

# ECOLE IN2P3 : Techniques de base des acquisitions multi-détecteurs

l'électronique du détecteur à la mesure  
I- Généralités & Traitement Analogique du signal

- Généralités sur la mesure et l'acquisition de données
- Le signal du détecteur capacitif
- L'électronique frontale

# Le Métier d'Electronicien à l'IN2P3

Electronique		Traitement du signal	Informatique d'acquisition	Physique	Math.
Analogique	Numérique				
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			
3	High Level Synthésis				

# Les applications multi-détecteurs

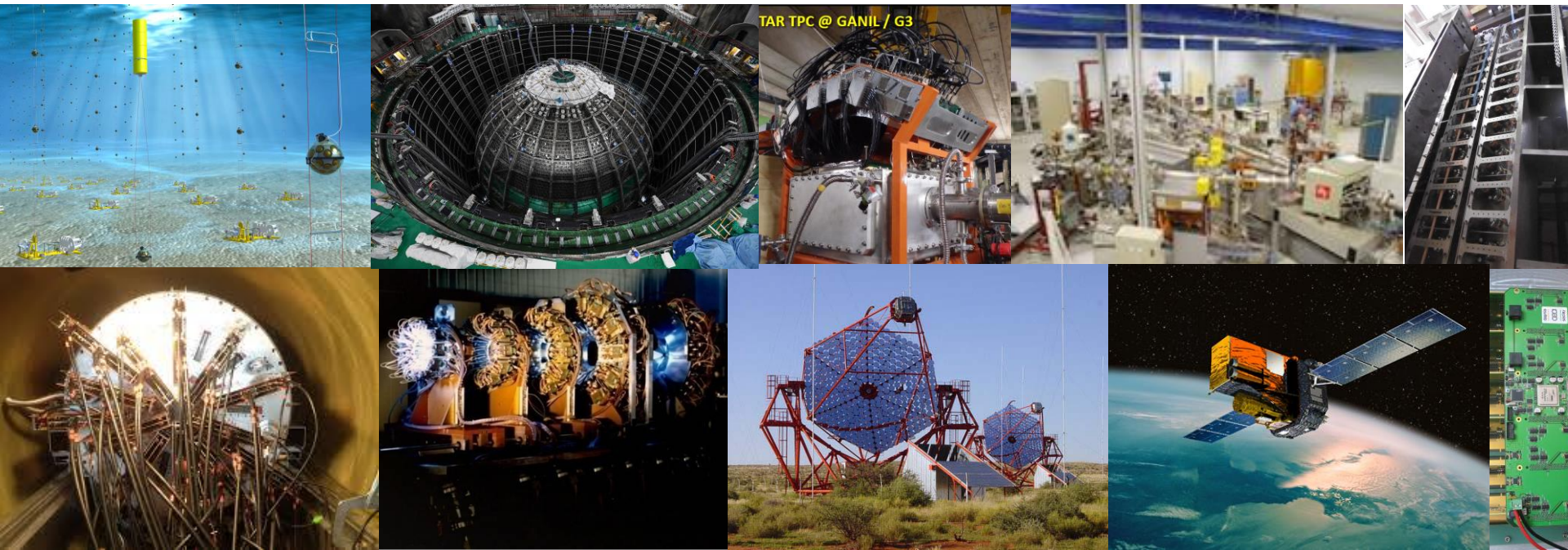
Instrumentation nucléaire : Utilisée partout où l'on cherche à mesurer les paramètres caractéristiques d'un flux de particules (p, n, pions (quarks+gluons), photons (X,  $\gamma$ ),  $\beta$ ,  $\alpha$ , e,  $\mu$ ,  $\nu$ )

→ **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:

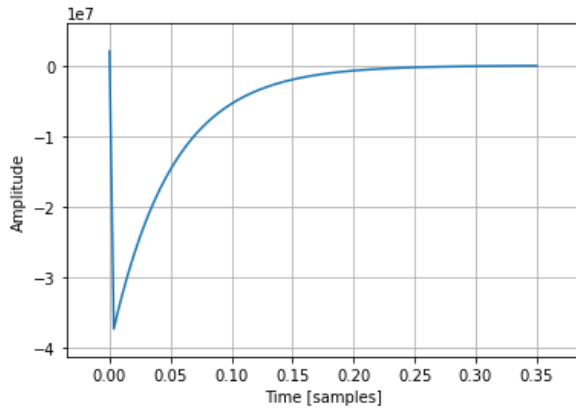
- Bruit de fond : rejection des signaux inutiles pour la mesure (technique de coïncidences, coupure)
- Perturbations : CEM (blindage, ligne de courant, mise à la masse)
- Bruit électronique : Système électronique + détecteur

## ■ Au niveau électronique, on mesure

- des tensions, du courant,
- des charges, un temps.

# Les outils nécessaires pour comprendre la suite

## Domaine Temporel



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

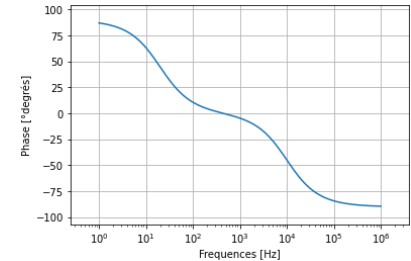
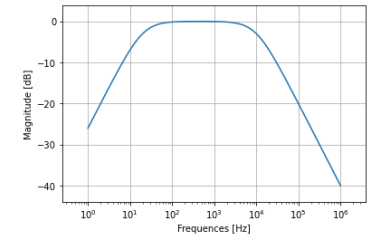
- Serie de Fourier
- Transformée de Fourier
- Transformée de Laplace



- Transformées inverses

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

## Domaine Fréquentiel

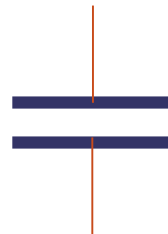


## Resistance



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

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



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

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

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

## Capacité

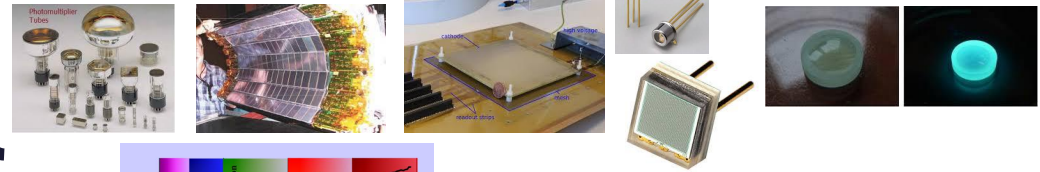
# Chaîne de mesure analogique ( Un canal unique )

Éléments d'intérêt

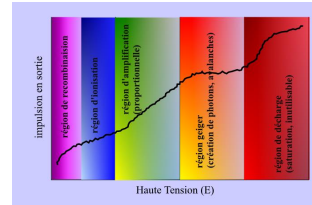
Photons (gamma, X, lumière)  
 Particules chargées (électrons, muons, ions)  
 Particules neutres (neutron, neutrino, alpha)

Conversion en charge

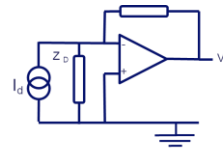
Technologie des détecteurs



Mise en mouvement des charges



Amplification du signal



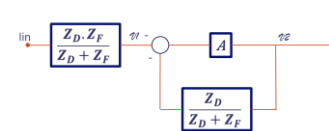
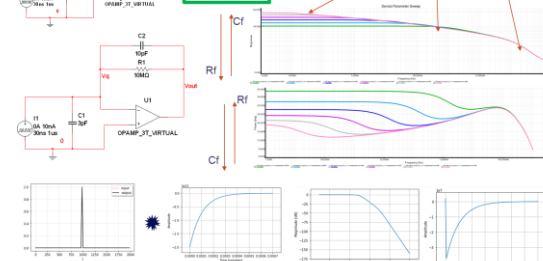
$$\frac{V_o}{i_d} = \frac{-A \cdot Z_D \cdot Z_F}{Z_D(A+1) + Z_F}$$

$$H(p) = p \cdot Qs(p)$$

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

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

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



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

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

Stabilité :

$$|A(2\pi f) \cdot \beta(2\pi f)| = 1$$

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

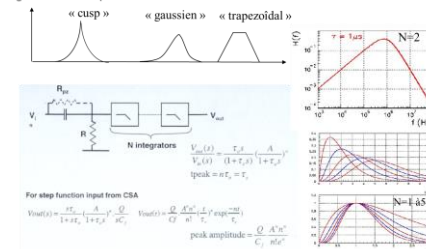
$$Z_{IN} = \frac{Z_D \cdot Z_F}{Z_D(A+1) + Z_F}$$

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

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

Optimisation du signal

• **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 :



Mesures

# Chaine de mesure analogique ( Un canal unique )

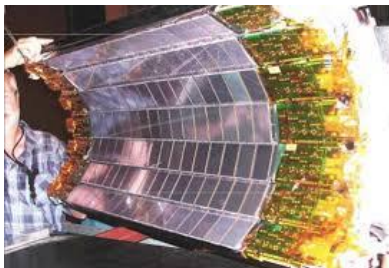
Éléments d'intérêt

Conversion en charge

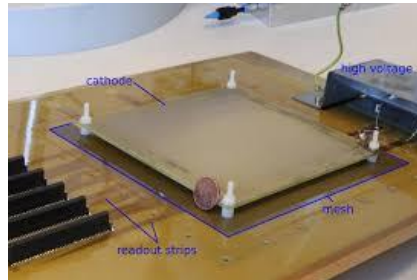
Photons (gamma, X, lumière)  
Particules chargées (électrons, muons, ions)  
Particules neutres (neutron, neutrino, alpha)  
Technologie des détecteurs



Photomultiplicateurs



Semi-conducteurs

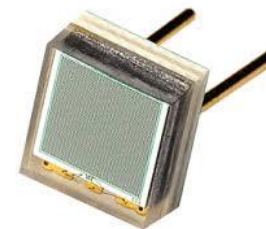


Détecteurs à gaz



Scintillateur

Diodes :  
APD  
SiPM





# Chaine de mesure analogique ( Un canal unique )

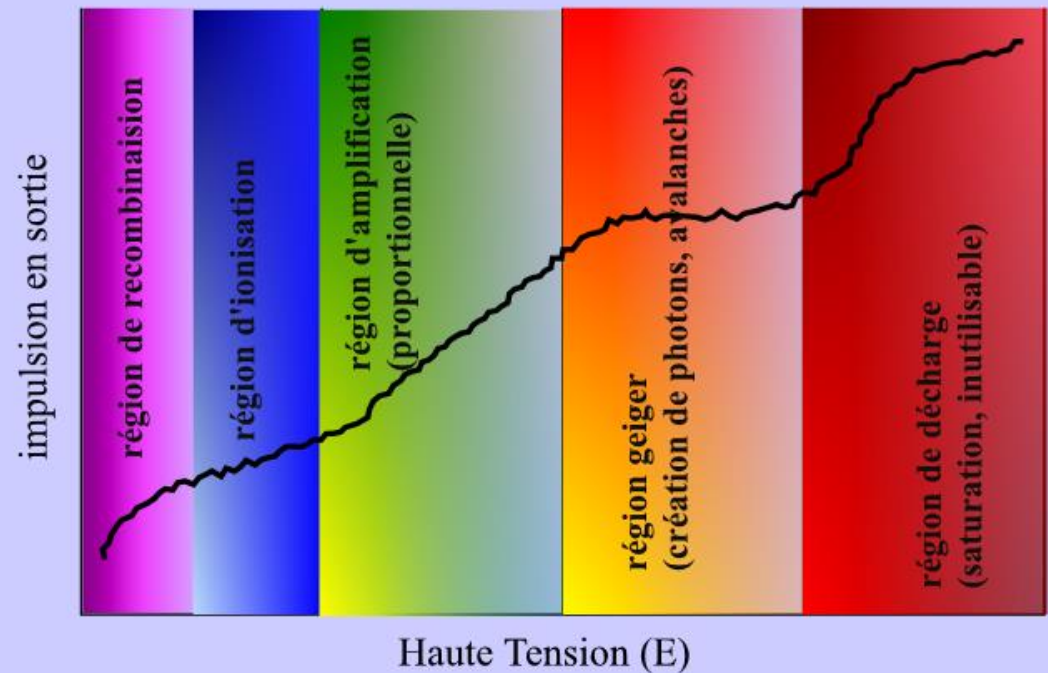
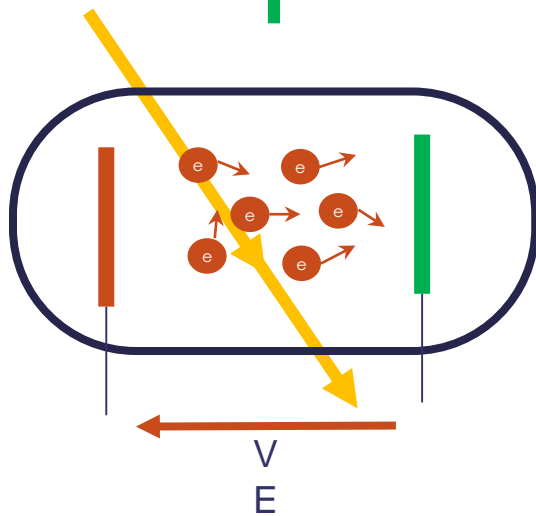
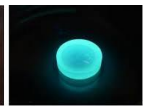
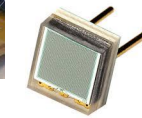
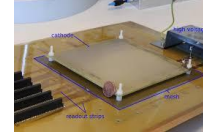
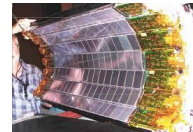
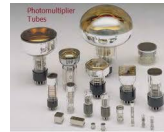
Éléments d'intérêt

