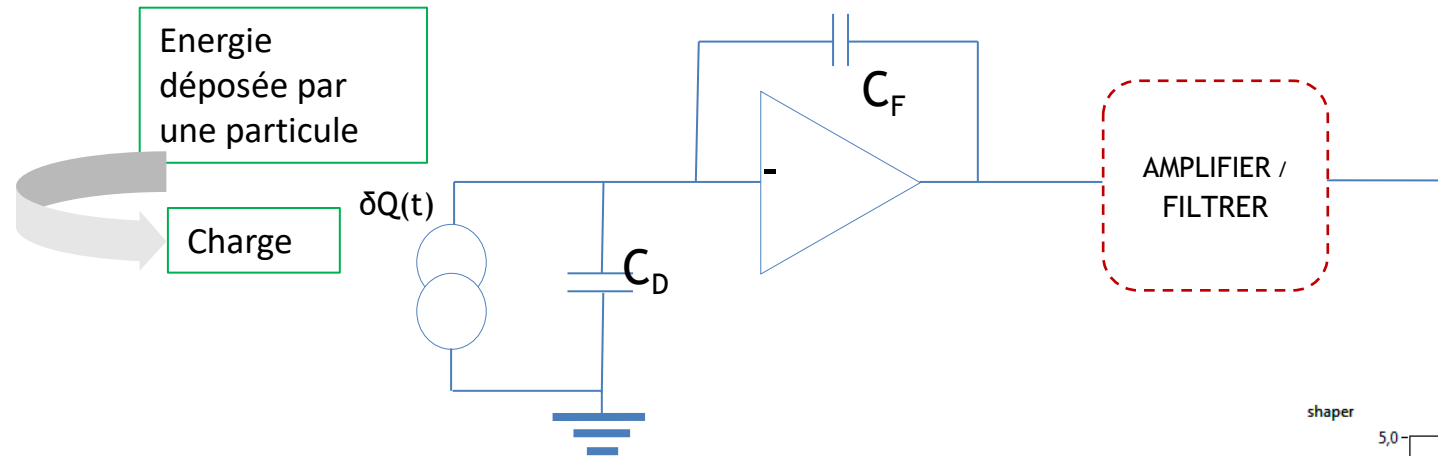
# Chaîne électronique front-end (mesure de charges)



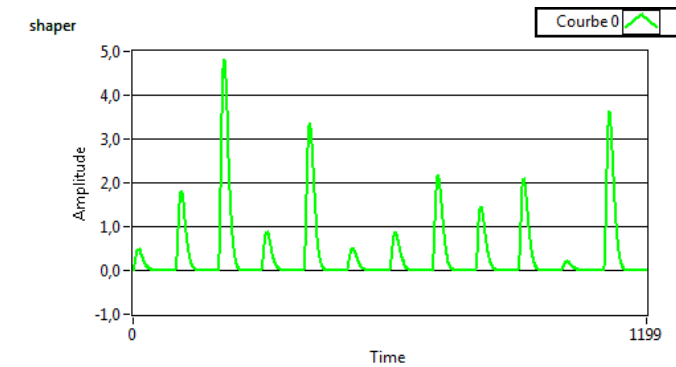
# Problématique du bruit



# Problématique du bruit



Ligne de Base



# L'optimisation

- **La mesure** n'est pas constante
- Elle a un **intervalle** de valeurs possibles.
- ➔ Cette intervalle définit **la résolution** du système de mesure.

*L'étude du bruit consiste à comprendre, à quantifier et à optimiser cette intervalle de valeurs possibles, pour obtenir la meilleure probabilité d'avoir une mesure proportionnelle à l'énergie constante déposée dans le détecteur par la particule à l'étude.*

- ➔ Les types de bruits
- ➔ Les outils statistiques
- ➔ Filtrage du bruit



## Les bruits typiques

On peut considérer cinq phénomènes qui peuvent entacher la mesure d'une erreur statistique:

➤ L'empilement

➤ Le déficit balistique

➤ Le cross-talk

➤ Le bruit du détecteur ou du capteur

➤ Le bruit de la chaîne électronique de mesure

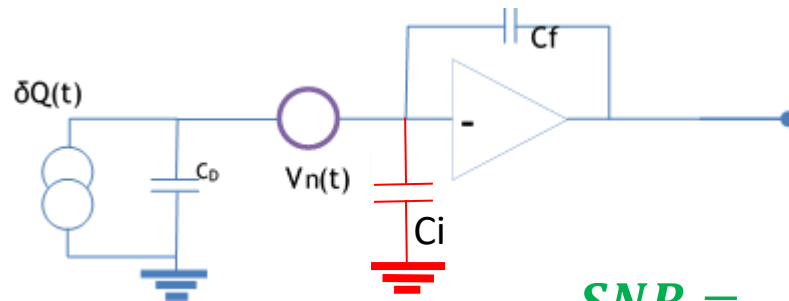
$$\sigma^2_{\text{total}} = \sigma^2_{\text{det}} + \sigma^2_{\text{pu}} + \sigma^2_{\text{ba}} + \sigma^2_{\text{elec}}$$

Pour comparer le signal utile et le niveau de bruit → rapport signal sur bruit :

$$SNR = 10. \log \left[ \frac{\text{puissance du signal}}{\text{puissance de bruit}} \right] (dB)$$

$$SNR = 10. \log \left[ \frac{V_{v(rms)}^2}{V_{n(rms)}^2} \right] = 20. \log \left[ \frac{V_{v(rms)}}{V_{n(rms)}} \right]$$

### Application à une électronique Front-end

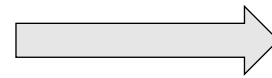


$$V_{in} = \frac{Q_{in}}{(C_d + C_i)}$$

Le bruit en entrée est  $V_n$

$$SNR = \frac{Q_{in}}{V_n(C_d + C_i)}$$

- $SNR \gg 1$  si  $C_d + C_i \ll$
- Depend de  $Q_{in}$

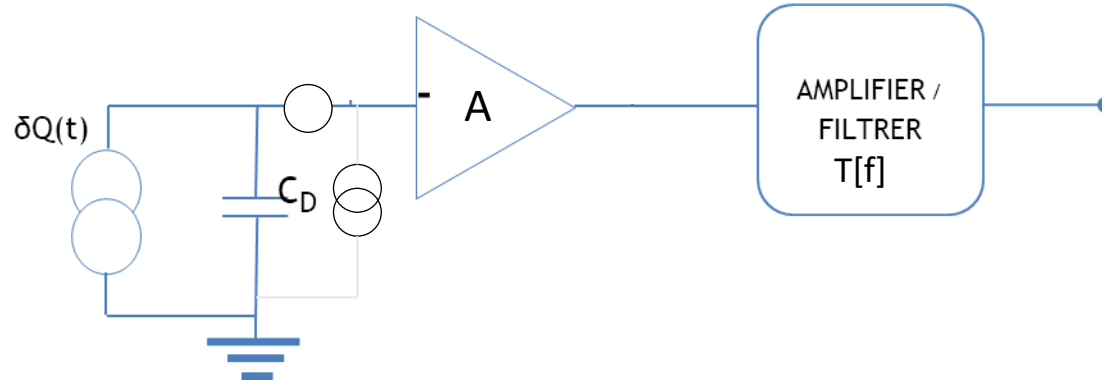


Charge équivalente de Bruit :

**ENC → SNR = 1** donc,  $ENC = V_n(C_d + C_i)$   
exprimé en  $e^-_{rms}$

On veut le S/B le plus grand ⇒ la CEB la plus petite possible

## Optimiser ENC dans le cas réel des détecteurs capacitifs,



$$V_s(t) = L^{-1} \left\{ \frac{Q \cdot A}{s(C_D + C_i)} \cdot T(s) \right\}$$

avec  $L^{-1}$  : Transformée de Laplace inverse

$$V_{max} = Q \cdot MAX[V_s(t)]$$

$$[V_n^2] = \left[ \int_{-\infty}^{+\infty} N(w) \cdot |T(w)|^2 \cdot dw \right]^{1/2}$$

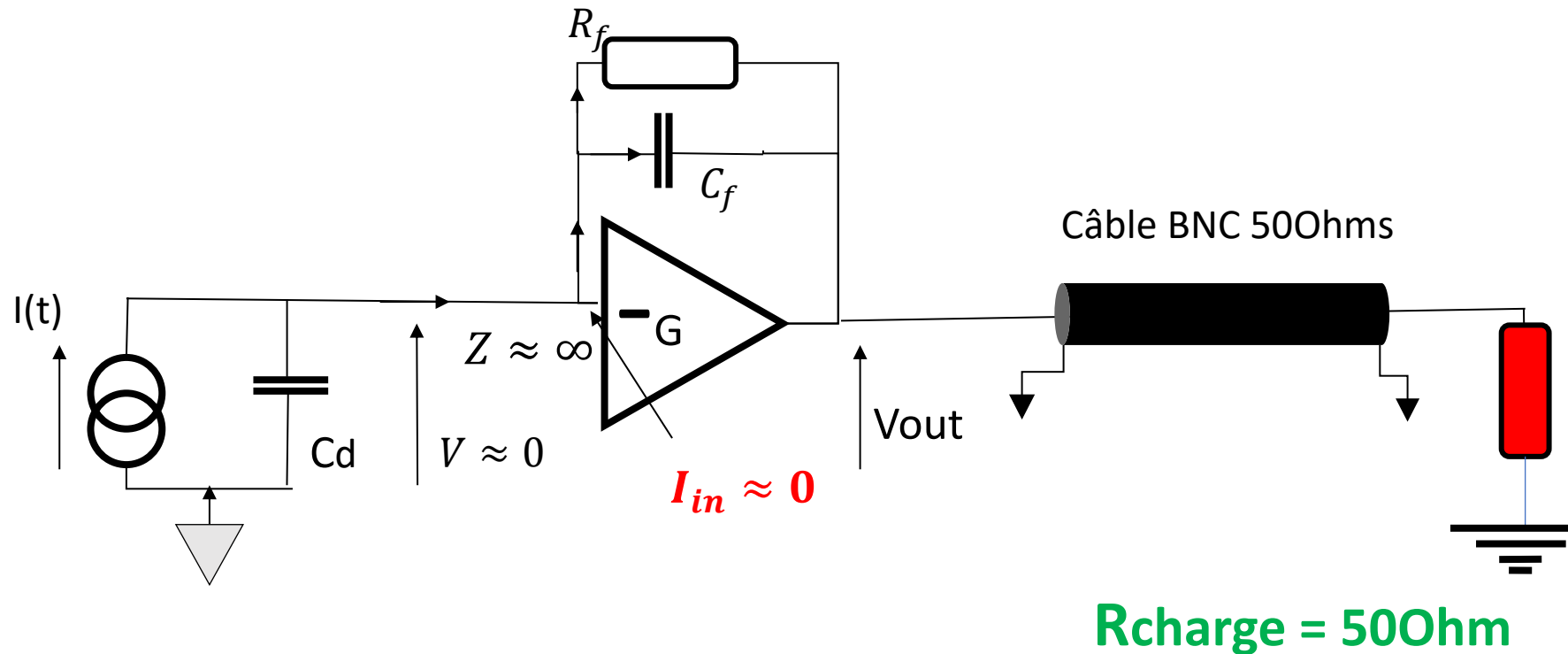
$$[V_n^2] = \left[ \frac{1}{2\pi} A^2 \int_{-\infty}^{+\infty} \left( a + \frac{b}{w^2(C_d + C_i)^2} \right) \cdot |T(w)|^2 \cdot dw \right]^{1/2}$$

$$SNR = \frac{\frac{Q \cdot A}{C_d + C_i} \cdot MAX \left\{ L^{-1} \left[ \frac{T(s)}{s} \right] \right\}}{\left[ \frac{1}{2\pi} A^2 \int_{-\infty}^{+\infty} \left( a + \frac{b}{w^2(C_d + C_i)^2} \right) \cdot |T(w)|^2 \cdot dw \right]^{1/2}}$$

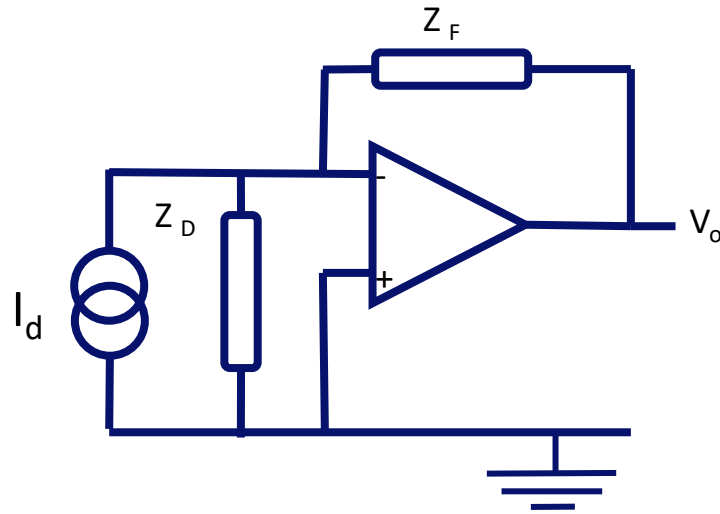
$$ENC = \frac{\left[ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left( a(C_d + C_i)^2 + \frac{b}{w^2} \right) \cdot |T(w)|^2 \cdot dw \right]^{1/2}}{MAX \left\{ L^{-1} \left[ \frac{T(s)}{s} \right] \right\}}$$

**L'objectif est de déterminer  $T(s)$  afin de minimiser ENC.**

# L'amplification idéal: Principe

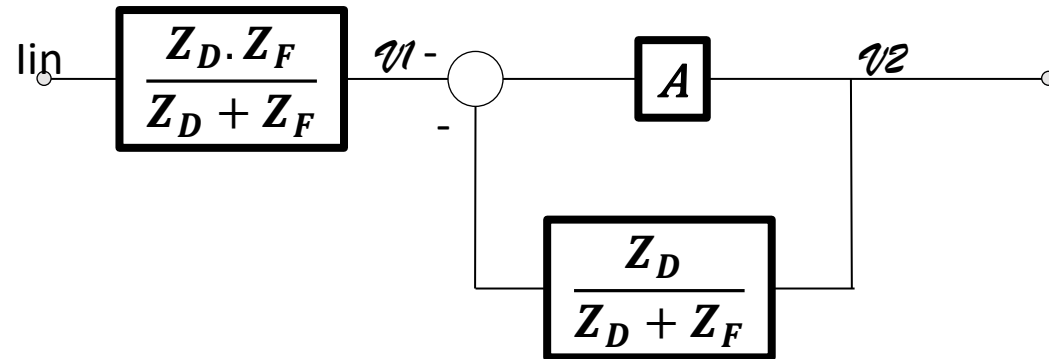






## L'amplification idéal: Théorie

$$\frac{v_o}{i_d} = \frac{-A \cdot Z_D \cdot Z_F}{Z_D(A + 1) + Z_F}$$



$$\beta = \frac{Z_D}{Z_D + Z_F}$$

$$G = \frac{A}{1 + A \cdot \beta}$$

$$Z_{IN} = \frac{Z_D \cdot Z_F}{Z_D(A + 1) + Z_F}$$

$$\lim_{A \rightarrow \infty} Z_I = 0$$

$$\lim_{Z_D \rightarrow \infty} Z_I = \frac{Z_F}{A + 1}$$

Stabilité :

$$|A(j2\pi f) \cdot \beta(j2\pi f)| = 1$$

$$\log(|A|) - \log\left(\left|\frac{1}{\beta}\right|\right) = 0$$

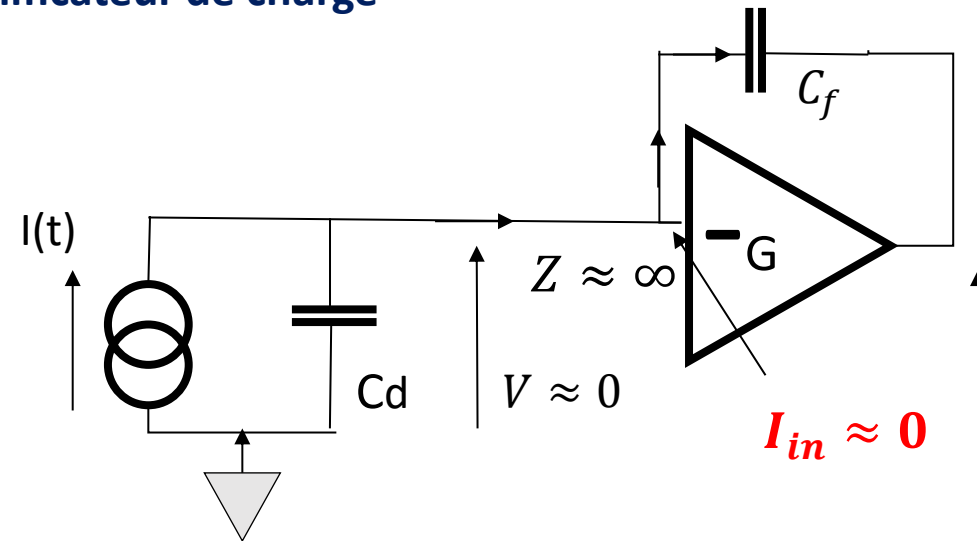
$$\frac{V_{out}}{I_d} = \frac{-R_f \times G}{(1 + jw \mathbf{R_f C_f})(1 + G)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{jw \mathbf{R_f C_d}}{(1 + G)(1 + jw \mathbf{R_f C_f})}}$$

1<sup>er</sup> Cas:  $w \mathbf{R_f C_f} \gg 1$  et  $\mathbf{G} \gg 1 \rightarrow$  Préamplificateur de charge

$$\frac{V_{out}}{I_d} = \frac{-1}{jw \mathbf{C_f}} \rightarrow V_{out} = \frac{-Q}{\mathbf{C_f}}$$

$$V_{out}(t) = \frac{-Q(t)}{\mathbf{C_f}} = \frac{-1}{C_f} \int I_d \cdot dt$$

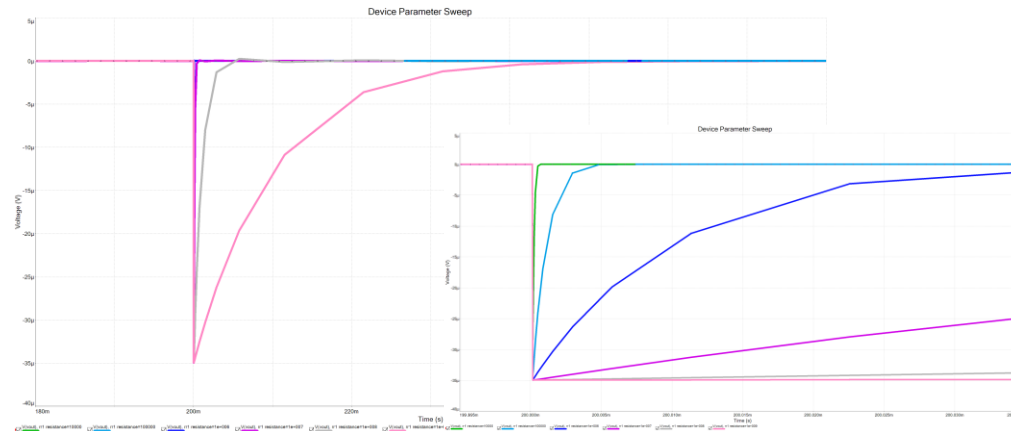
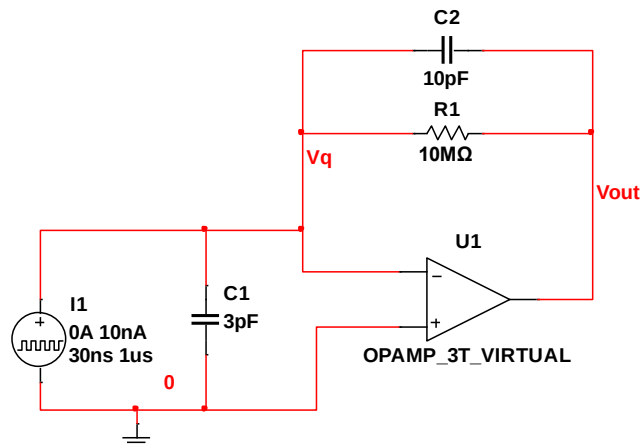
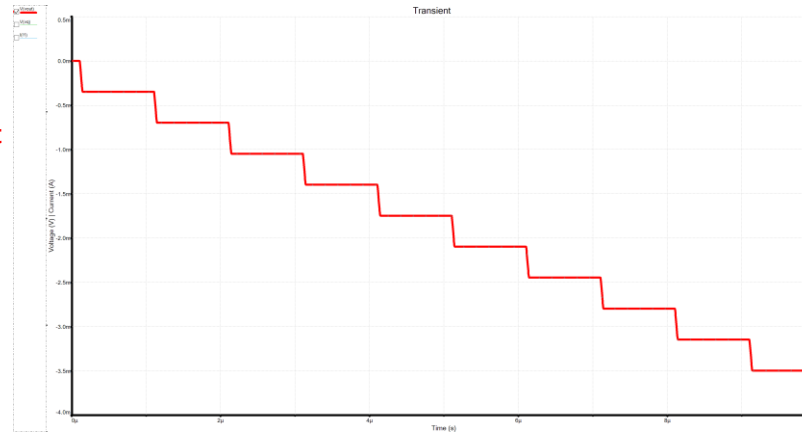
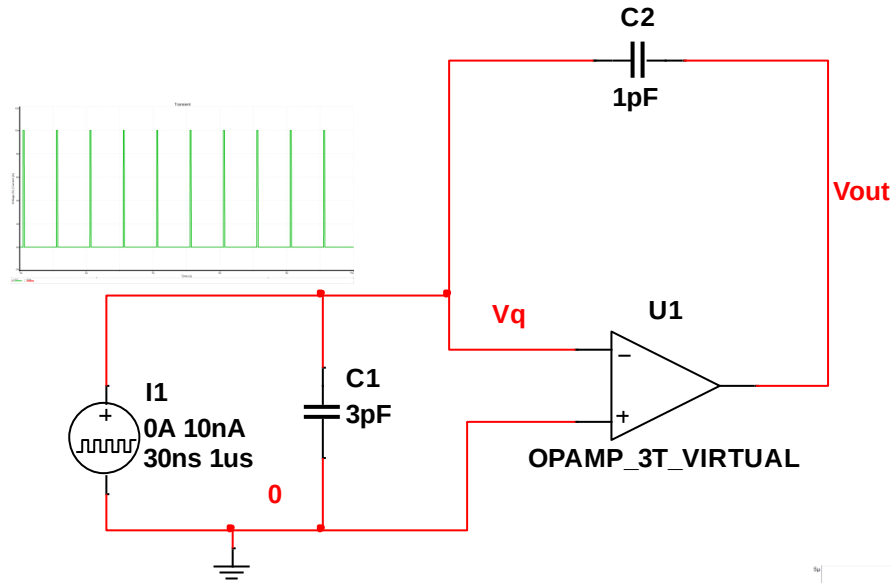
C'est un intégrateur parfait



