

Détection de Rayonnements à Très Basse Température

4^{ième} école d'Automne d'Aussois : Balaruc-les-Bains 14-20 novembre 1999

Préamplificateurs

M. Goyot

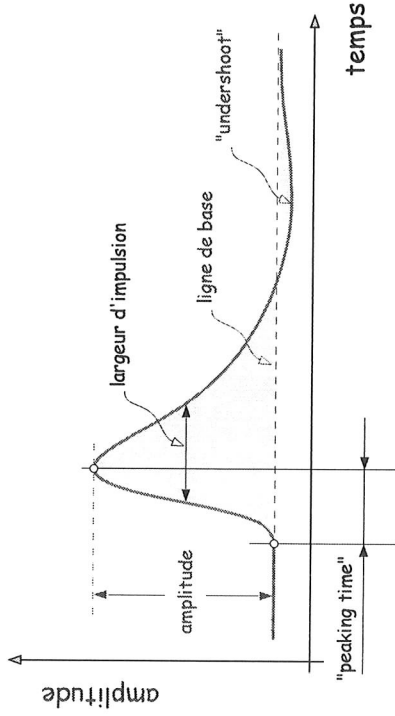
DRTBT1999-21

préamplificateurs

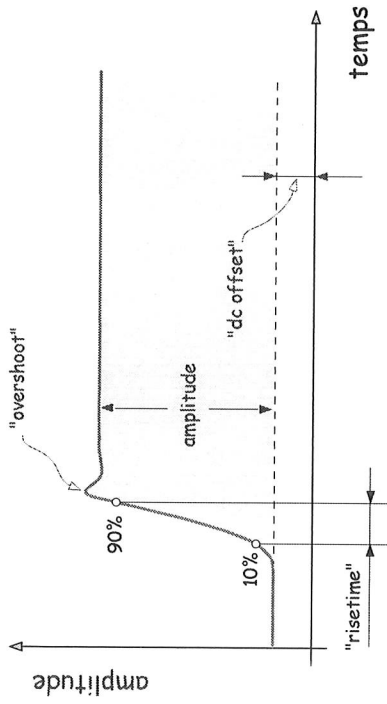
*généralités, rappels
types, caractéristiques
paramètres de bruit
configurations
mesures
documentation*

impulsion ⇒ mesures de temps et d'énergie

Forme générale d'impulsion unipolaire délivrée par le système d'amplification linéaire

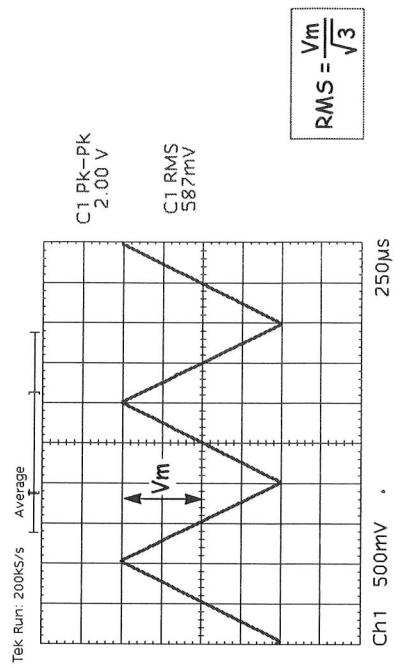
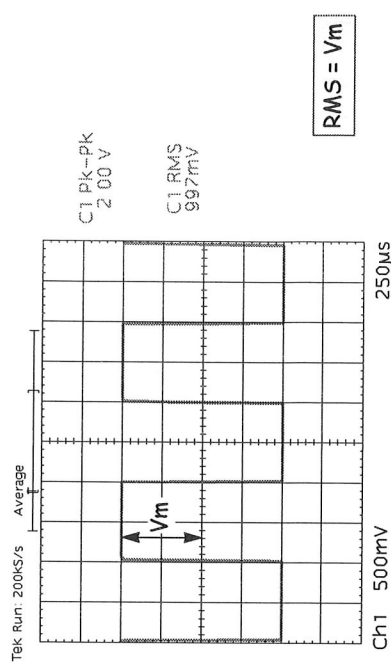
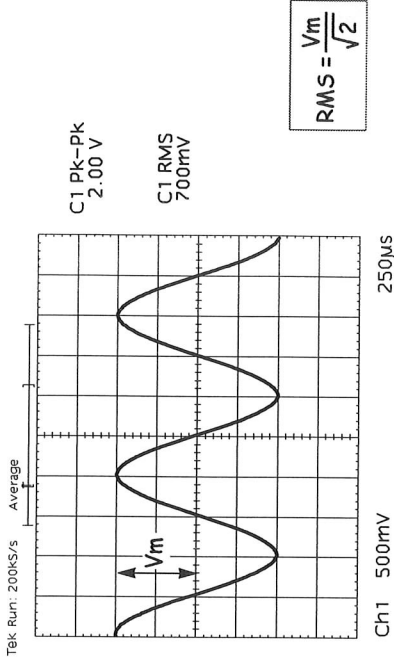


Réponse typique d'un amplificateur rapide d'impulsion



temps de montée : $t_m = 2,2 RC$ $RC = \frac{1}{2\pi f}$
 $f = 1000\text{MHz}$ $RC = 0,159 \cdot 10^{-9}$ $t_m = 0,35\text{ms}$