Conversion en charge

Mise en mouvement des charges

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

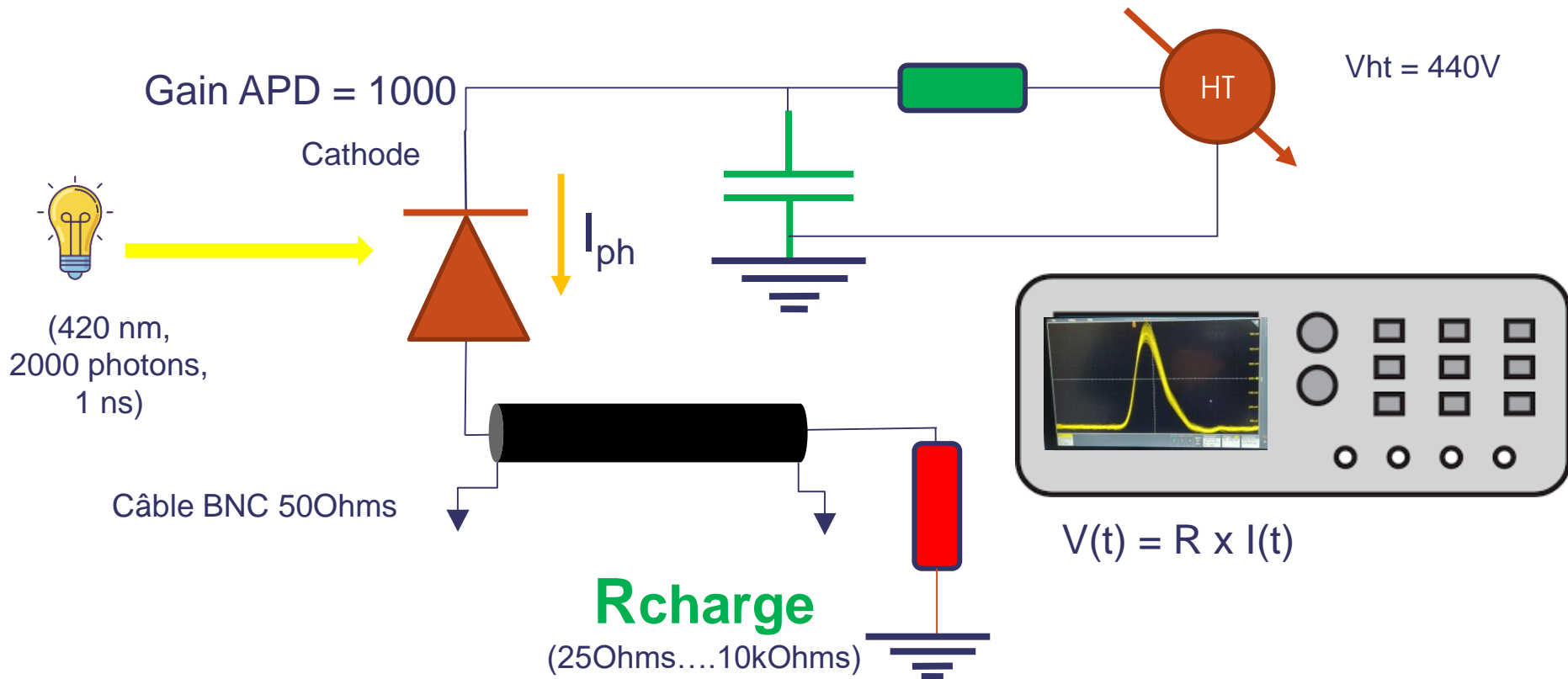
Technologie des détecteurs



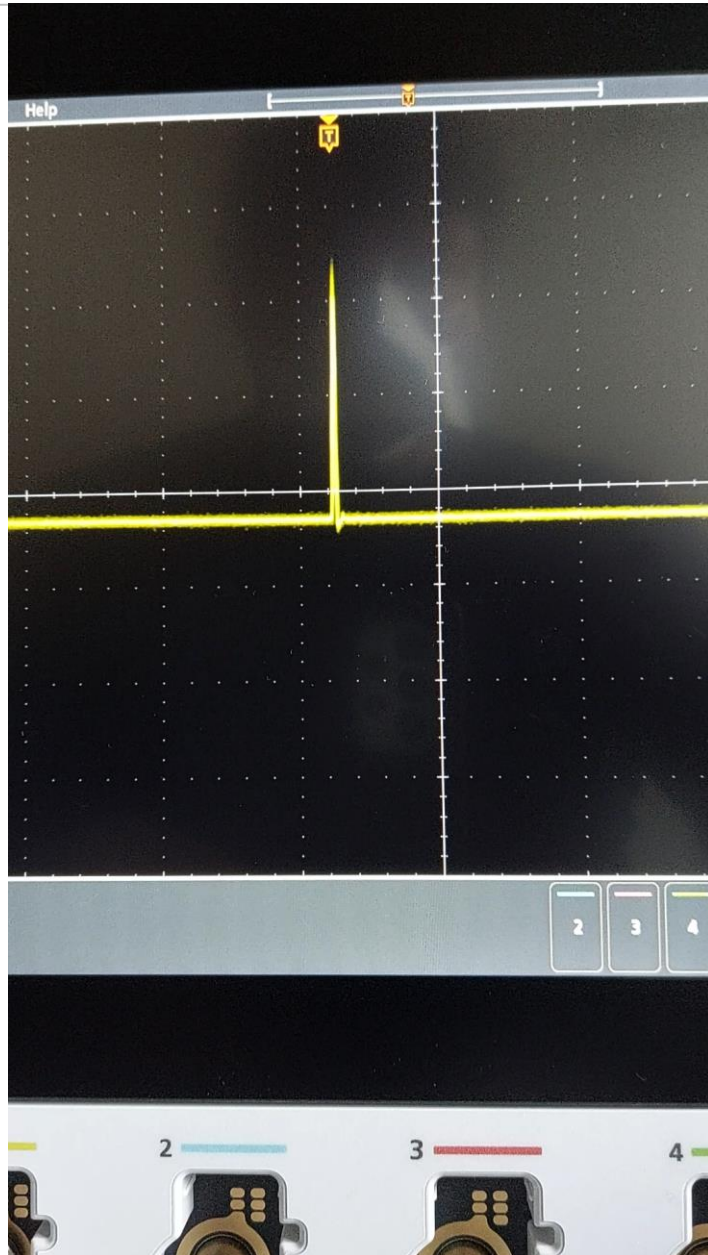
# Le signal issu d'un détecteur



## Signaux APD S8664-10K

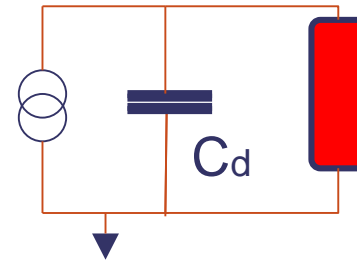


# Le signal issu d'un détecteur

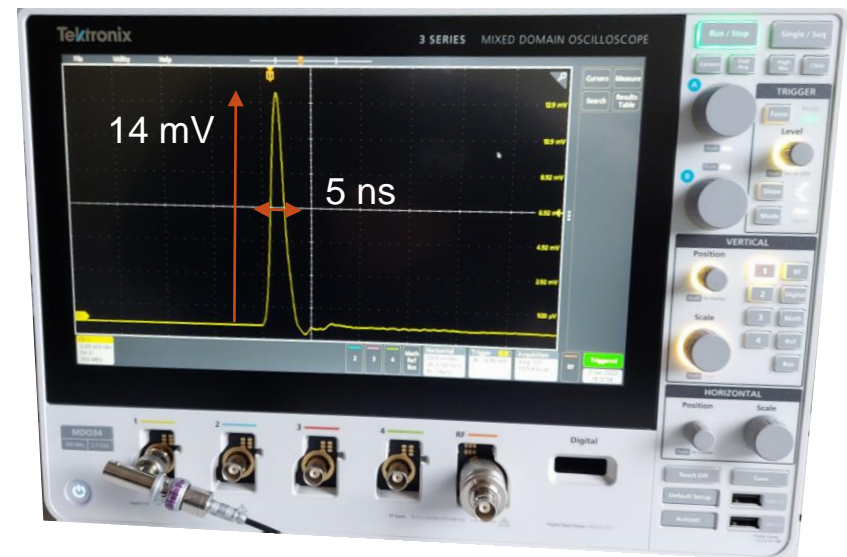


Interprétation du signal :

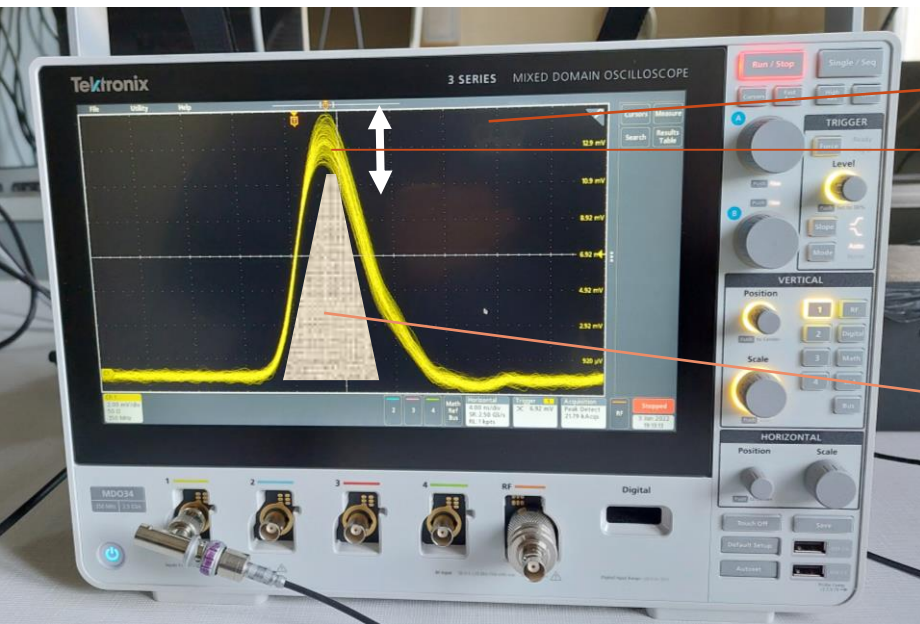
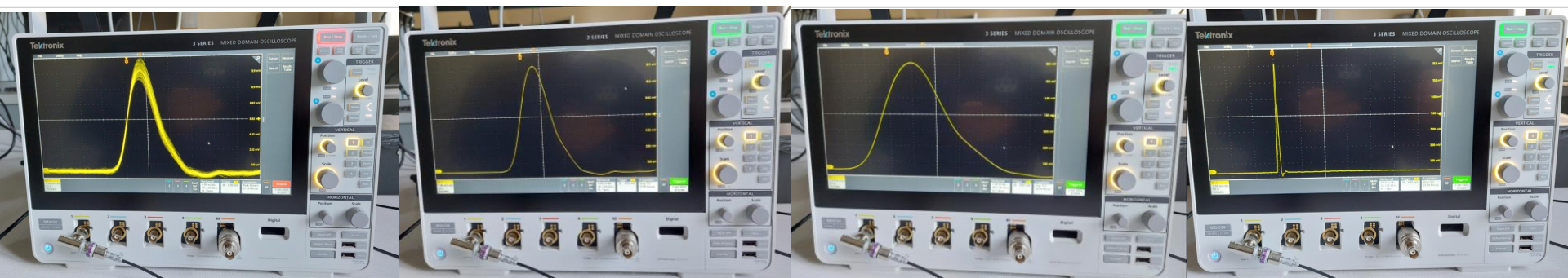
$R_{\text{charge}} = 50 \text{ Ohms}$



**Rcharge**



# Le signal issu d'un détecteur



Erreur de Mesure (Bruit)

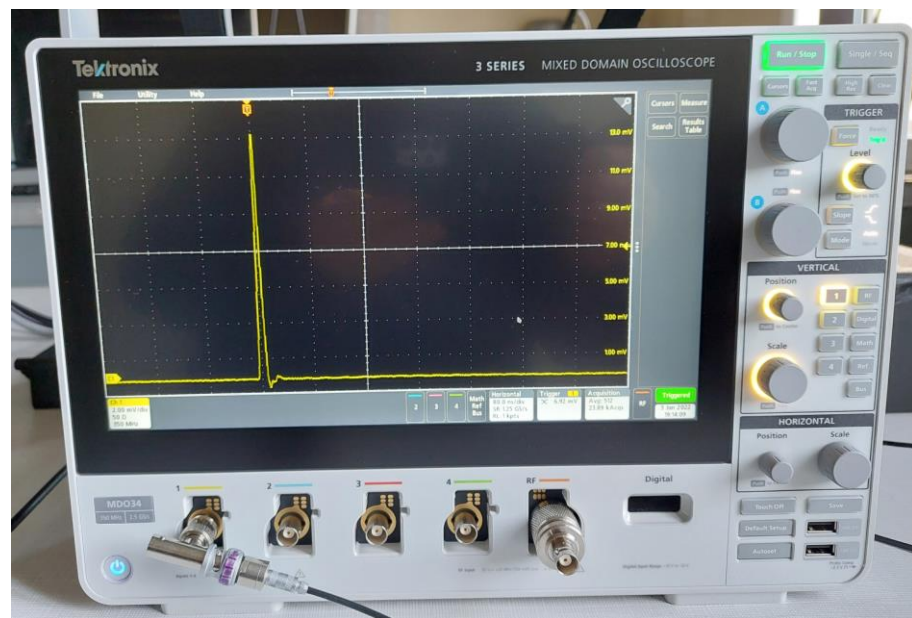
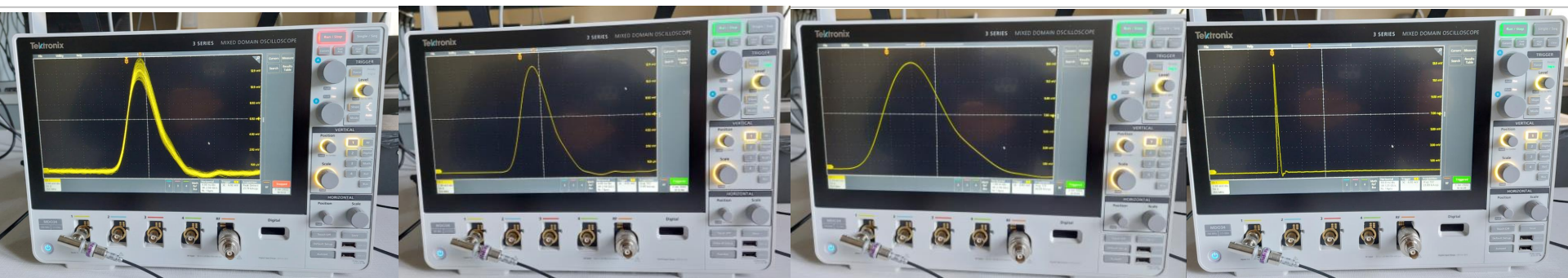
$$Q(t) = \int i(t) \cdot dt$$

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

❑ Forme du signal :

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

# Le signal issu d'un détecteur



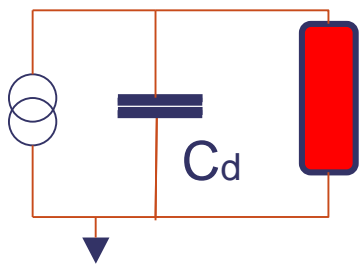
$$V(t) = \frac{R_{charge}}{K} e^{-\frac{t}{R_{charge}C_d}} * I(t)$$

## Modélisation de I(t)

Signal Détecteur = Signal de Dirac

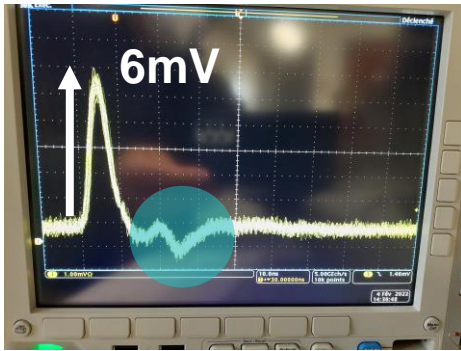
- $D(t) = I$  si  $t = 0$ ,
- $D(t) = 0$  si  $t > 0$

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



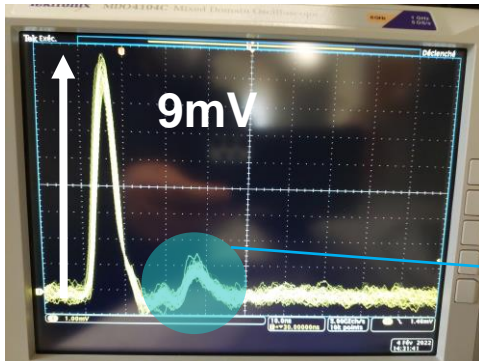
**Rcharge**

# Influence de Rcharge et du câble



Rcharge = 25 Ohms

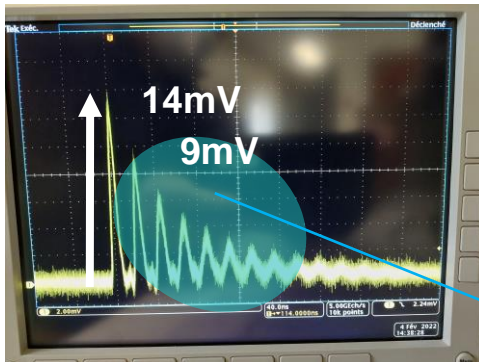
$$\rho = \frac{-25}{75} = 0,33$$



Rcharge = 75 Ohms

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

$$1,8mV = 9mV \cdot 0,2$$



Rcharge = 500 Ohms

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

Câble BNC 500ohms

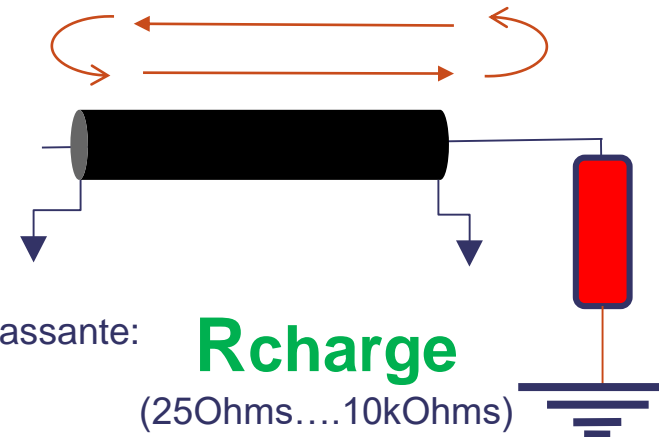
$\rho = 0,64 \rightarrow$  influence de la bande passante:  
 $RC * 10 \rightarrow BP / 10$

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

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

Réflexion des ondes dans un câble chargé.

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

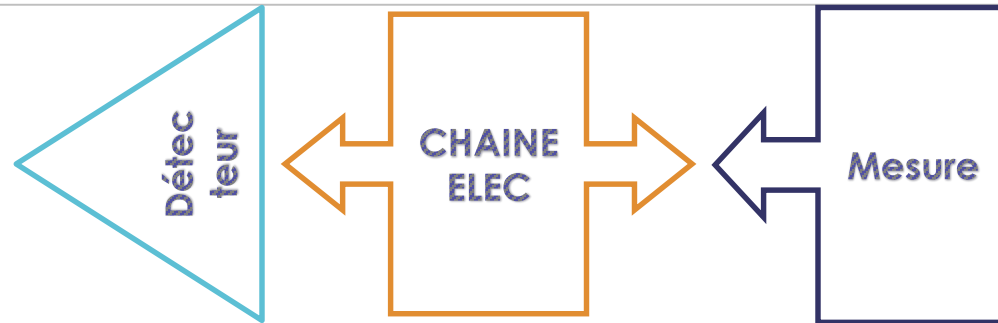


### Conclusion

- 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

Phénomène Physique

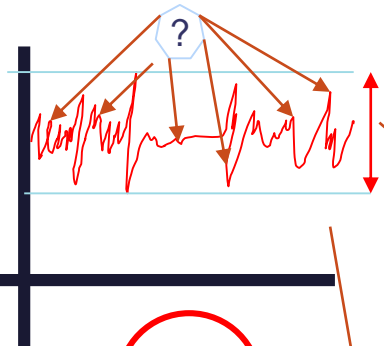


PAC:  $V_{max}$  ppl Q

Inconnue  
Désirable :  
Mesure parfaite



Quelle est la valeur vraie  
De la mesure ?



## BRUIT D'INTERFERENCE :

Interaction du système avec le monde extérieur

une partie du système interagit avec le reste des fonctions

→ Compatibilité Electromagnétique

## BRUIT INHERENT :

Phénomènes aléatoires dont nous ne maîtrisons pas la venue  
Nous ne pouvons traiter que les conséquences

POURQUOI !!!!