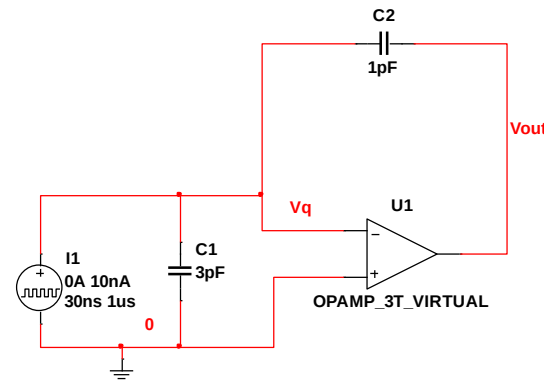
2<sup>em</sup> Cas:  $\mathbf{G} \gg 1 \rightarrow$  Préamplificateur de charge si  $R \gg 10\text{Mohm}$

$$\frac{V_{out}}{I_d} = \frac{-R_f}{(1 + jw \mathbf{R_f C_f})} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\mathbf{C_d}}{G \cdot \mathbf{C_f}}}$$

# Le signal du Détecteur : préampli de charge



# Application: Preampli de charge

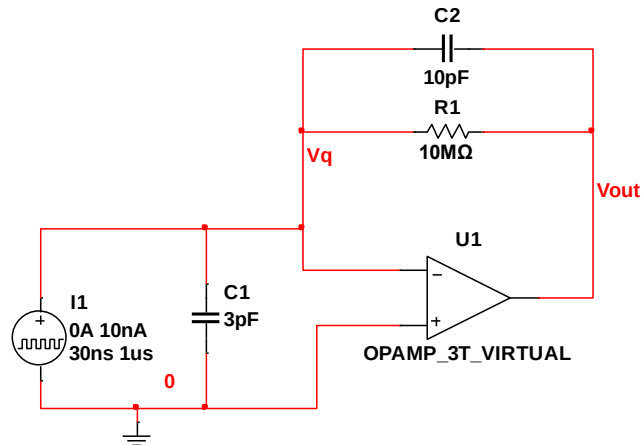


$$I(p) = p.Qs(p)$$

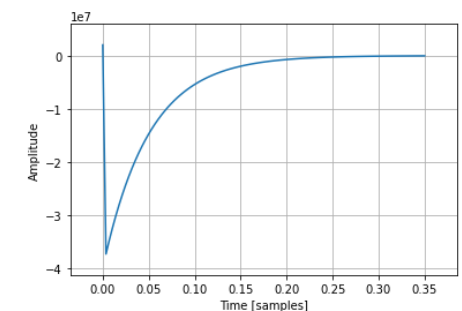
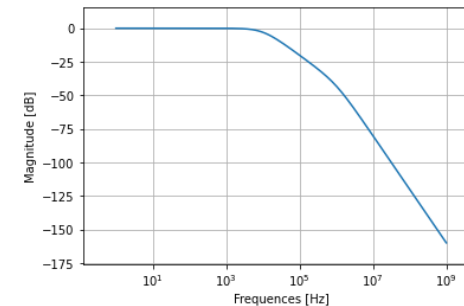
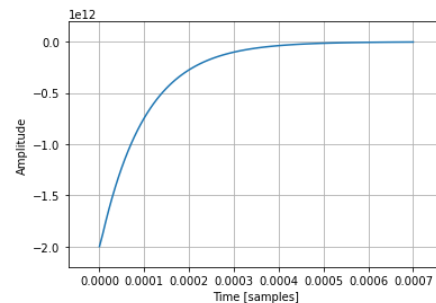
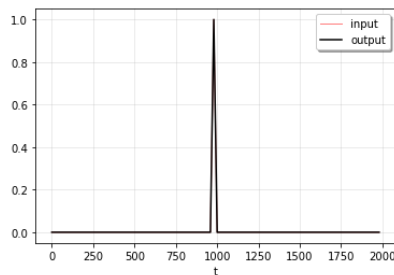
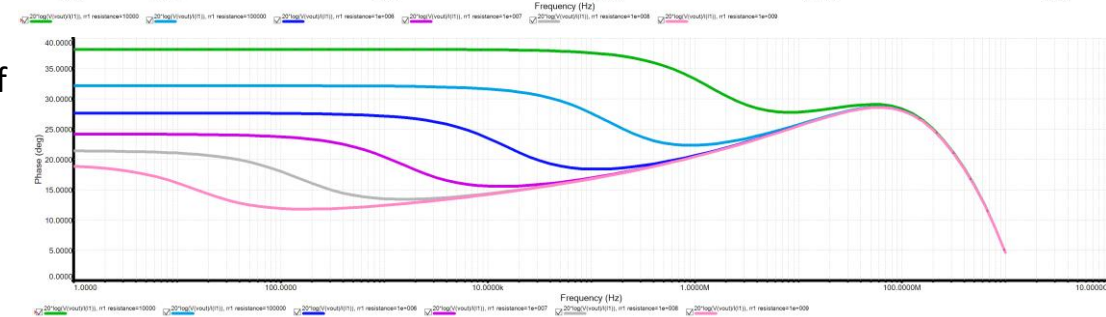
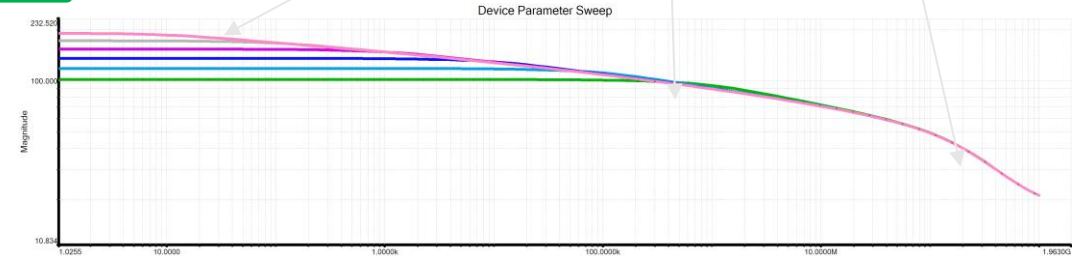
$$Z_D = \frac{1}{p \cdot C_D}$$

$$Z_F = \frac{1}{p \cdot C_F}$$

$$\frac{V_{out}}{I_d} = \frac{-R_f}{(1 + jw R_f C_f)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{C_d}{G \cdot C_f}}$$



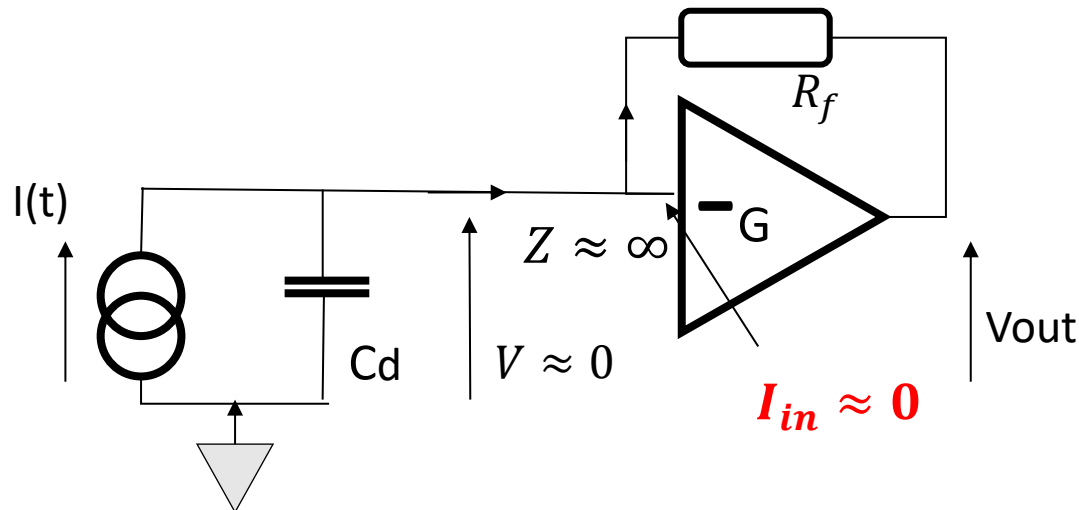
$\uparrow$  Cf  
 $\downarrow$  Rf  
 $\uparrow$  Rf  
 $\downarrow$  Cf



$$\frac{V_{out}}{I_d} = \frac{-R_f \times G}{(1 + jw \mathbf{R_f C_f})(1 + G)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{jw \mathbf{R_f C_d}}{(1 + G)(1 + jw \mathbf{R_f C_f})}}$$

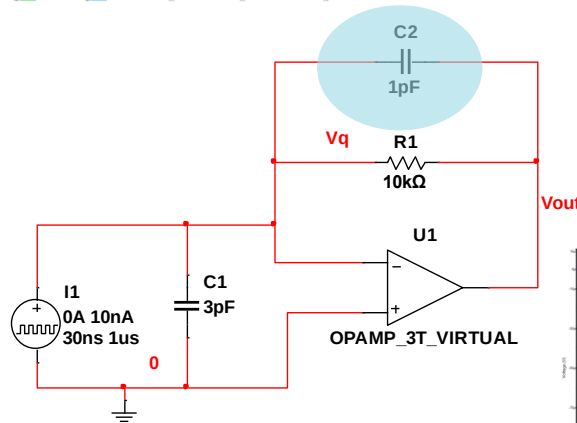
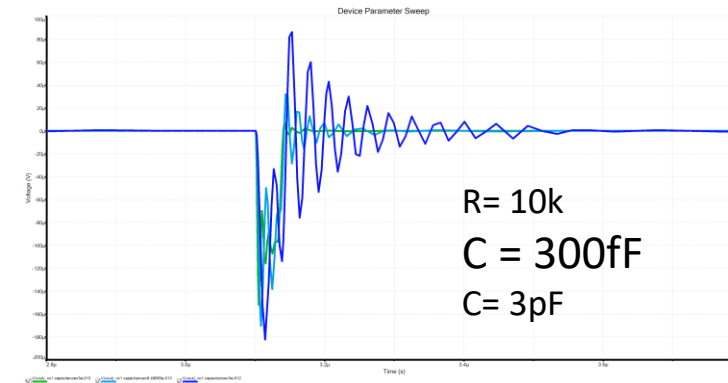
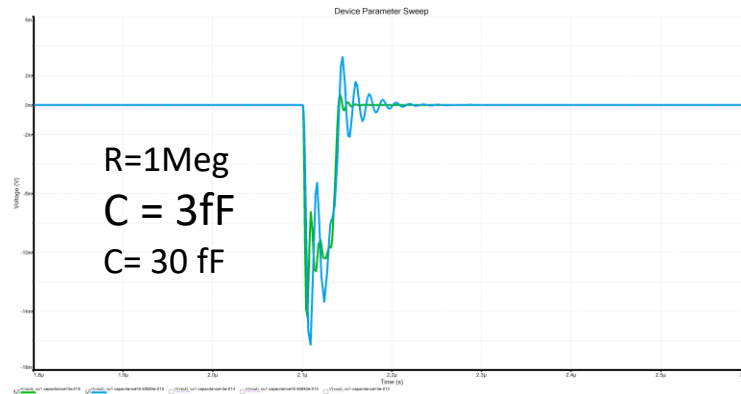
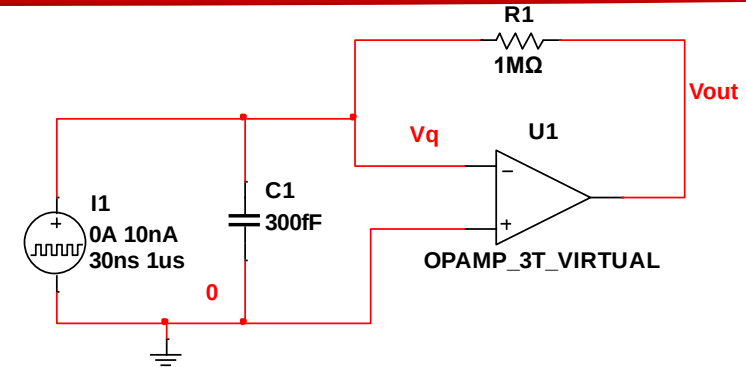
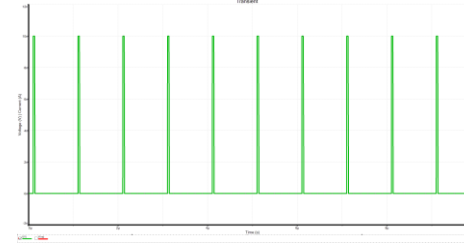
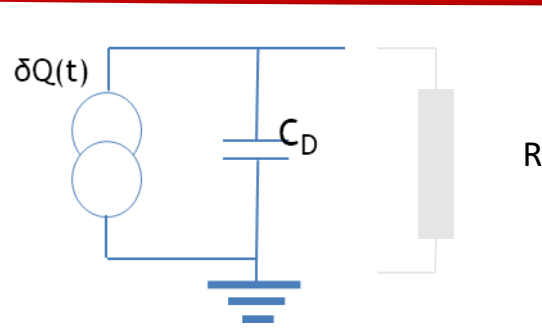
3<sup>em</sup> Cas:  $G \gg 1 \rightarrow$  Preamplificateur de courant si  $R \ll 1\text{Mohm}$

$$\frac{V_{out}}{I_d} = \frac{-R_f}{(1 + jw \mathbf{R_f C_f})} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\mathbf{C_d}}{G \cdot \mathbf{C_f}}} \approx -R_f \text{ (Cas idéal)}$$

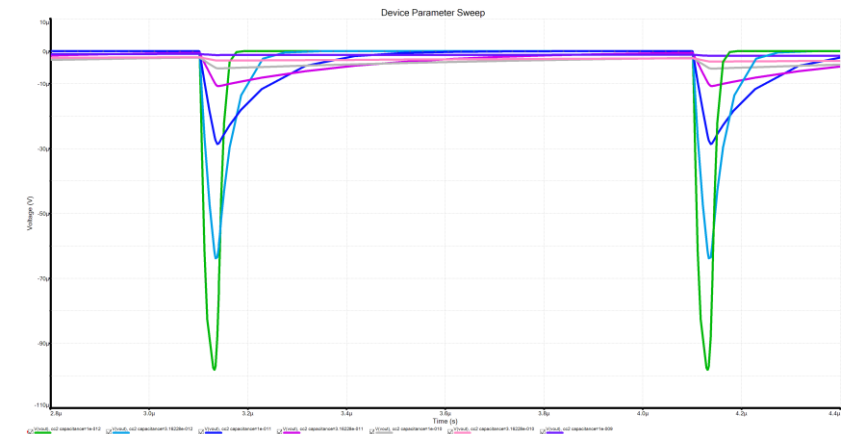
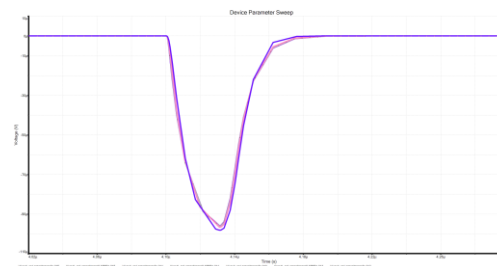




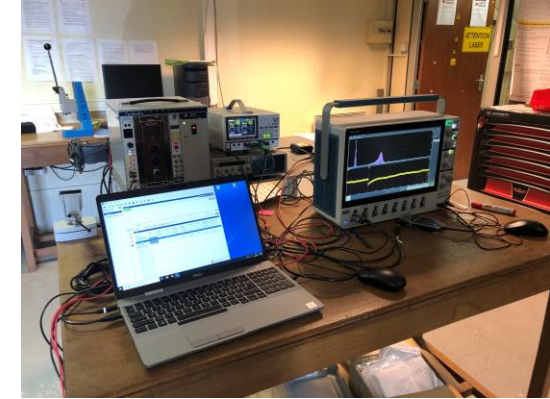
Le signal du Détecteur : préampli de courant



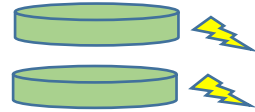
- $R=10\text{k}$
- $C1=3\text{pF}$
- $C2=1\text{pF} - 1\text{nF}$



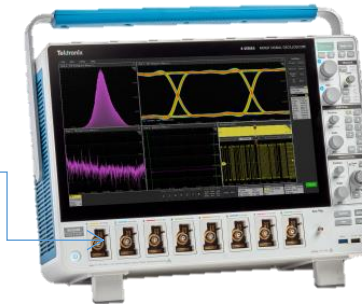
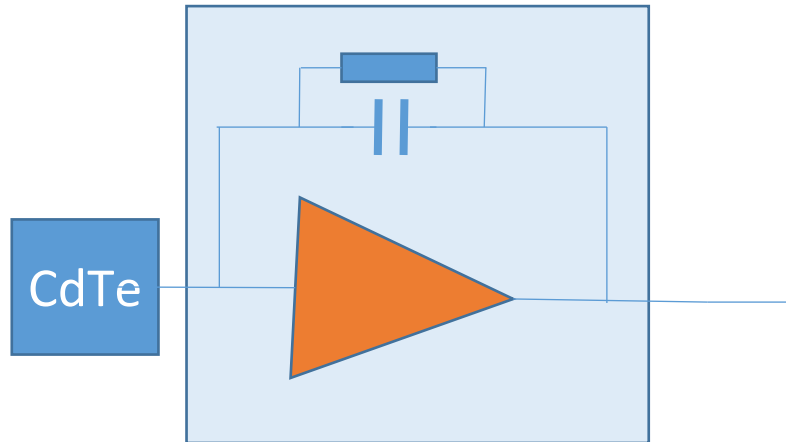
## Etude cas avec un détecteur CdTe