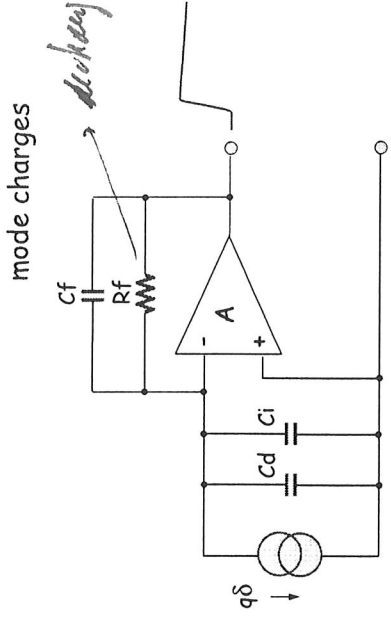
mesure de tension avec oscilloscope numérique (TDS644A)



domaines d'applications

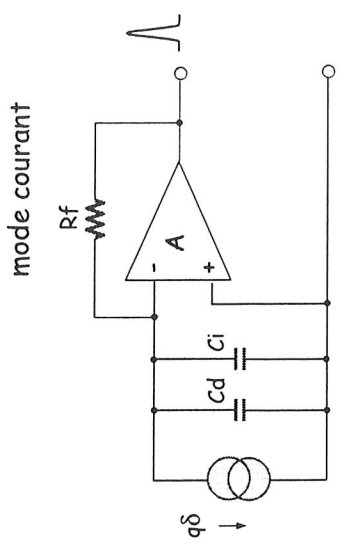
PREAMPLIFICATEURS

mode charges *decharge delq. Cp ↓ qoi?*



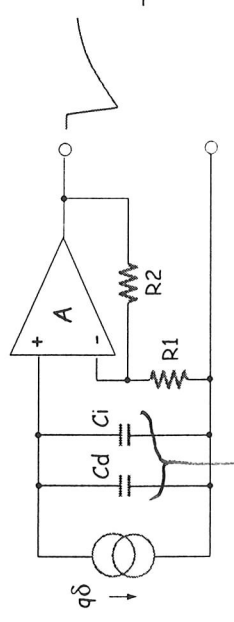
$$\frac{q}{Cf} e^{-\frac{t}{Rf \cdot Cf}}$$

mode courant



$$q \cdot \delta \cdot Rf$$

mode tension



$$\frac{q}{Cd + Ci} \cdot \frac{R1 + R2}{R1}$$

NOISE SOURCES—SUMMARY AND DISCUSSION A summary of the noise, due to all the sources described here for some typical detectors and amplifying devices, is given in Figure 13 over a wide range of detector capacitances

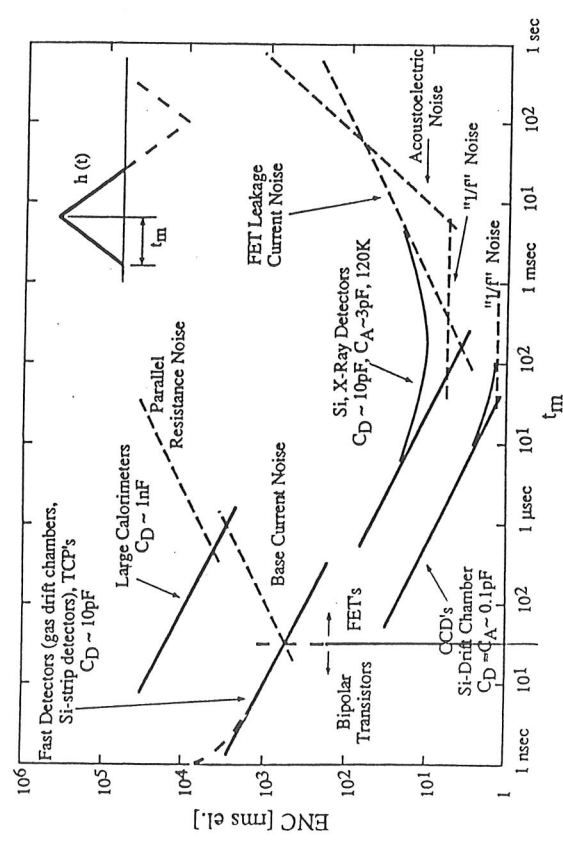
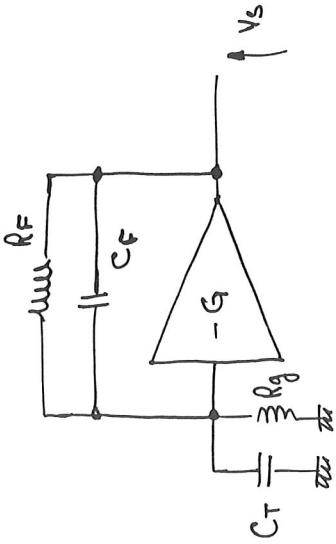


Figure 13 The equivalent noise charge as a function of the measurement time for various detectors (orientative values). Various noise components exhibit characteristic dependence: for the amplifier intrinsic noise $ENC_s \propto t_m^{1/2}$ (solid lines); for parallel white noise (from detector leakage currents, transistor base current, and resistors at the input) $ENC_p \propto t_m^{1/2}$ (dashed lines with $t_m^{1/2}$ slope); for the series and parallel $1/f$ noise, $ENC_{1/f} \propto$ constant (horizontal dashed lines).