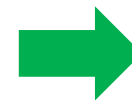
Connaître  
les phénomènes



Comprendre  
les phénomènes

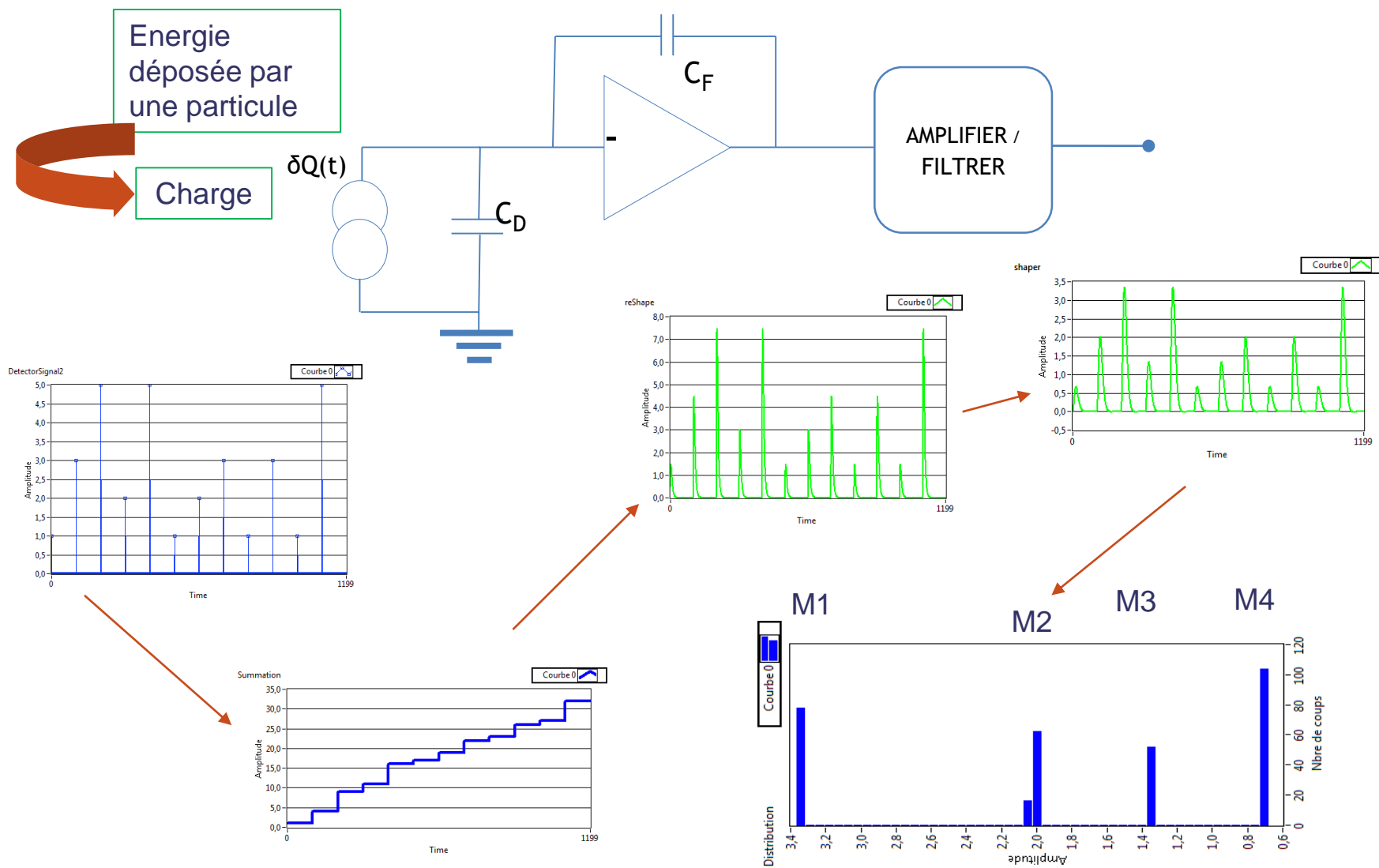


Maîtriser, influencer sur  
les phénomènes

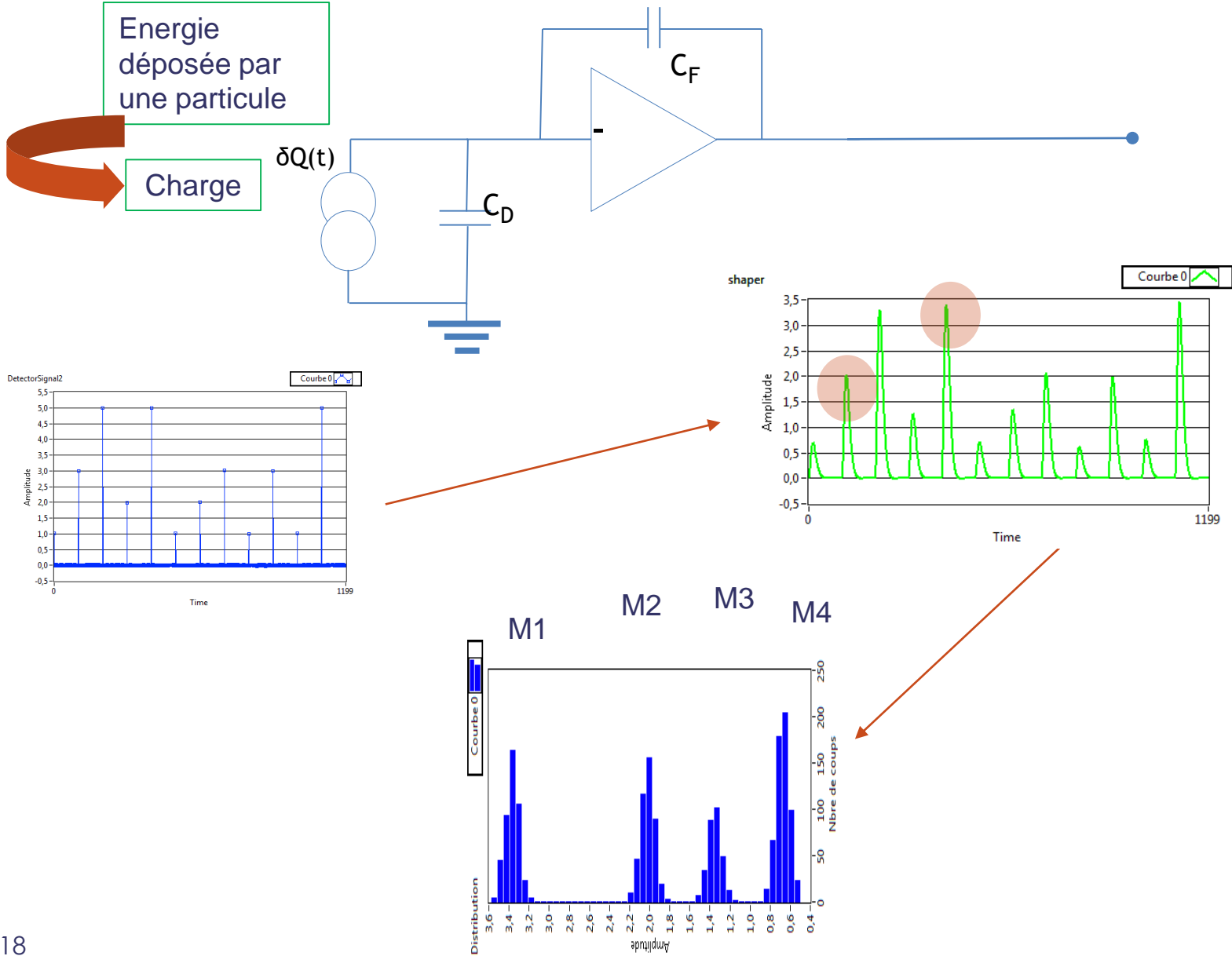




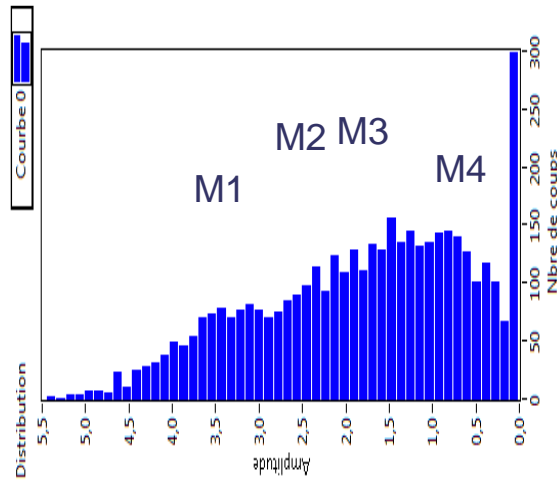
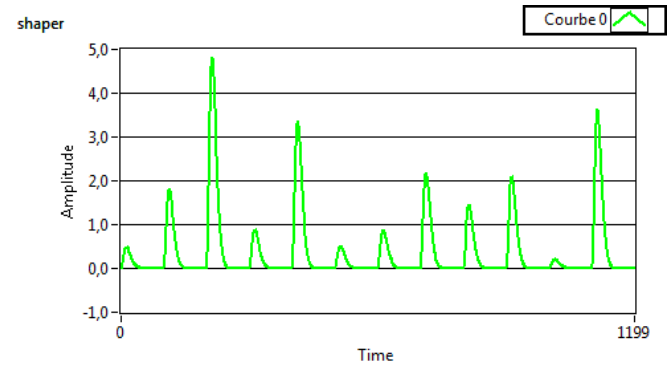
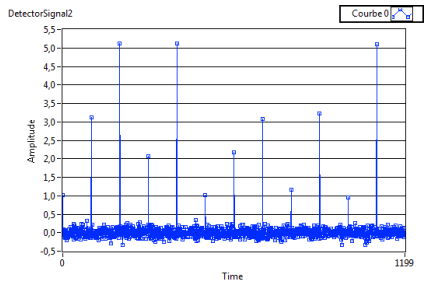
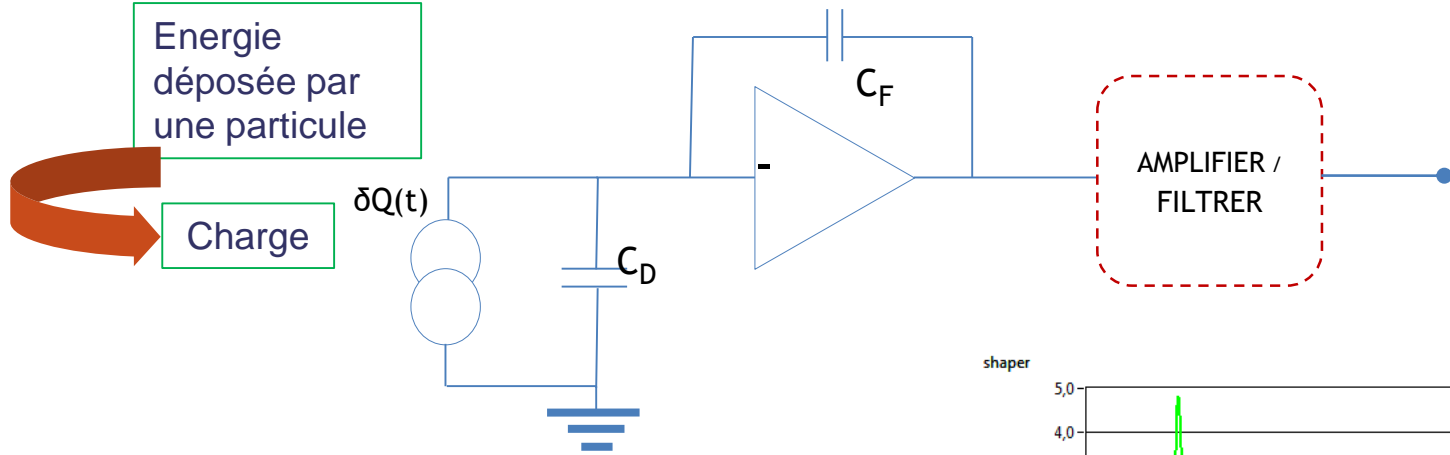
# Chaîne électronique front-end (mesure de charges)



# Problématique du bruit



# Problématique du bruit



Ligne de Base



- **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

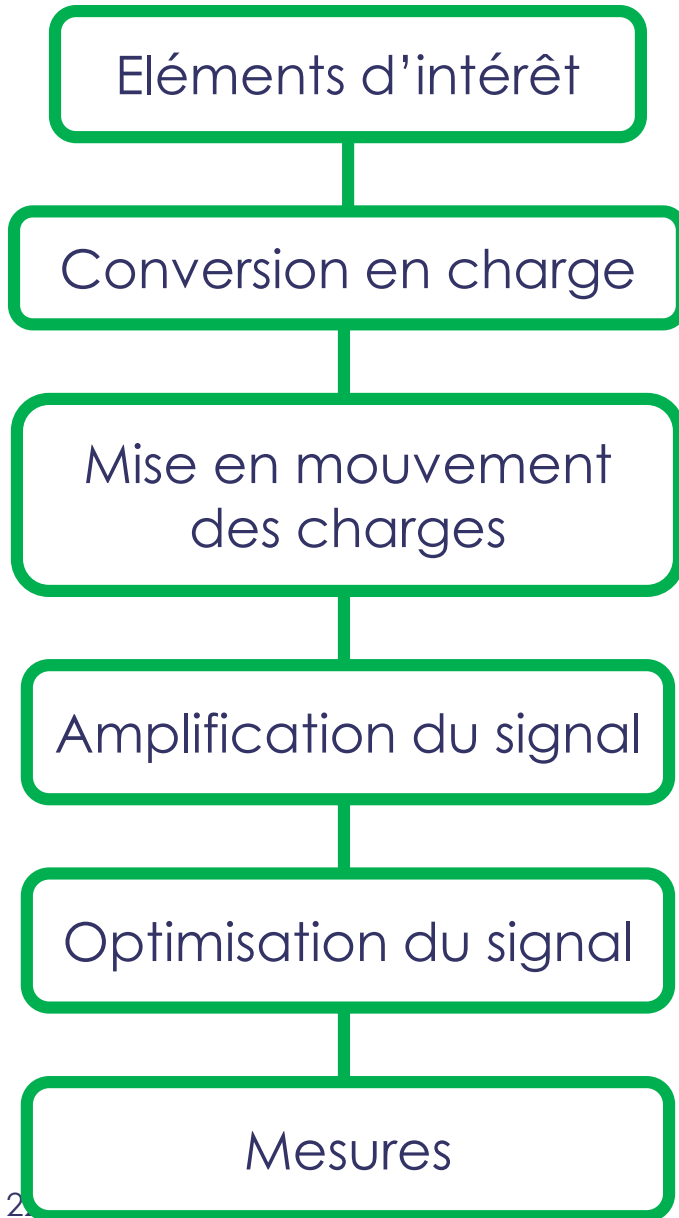
## Les bruits typiques (1)

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**

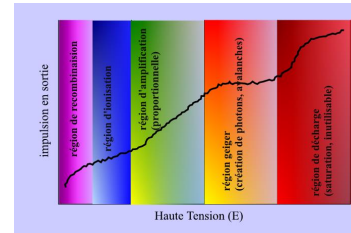
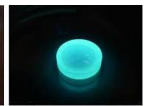
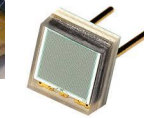
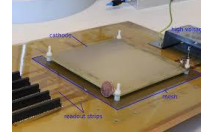
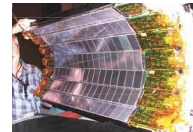
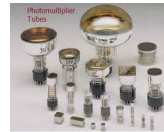
$$\sigma^2_{\text{total}} = \sigma^2_{\text{det}} + \sigma^2_{\text{pu}} + \sigma^2_{\text{ba}} + \sigma^2_{\text{elec}}$$

# Le filtrage optimal



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

## Technologie des détecteurs



Amplification du signal



PAC, PAI

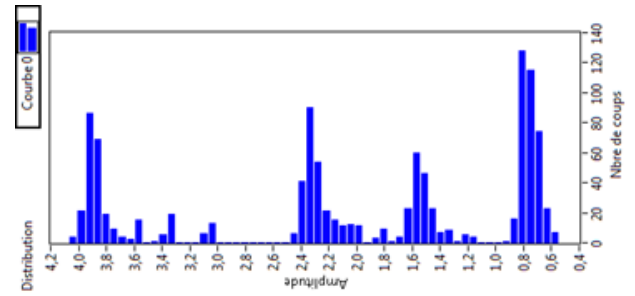
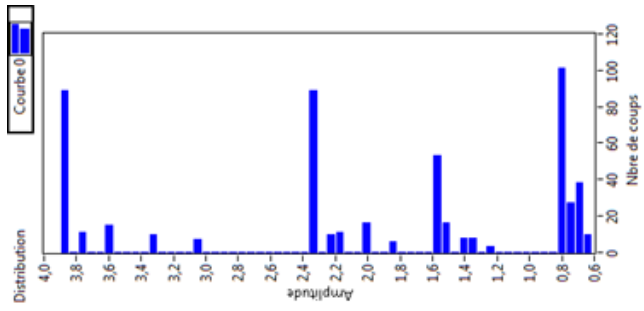
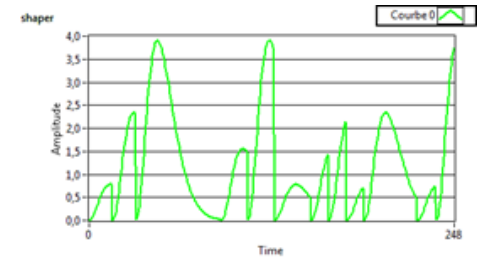
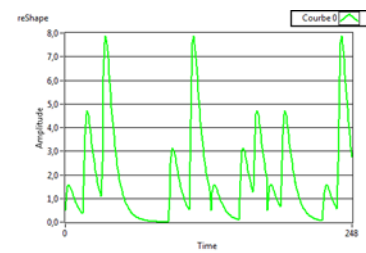
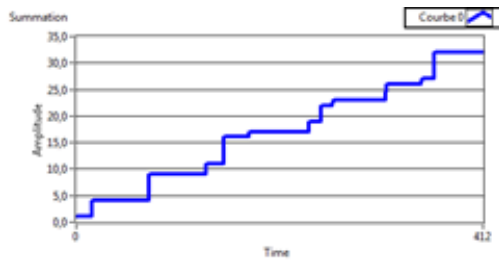
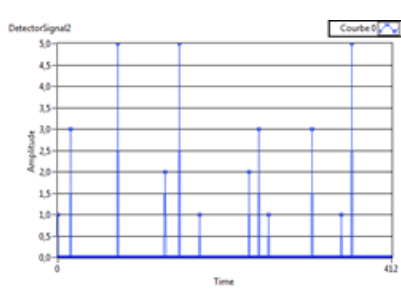
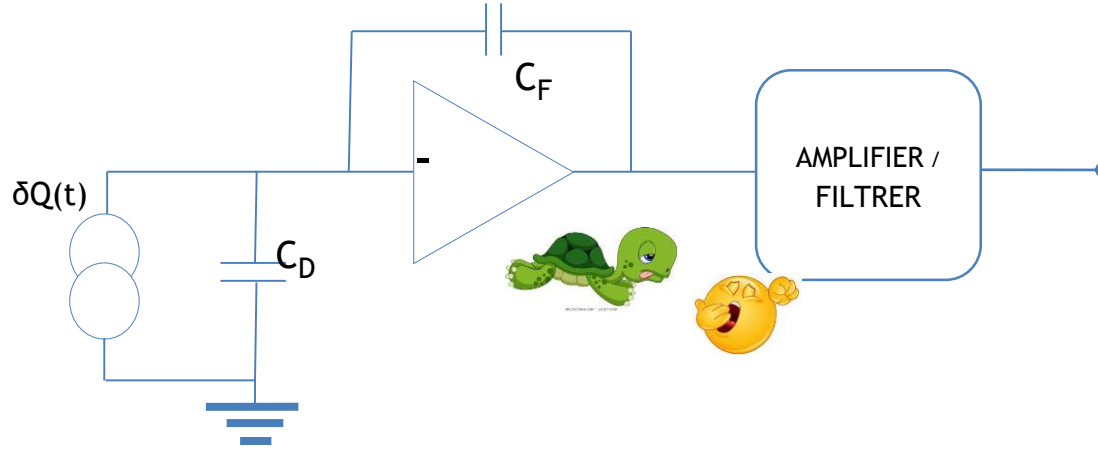
Optimisation du signal