Cobalt57,  
sodium22

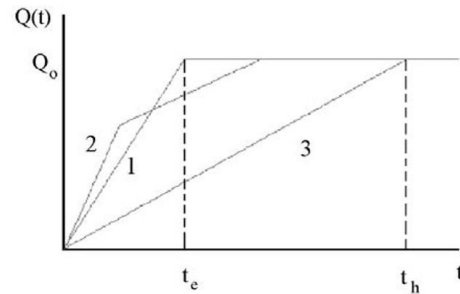
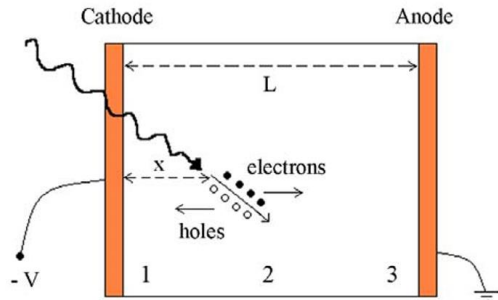


CdTe:  
4mm x 4mm x 2mm

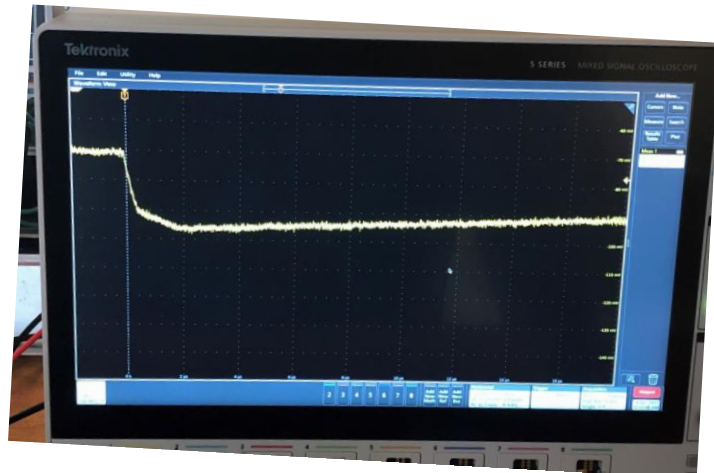
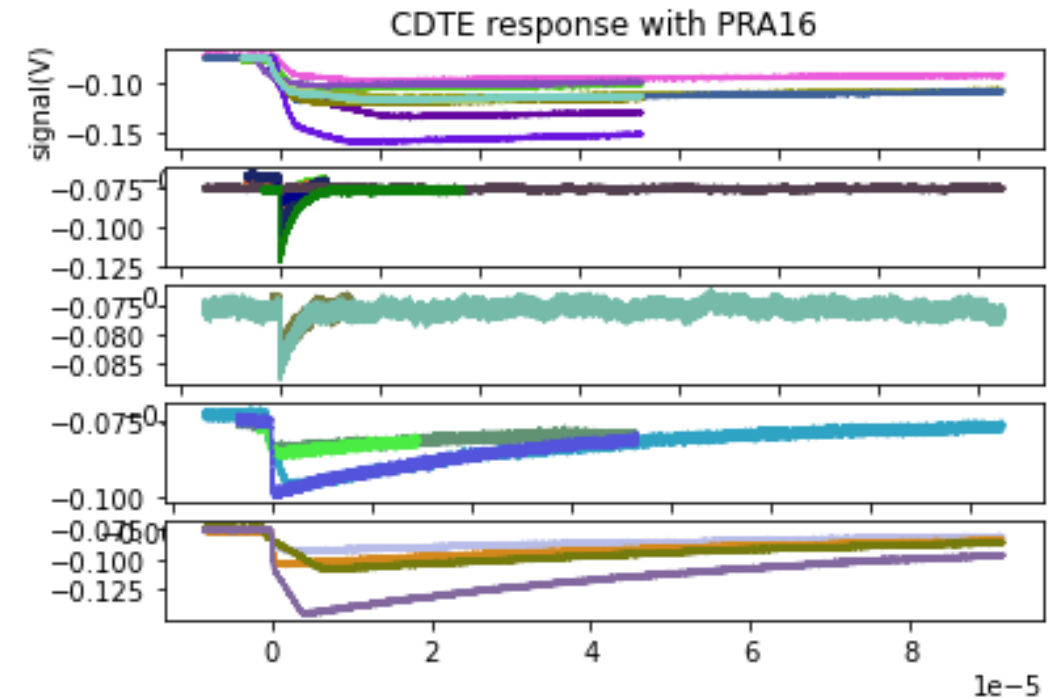


## Etude cas avec un détecteur CdTe

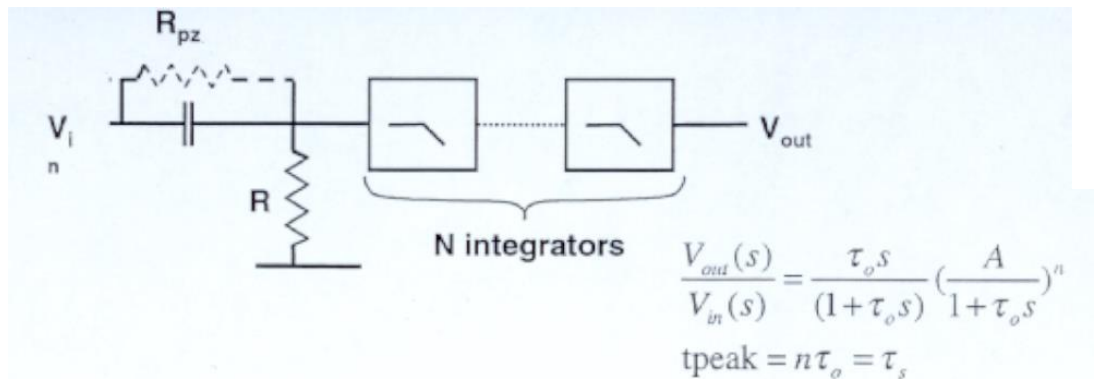
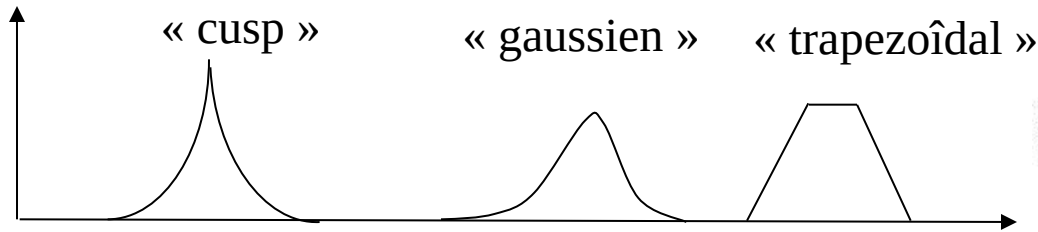
$$Q(x) = \frac{E_p}{E_i} \cdot q \cdot \left( \frac{\lambda_h}{L} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{x}{\lambda_h}} \right) + \frac{\lambda_e}{L} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{-(L-x)}{\lambda_e}} \right) \right)$$



- $\lambda_h$  : longueur de diffusion moyenne des trous
- $\lambda_e$  : longueur de diffusion moyenne des électrons
- $E_p$  : Energie de la particule incidente
- $E_i$  : Energie de ionisation du CdTe
- $\tau_e$  : constante de temps de transit des électrons
- $\tau_h$  : constante de temps de transit des trous



- Shaper : Pour un détecteur nucléaire capacitif, le filtre **optimal** (shaper) est le filtre « cusp » → on crée donc un filtre ressemblant à cela, un filtre gaussien ou trapézoïdal :

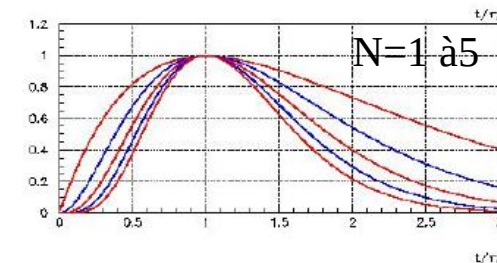
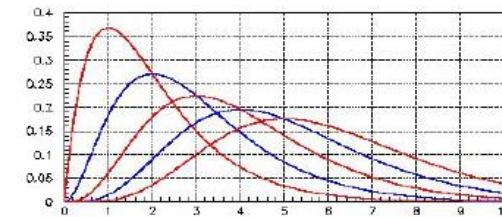
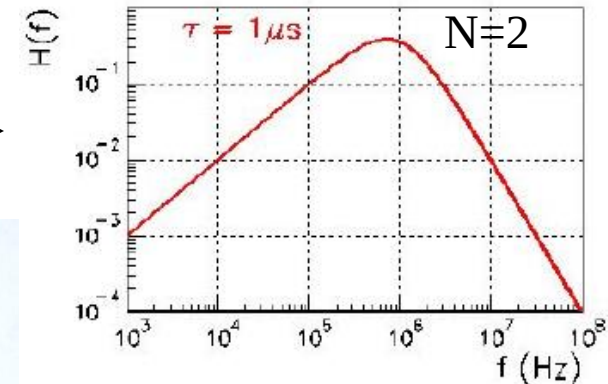


For step function input from CSA

$$V_{out}(s) = \frac{s \tau_o}{1 + s \tau_o} \left( \frac{A}{1 + \tau_o s} \right)^n \cdot \frac{Q}{s C_f}$$

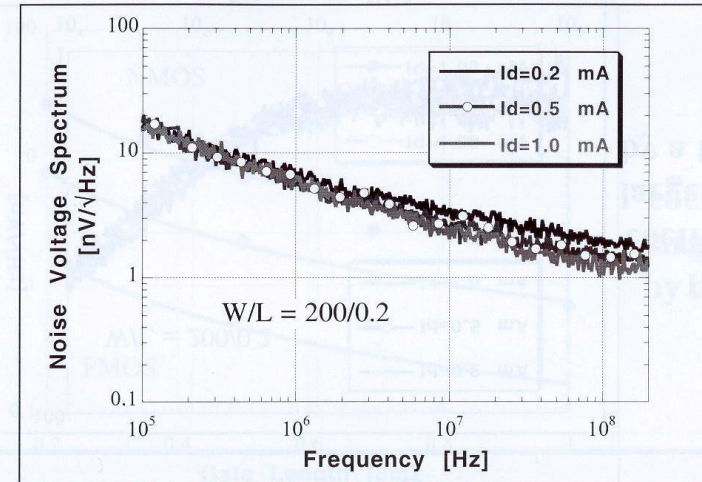
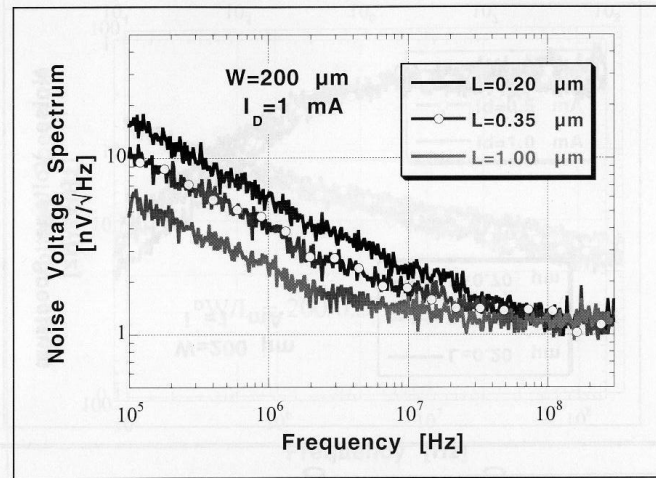
$$V_{out}(t) = \frac{Q}{C_f} \cdot \frac{A^n n^n}{n!} \left( \frac{t}{\tau_s} \right)^n \exp\left(-\frac{nt}{\tau_s}\right)$$

$$\text{peak amplitude} = \frac{Q}{C_f} \frac{A^n n^n}{n! e^n}$$

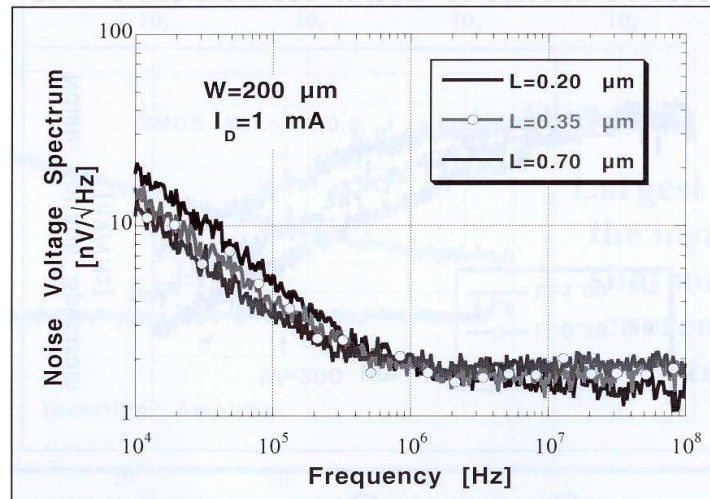




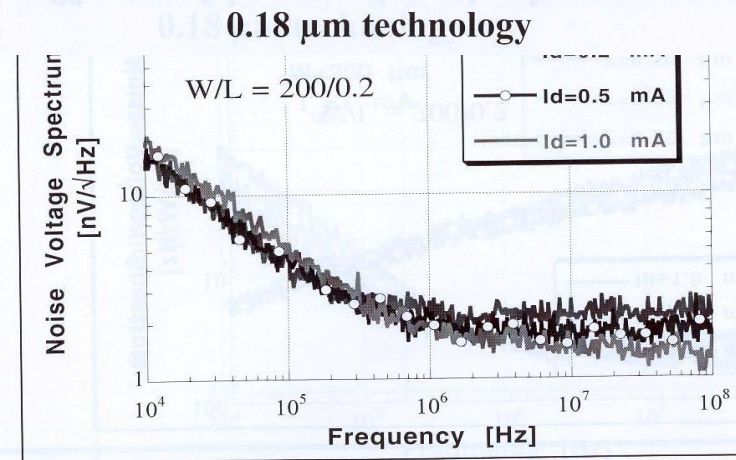
# Densité



NMOS



0.18  $\mu\text{m}$  technology

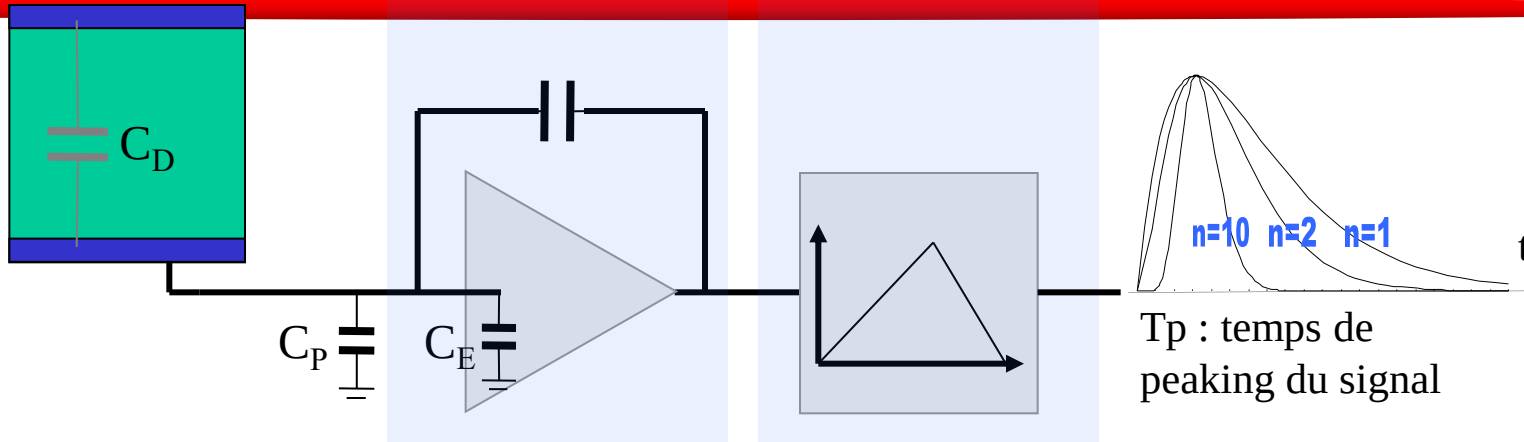


0.18  $\mu\text{m}$  technology

PMOS

Mesure de densité spectrale de bruit (M. Manghisoni et al –INFN Pavia -NSS2001)

## Optimisation avec ENC



$$ENC^2 = ENC_{\text{série}}^2 + ENC_{1/f}^2 + ENC_{//}^2$$

$$\bullet ENC_{\text{série}} = A * C_{\text{tot}} * T_p^{-1/2}$$

$$\bullet ENC_{1/f} = C * C_{\text{tot}}$$

$$\bullet ENC_{//} = B * T_p^{1/2}$$

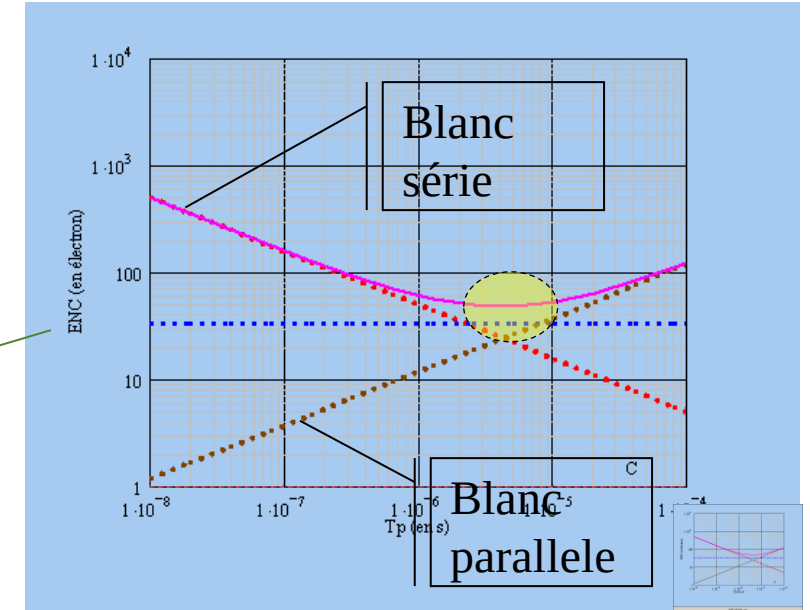
Optimisation du préamplificateur :