PREAMPLIFICATEUR DE CHARLES



Capacité d'entrée : $C_e = C_f(G+1) + C_T$
 admittance d'entrée : $\frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_g} + \frac{G+1}{R_f}$

Si on applique un échelon de tension à l'entrée $\frac{Q}{C_e}$

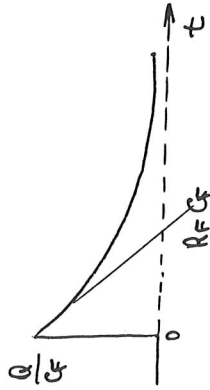
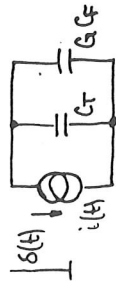
$$V_s(p) = -\frac{Q}{C_e} \frac{G}{p + \frac{1}{R_e C_e}}$$

transformée de $V_s(p)$ est

$$V_s(t) = -\frac{GQ}{C_f + C_f(G+1)} e^{-\frac{t}{R_e C_e}}$$

si $G \gg 0$

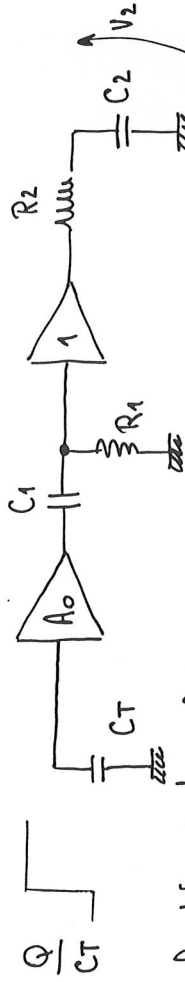
$$V_s = -\frac{Q}{C_f} e^{-\frac{t}{R_f C_f}}$$



CHARGE EQUIVALENTE DE BRUIT (CEB)

La charge équivalente de bruit (CEB) est l'amplitude d'un échelon de charges à l'entrée du préamplificateur de charges, qui donne en sortie une impulsion de tension dont l'amplitude crête est égale à la racine carrée de la valeur quadratique moyenne de la tension de bruit.

Compte-tenu de la réponse d'un réseau de filtrage RC-RF à un échelon $V(t)$, il faut que la CEB appliquée sur C_T produise à l'entrée un échelon = EV



fonction de transfert :

1.36 au filtres optimum.

$$A(\omega) = A_0 \left(\frac{R_1 C_1 p}{R_1 C_1 p + 1} \right) \left(\frac{1}{R_2 C_2 p + 1} \right)$$

avec $R_1 C_1 = R_2 C_2$

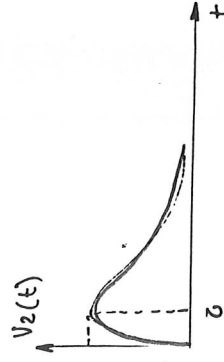
$$V_2(t) = \frac{A_0 Q}{C_T} \frac{t}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

L'ordonnée à l'origine

Charge équivalente de bruit :

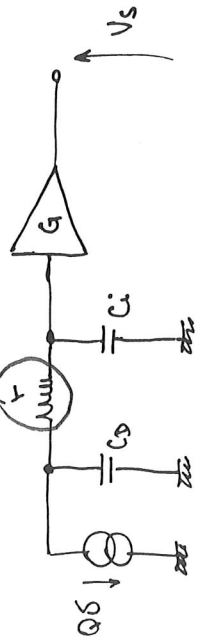
$$(CEB)^2 = C_T^2 e^{-2}$$

C_T : capacité totale à l'entrée du préampli.



AMPLIFICATEUR DE TENSION

Wstein mi Abulter

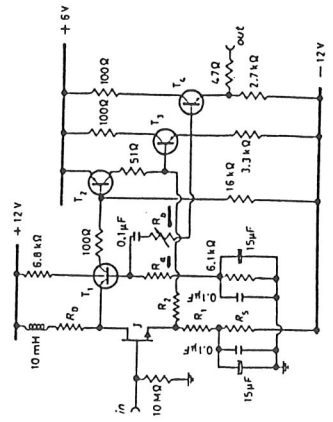


- * le courant est intégré sur la capacité totale d'entrée.
- * l'amplitude du signal est proportionnelle aux charges générées par le détecteur

$$V_s = G \frac{Q}{C_T}$$

- * la constante de temps $\tau_v = \frac{\tau C_i C_D}{C_i + C_D}$ peut être faible et le signal observé est très proche du temps de collection
- * si $C_i \ll C_D$, le temps de montée est indépendant de la capacité du détecteur.

- * sur la configuration suivante, la réaction sur la base de T_1 par le réseau R_A, R_B compense la capacité gate-source de J .