**Recherche de la  
meilleure estimation de  
la mesure**

→ *En tenant compte des bruits*

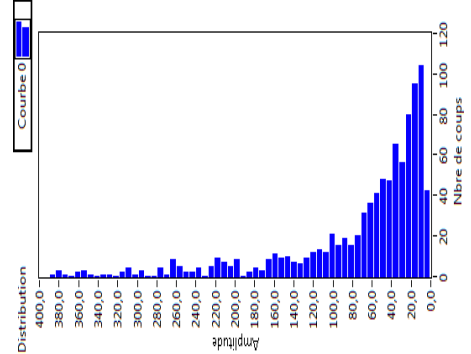
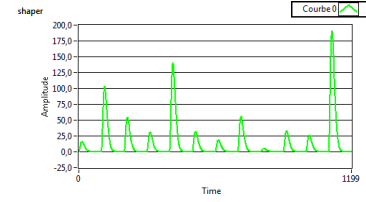
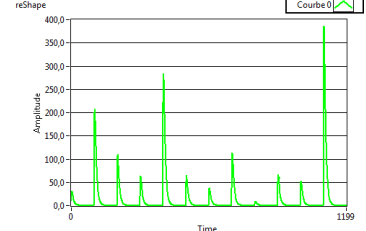
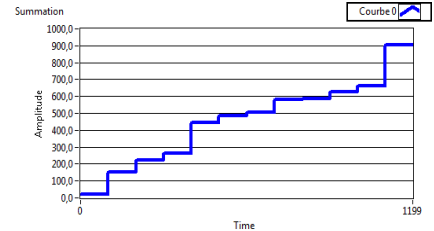
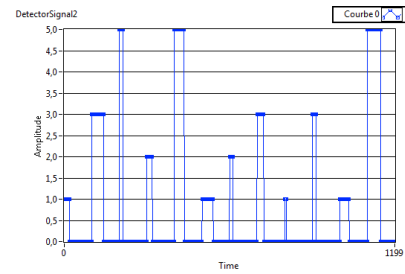
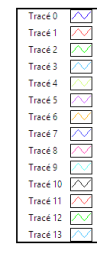
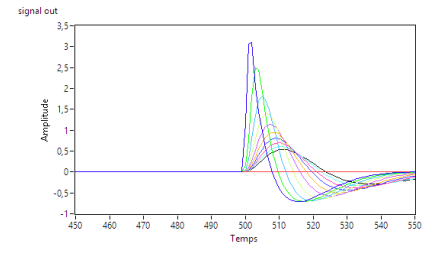
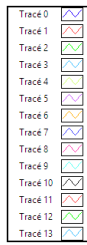
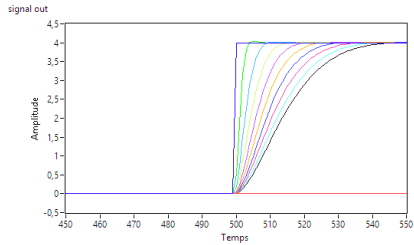
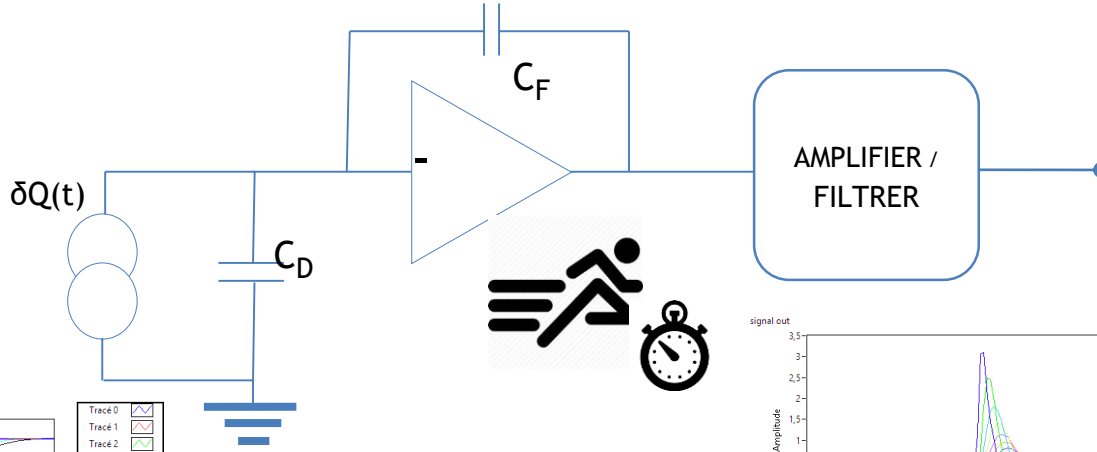
# Les bruits typiques (2) : Empilements



Sans bruit

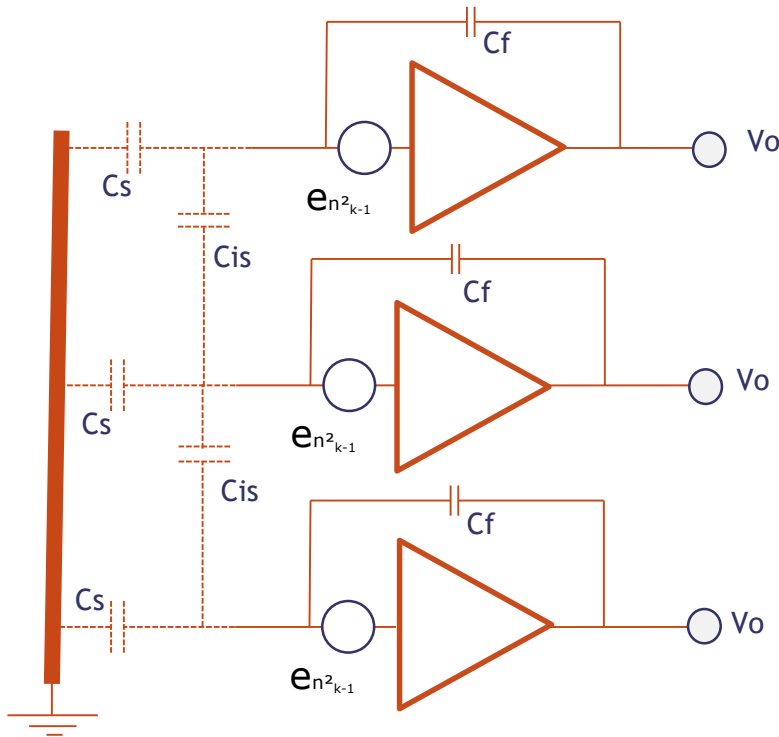
Avec bruit

# Les bruits typiques (3) : Deficit balistique





## Les bruits typiques (4) : crosstalk



$$v_o^2 = e_{n^2_k} \cdot [(2C_{is} + C_s + C_f)^2 + 2C^2_{is}] / C^2_f$$

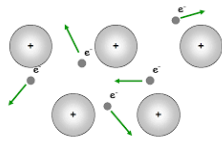
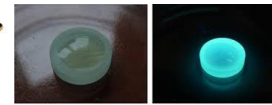
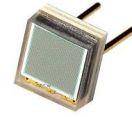
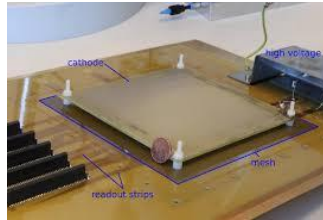
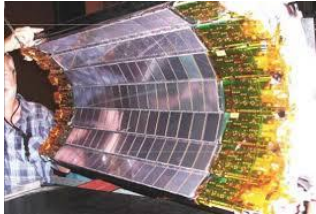
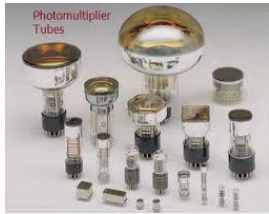
Capacité plan :

$$C = \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot S / e_p$$

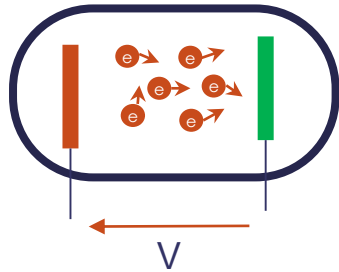
### Crosstalk influence :

- Le Bruit
- Le Signal
- Les interférences

# Les bruits typiques (5): bruit des détecteurs



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



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

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

- Porteurs et leur vitesse statistiquement non corrélés
- Variation du nombre de porteur
- Variation de leur vitesse

Bruit thermique, constante jusqu'à la limite de Planck

La variation du nombre de porteurs a plusieurs origines :

- **Emission de porteurs à travers une barrière de potentiel** : « shot noise » et à un spectre blanc (constant).
- **Piégeage de porteurs dans les impuretés des semi-conducteurs ou des gaz** : spectre de puissance de bruit dépendant inversement de la fréquence

## Les bruits typiques (6): Bruit de la chaîne électronique

En temps qu'électronicien :

→ **comprendre et maîtriser** l'ensemble des composants de la chaîne de traitement de signal analogique

- les résistances, les capacités, les inductances et les transistors.

→ **des composants imparfaits**

- des phénomènes naturels génèrent une fluctuation aléatoire des courants et tensions.

**Objectif** : comprendre la nature statistique des différents phénomènes pour les minimiser  
avoir un signal utile bien supérieur aux signaux perturbant la mesure.

La résolution de la mesure dépend donc des différents bruits :

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

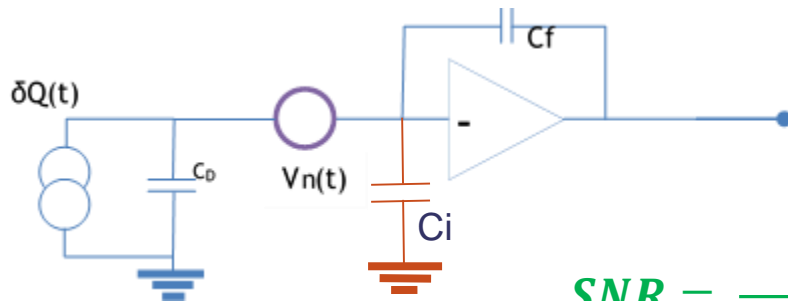
# Analyse temporelle du bruit :

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  $Q_{in}$



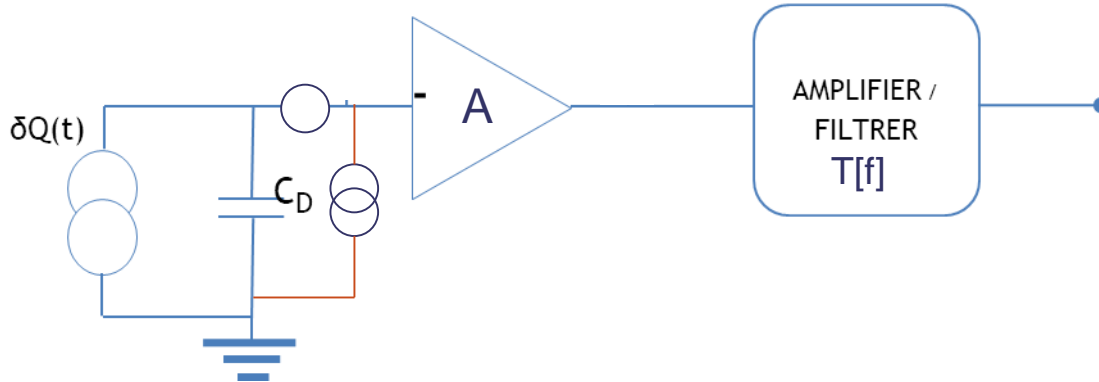
**ENC** → **SNR = 1** donc,  $ENC = V_n(C_d + C_i)$   
exprimé en e-rms

Charge équivalente de Bruit :

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

# Analyse temporelle du bruit :

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

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

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

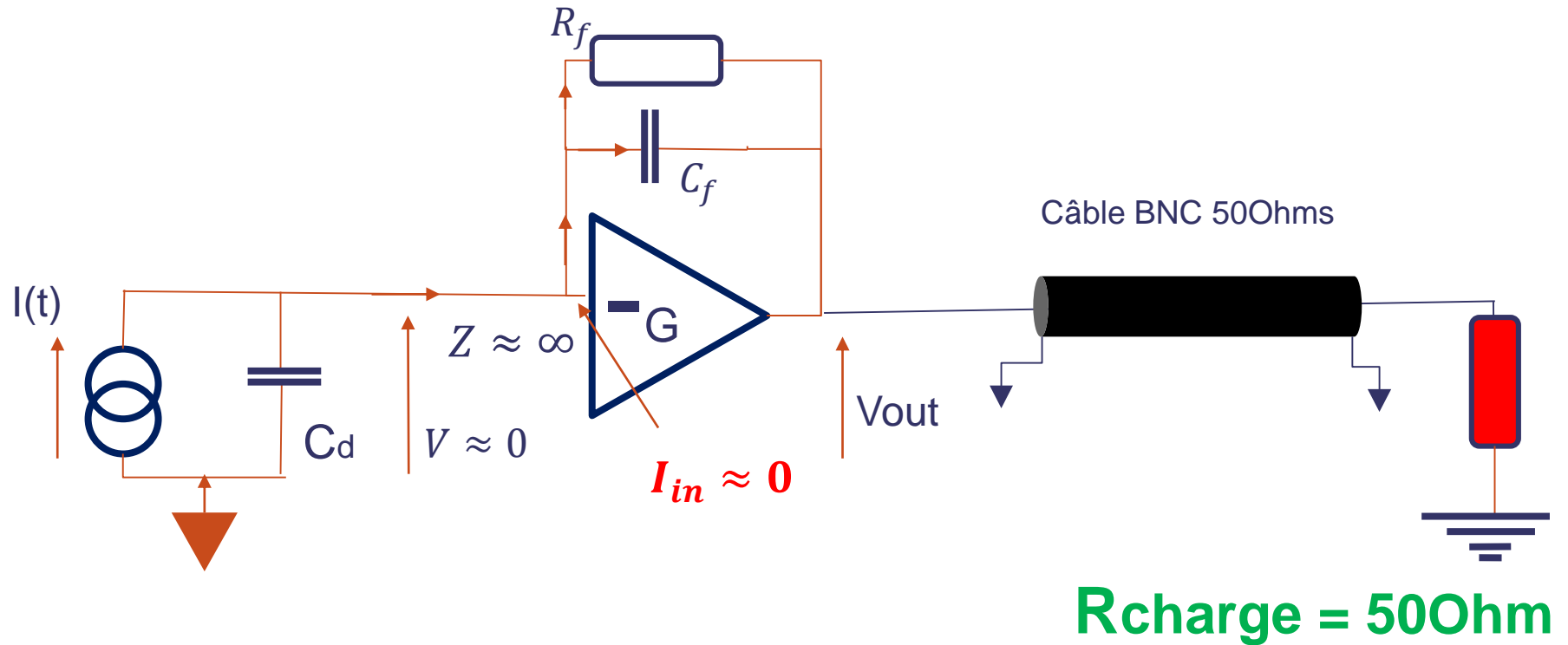
$$[V_n^2] = \left[ \frac{1}{2\pi} A^2 \int_{-\infty}^{+\infty} \left( a + \frac{b}{w^2(C_d + C_i)^2} \right) \cdot |T(w)|^2 \cdot dw \right]^{1/2}$$

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

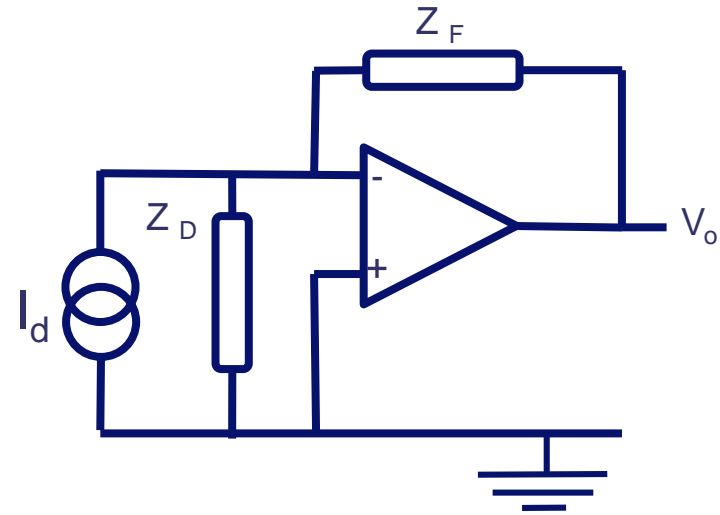
$$ENC = \frac{\left[ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left( a(C_d + C_i)^2 + \frac{b}{w^2} \right) \cdot |T(w)|^2 \cdot dw \right]^{1/2}}{MAX \left\{ L^{-1} \left[ \frac{T(s)}{s} \right] \right\}}$$

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

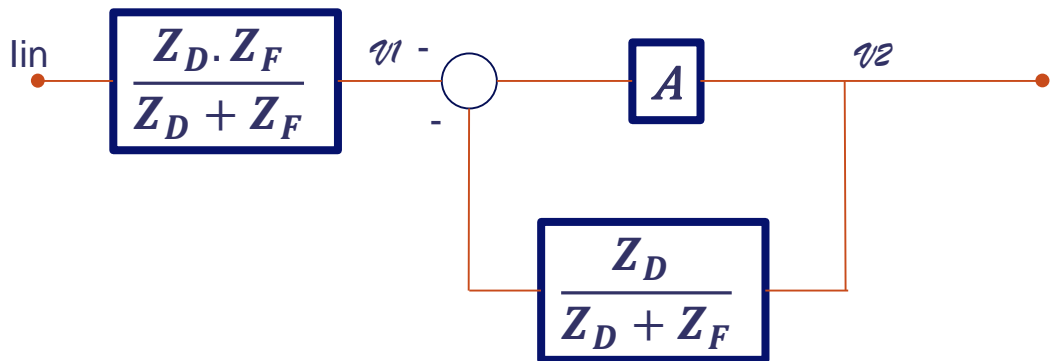
# L'amplification idéal: Principe



# L'amplification idéal: Théorie



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



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

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

Stabilité :

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

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

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

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

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

# L'amplification idéal: Théorie

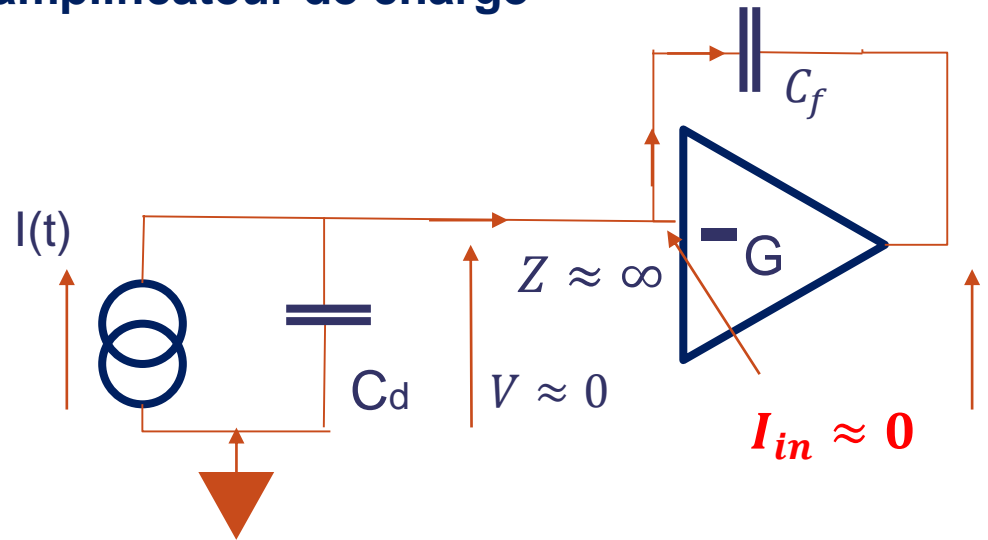
$$\frac{V_{out}}{I_d} = \frac{-R_f \times G}{(1 + j\omega R_f C_f)(1 + G)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{j\omega R_f C_d}{(1 + G)(1 + j\omega R_f C_f)}}$$

**1<sup>er</sup> Cas:**  $\omega R_f C_f \gg 1$  et  $G \gg 1 \rightarrow$  Preamplificateur de charge

$$\frac{V_{out}}{I_d} = \frac{-1}{j\omega C_f} \rightarrow V_{out} = \frac{-Q}{C_f}$$