Si  $C_T = C_P + C_D$

**Bruit série:**  $C_E = C_T/3$

**Bruit 1/f:**  $C_E = C_T$

1/f // et série

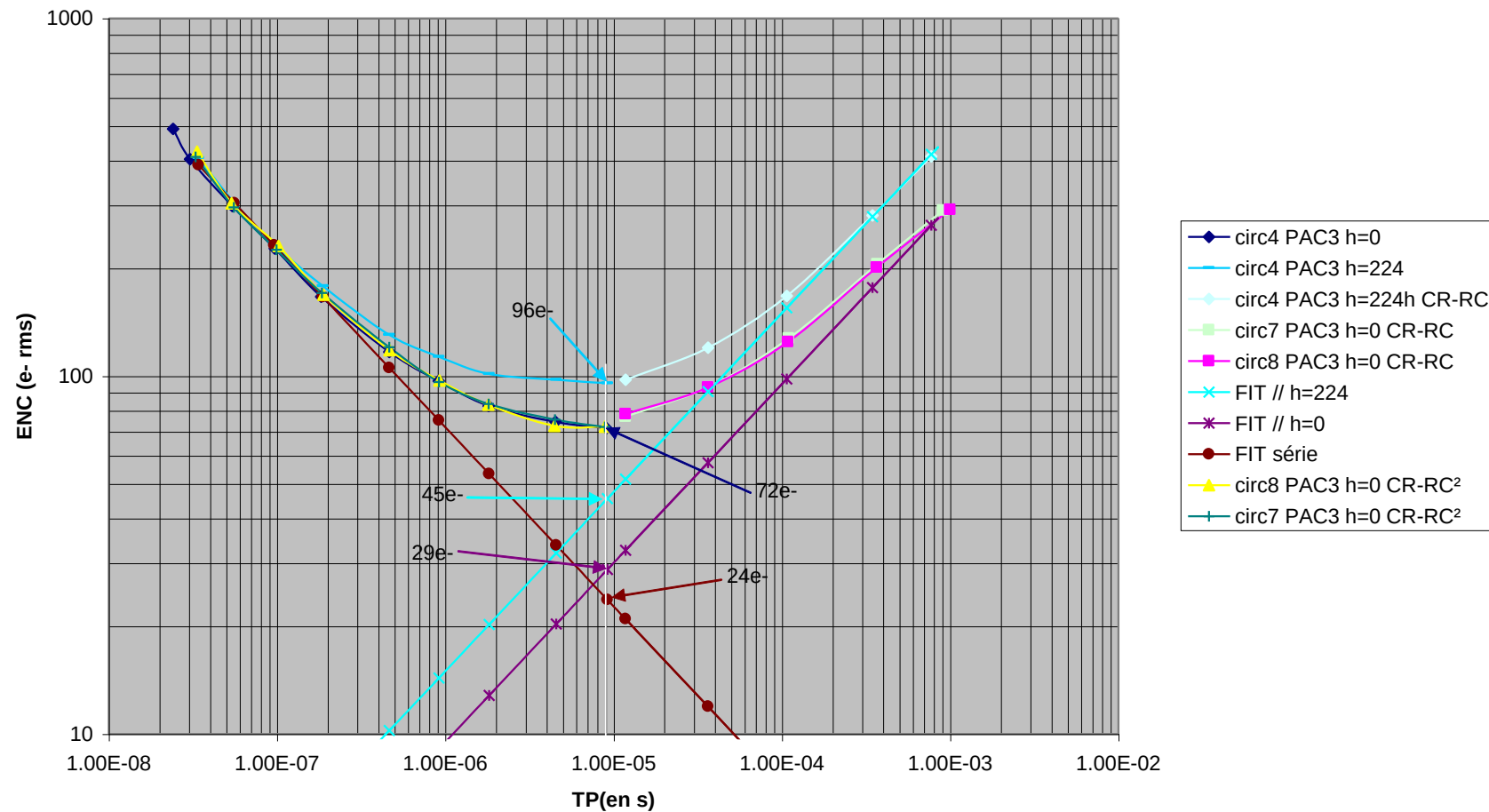




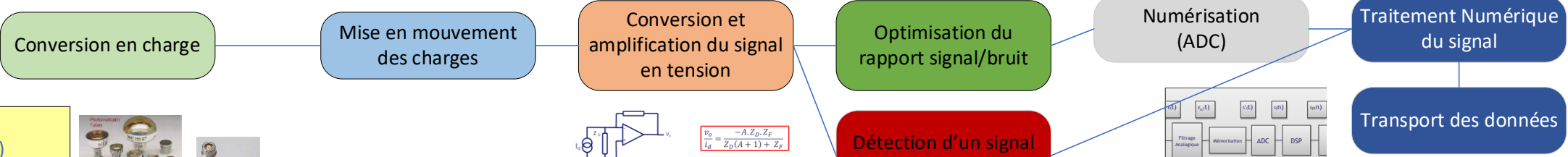
## Mesure de $ENC=f(tpic)$

→ Permet de connaître le bruit d'une technologie en terme de possibilité pour le système préamplificateur + Shaper

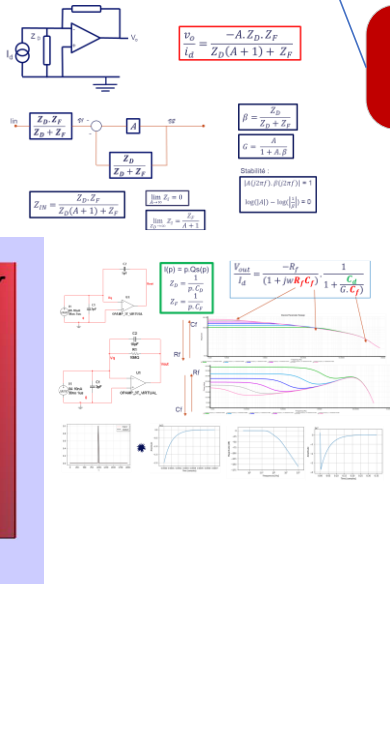
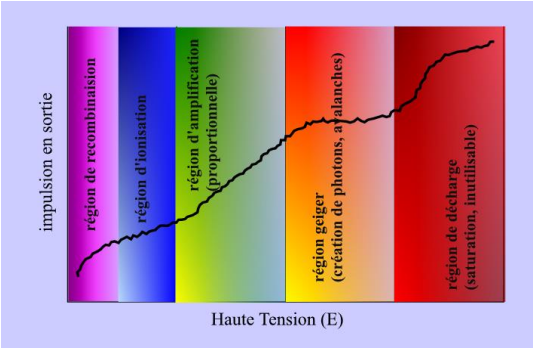
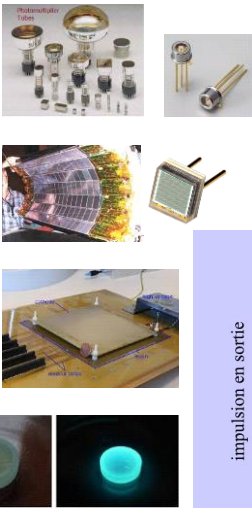
PAC3  $ENC=f(T_p)$  avant et après 224h heures d'irradiations



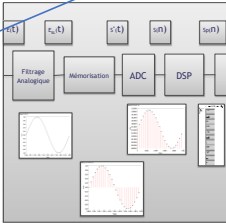
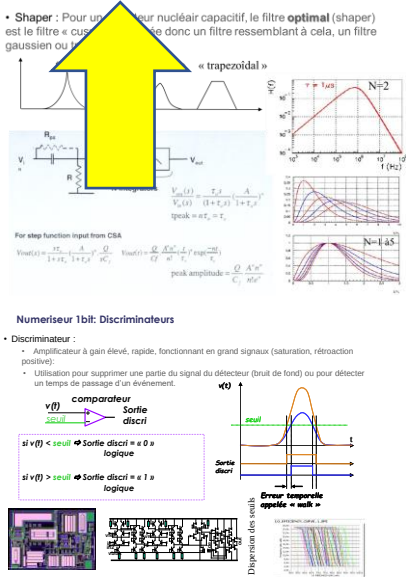
détecteurs



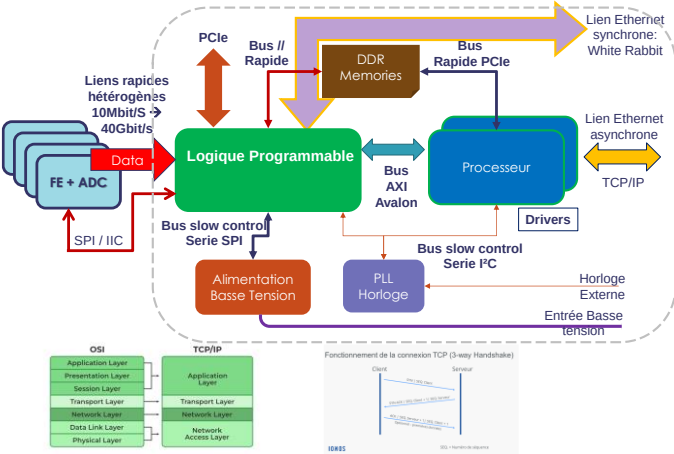
- Photons  
(Gamma, X, Lumière)  
- Particules chargées  
(électrons, muons, ions)  
- Particules neutres  
( neutron, neutrino, alpha)



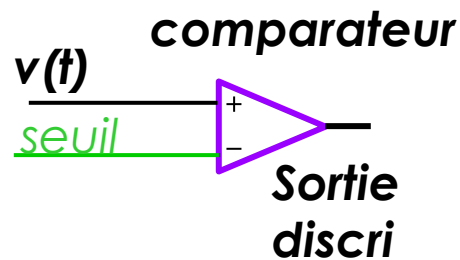
Détection d'un signal  
Passage d'un seuil



Architecture numérique

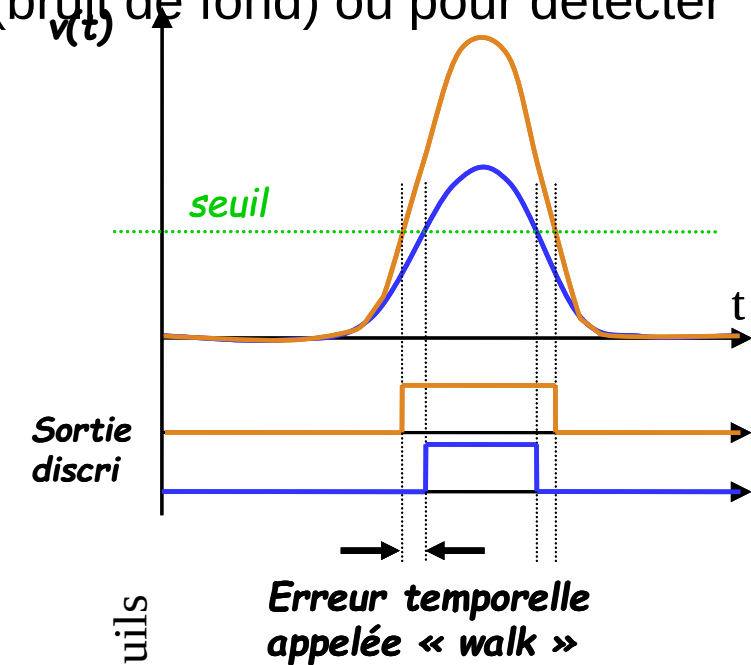


- Discriminateur :
  - Amplificateur à gain élevé, rapide, fonctionnant en grand signaux (saturation, rétroaction positive):
  - Utilisation pour supprimer une partie du signal du détecteur (bruit de fond) ou pour détecter un temps de passage d'un événement.

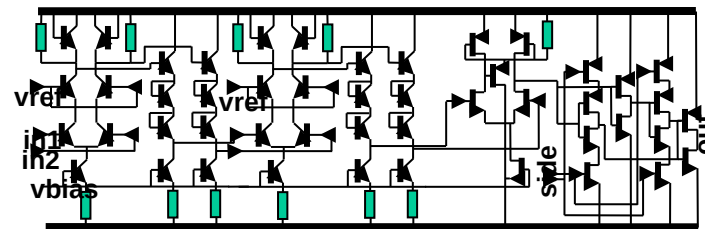
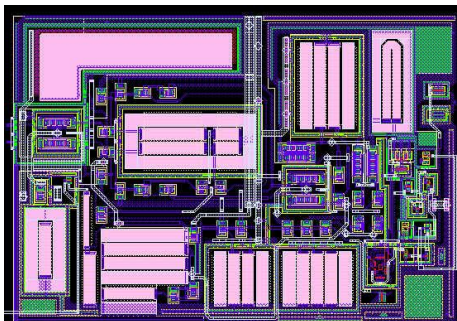
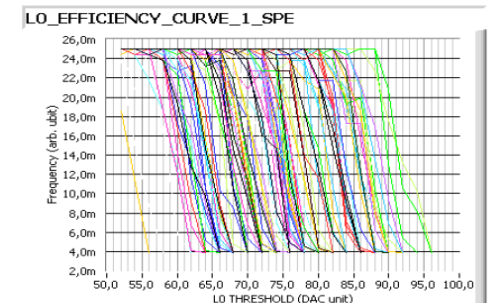


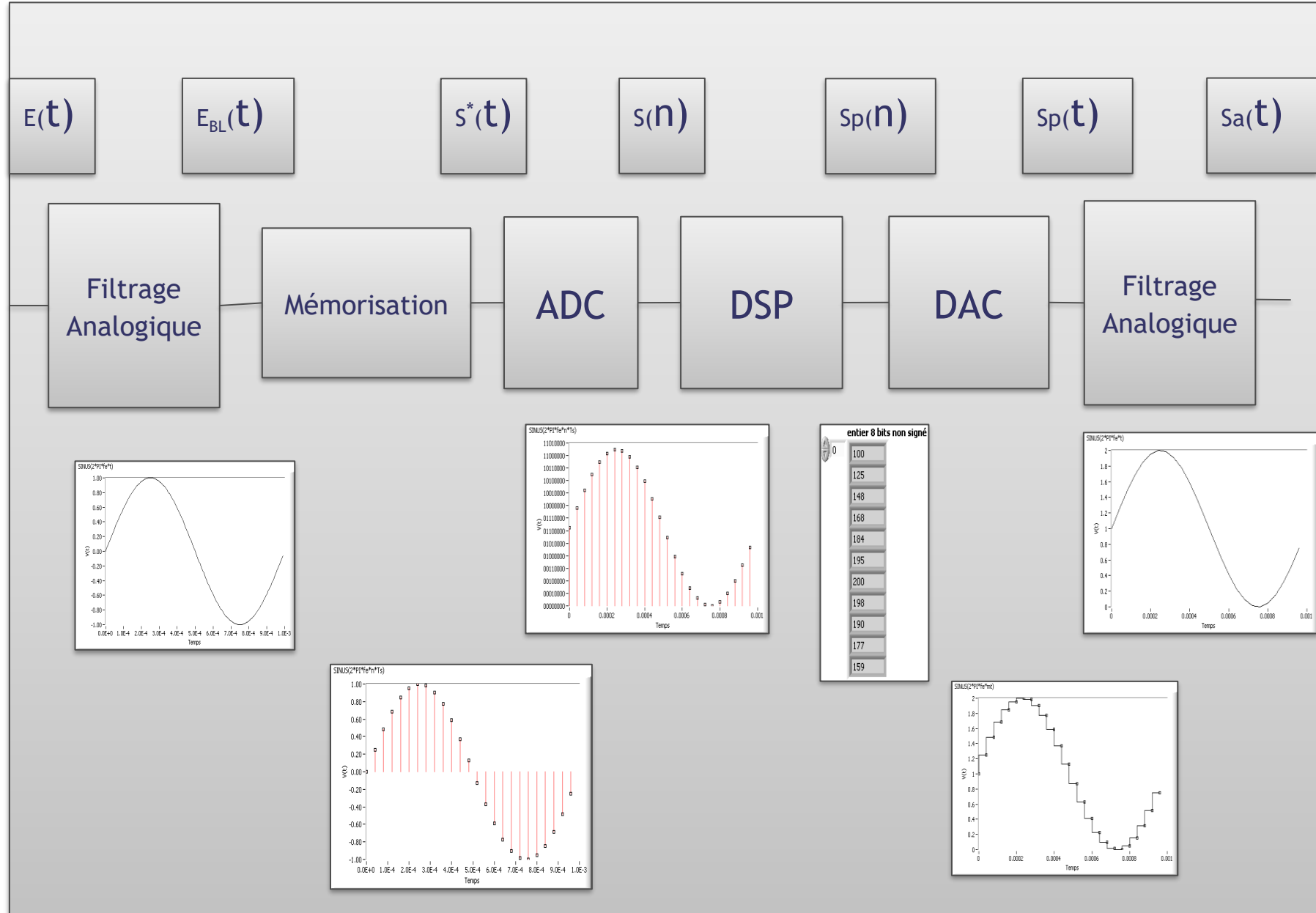
si  $v(t) < \text{seuil} \Rightarrow \text{Sortie discri} = \ll 0 \gg$   
logique

si  $v(t) > \text{seuil} \Rightarrow \text{Sortie discri} = \ll 1 \gg$   
logique



Dispersion des seuils



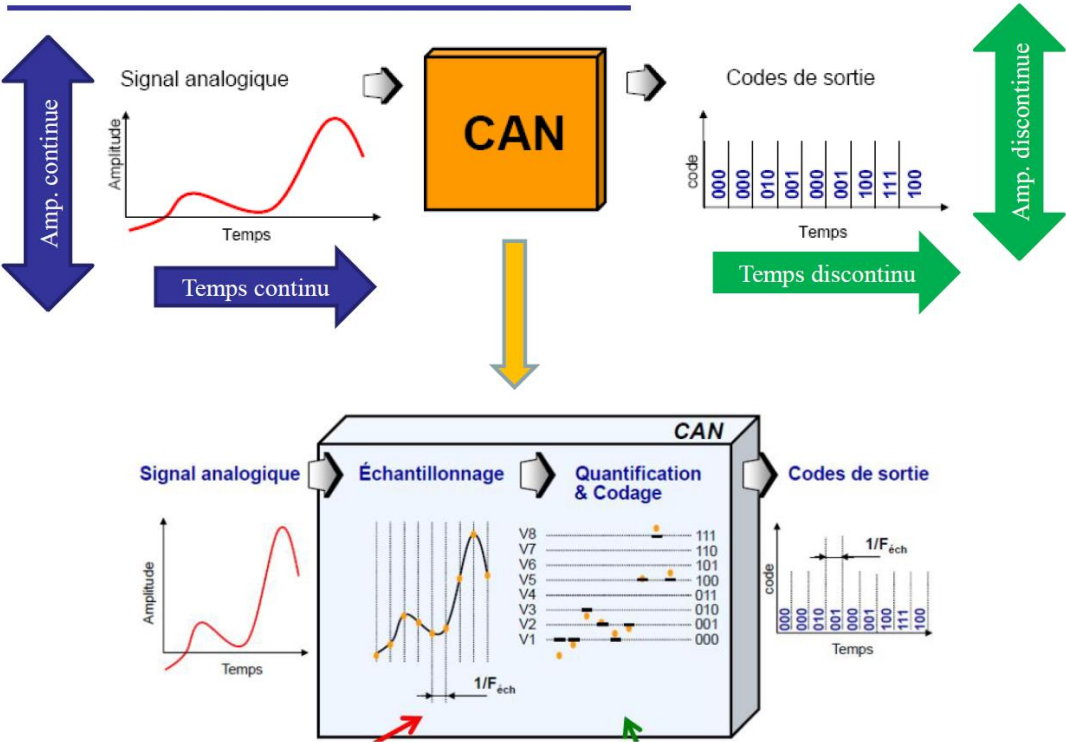


Échantillonnage à temps discret :  
quantification

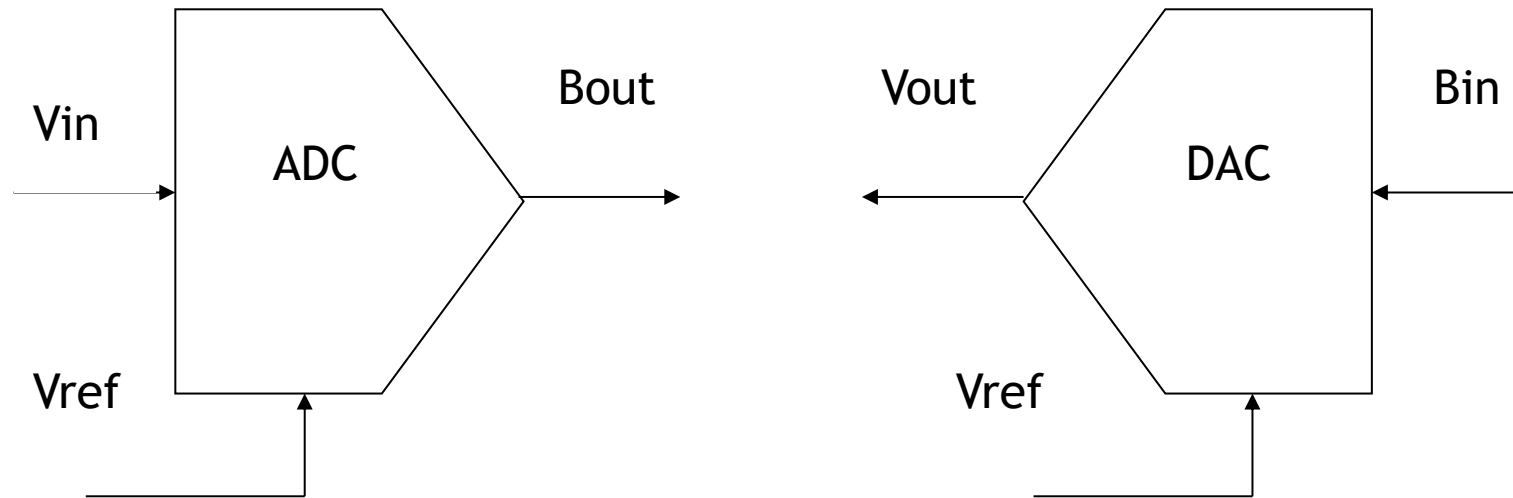
La résolution d’amplitudes finies :  
Bruit & Précision

Le codage de l’information

## Le principe de la conversion







$$V_{ref}(b_1 \cdot 2^{-1} + b_2 \cdot 2^{-2} + \dots + b_N \cdot 2^{-N}) = V_{in} \pm V_x$$

$$V_{LSB} = \frac{V_{ref}}{2^N}$$

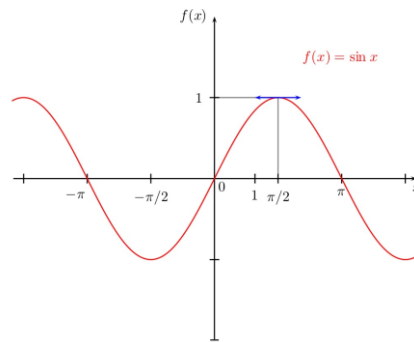
$$V_{quantifié} = V_{in} + V_Q$$

$$V_{out} = V_{ref}(b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + \dots + b_N 2^{-N}) = V_{ref} \times B_{in}$$

N: nbre de bits du DAC ou ADC

## Pourquoi y a-t-il besoin d'un échantillonnage ?

Regardons quelle fréquence maximum d'échantillonnage est admissible sans commettre d'erreur sur le codage de l'information.



$$v(t) = \frac{q2^N}{2} \cdot \sin(2 \times \pi \times f \times t)$$

$$\frac{dv(t)}{dt} = \frac{q2^N}{2} \times 2\pi f \times \cos(2\pi f t)$$

ADC 12-bit

100 kHz

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} \Big|_{max} = \frac{q2^N}{2} \times 2\pi f_{max} \Rightarrow \boxed{f_{max} = \frac{\frac{\Delta V}{\Delta T} \Big|_{max}}{q\pi \cdot 2^N}}$$

**Application numérique :**

$$\Delta T = 8\mu s \text{ et } \Delta V = 1 \text{ LSB} = q$$

**N = 12 bits**

$$\boxed{f_{max} = \frac{1}{\pi \times 8 \cdot 10^{-6} \times 4096} = 9,7 \text{ Hz}}$$

**Conclusion:** Sans maintien (track and hold), même avec un codeur rapide, la fréquence d'échantillonnage du signal d'entrée reste très faible pour ne pas commettre d'erreur.