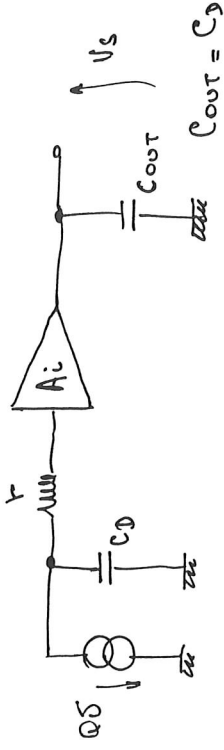
réaction sur la base de T_1

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

configuration

(E. Gatti and coll... N°M 22 1984)

AMPLIFICATEUR DE COURANT

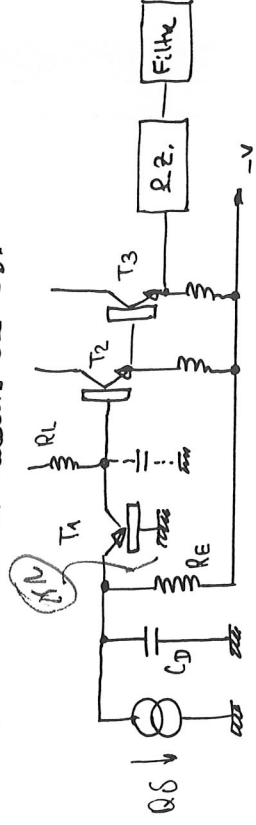


- * l'impédance d'entrée de l'amplificateur est très faible. le courant généré par le détecteur est amplifié puis intégré dans C_{OUT} pour donner un signal dont l'amplitude est proportionnelle à la charge

$$V_s = \frac{A_i Q}{C_{OUT}}$$

- * la constante de temps du signal est $\tau_i = \tau C_D$
- ex: pour $C_D = 100 \text{ pF}$ $\tau = 30 \text{ ns}$ $\tau_i = 3 \text{ nsec}$
- pour le préampli de tension avec $C_i = 20 \text{ pF}$ $\tau_v = 0.5 \text{ nsec}$

- * la variation d'impédance d'entrée Z_i de l'amplificateur de courant, en fonction de la fréquence peut entraîner des oscillations avec certaines valeurs de C_D .



préamplificateur base commune

Shot noise

Dans les dispositifs semi-conducteurs (diodes, transistors, ...) il existe un mécanisme de courant de bruit appelé "shot noise" ou bruit de grenaille. Cette source de bruit irréductible est une somme d'impulsions de courant créées par le flux de porteurs de charge.

Les électrons et les trous qui traversent la barrière de potentiel d'une diode silicium en conduction directe génèrent un courant. Ce courant de nature discontinue (granulaire) résulte de l'arrivée de charges (e-) sur l'anode et la cathode.

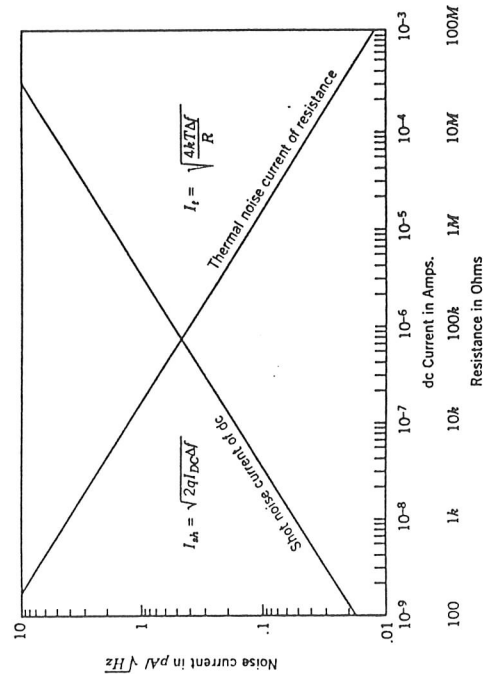
La valeur RMS du bruit de grenaille est donné par:

$$I_{sh} = \sqrt{2q \cdot I_{dc} \cdot \Delta f}$$

schéma équivalent représentatif de la jonction pn



"shot noise" et bruit thermique



Excess noise

Excess noise is so named because it is present in addition to the fundamental thermal noise of the resistor.

The thermal noise is independent of the dc current in the resistor. An exception to this is *excess noise* arising at higher current densities in certain resistor materials (e.g. carbon).

Excess noise usually has a 1/f noise power spectrum.

An empiric equation for the excess noise voltage E_{ex} is:

$$E_{ex}^2 = \frac{KI^2R^2}{f}$$

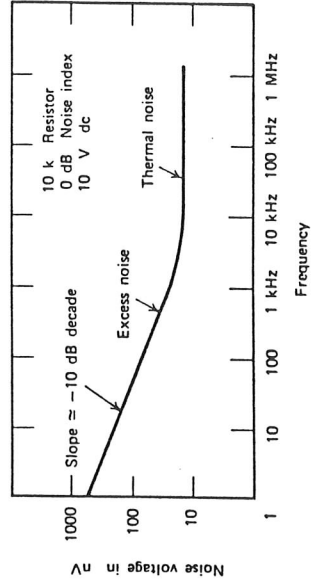
I : direct current

K : constant, dependent on manufacturing methods

The noise index is the rms value in microvolts of noise in the resistor per volt of dc drop across the resistor in each decade of frequency.

$$N_i = \frac{E_{ex}}{RI} = 10^6 \mu V/V$$

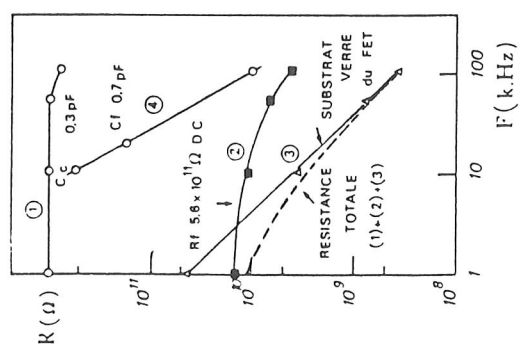
Une résistance faible bruit : index -20db $\left(\frac{E_{ex}}{RI} = 0.1 \right)$



total noise of a resistor

BRUITS DE DIELECTRIQUES

HE Kern et JM Mackenzie (IEEE 1970) ont montré l'influence de la fréquence sur les résistances de fuite de différents diélectriques.