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

C'est un intégrateur parfait

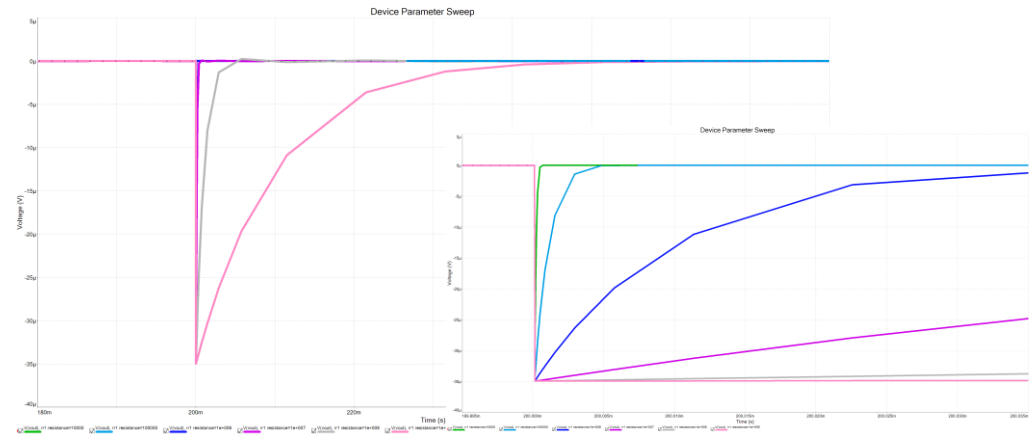
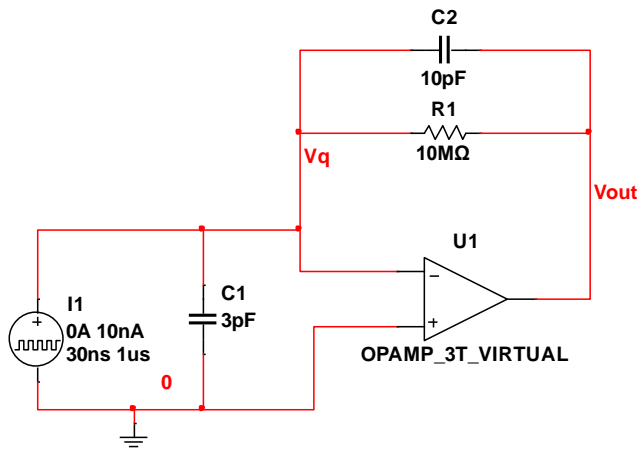
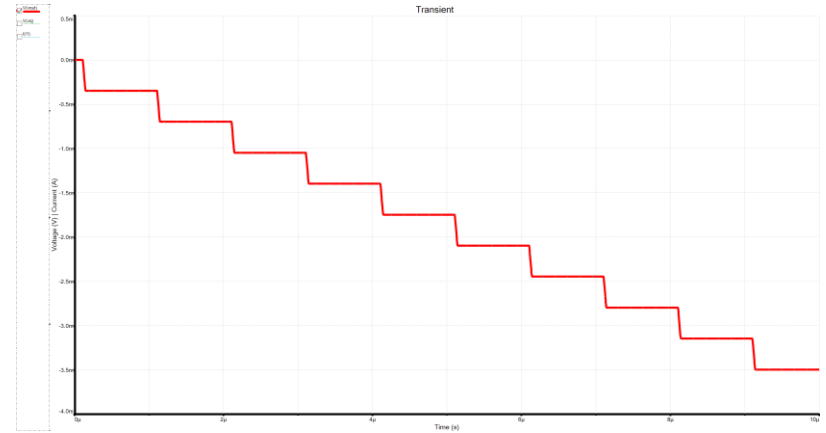
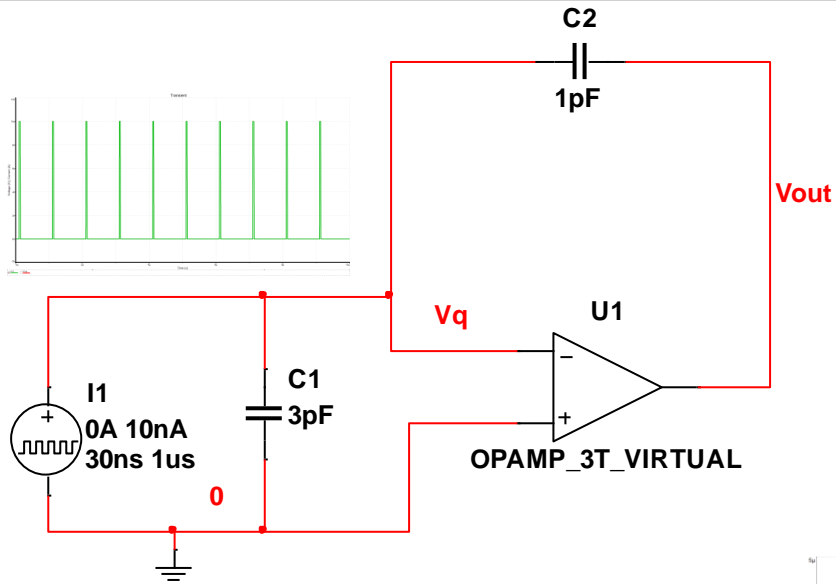


**2<sup>em</sup> Cas:**  $G \gg 1 \rightarrow$  Preamplificateur de charge si  $R \gg 10\text{Mohm}$

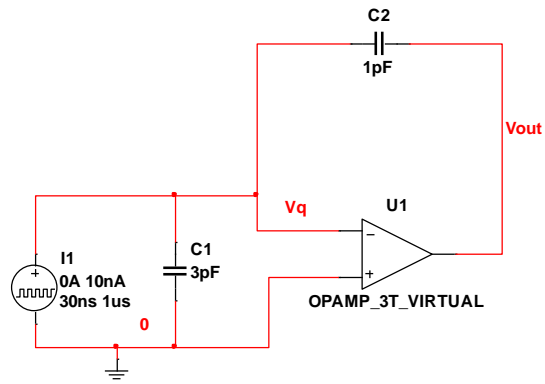
$$\frac{V_{out}}{I_d} = \frac{-R_f}{(1 + j\omega R_f C_f)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{C_d}{G \cdot C_f}}$$



# Le signal du Détecteur : préampli de charge



# Application: Preampli de charge

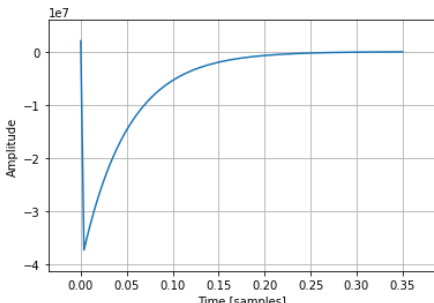
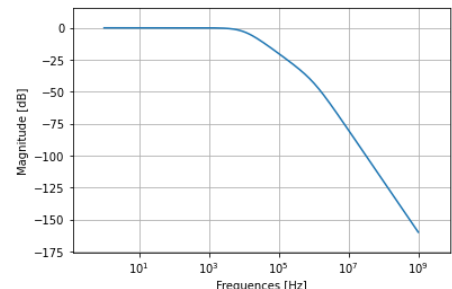
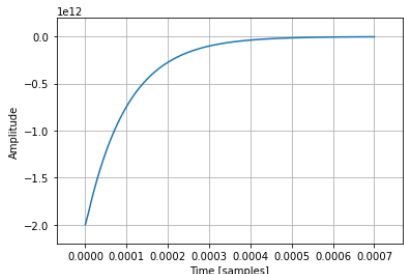
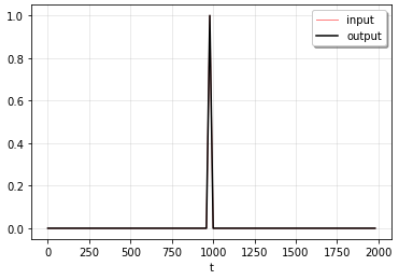
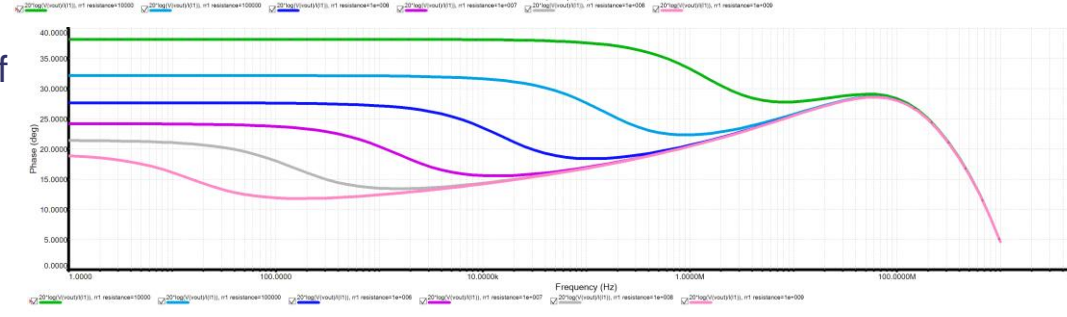
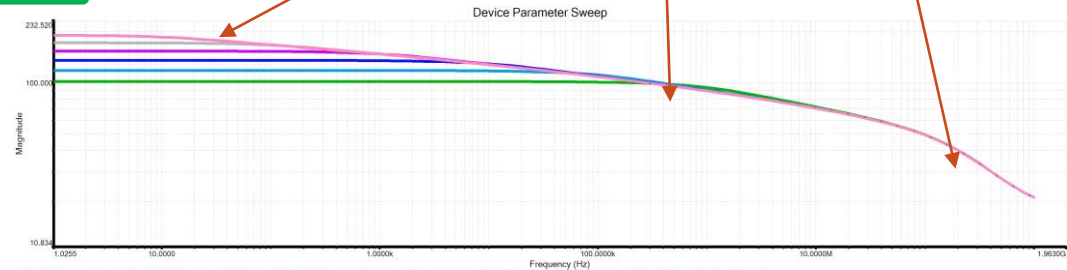
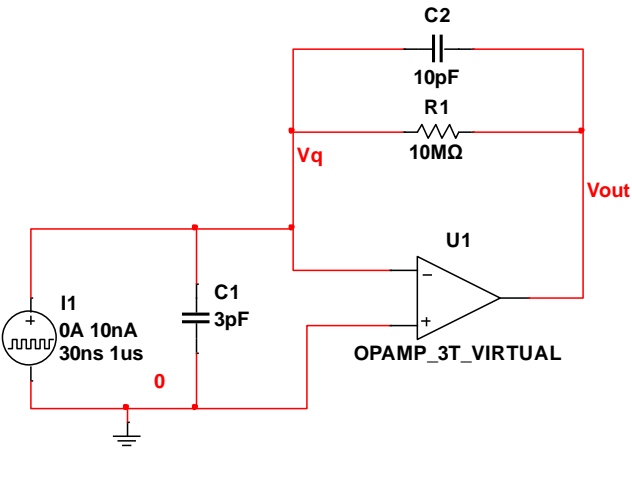


$$I(p) = p \cdot Q_s(p)$$

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

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

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

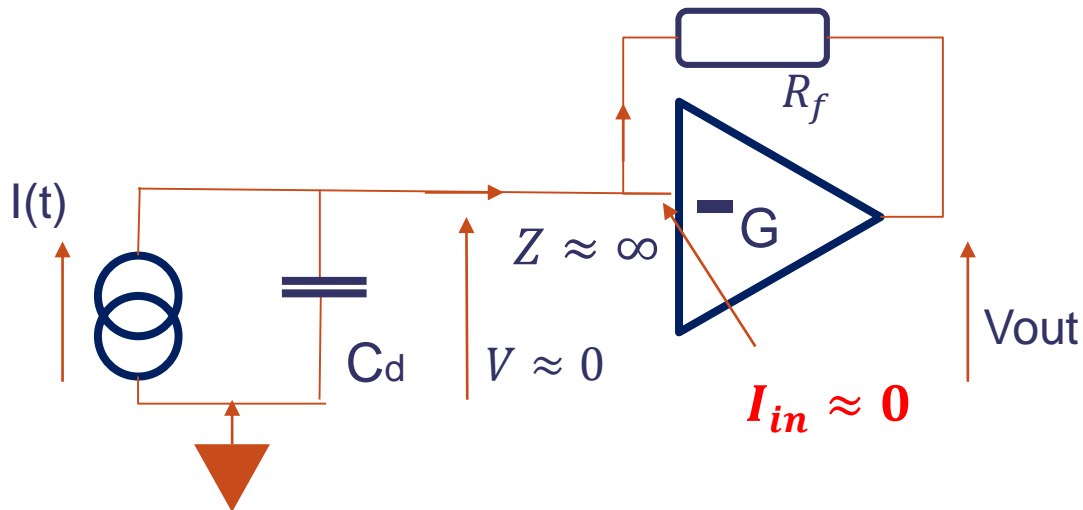


# L'amplification idéal: Théorie

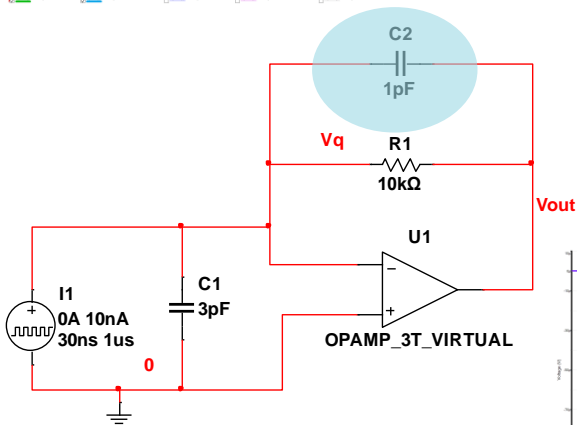
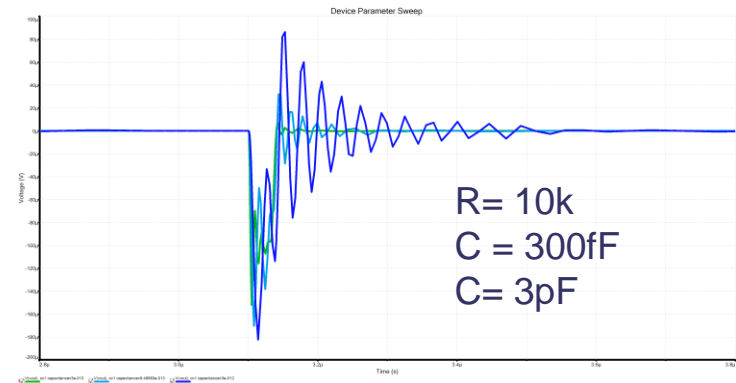
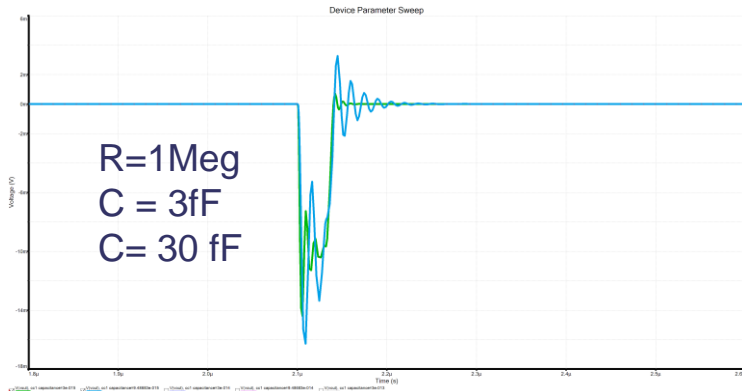
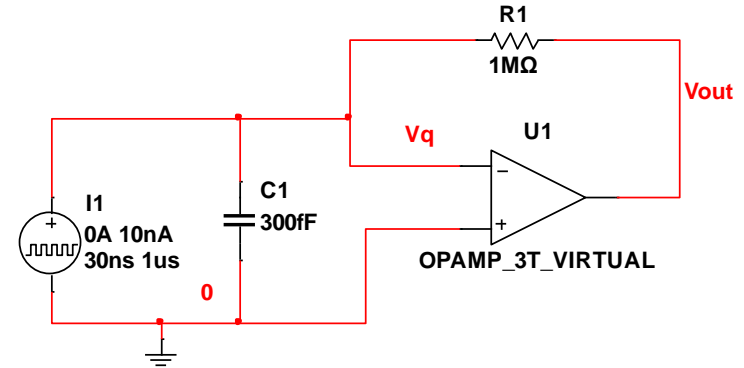
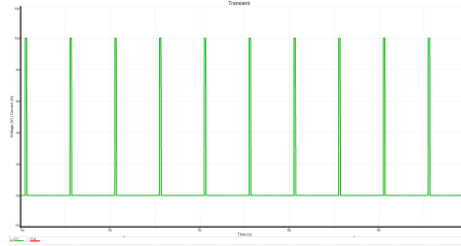
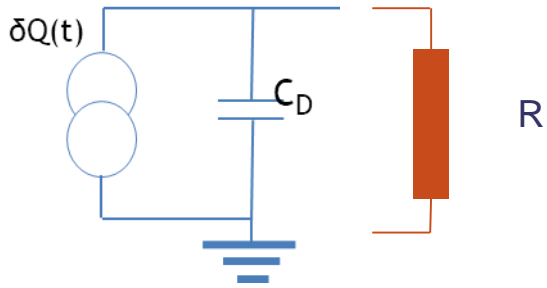
$$\frac{V_{out}}{I_d} = \frac{-R_f \times G}{(1 + j\omega R_f C_f)(1 + G)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{j\omega R_f C_d}{(1 + G)(1 + j\omega R_f C_f)}}$$

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

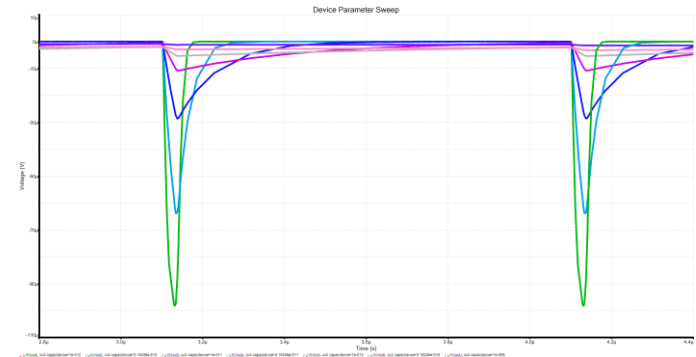
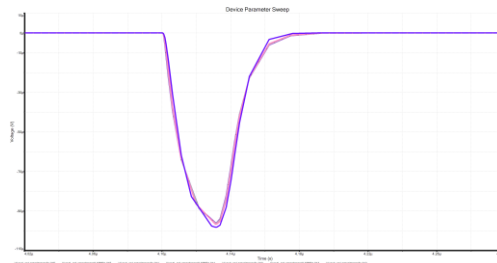
$$\frac{V_{out}}{I_d} = \frac{-R_f}{(1 + j\omega R_f C_f)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{C_d}{G \cdot C_f}} \approx -R_f \text{ (Cas idéal)}$$