## Les échantillonneurs

**Rôle : assurer le traitement analogique du signal et la conversion analogique-numérique**

**Le codage numérique du signal analogique :**

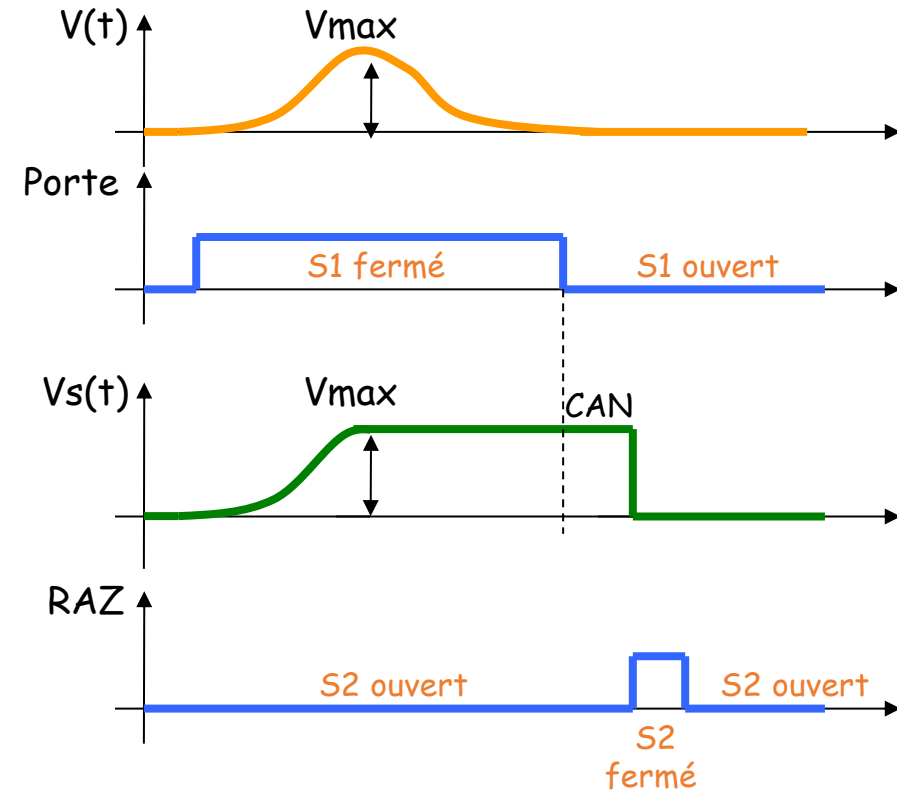
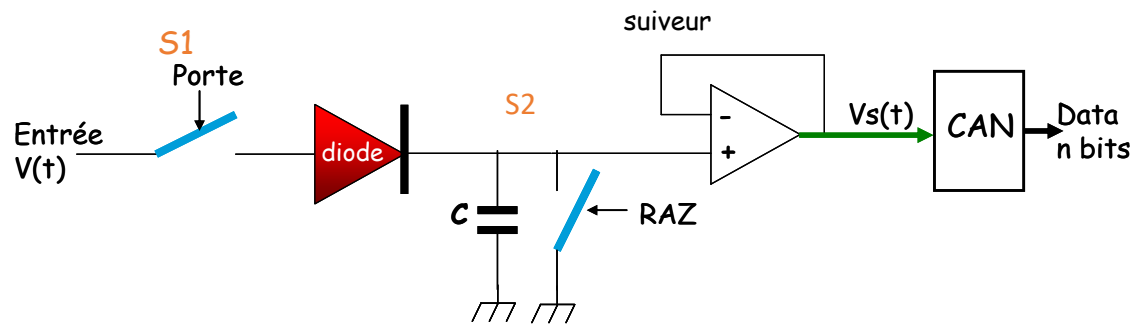
⇒ **Le codeur d'amplitude ADC :**  
mesure l'amplitude du signal

⇒ **Le codeur de charge QDC :**  
mesure l'intégrale du signal

⇒ **Le codeur de temps TDC :**  
mesure un intervalle de temps

# Le codeur d'amplitude ADC (pour la mesure d'énergie)

## Schéma de principe:



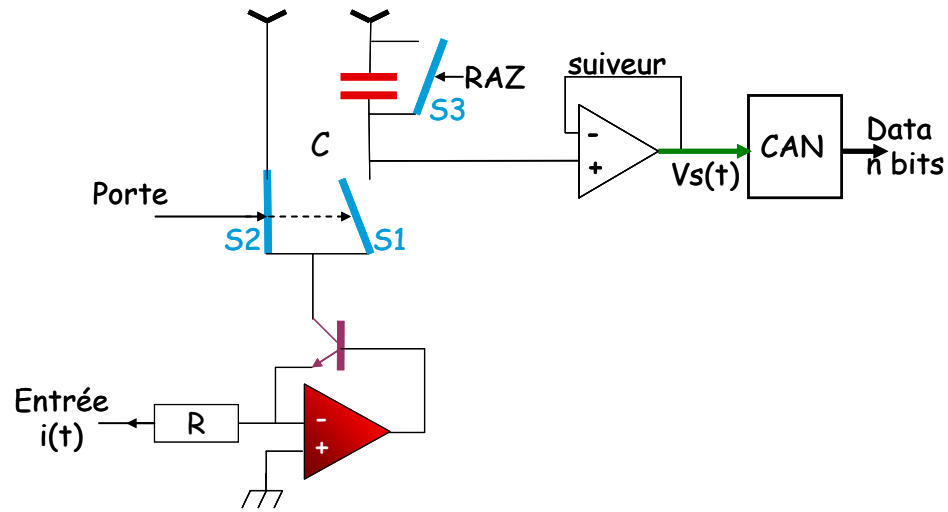
Le codeur d'amplitude capture l'amplitude max du signal analogique provenant du shaper.

Le schéma de principe présenté ici est celui d'un détecteur de crête.

La durée de la porte est généralement comprise entre qqs 100 ns à qqs 10  $\mu$ s.

# Le codeur de charge QDC (pour la mesure d'énergie)

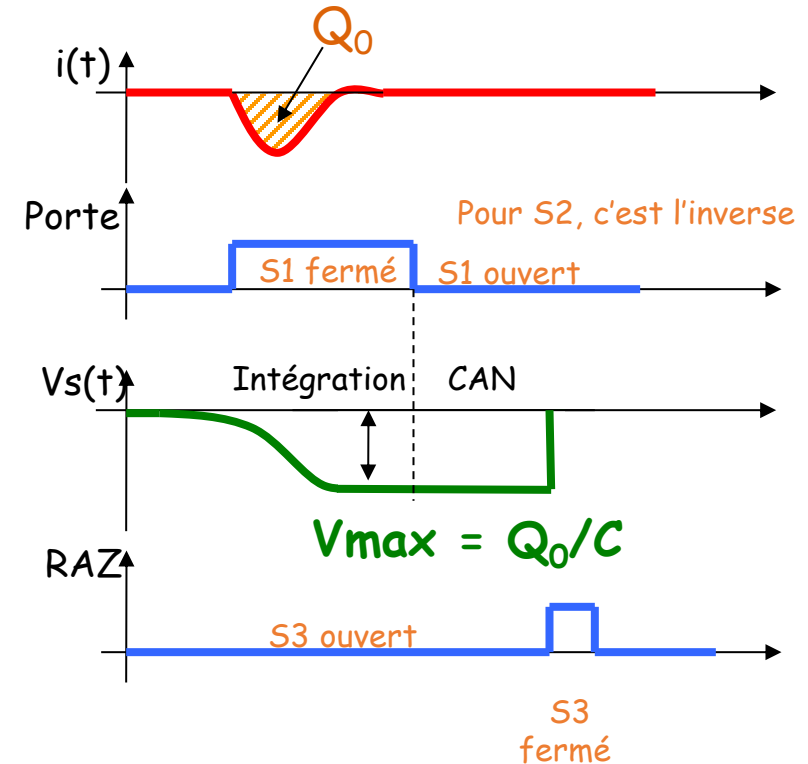
## Schéma de principe:



On intègre le courant d'entrée pendant la durée de la porte (interrupteur S1 fermé)

$$V_S(t) = \frac{1}{C} \int_{Porte} i(t) dt$$

Intégrer = calculer l'aire entre la courbe et l'axe du temps pendant la durée de la porte = à la charge  $Q_0$

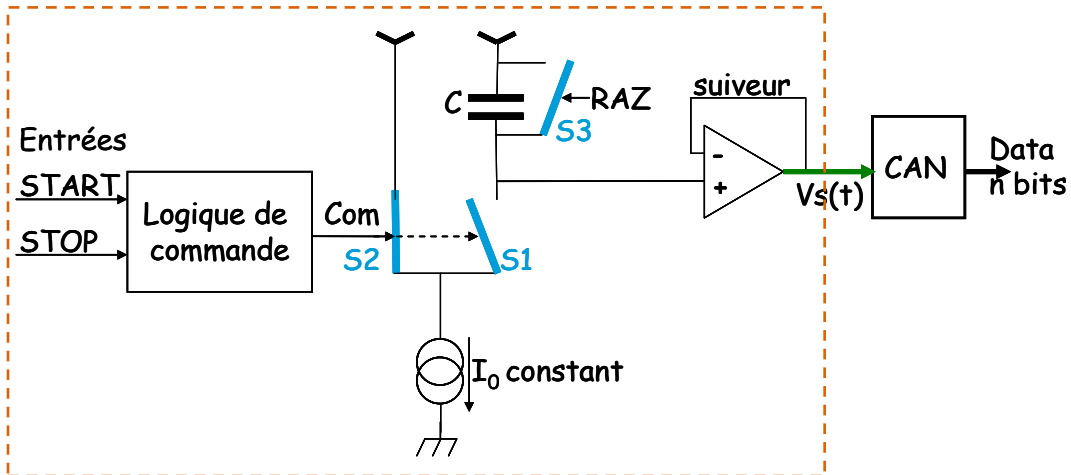


Par exemple, on utilisera un QDC si le signal en courant du détecteur est suffisamment élevé (PM), ou pour les forts taux de comptage, ou...



# Le codeur de temps TDC (pour la mesure du temps de vol)

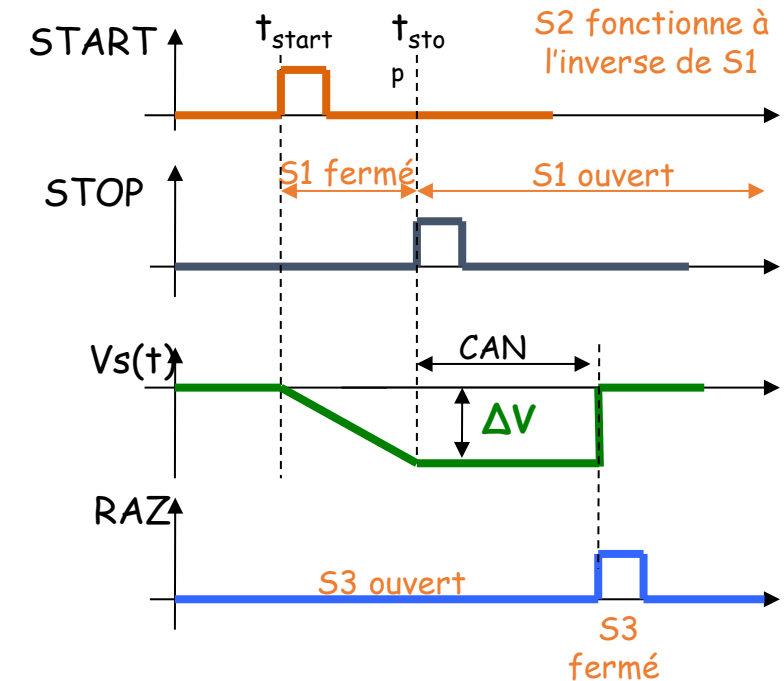
## Schéma de principe:



## TAC (Codeur Temps Amplitude)

Lorsque S1 est fermé, on décharge la capacité à courant  $I_0$  constant. La tension aux bornes de la capacité évolue comme une rampe ce qui donne:

$$\Delta V_s(t) = \frac{I_0}{C} \cdot \Delta t$$

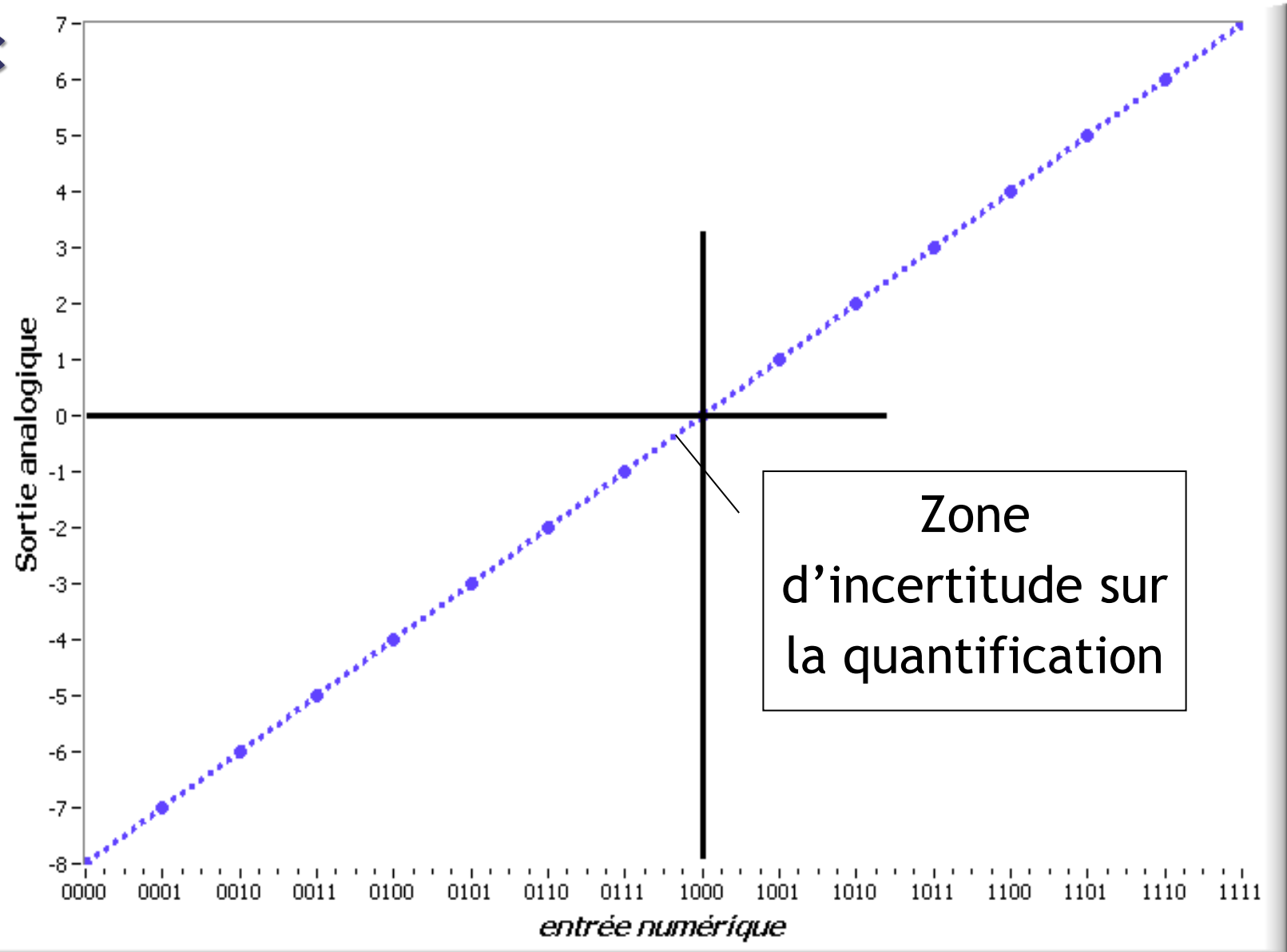


$$\Delta V = (I_0/C) \cdot (t_{\text{stop}} - t_{\text{start}})$$

Rq : Les signaux logiques START et STOP viennent généralement de discriminateur

fonction de transfert d'un DAC bipolaire 4 bits

CNA ou DAC



## CNA ou DAC

| Nombre | Nombre<br>normalisé | Nombre<br>signé | Complément à 1 | Nombre binaire à<br>décalage | Complément à 2 |
|--------|---------------------|-----------------|----------------|------------------------------|----------------|
| +7     | PE-1LSB = +7/8.PE   | 0111            | 0111           | 1111                         | 0111           |
| +6     | +6/8.PE             | 0110            | 0110           | 1110                         | 0110           |
| +5     | +5/8.PE             | 0101            | 0101           | 1101                         | 0101           |
| +4     | +4/8.PE             | 0100            | 0100           | 1100                         | 0100           |
| +3     | +3/8.PE             | 0011            | 0011           | 1011                         | 0011           |
| +2     | +2/8.PE             | 0010            | 0010           | 1010                         | 0010           |
| +1     | +1/8.PE             | 0001            | 0001           | 1001                         | 0001           |
| +0     | +0/8.PE             | 0000            | 0000           | 1000                         | 0000           |
| (-0)   | (-0) /8.PE          | (1000)          | (1111)         |                              |                |
| -1     | -1/8.PE             | 1001            | 1110           | 0111                         | 1111           |
| -2     | -2/8.PE             | 1010            | 1101           | 0110                         | 1110           |
| -3     | -3/8.PE             | 1011            | 1100           | 0101                         | 1101           |
| -4     | -4/8.PE             | 1100            | 1011           | 0100                         | 1100           |
| -5     | -5/8.PE             | 1101            | 1010           | 0011                         | 1011           |
| -6     | -6/8.PE             | 1110            | 1001           | 0010                         | 1010           |
| -7     | -PE+1LSB =-7/8.PE   | 1111            | 1000           | 0001                         | 1001           |
| -8     | -8/8.PE             |                 |                | 0000                         | 1000           |