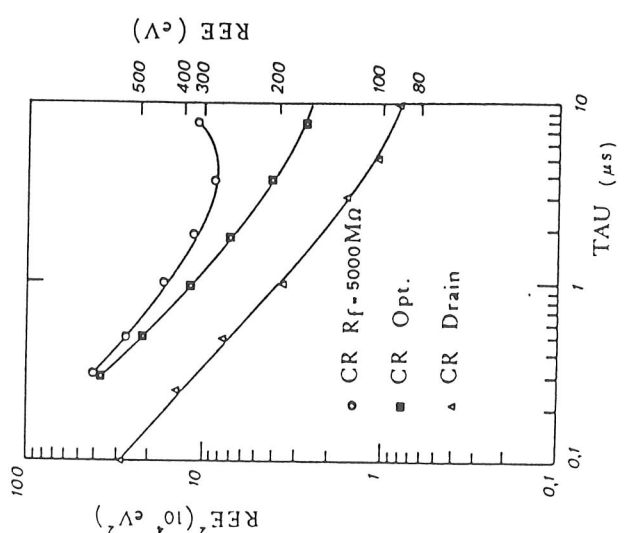


$\frac{1}{R}$ varie en fonction de la fréquence dans une plage de 1 - 100 KHz suivant la loi: $R \cdot f^\alpha = D$
 $0.8 < \alpha < 1.1$

pour $\alpha = 1$ bruit thermique équivalent

$$I_D(\omega) = \frac{2KT}{\pi D} \omega$$

⚠️ peu copié de C.R.



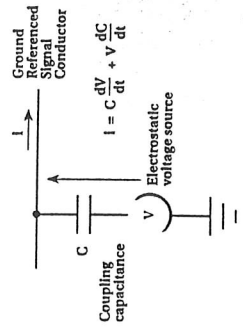
Résolutions électroniques obtenues avec 3 configurations différentes de préamplificateurs de charges.
 (Elec IEEE NS19-72)

valeurs typiques de courants générés

Typical Current Generated	10 ⁻⁷ A	10 ⁻⁸ A	10 ⁻⁹ A	10 ⁻¹⁰ A	10 ⁻¹¹ A	10 ⁻¹² A	10 ⁻¹³ A	10 ⁻¹⁴ A	10 ⁻¹⁵ A
Standard cable									
Dirty surface									
Epoxy board									
Clean surface									
Low noise cable									
Teflon									
Ceramics									
Triboelectric Effects									
Mechanical Stress Effects									
Electrochemical Effects									
Resistor noise in 1Hz bandwidth								10 ⁹ Ω	10 ¹² Ω

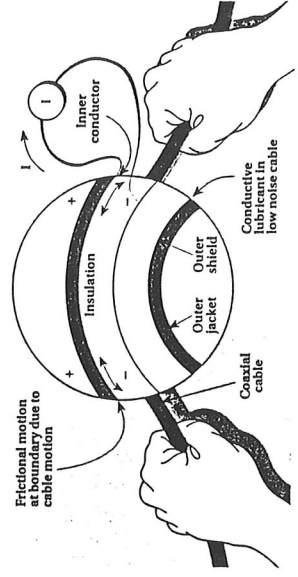
Current-Generating Phenomena

couplage électrostatique



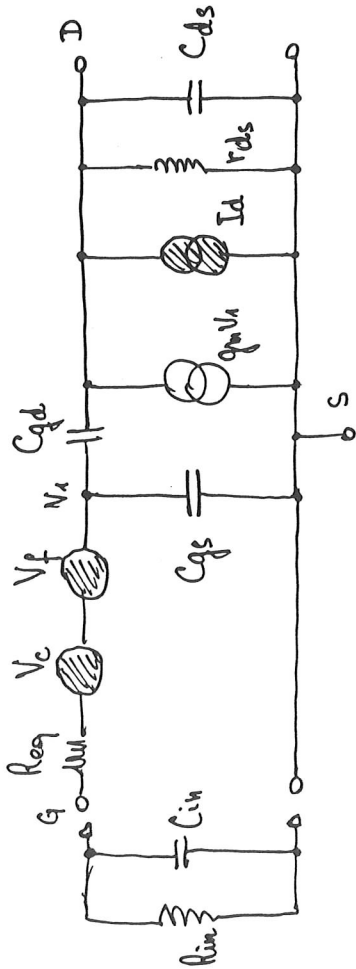
effet triboélectrique

création de charges par friction entre un conducteur et un isolant



FIELD EFFECT TRANSISTOR

JFET



$$V_f^2 = A_f \frac{\Delta f}{f}$$

flicker noise

$$V_c^2 = 4KT R_{eq} \Delta f$$

thermal noise of channel

$$R_{eq} \approx 0.7 / g_{m0}$$

$$I_g^2 = 2q I_{inv} \Delta f$$

I_{inv} : leakage current of gate-source junction

$$I_c^2 = \frac{4}{3} KT R_{eq} C_{gs}^2 \omega^2 \Delta f$$

gate-drain coupling capacitance

Spectral density (with $R_{in} \gg 1/C_{TW}$)