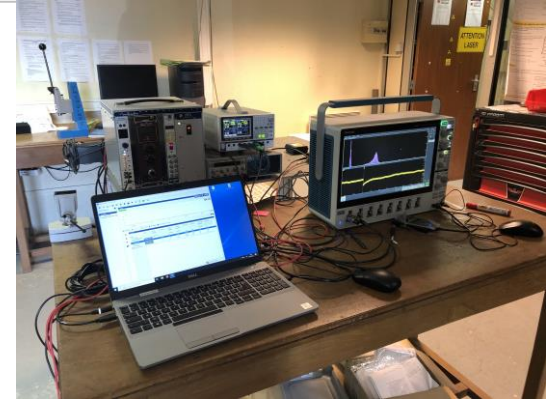
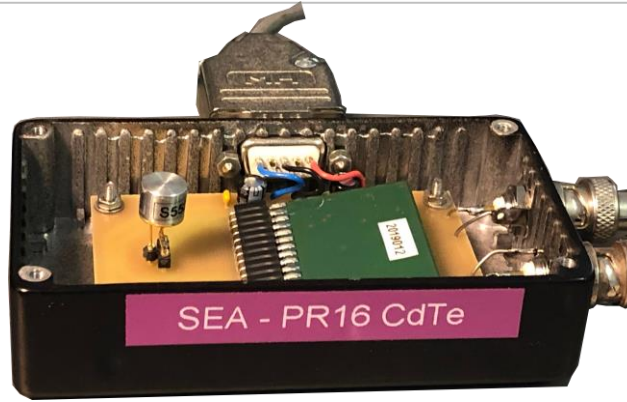
# Le signal du Détecteur : préampli de courant



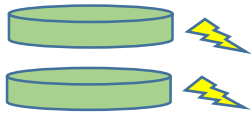
- $R=10k$
- $C1=3pF$
- $C2=1pF - 1nF$



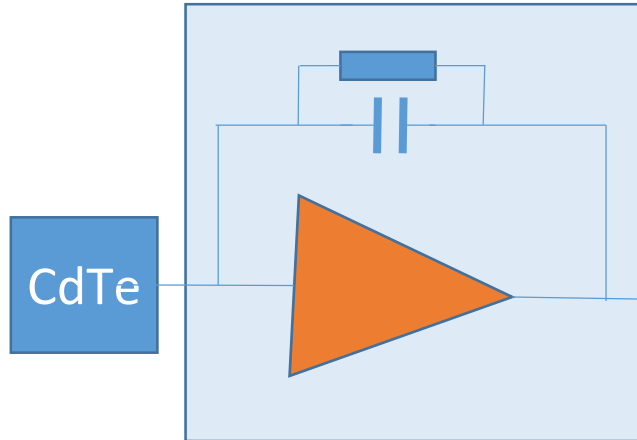
# Etude cas avec un détecteur CdTe



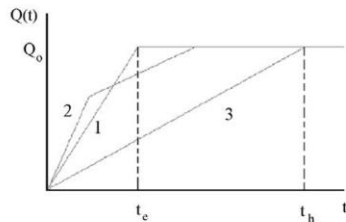
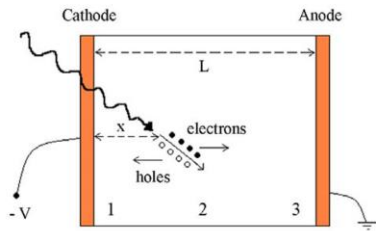
Cobalt57,  
sodium22



CdTe:  
4mm x 4mm x 2mm

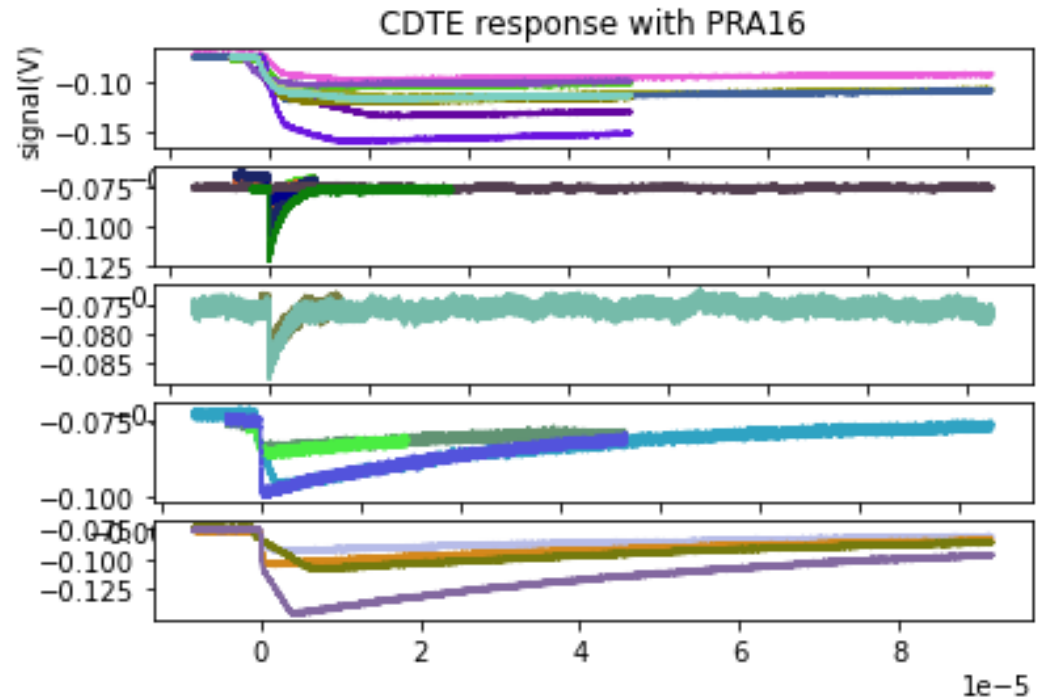
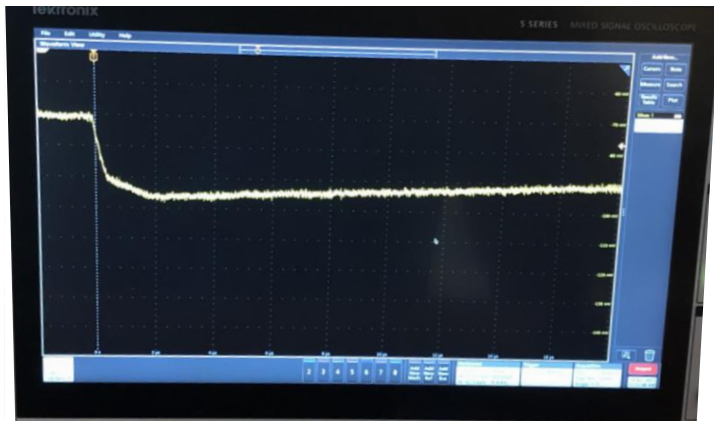
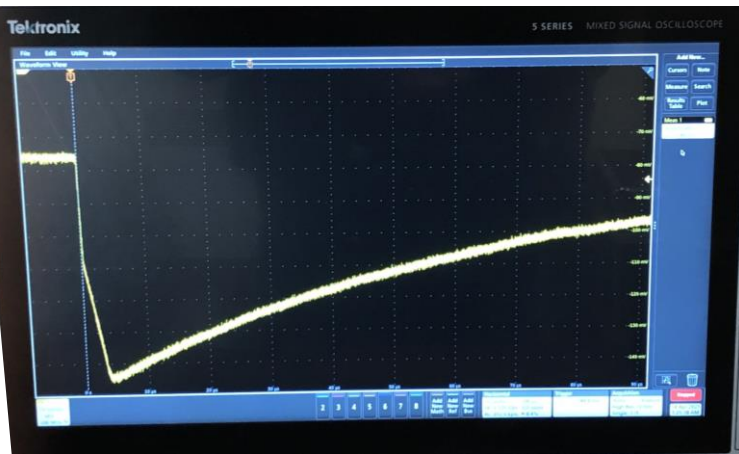


# Etude cas avec un détecteur CdTe

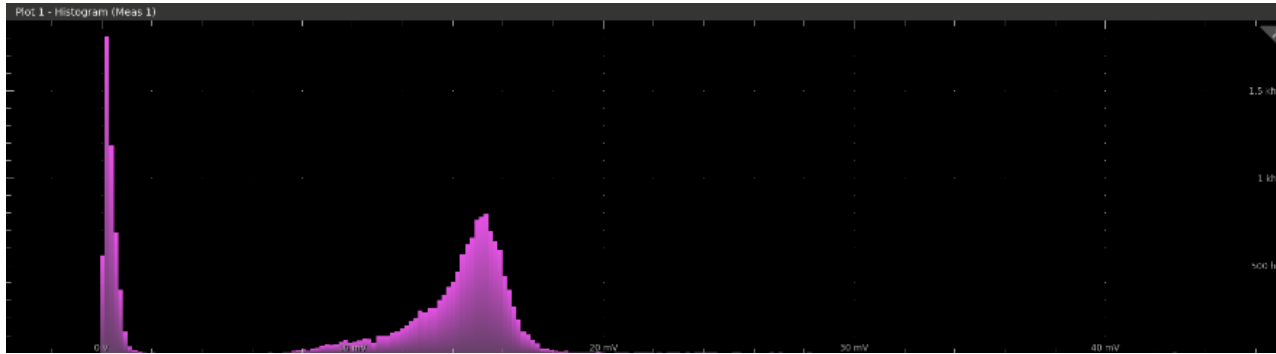


$$Q(x) = \frac{E_p}{E_i} \cdot q \cdot \left( \frac{\lambda_h}{L} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{x}{\lambda_h}} \right) + \frac{\lambda_e}{L} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{-(L-x)}{\lambda_e}} \right) \right)$$

- $\lambda_h$  : 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

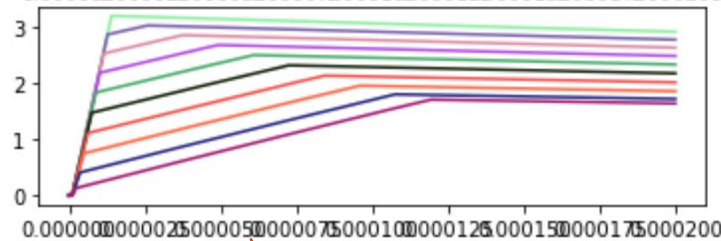
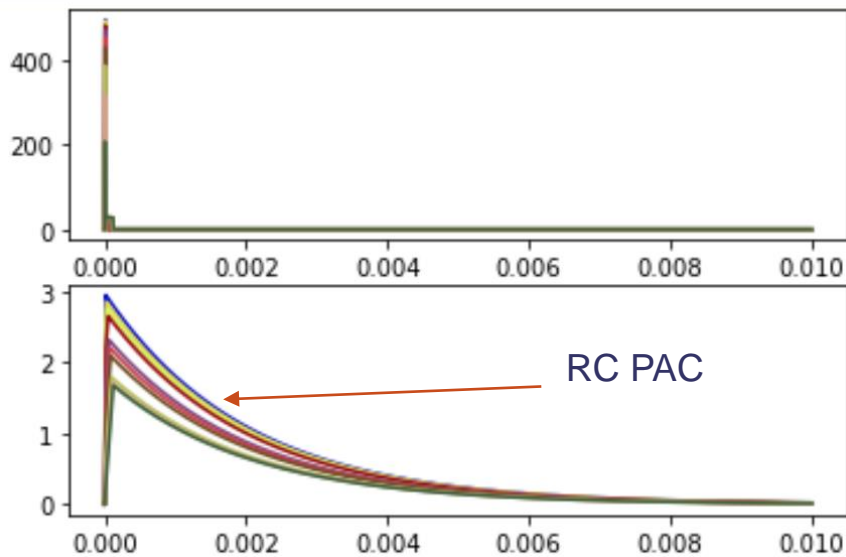
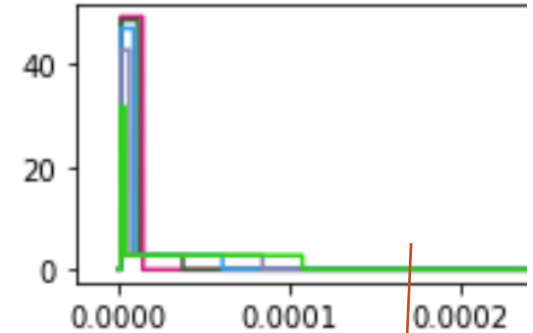


# Etude cas avec un détecteur CdTe



Spectre Cobald-57

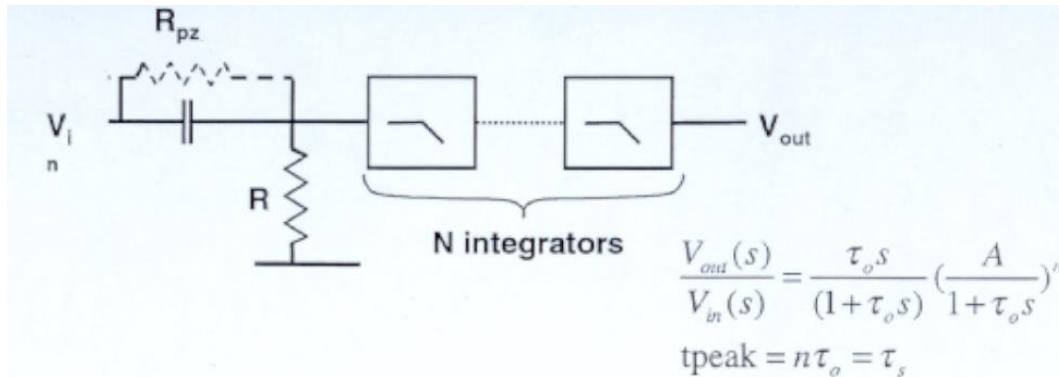
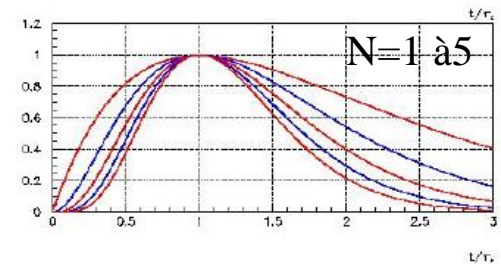
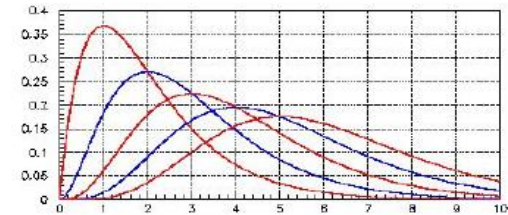
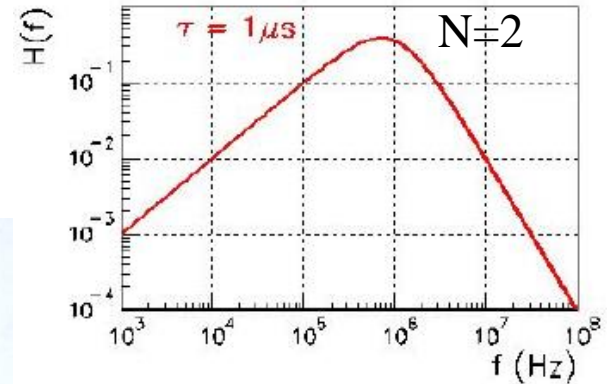
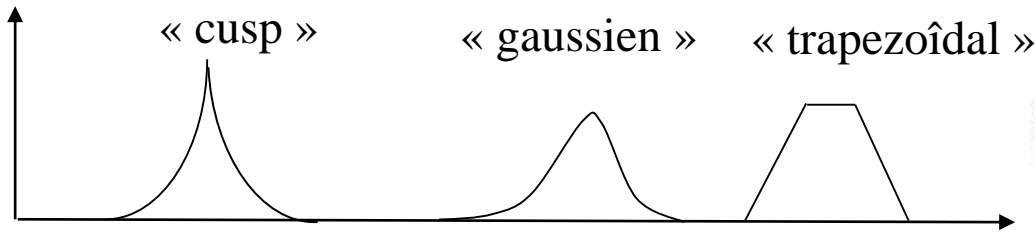
Gain PAC = 6,6V/pC



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

# Les fonctions de bases : Filtre Shaper (S/B)

- Shaper : Pour un detecteur 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

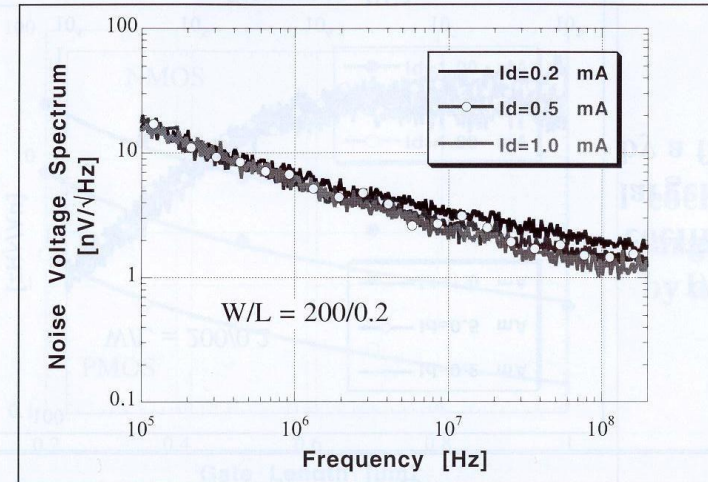
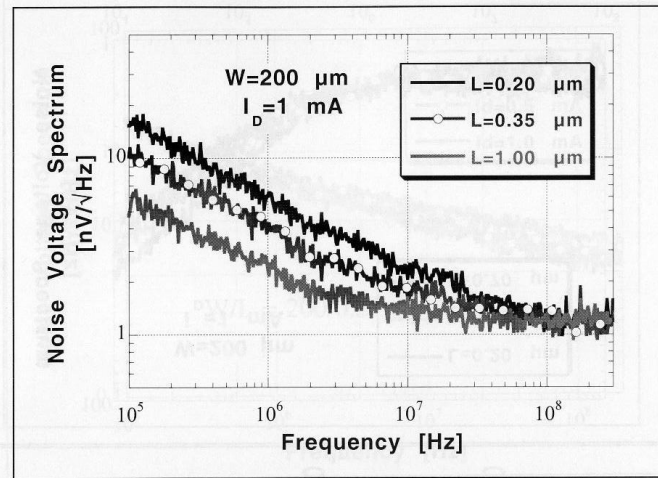
$$V_{out}(s) = \frac{s\tau_o}{1 + s\tau_o} \left( \frac{A}{1 + \tau_o s} \right)^n \cdot \frac{Q}{sC_f}$$