# CNA ou DAC: encodage

Sign 2's complement

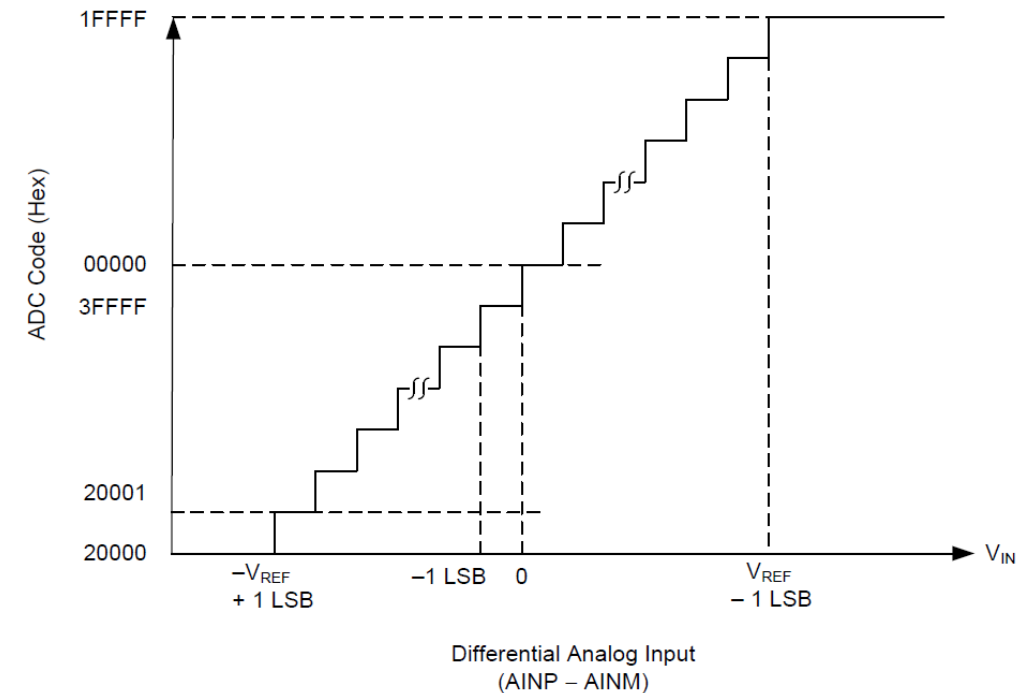
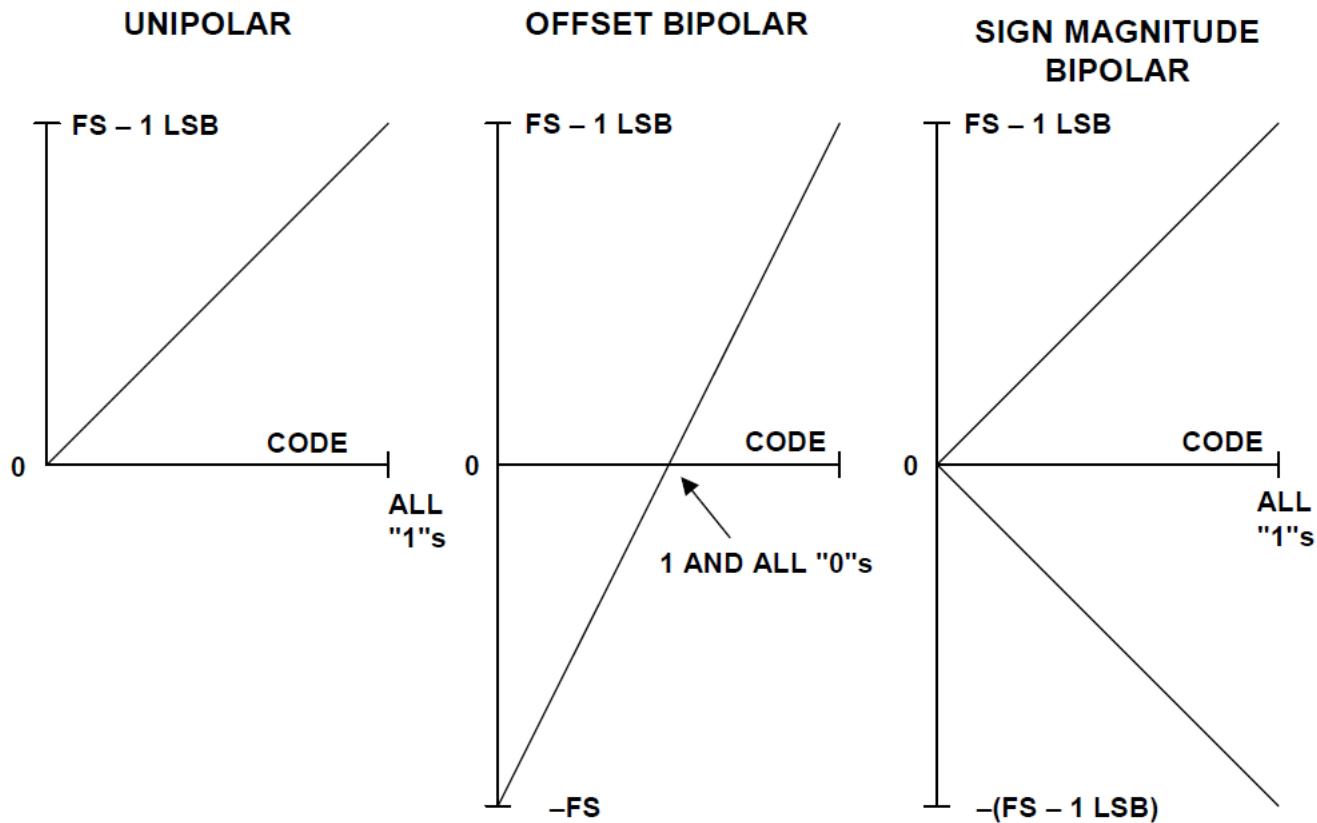
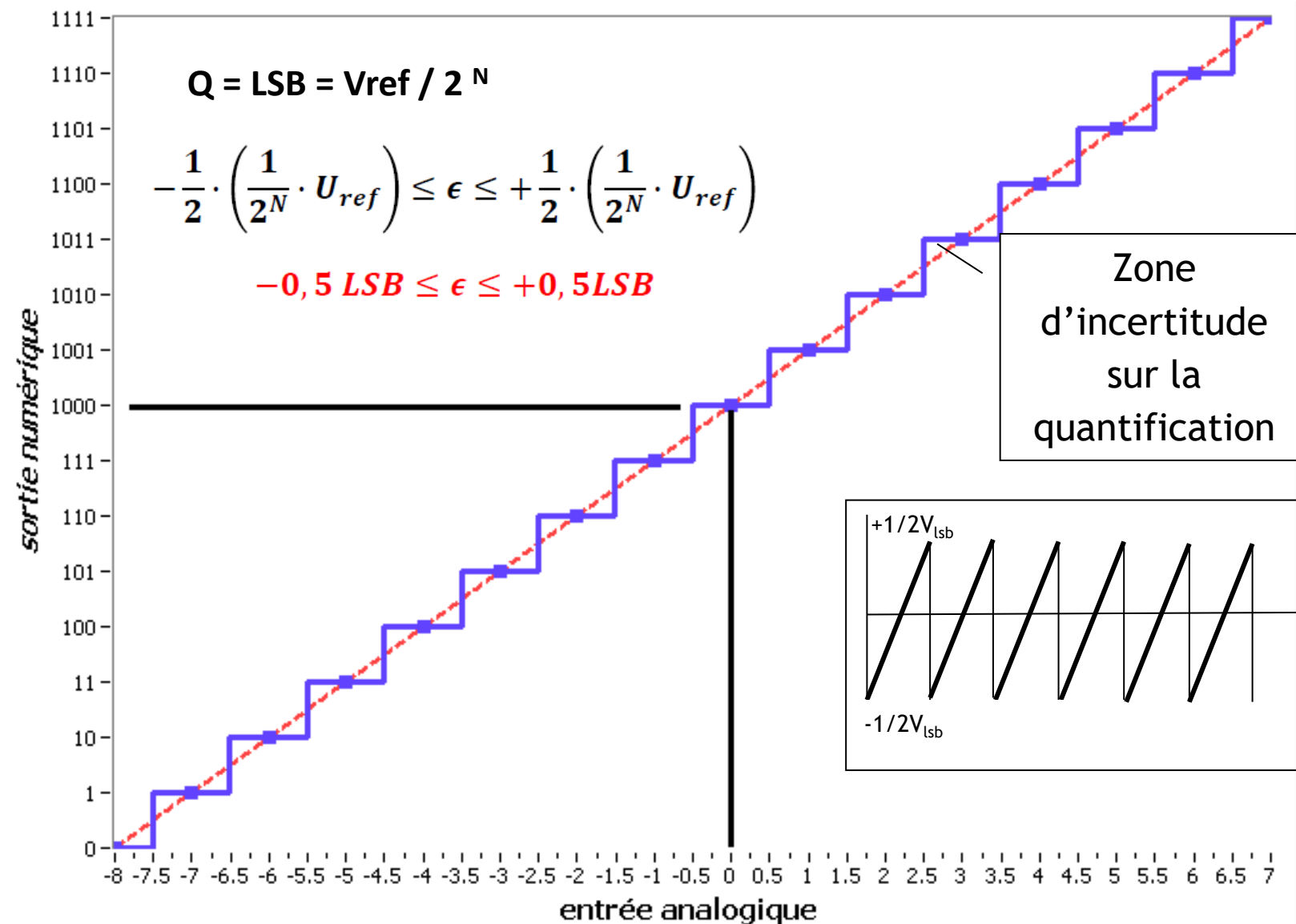


Figure 2.16: Unipolar and Bipolar Converters

# CAN ou ADC

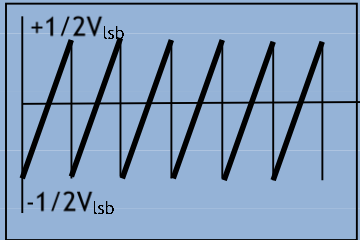
fonction de transfert d'un ADC bipolaire 4 bits



# Résolution d'un ADC / erreur de quantification

## Approche déterministe :

Si  $V_{in}$  est une rampe en fonction du temps,  $V_Q$  est un signal périodique de période  $T$  (temps d'échantillonnage) limité en amplitude à  $\pm \frac{1}{2} V_{LSB}$ . En effet,  $V_Q$  est la différence entre  $V_{in}$  et  $V_{quantifié}$ , signal en marche d'escalier (cf courbe ci-dessous).



Suivant  $V_Q$ , on constate que la moyenne du signal est nulle. Sa valeur RMS est donnée par :

$$V_{Q(rms)} = \left[ \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} V_Q^2 \cdot dt \right]^{1/2} = \left[ \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} V_{LSB}^2 \left( \frac{-t}{T} \right)^2 \cdot dt \right]^{1/2}$$

$$= \left[ \frac{V_{LSB}^2}{T^3} \left( \frac{t^3}{3} \right) \Big|_{-T/2}^{T/2} \right]^{1/2} = \left[ \frac{V_{LSB}^2}{T^3} \left( \frac{T^3}{12} \right) \right]^{1/2} = \frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}}$$

## Approche stochastique :

A partir de la densité de probabilité ci-dessous, calculons la moyenne et l'écart type :

$$V_{Q(AVG)} = \int_{-\infty}^{\infty} X \cdot f_Q(X) \cdot dX = \frac{1}{V_{LSB}} \int_{-\frac{V_{LSB}}{2}}^{\frac{V_{LSB}}{2}} X \cdot dX = 0$$

$$V_{Q(rms)} = \left[ \int_{-\infty}^{\infty} X^2 \cdot f_Q(X) \cdot dX \right]^{1/2} = \frac{1}{V_{LSB}} \int_{-\frac{V_{LSB}}{2}}^{\frac{V_{LSB}}{2}} X^2 \cdot dX = \frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}}$$

$$E_q = \frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}}$$

$$B_{Th} = \sqrt{4kTR}$$

| Nbre bit | Vref | Eq        | BruitTh  | Flash ADC |
|----------|------|-----------|----------|-----------|
| 4        | 5    | 9,021E-02 | 4,07E-09 | 6,51E-08  |
| 8        | 5    | 5,638E-03 | 4,07E-09 | 1,04E-06  |
| 10       | 5    | 1,410E-03 | 4,07E-09 | 4,17E-06  |
| 12       | 5    | 3,524E-04 | 4,07E-09 | 1,67E-05  |
| 14       | 5    | 8,810E-05 | 4,07E-09 | 6,67E-05  |
| 16       | 5    | 2,202E-05 | 4,07E-09 | 2,67E-04  |
| 18       | 5    | 5,506E-06 | 4,07E-09 | 1,07E-03  |
| 20       | 5    | 1,377E-06 | 4,07E-09 | 4,27E-03  |

$$V_{Q(rms)} = \left[ \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} V_Q^2 \cdot dt \right]^{1/2} = \left[ \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} V_{LSB}^2 \left( \frac{-t}{T} \right)^2 \cdot dt \right]^{1/2}$$

$$= \left[ \frac{V_{LSB}^2}{T^3} \left( \frac{t^3}{3} \right) \Big|_{-T/2}^{T/2} \right]^{1/2} = \left[ \frac{V_{LSB}^2}{T^3} \left( \frac{T^3}{12} \right) \right]^{1/2} = \frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}}$$



$$SNR = 20 \cdot \log \frac{\frac{V_{ref}}{\sqrt{12}}}{\frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}}} = 20 \cdot \log(2^N) = 6.02 N \text{ dB}$$

Signaux dent de scie

$$SNR = 20 \cdot \log \frac{\frac{V_{ref}}{2\sqrt{2}}}{\frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}}} = 20 \cdot \log \left( \sqrt{\frac{3}{2}} 2^N \right) = 6.02 N + 1.76 \text{ dB}$$

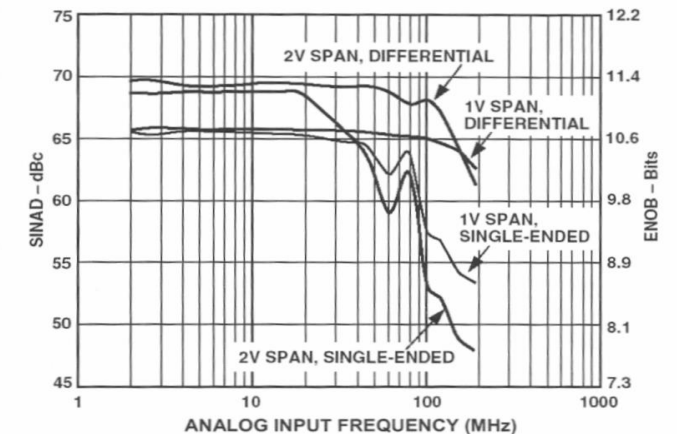
Sinusoïde à Vmax

$$SNR = 20 \cdot \log \frac{\frac{V_{sin}}{2\sqrt{2}}}{\frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}}} = 6.02 N + 1.76 \text{ dB} + 20 \cdot \log \left( \frac{V_{sin}}{V_{ref}} \right)$$

Sinusoïde Vamp

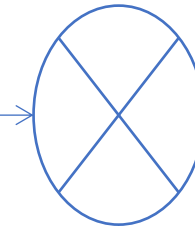
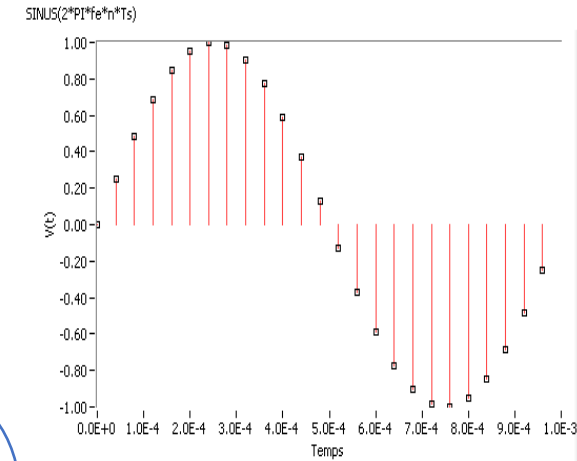
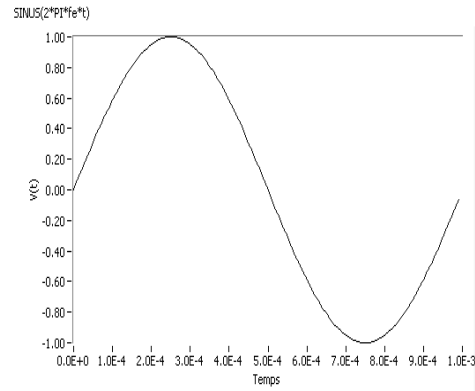
$$N_{effectif} = \frac{(SNR - 1.76 \text{ dB})}{6.02}$$

SINAD, ENOB, and SNR

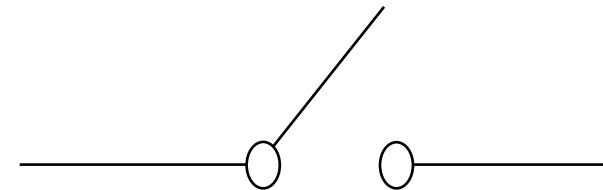
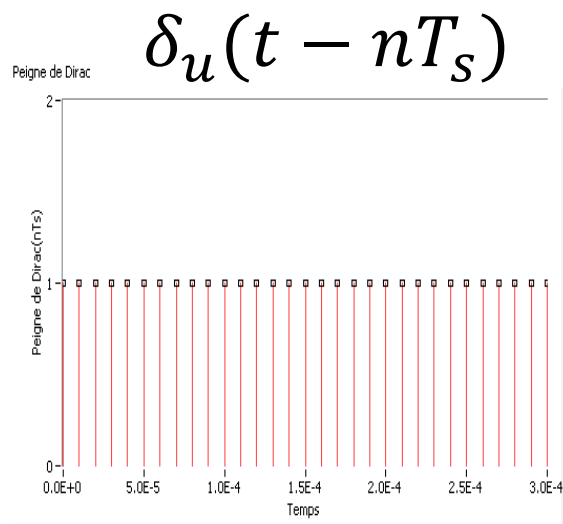


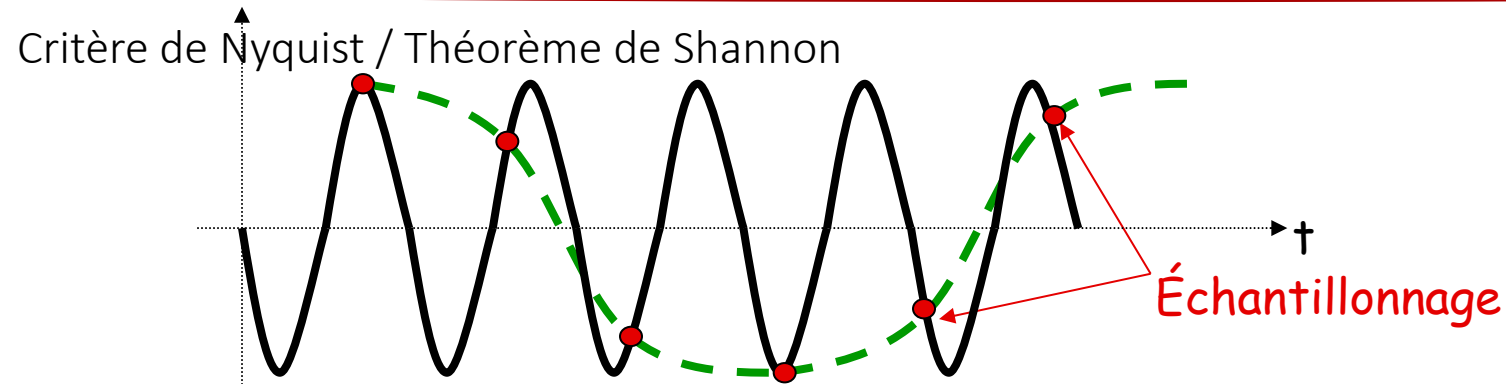
| RESOLUTION<br>N | 2 <sup>N</sup> | VOLTAGE<br>(10V PE) | ppm PE | % PE     | dB PE |
|-----------------|----------------|---------------------|--------|----------|-------|
| 2-Bit           | 4              | 2.5 V               | 250000 | 25       | -12   |
| 4-Bit           | 16             | 625 mV              | 62500  | 6.25     | -24   |
| 6-Bit           | 64             | 156 mV              | 15625  | 1.56     | -36   |
| 8-Bit           | 256            | 39.1 mV             | 3906   | 0.39     | -48   |
| 10-Bit          | 1024           | 9.77 mV             | 977    | 0.098    | -60   |
| 12-Bit          | 4096           | 2.44 mV             | 244    | 0.024    | -72   |
| 14-Bit          | 16384          | 610 μV              | 61     | 0.0061   | -84   |
| 16-Bit          | 65536          | 153 μV              | 15     | 0.0015   | -96   |
| 18-Bit          | 262144         | 38 μV               | 4      | 0.0004   | -108  |
| 20-Bit          | 1048576        | 9.54 μV             | 1      | 0.0001   | -120  |
| 22-Bit          | 4194304        | 2.38 μV             | 0.24   | 0.000024 | -132  |
| 24-Bit          | 16777216       | 596 nV              | 0.06   | 0.000006 | -144  |

$$E_{BP}(t) = A \cdot \sin(2\pi f_e \cdot t)$$



$$S^*(t) = \sum_n E_{BP}(t) \cdot \delta_u(t - nT_s)$$





Quel est le nombre d'échantillons minimaux à prendre (quelle est la fréquence d'échantillonnage maximum) pour permettre une bonne restitution du signal d'entrée ?