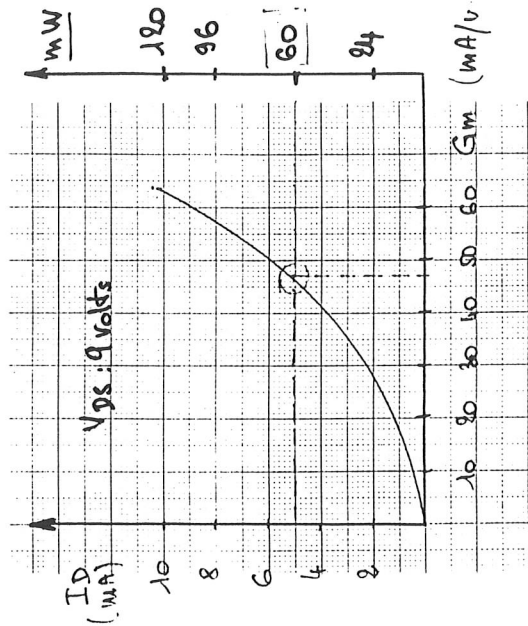
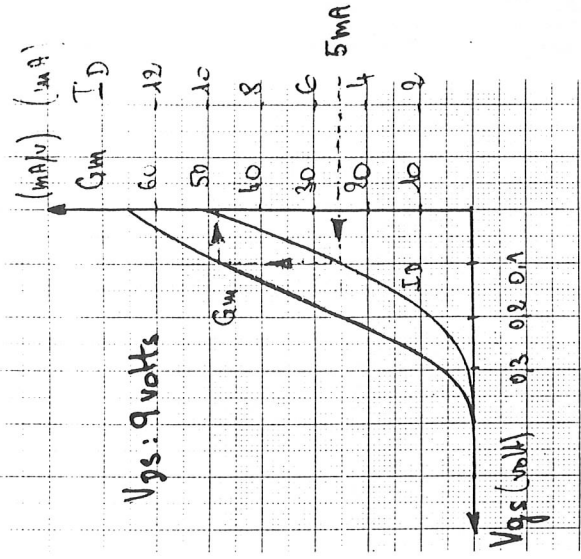
$$V_T^2 = \frac{A_f}{f} + 4KT \frac{0.7}{g_{m0}} \left(1 + \frac{1}{3} \left(\frac{C_{gs}}{C_T} \right)^2 \right) + \frac{1}{C_{TW}^2} [2q(I_{inv})]$$

1/f

white

shot

Type 2SK 147 BL
(Toshiba)