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

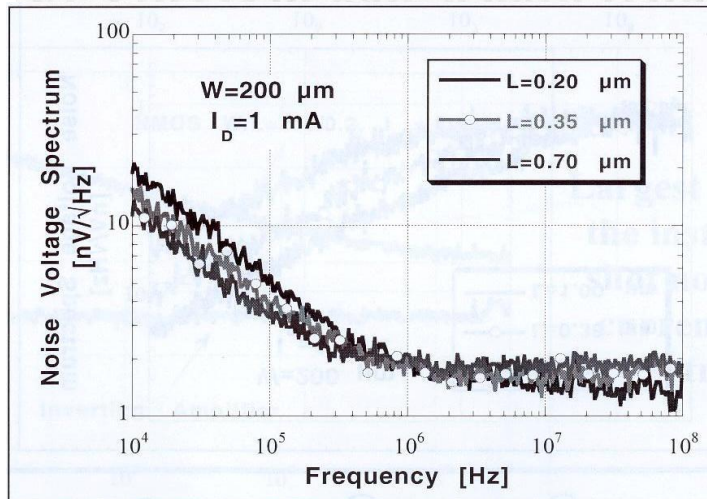
$$\text{peak amplitude} = \frac{Q}{C_f} \frac{A^n n^n}{n! e^n}$$



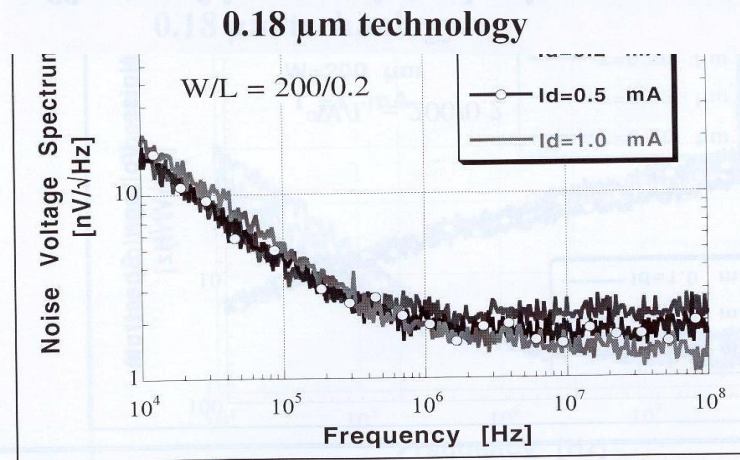
# Densité spectrale des transistor MOS



NMOS



0.18  $\mu\text{m}$  technology



0.18  $\mu\text{m}$  technology

PMOS

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

## Bruit ENC ramené en entrée + filtre shaper

- n ordre du filtrage
- Ts temps de pic

$$ENC_{TOT}^2 = ENC_d^2 + ENC_f^2 + ENC_o^2$$

where

Bruit  
série

thermal

$$ENC_d^2 = \frac{4\gamma kTC_i^2}{gmq^2\tau_s} \cdot X(n)$$

$$X(n) = \frac{B(\frac{3}{2}, n - \frac{1}{2})n}{4\pi} \left( \frac{n!^2 e^{2n}}{n^{2n}} \right)$$

1/fnoise

$$ENC_f^2 = \frac{KF_F C_i^2}{C_{ox}^2 WL q^2} \cdot Y(n)$$

$$Y(n) = \frac{1}{2n} \left( \frac{n!^2 e^{2n}}{n^{2n}} \right)$$

Bruit  
parallèle

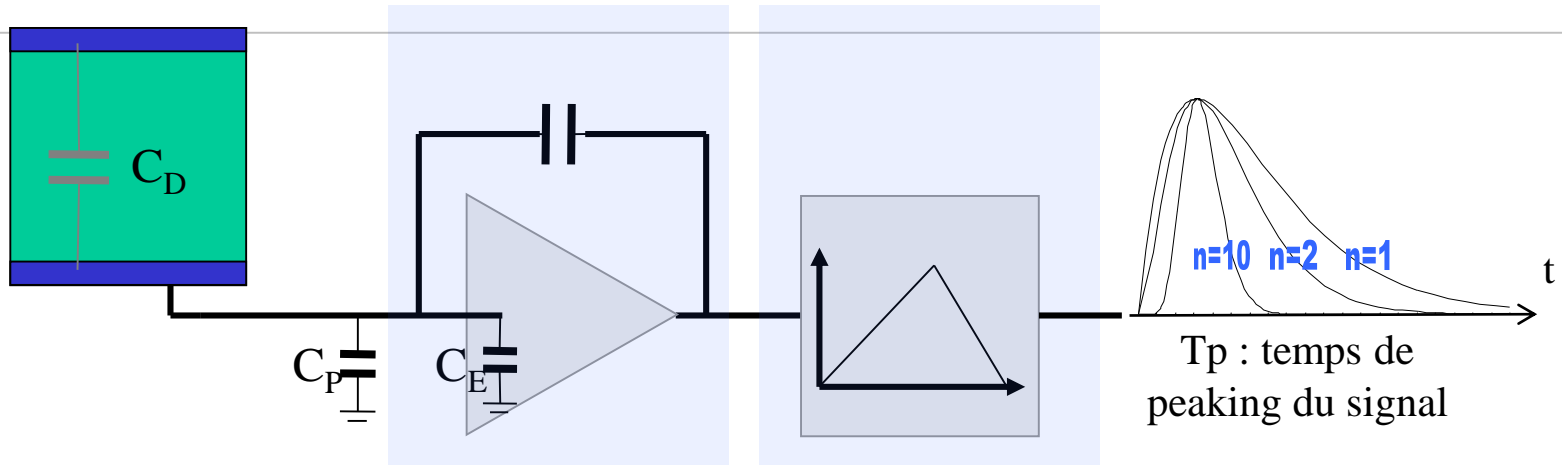
shot noise

$$ENC_o^2 = \frac{2qI_o\tau_s}{q^2} \cdot Z(n)$$

$$Z(n) = \frac{B(\frac{1}{2}, n + \frac{1}{2})}{4\pi n} \left( \frac{n!^2 e^{2n}}{n^{2n}} \right)$$

Ref.: Z.Y. Chang and W.M.C. Sansen : ISBN 0-7923-9096-2, Kluwer  
Academic Publishers, 1991

# Optimisation avec ENC



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

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

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

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

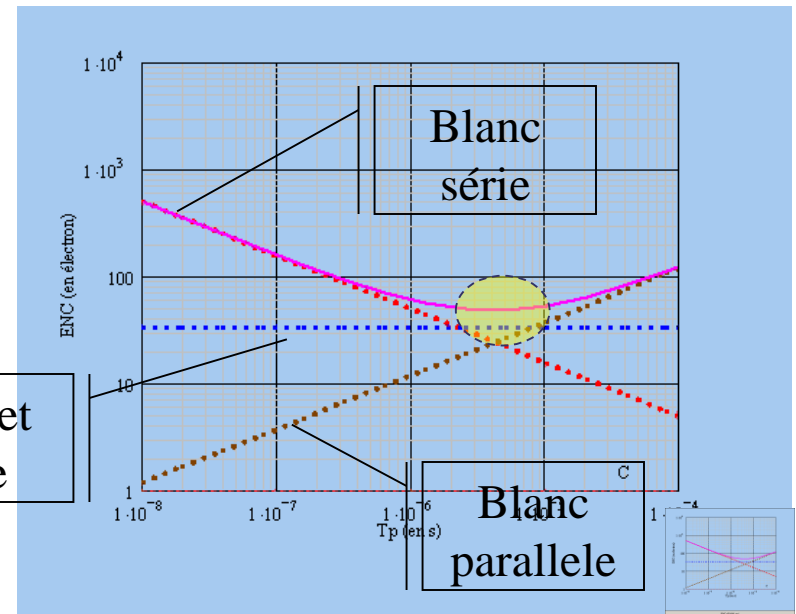
Optimisation du préamplificateur :

Si  $C_T = C_P + C_D$

**Bruit série:**  $C_E = C_T / 3$

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

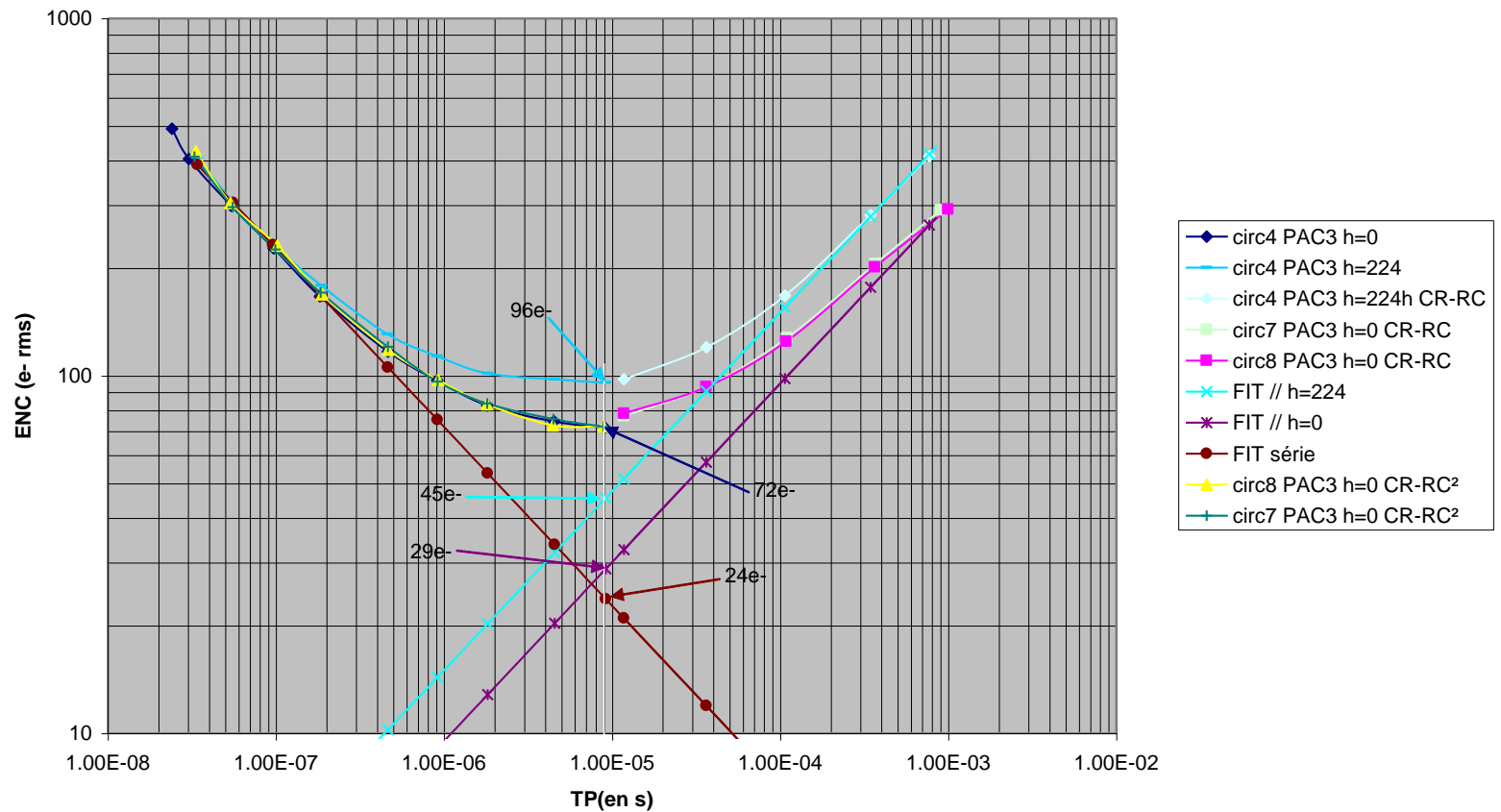
1/f // et  
série



## 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





## Les outils statistiques (2) : grandeurs statistiques usuelles

La statistique est la technique mathématique pour l'étude d'un ensemble de données observées, mesurées et les méthodes de recueils, d'analyse et de traitement de ces données. Chaque individu d'une population possède un ensemble de caractéristiques appelées variables aléatoires ou caractères. Pour chaque variable (une tension, un courant ou une charge dans notre cas), nous définissons N classes (intervalle de valeurs). Pour chaque classe, nous comptons le nombre de données dans l'intervalle et le nombre de données de la population à l'étude.

- La moyenne :  $\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i = \sum_{i=1}^k f_i \cdot x_i$  avec  $f_i$  fréquence pour chaque classe.
- Les paramètres de dispersion :
  - L'étendue :  $W = x_{max} - x_{min}$
  - Variance :  $\sigma^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 = \sum_{i=1}^k x_i^2 \cdot f_i$
  - L'écart-type :  $\sigma = \sqrt{Variance}$

L'écart-type n'étant pas facilement mesurable sur une distribution, il est plus utile d'utiliser la largeur totale de la distribution à mi-hauteur, notée FWHM.

**→ FWHM = 2.355 x écart-type.**

*La plupart des distributions des mesures sauf cas physique particulier (radioactivité avec une distribution poissonnienne) sera une distribution gaussienne, ou distribution normale.*

## Les outils statistiques (3) : Modèle Normal

Un variable aléatoire suit une loi normale ou gaussienne de paramètres  $(\mu, \sigma^2)$  si elle admet pour densité de probabilité (=distribution) la fonction  $f$  définie par :

$$f_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}$$

En effet, le théorème central limite dit que la somme de distributions statistiques quelconques est une distribution gaussienne.

Si  $(X_n)_{n \in \mathbb{N}}$  est une suite de variable aléatoires, c.-à-d. de même espérance  $\mu$  et de même écart-type  $\sigma > 0$  alors, en posant  $\bar{X} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i$ , on a :

$$\frac{\bar{X} - \mu}{\sigma / \sqrt{n}} \xrightarrow{L} N(0,1)$$

Mesure --> ensemble de phénomènes aléatoires → distribution Normale / gaussienne

Sinon --> calcul des moments d'ordre supérieur → détermination de la loi statistique

## Analyse temporelle du bruit :

### Hypothèses:

- **Stationnarité** : signaux issus d'un processus aléatoire
  - **Caractéristiques statistiques indépendantes du temps**
  - **Moyenne et écart-type constant**
  - **La matrice de variance – covariance est fonction d'une seule variable.** Fonction de corrélation
- **Ergodicité**: moyennes temporelles mesurées à un jour donné sont semblables à des moyennes d'ensemble effectué à un temps donné fixe et à des jours différents.

➔ **L'analyse des signaux aléatoires à un moment donné possède les mêmes caractéristiques statistiques que les signaux pris plus loin dans le temps.**

➔ Cela permet de définir le spectre en énergie du signal aléatoire

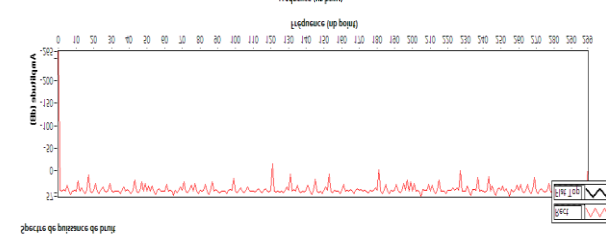
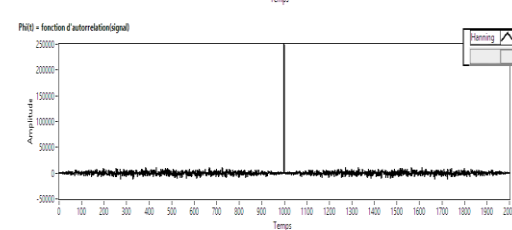
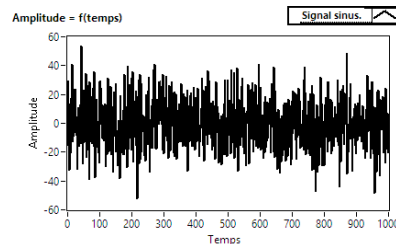
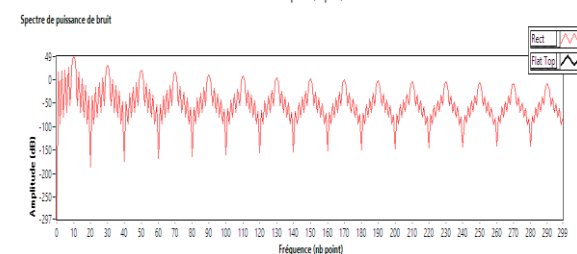
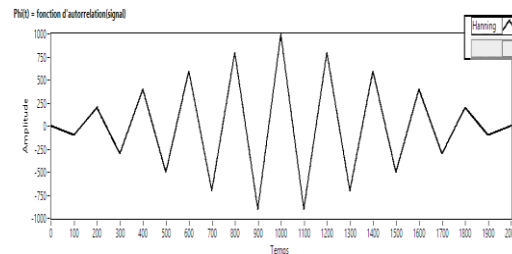
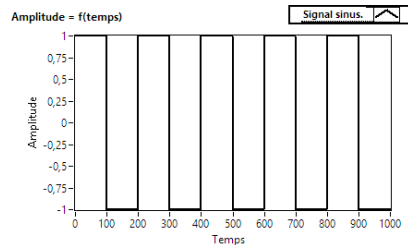
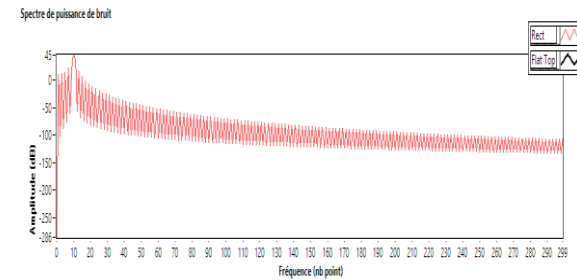
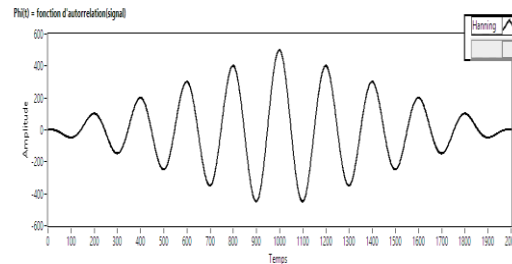
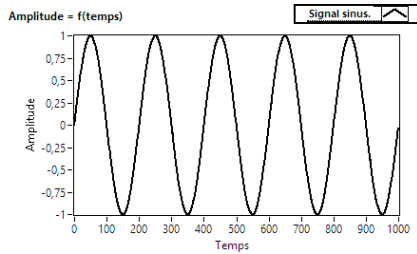