- **$F_s > 2 \cdot B_{\text{analogique}}$**  ➔ on utilise Fourier, Laplace, la transformée en Z pour étudier le système.
- **$F_s < 2 \cdot B_{\text{analogique}}$**  ➔ on a du **repliement** en fréquence. On l'utilise dans les communications et les radars.

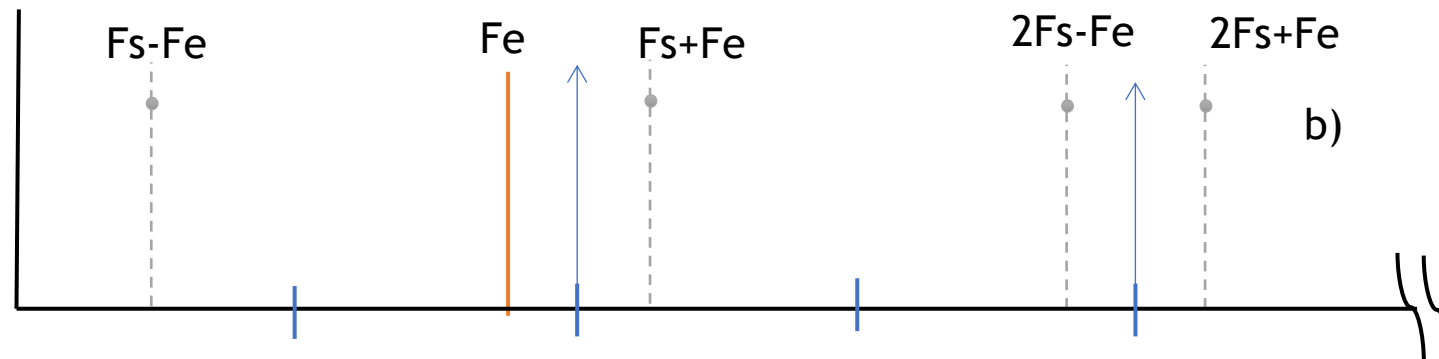
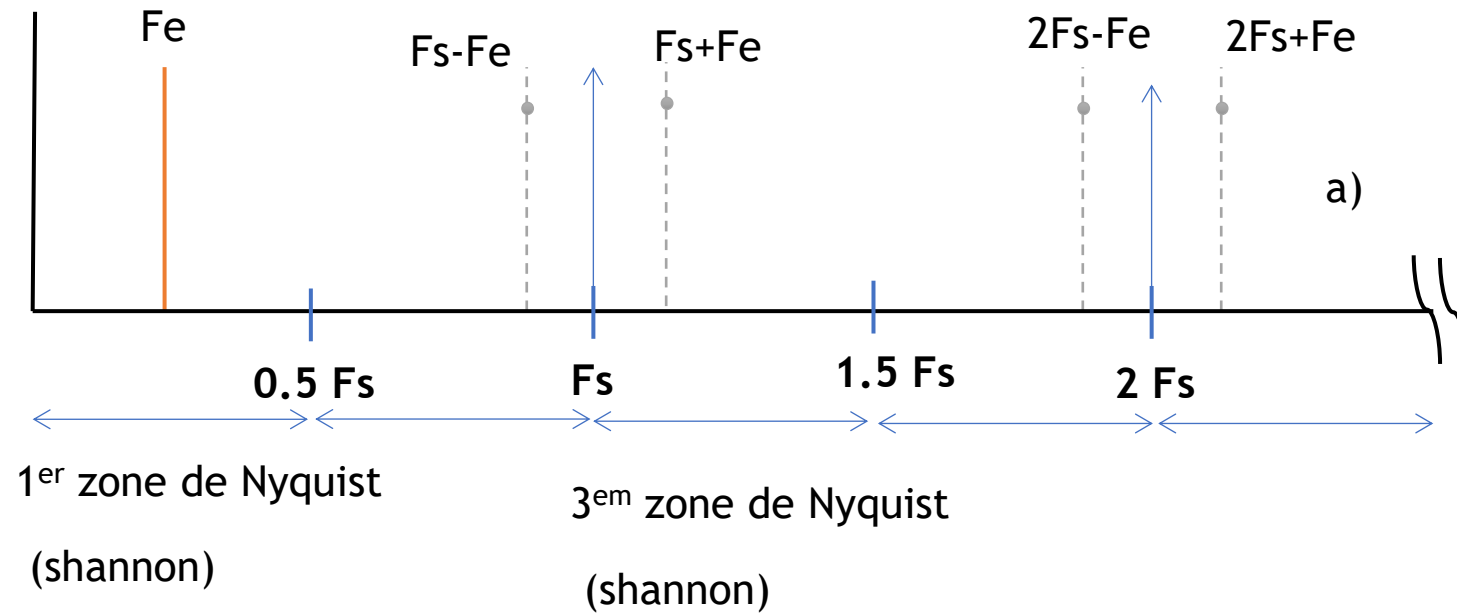
Corollaire : Si un signal a des composantes fréquentielles comprises entre  $f_b$  et  $f_a$ , alors  $F_s > 2 \cdot (f_b - f_a)$  pour prévenir le chevauchement des composantes fréquentielles pour le signal numérisé.

➔ **Filtrage anti-repliement limitant la bande passante du signal**

Pour un signal sinusoïdal

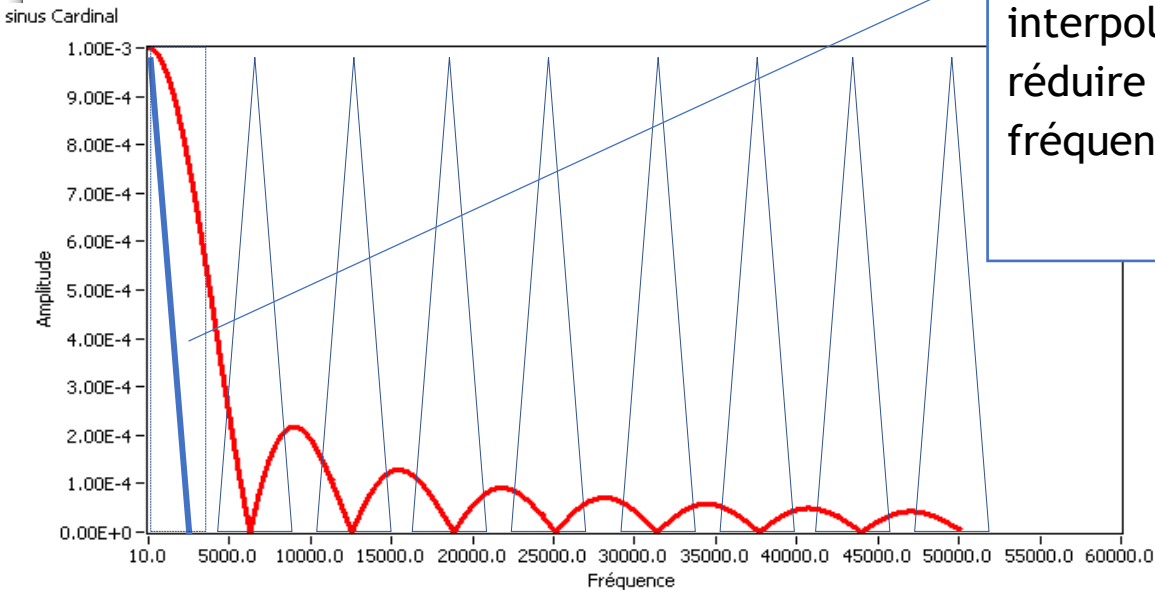
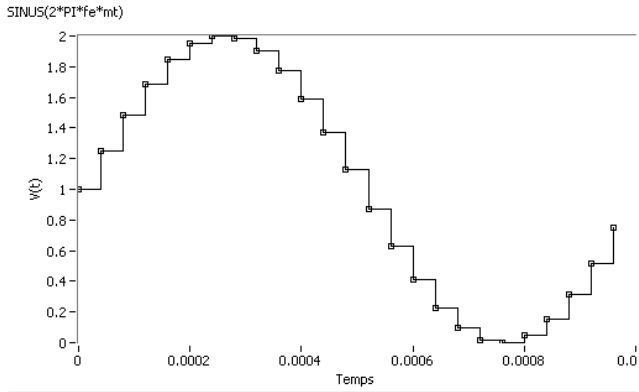
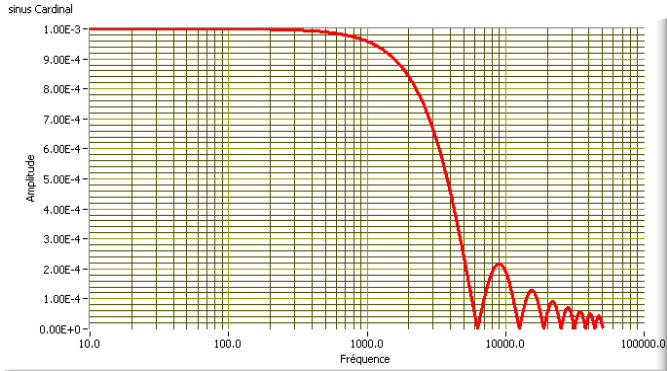
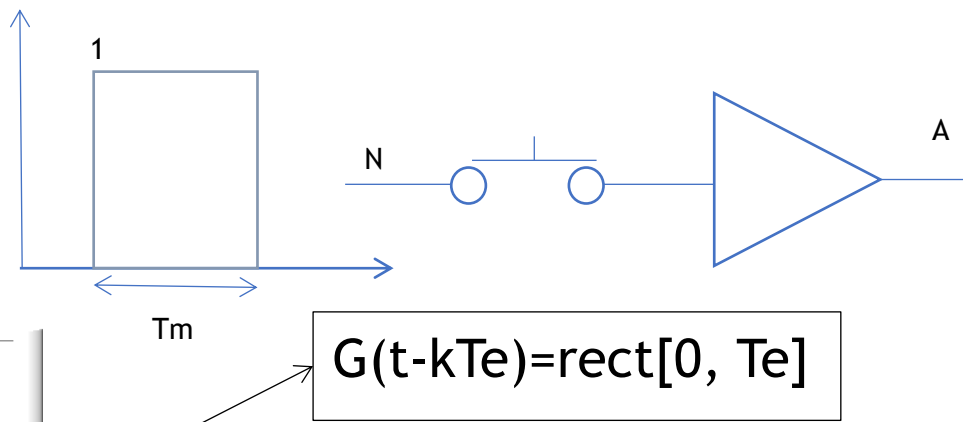
$$S^*(f) = \frac{1}{T_e} \sum_n E_{BP}(f - nT_s) \mid f = v.f_s$$

$$S^*(f) = \frac{A}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} [\delta(f - f_e + k.f_s) + \delta(f + f_e + k.f_s)]$$



DAC

$$M(f) = \frac{1}{T_m} \cdot \text{sinc}(\pi \cdot T_m \cdot f)$$



Utilisation d'un *filtre passe-bas*, d'un interpolateur ou d'un lisseur pour réduire l'influence des hautes fréquences autour de  $f_e$ ,  $2f_e$



20 bits

Résolution

8 bits

kHz

GHz

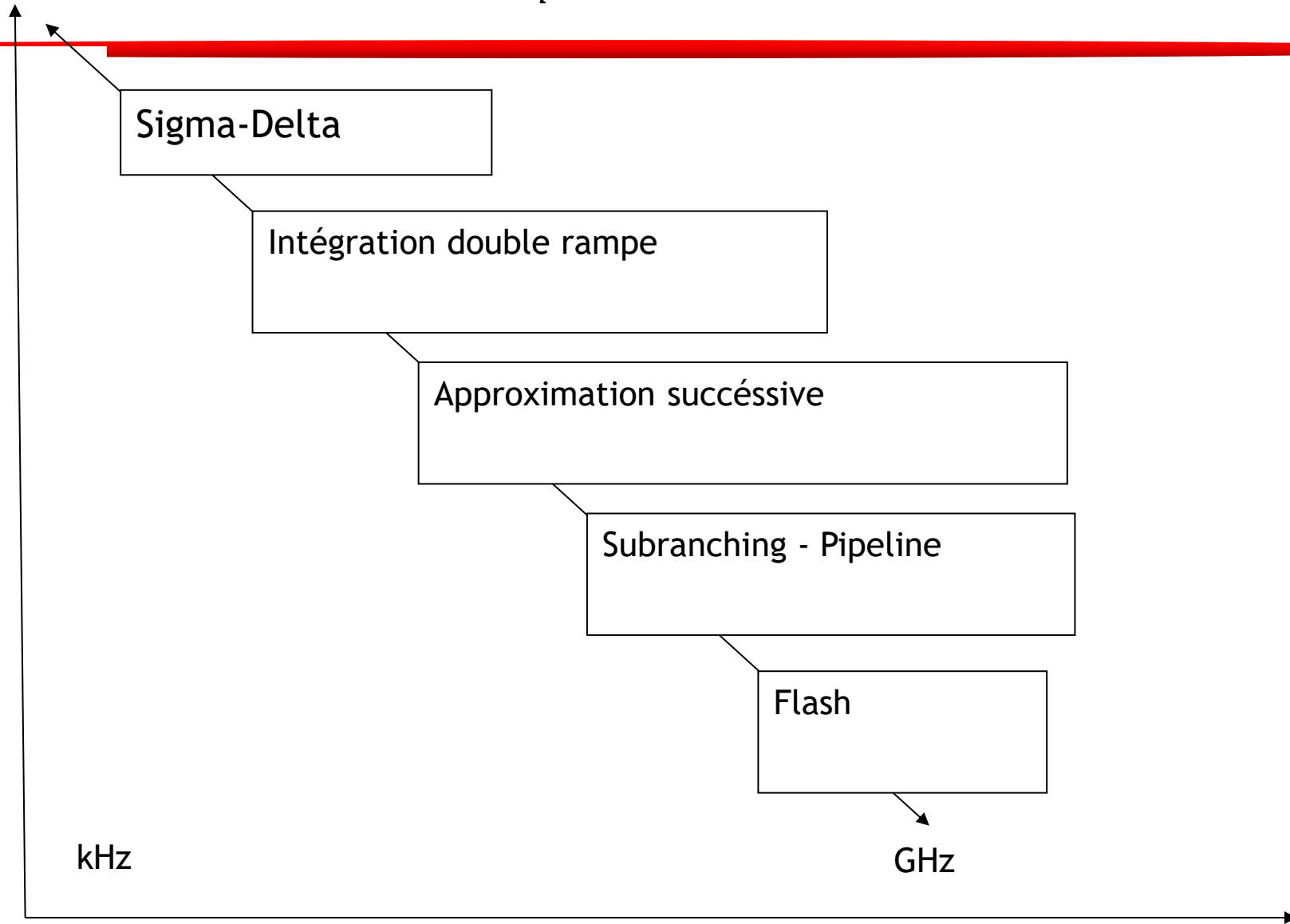
Sigma-Delta

Intégration double rampe

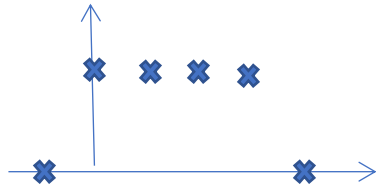
Approximation successive

Subbranching - Pipeline

Flash



## Troncature :



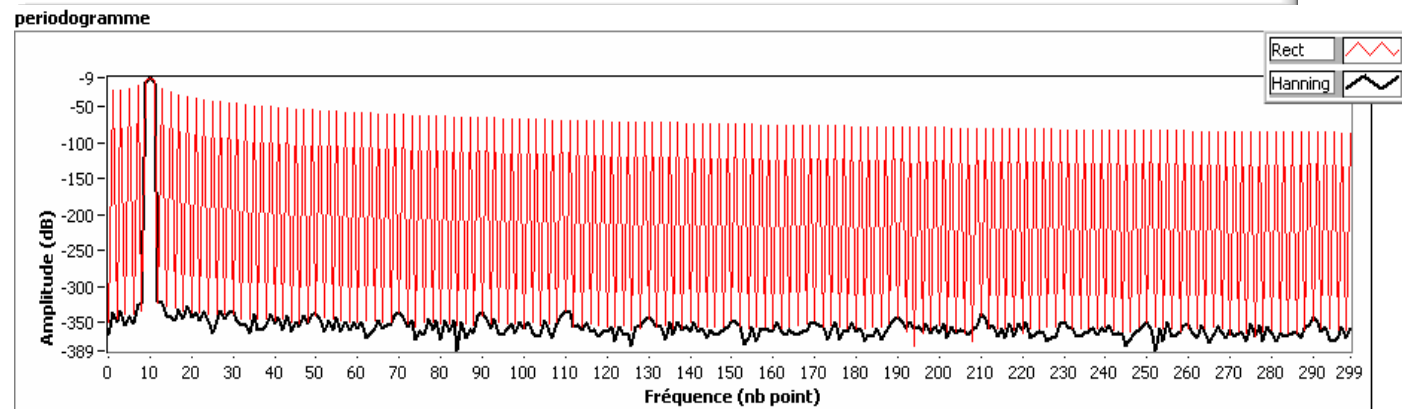
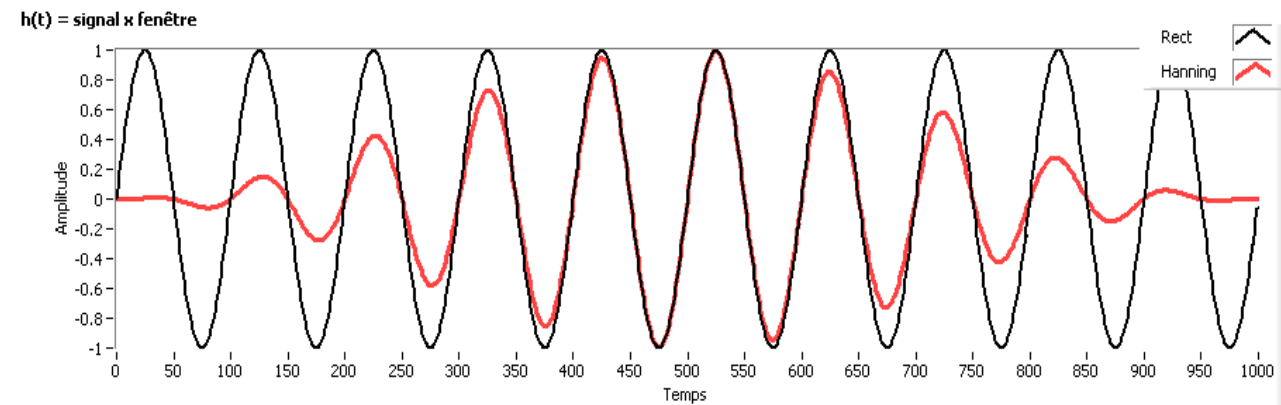
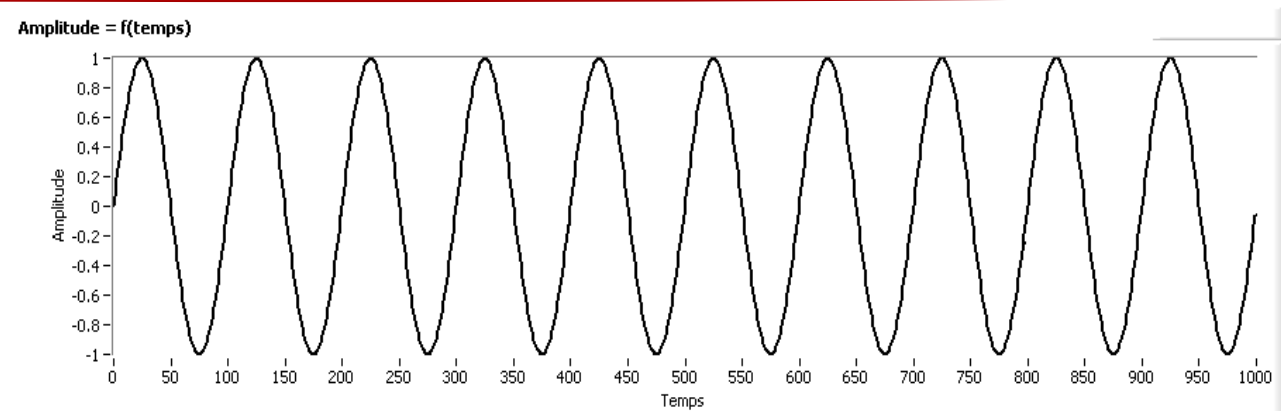
$x_N[k] = x_\infty[k] \cdot w_T[k]$  avec  $w_T$   
 la fonction de Derichlet :