Typical characteristics

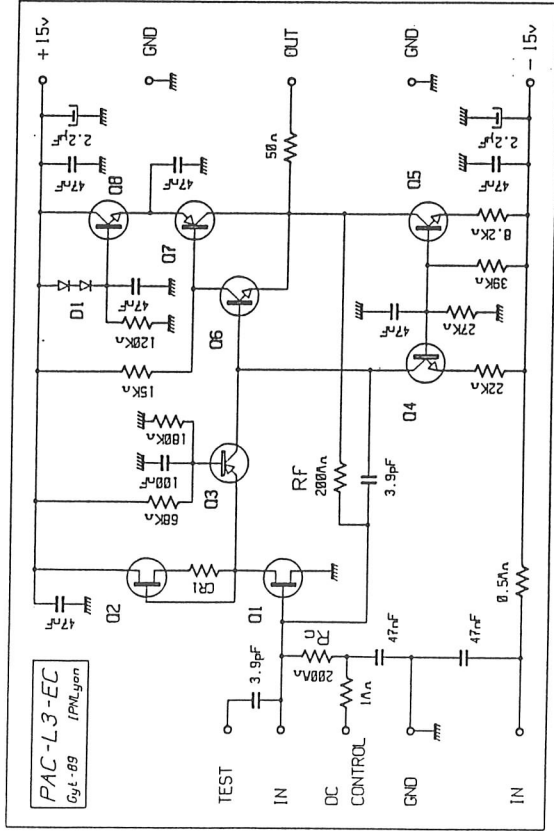
$$I_{inv} < 50 \text{ pA}$$

$$C_{rss} + C_{iss} \approx 90 \text{ pF}$$

$$g_{m0} \approx 50 \text{ mA/V}$$

at 5mA

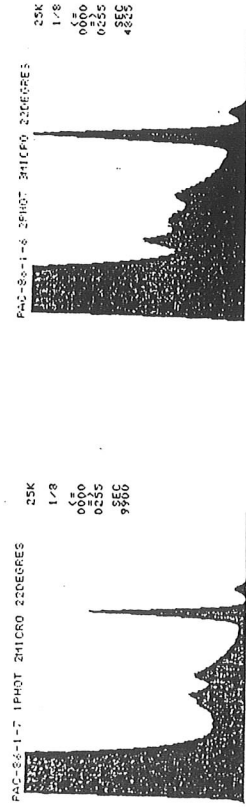
préamplificateur de charges



source Co57

γ de 122,06 KeV et 136,47 KeV

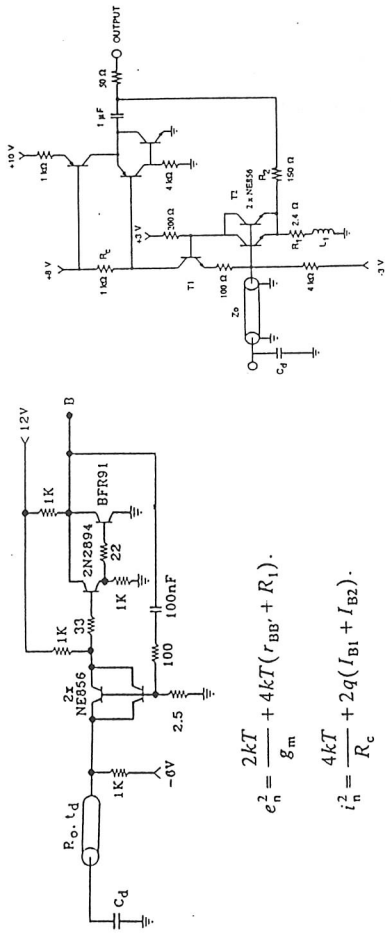
$\sigma \leq 900e^-$



1 photodiode (1 cm²)

2 photodiodes (2x1,5 cm²)

calorimètre à l'argon liquide: ATLAS



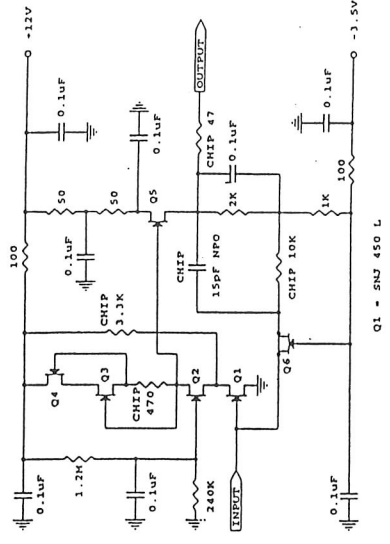
$$e_n^2 = \frac{2kT}{g_m} + 4kT(r_{BB'} + R_1)$$

$$i_n^2 = \frac{4kT}{R_c} + 2q(I_{B1} + I_{B2})$$

préamplificateur hors cryostat - technologie bipolaire

R.L. Chase et al. NIM A330 (1993) - R.L. Chase, S. Rescia, Second workshop on electronics for LHC electronics, CERN/LHCC/96-39

calorimètre au kryton liquide: NA48

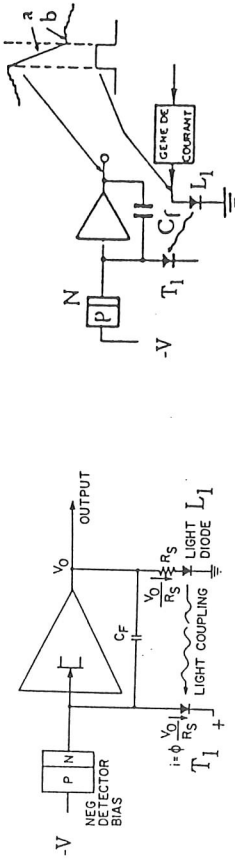


préamplificateur monté à l'intérieur du cryostat (120°K) - technologie JFET

R. Fontechi et al. NA48 collaboration, Second workshop on electronics for LHC electronics, CERN/LHCC/96-39

système à contre-réaction optoélectronique

Une diode électroluminescente L_1 éclaire un phototransistor T_1 polarisé en inverse. Le système est pulsé pour les forts taux de comptage.

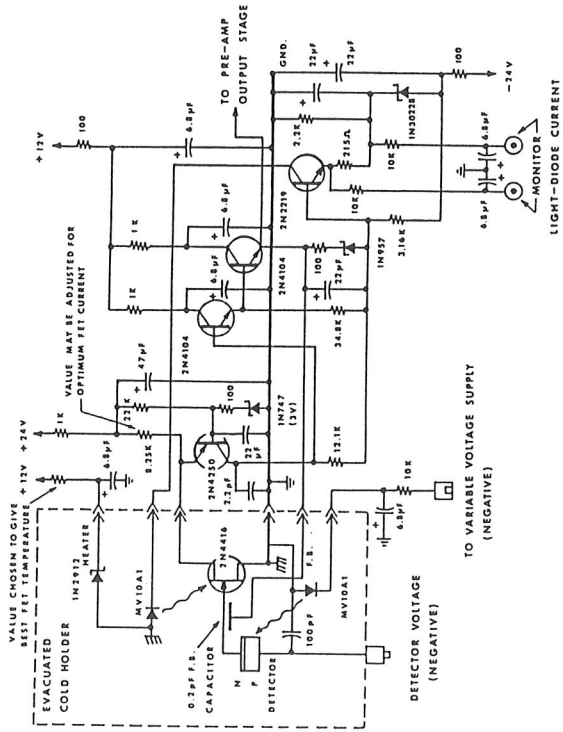


système continu

système pulsé

Contre-réaction optoélectronique pour haute résolution

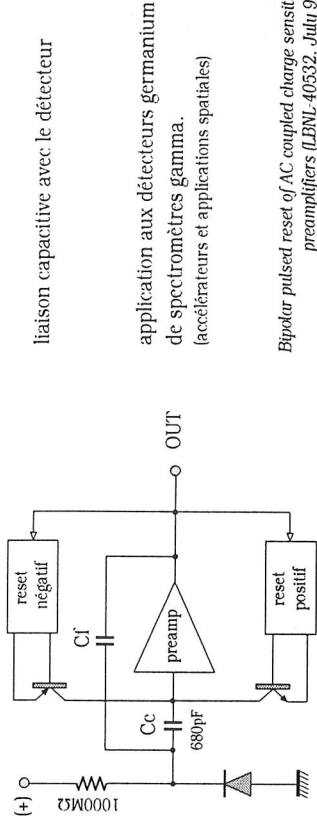
résolution: 140 eV sans capacité à l'entrée, filtrage: 15µsec, JFET refroidi.