# Analyse temporelle du bruit :

$$P = \lim_{T_1 \rightarrow \infty} \frac{1}{2T_1} \int_{-T_1}^{T_1} x^2(t) dt = \text{Variance}$$

Variance → fonction d'auto-correlation du signal aléatoire

→ Transformée de Fourier → Densité Spectrale de Puissance



## Analyse temporelle du bruit :

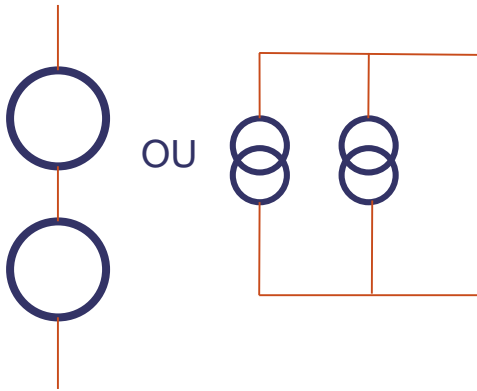
$$S_n(rms) = \left[ \frac{1}{T} \int_0^T S_n^2(t) \cdot dt \right]^{1/2}$$

- $T \gg$  ;  $S_n(rms)$  précis
- $S_n(t)$  peut être une tension ou un courant

$$V_{no}^2(rms) = \frac{1}{T} \int_0^T [V_{n1}(t) + V_{n2}(t)]^2 \cdot dt$$

$$V_{no}^2(rms) = V_{n1}^2(rms) + V_{n2}^2(rms) + \frac{2}{T} \int_0^T V_{n1}(t) V_{n2}(t) \cdot dt$$

*aucune corrélation,*  $V_{no}^2(rms) = V_{n1}^2(rms) + V_{n2}^2(rms)$



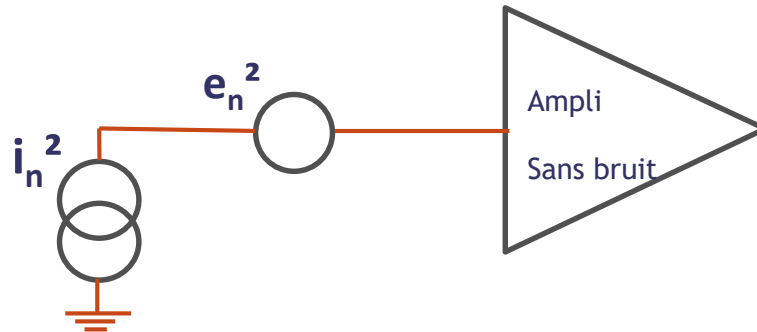
**Exemple** : Quel est la valeur  $V_{no}$  pour  $V_{n1} = 15\mu V$  et  $V_{n2} = 5\mu V$  ? Quel valeur doit avoir  $V_{n1}$  pour que  $V_{n2} = 5\mu V$  soit négligeable pour  $V_{no} = 15\mu V$  ?

$$V_{no} = 15^2 + 5^2 \rightarrow V_{no} = 15,8 \mu V$$

$$15^2 = V_{n1}^2 + 5^2 \rightarrow V_{n1} = 14,14 \mu V$$

Une réduction de 5,73% de  $V_{n1}$  élimine l'influence de bruit de  $V_{n2}$ .

## Modèle général :



Pour déterminer  $e_n^2$  et  $i_n^2$ ,

- Générateurs de signaux résultant de la physique de composants
- Connaître la répartition en énergie dans le domaine fréquentiel

# Modèle électronique du Bruit: Bruit thermique

Le bruit thermique : le phénomène physique le plus rencontré dans les systèmes électroniques.

Il est causé par l'agitation aléatoire des porteurs dans un conducteur et semi-conducteur. Ce déplacement est semblable à un déplacement Brownien des particules.

Il a été observé pour la première fois par J.B Johnson (Bell Telephone Laboratory) en 1927 et son étude théorique a été réalisé par Nyquist en 1928.

Les charges dans un conducteur ont un déplacement aléatoire. Cette vibration est dépendant de la température. Comme chaque charge électronique, de valeur  $q = 1,59 \cdot 10^{-19}$  C, est transporté par un porteur (électron ou ion), une multitude de petits courants nuls en moyenne est créée. Cette variation crée une tension instantanée à travers le conducteur.

La puissance de cette source est :

$$Nt = kT\Delta f.$$

K : constante de boltzmann  $1,38 \cdot 10^{-23}$  W.s/K

T : Temperature absolue

$\Delta f$  : Bande passante de bruit

La puissance maximale permise d'une source alimentant une résistance est, lorsque la résistance de charge égale la résistance de source :

$$Nt = (Et/2)^2/R = Et^2/4R \text{ avec } Et \text{ tension de source}$$

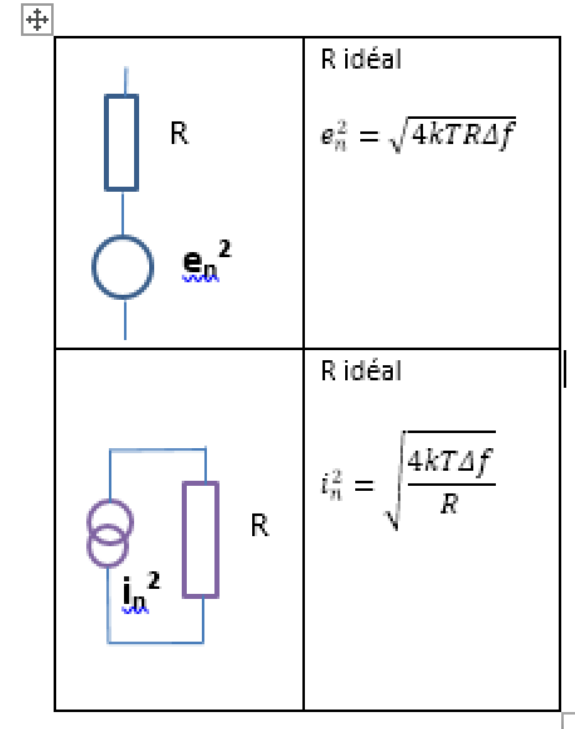
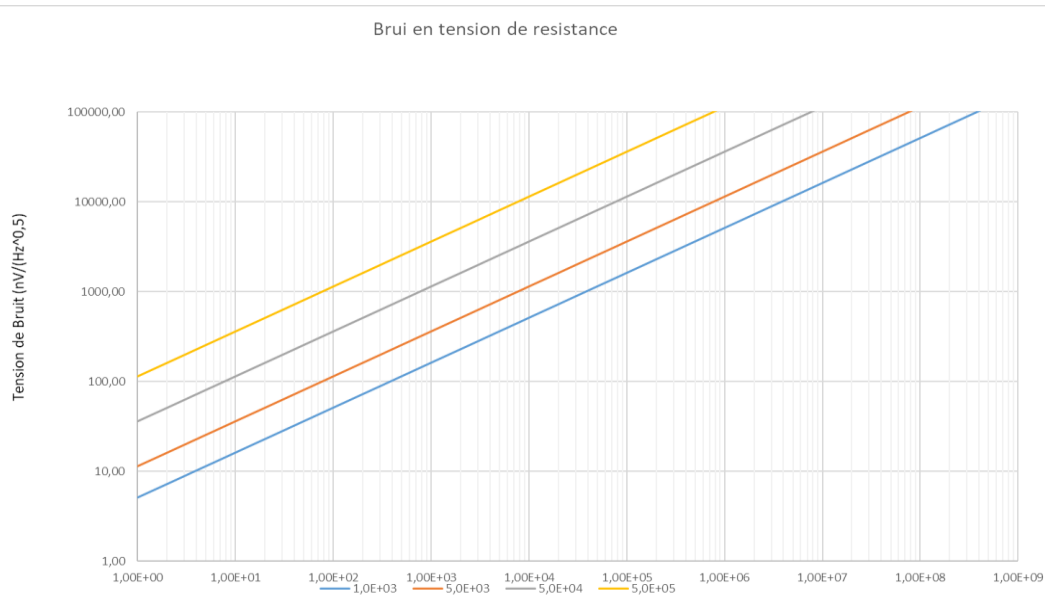
Ainsi,

$$V_{n(rms)} = \sqrt{4kTR \cdot \Delta f}$$

$$kT\Delta f = Et^2 / 4R \text{ donc } Et^2 = 4kTR \cdot \Delta f$$

# Modèle électronique du Bruit: Bruit thermique

$$V_{n(rms)} = \sqrt{4kTR \cdot \Delta f}$$



## Modèle électronique du Bruit: Bande passante de bruit

La bande passante de bruit est la largeur d'un filtre rectangulaire qui possède la même aire et le même gain  $A_0$  qu'un filtre normal avec en entrée un bruit blanc. Cela permet de simplifier les calculs du bruit dans la bande passante du circuit. Le calcul pour un filtre du premier ordre est :

$$|A(f)|^2 = \left( \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2} \right)^2$$

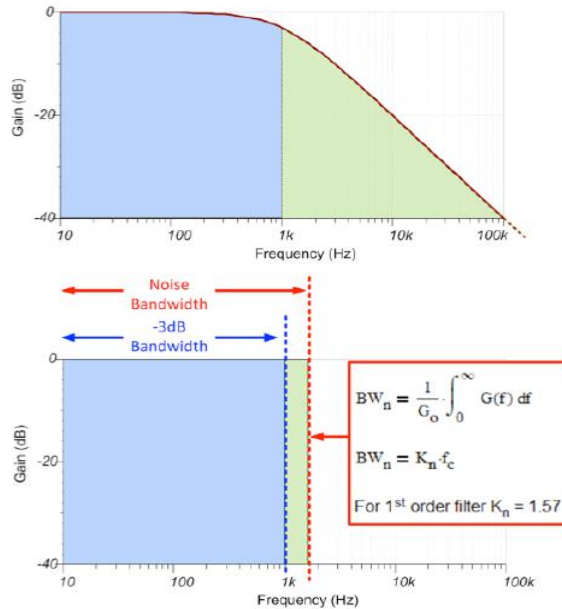
$$V_{ni}(f) = V_{wn}$$

$$V_{no(rms)}^2 = \int_0^{\infty} \frac{V_{wn}^2}{\left[1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right]^2} df = V_{wn}^2 f_0 \arctan\left(\frac{f}{f_0}\right) \Big|_0^{\infty} = \frac{V_{wn}^2 \pi f_0}{2}$$

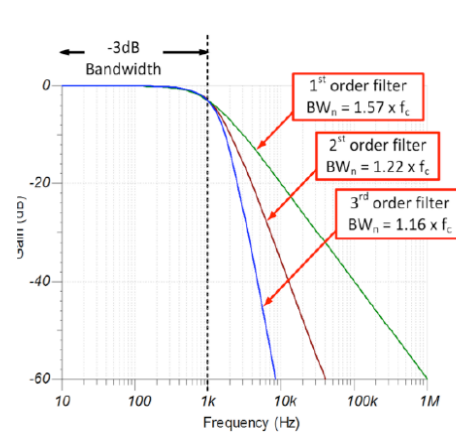
**Ainsi, la bande passante de bruit d'un bruit blanc pour un filtre du 1<sup>er</sup> ordre à -3dB égale  $\frac{\pi f_0}{2}$**

# Modèle électronique du Bruit: Bande passante de bruit

## Noise Bandwidth: Brick Wall Filter



## Noise Bandwidth: Brick Wall Factor



Noise Bandwidth

$$BW_n = f_H \cdot K_n$$

Number of Poles	$K_n$ Brickwall Correction Factor
1	1.57
2	1.22
3	1.16
4	1.13
5	1.12

TEXAS INSTRUMENTS

TEXAS INSTRUMENTS

**Bruit en excès** : En plus du bruit thermique dans une résistance, le matériau avec lequel est réalisée la résistance peut engendrer un bruit supplémentaire, appelé bruit d'excès. *Le courant de bruit augmente comme la racine carrée de l'inverse de la fréquence.*

<https://training.ti.com/ti-precision-labs-op-amps-noise-1>

# Modèle électronique du Bruit: Bruit basse fréquence

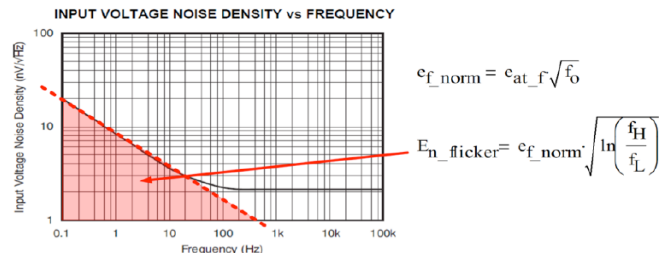
- Apparaît aux basses fréquences
- n'a pas de limites fréquentielles.
- Firlé et Winston ont mesuré ce bruit en  $1/f$  jusqu'à  $6.10^{-5}$  Hz.
- Il a été identifié en premier lieu dans les tube à vide et a été nommé « flicker noise ».
- Il possède plusieurs noms comme bruit d'excès, bruit rose, bruit semi-conducteur, bruit basse fréquence et bruit de contact.
- Le terme « bruit rouge » s'applique au bruit en  $1/f^2$ .

La puissance de bruit suit généralement une loi en  $1/f^\alpha$  avec  $\alpha$  compris entre **0,8 et 1.3**

$$\frac{dNt}{df} = K_1 \frac{1}{f} \quad \int_{f_l}^{f_h} K_1 \frac{df}{f} = K_1 \cdot \ln\left(\frac{f_h}{f_l}\right) = K_1 \cdot \ln\left(1 + \frac{\Delta f}{f_l}\right) \approx K_1 \frac{\Delta f}{f}$$

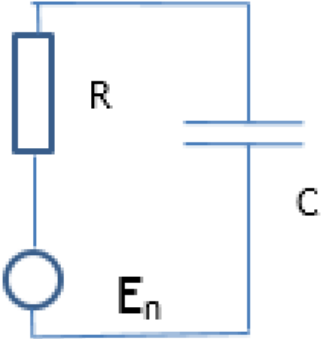
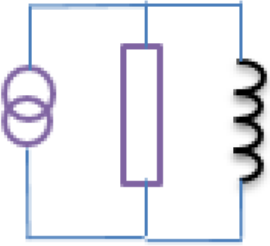
Different Regions: 1/f or Flicker

$$S(f) = \frac{K_1}{f} \text{ V}^2/\text{Hz}$$





## Modèle électronique du Bruit: Bruit capacitif & Inductif

	$e_{t_{no}} = e_t \cdot \left  \frac{-jX_c}{R - jX_c} \right  = \frac{e_t}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}$ $e_{t_{no}}^2 = \frac{4kTR\Delta f}{1 + \omega^2 R^2 C^2}$ $\int_0^{\infty} [e_{t_{no}}^2(f)] \cdot df = \frac{kT}{C}$
	<p>De la même façon :</p> $I_{no(rms)}^2 = \frac{kT}{L}$

Ce bruit est négligeable sauf dans les montage ou R est la résistance d'un interrupteur. C'est utilisé dans les montage à capacités commutées ou les échantillonneurs des ADC.

# Modèle électronique du Bruit: Bruit dans une diode

- Le courant traversant un composant n'est pas un mécanisme doux et continu
- la somme d'impulsions de courant causé par le flux de porteur transportant une charge
- un bruit appelé bruit de grenaille ou « shot noise » a.
- Ce phénomène est observé dans les composants ayant une barrière de potentiel type diode.



$$\frac{dI_{sh}^2}{df} = 2qI_{dc}$$

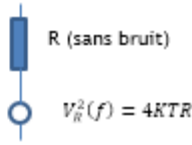
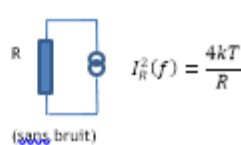
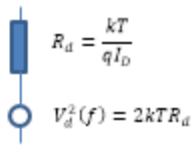
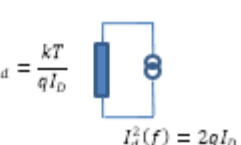
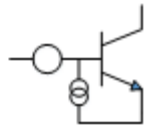
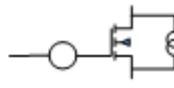
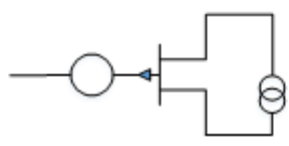
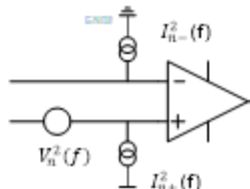
⊕



⊖

# Modèle électronique du Bruit: schéma équivalent

## VIII.3.5 Schéma équivalent pour l'ensemble des composants électroniques

Composants	Modèles de bruit	
Résistance	 <p>R (sans bruit) <math>V_n^2(f) = 4kTR</math></p>	 <p><math>I_n^2(f) = \frac{4kT}{R}</math> (sans bruit)</p>
Diode	 <p><math>R_d = \frac{kT}{qI_D}</math> <math>V_d^2(f) = 2kTR_d</math></p>	 <p><math>R_d = \frac{kT}{qI_D}</math> <math>I_d^2(f) = 2qI_D</math></p>
Transistor bipolaire	 <p>Sans Bruit <math>I_i^2(f) = 2q \left( I_B + \frac{kI_B}{f} + \frac{I_C}{ \beta(f) ^2} \right)</math></p>	<p><math>V_i^2(f) = 4kT \left( r_b + \frac{1}{2g_m} \right)</math></p>
Transistor MOS		<p><math>V_d^2(f) = \frac{k}{WLC_{ox}f}</math> <math>I_d^2(f) = 4kT \left( \frac{2}{3} \right) g_m</math></p>
Transistor JFET		<p><math>V_i^2(f) = 4kT \left( r_b + \frac{2}{3g_m} \right)</math> <math>I_i^2(f) = 2q \left( \frac{kI_{DS}}{f} + \frac{k'I_{DS}}{f^2} \right)</math></p>
Ampli opérationnel	 <p>Les valeurs dépendent des amplis Les DSP de bruit ne sont pas corrélées</p>	

Choisir les technologies minimisant les bruits suivant le circuit :  
Résistance,  
Diode,  
Transistors,  
AOP

→ banc de mesure de bruit pour sélectionner les composants

## Conclusion :

1. Le problème du bruit est crucial en mesure
2. La compréhension est basé sur des outils statistiques
3. La modélisation est faite en densité spectrale de puissance de Bruit
4. On a une relation entre la valeur RMS et le DSP en tension/courant de bruit:

➤ Intégration en fréquence de la DSP = Valeur RMS de bruit

1. Il faut tester les composants en bruit. On risque sinon de ne pas avoir ce qu'on attend.
2. Les modèle SPICE ne sont pas forcément très juste / datasheet
3. On diminue le bruit en limitant la bande passante à ce qui nous est strictement utile
4. On optimise le rapport signal/bruit ou on minimise l'ENC selon les caractéristiques du détecteur