En fréquence, on obtient un  
produit de convolution :

$$\begin{aligned}
 X_N(\nu) &= (X_\infty * W_N)(\nu) \text{ avec} \\
 W_N(\nu) &= N \cdot \frac{\sin(\pi N \nu)}{N \cdot \sin(\pi \nu)} e^{-i2\pi \nu \frac{N-1}{2}}
 \end{aligned}$$

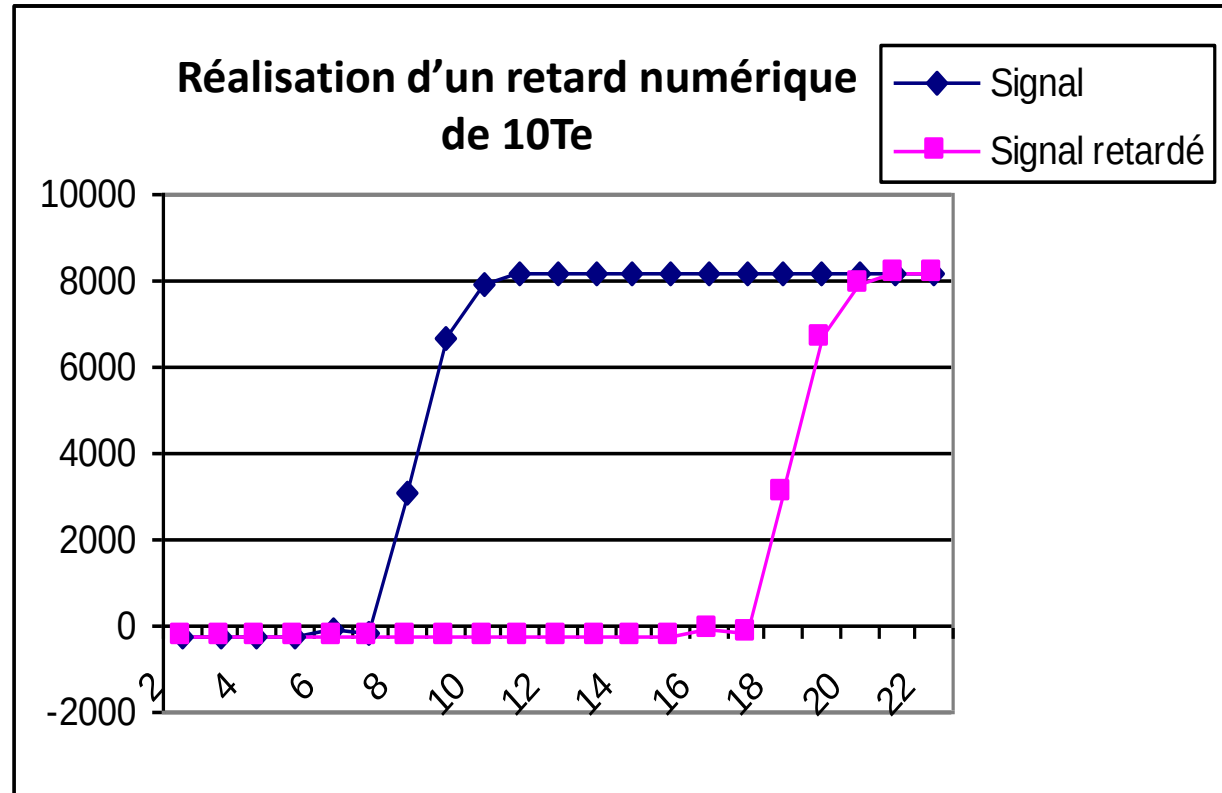
→ **Principe de Gabor** : On ne  
peut être localisé en temps si  
on est localisé en fréquence :

$$\Delta t^2 \cdot \Delta f^2 \geq \frac{1}{16\pi^2}$$



Une fois que l'on a numérisé le signal,  
 « on fait ce que l'on en veut ou presque... »

Exemple de traitement numérique du signal:  
 Le plus simple et en plus très utile...



Plus facile que de mettre du câble pour retarder le signal !

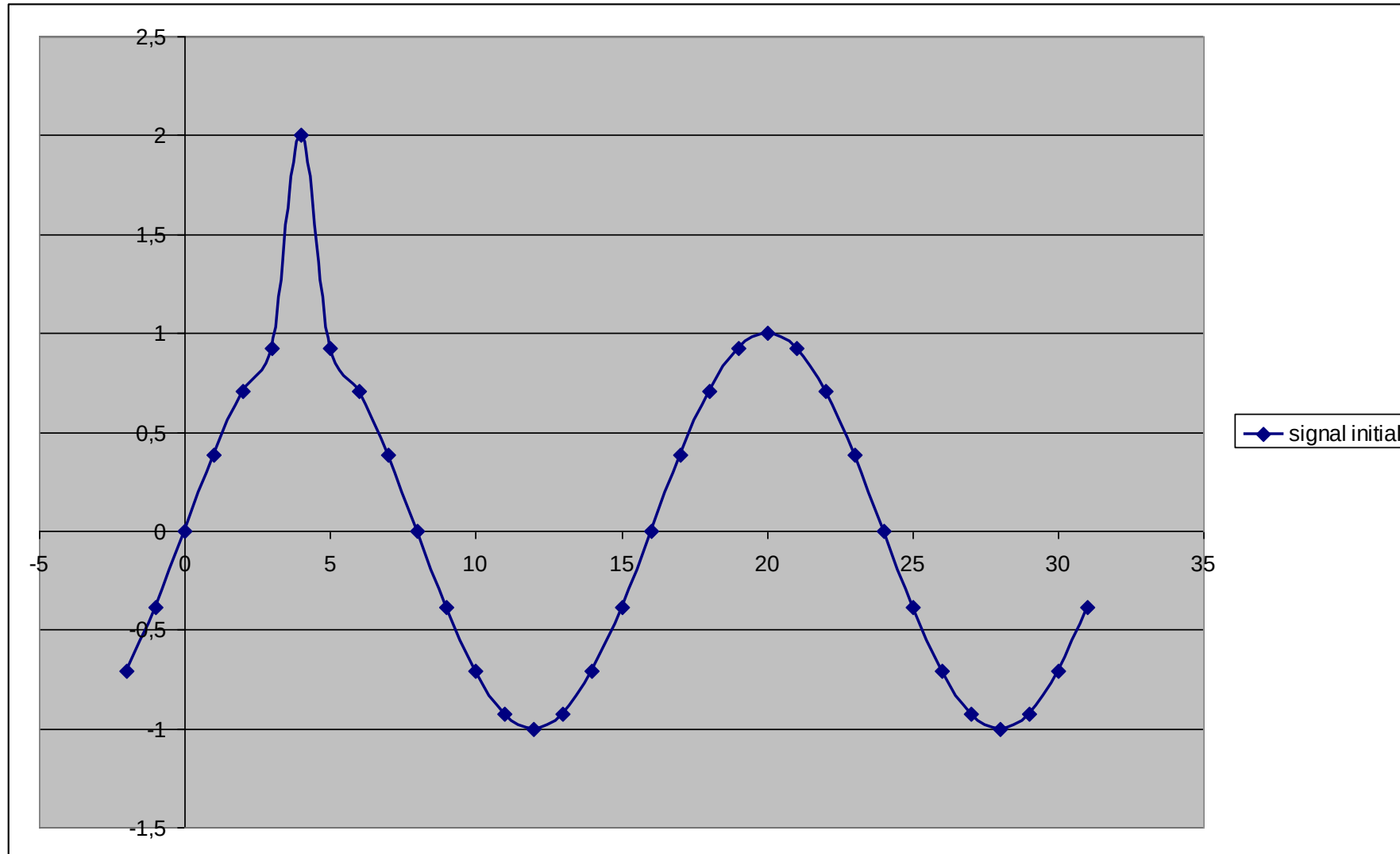
Petit calcul : si  $T_e = 10 \text{ ns}$  ( $F_e = 100 \text{ MHz}$ )  $\Rightarrow 10T_e = 100 \text{ ns}$



= 20 m de câble!!!

## Le Filtre à moyenne mobile (filtre MA, Moving Average)

### Filtre passe bas

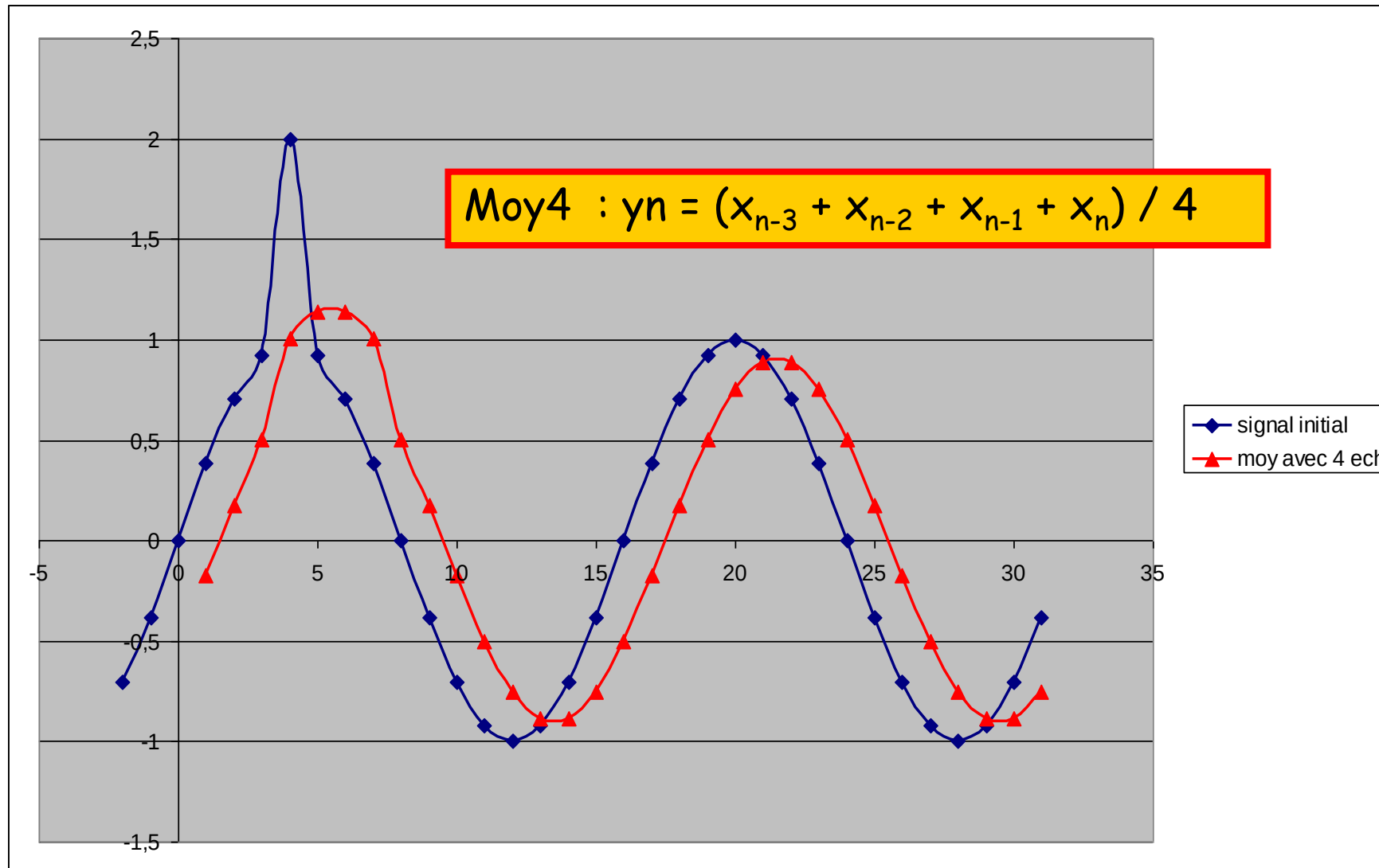


## Autre exemple: un filtre numérique

(En numérique, on peut faire du filtrage comme en analogique).

Le Filtre à moyenne mobile (filtre MA, Moving Average)

Filtre passe bas

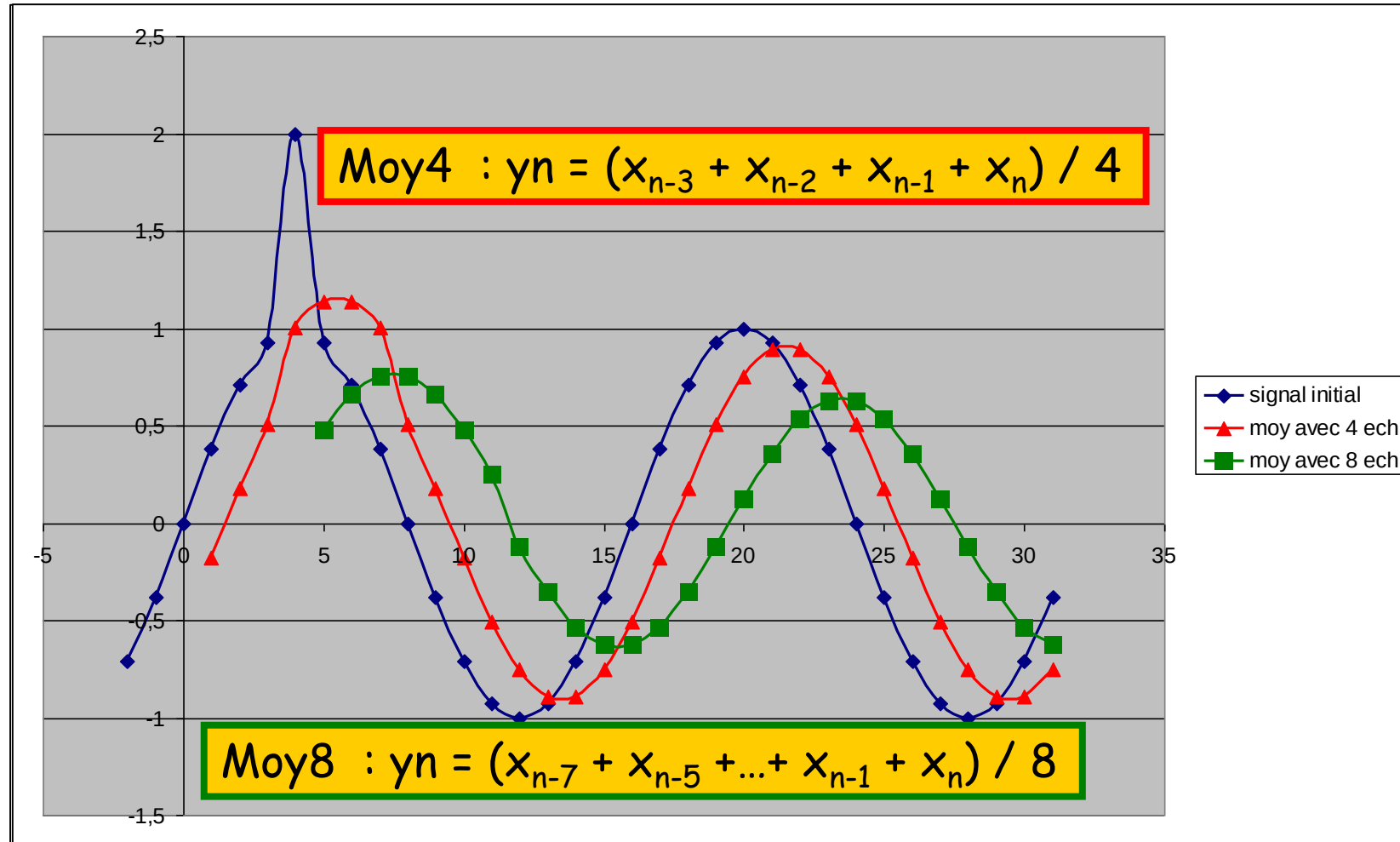


## Autre exemple: un filtre numérique

(En numérique, on peut faire du filtrage comme en analogique).

Le Filtre à moyenne mobile (filtre MA, Moving Average)

Filtre passe bas





## Autre exemple: Le filtre trapézoïdale (Gated integrator)

Ce type de filtre est très utilisé dans la mesure d'énergie.

Bruit :

presque optimal, dépend de la largeur du plateau

Empilements :

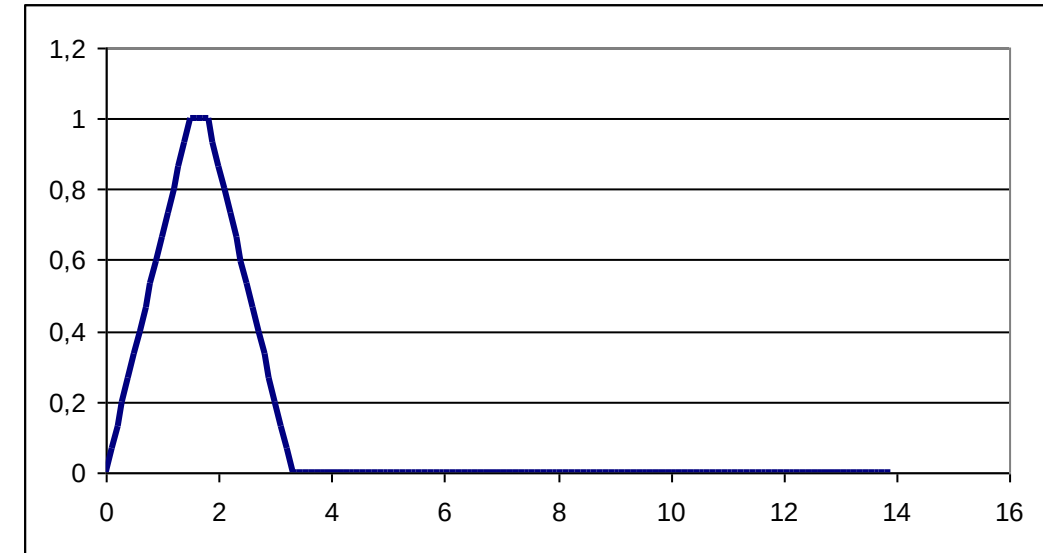
excellentes performances

Déficit balistique :

rigoureusement insensible (durée de plateau > variation balistique)

Commentaires :

Filtre de réalisation très aisée en numérique. Il représente, en numérique, l'équivalent du CR(RC)<sup>4</sup> analogique.



$$\text{CEB} = 1,075 \rightarrow 1,15 \cdot \text{CEB}_{\infty}$$

Suivant largeur du plateau

# Conclusion