Complete schematic of the preamplifier.

préamplificateurs de charges sans résistance de contre-réaction

Injection de charges pulsée par transistors bipolaires



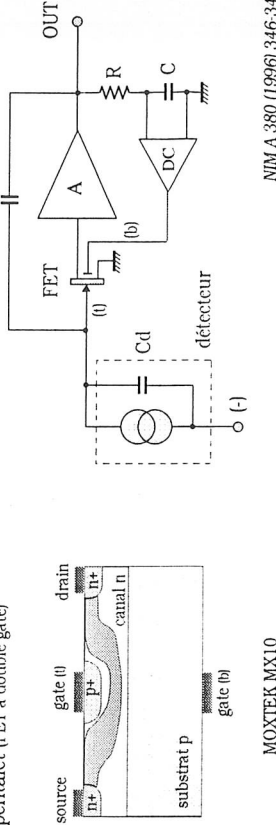
liaison capacitive avec le détecteur

application aux détecteurs germanium de spectromètres gamma. (accélérateurs et applications spatiales)

Bipolar pulsed reset of AC coupled charge sensitive preamplifiers (LBNL-40532, July 97).

Systèmes par injection de charges en continu

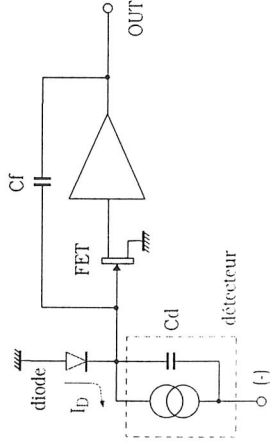
1) pentafet (FET à double gate)



MOXTEK MX10

NIM A 380 (1996) 346-349.

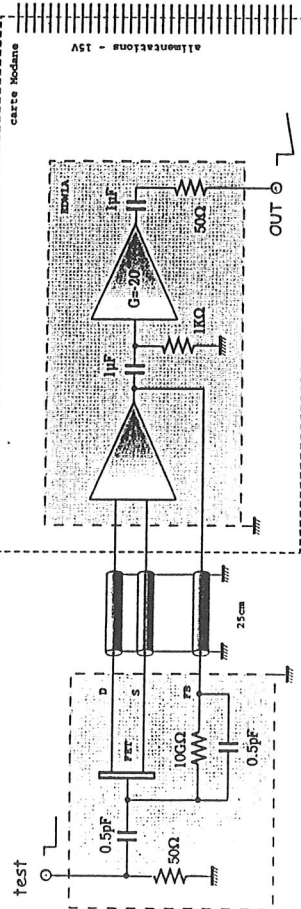
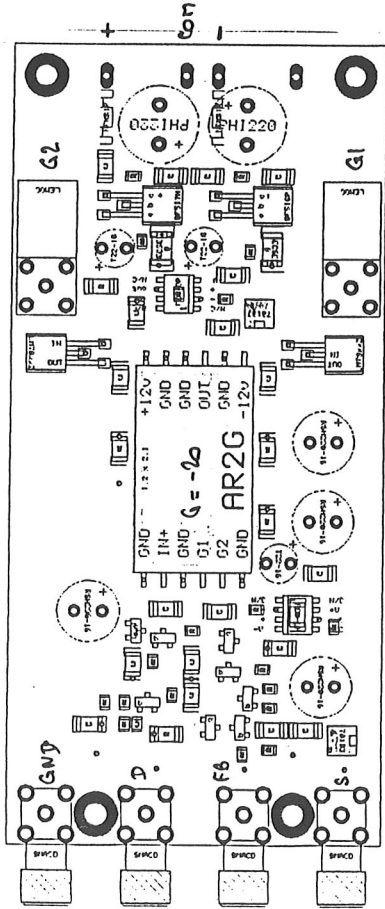
2) compensation de courant inverse I_D du détecteur par diode pn à l'entrée.



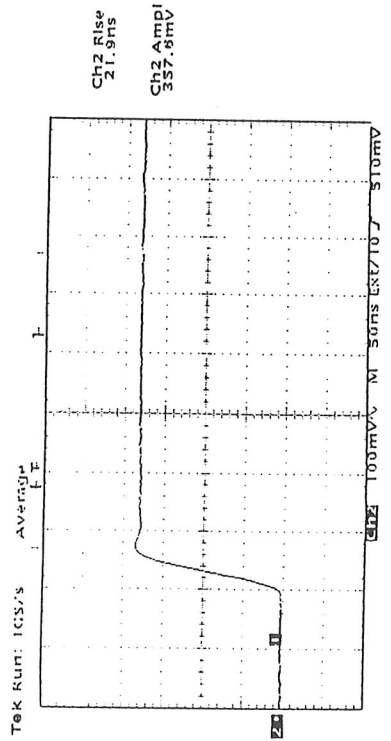
application aux détecteurs silicium à drift (SDD). (très faible capacité)

Le transistor FET et la diode sont intégrés au détecteur.

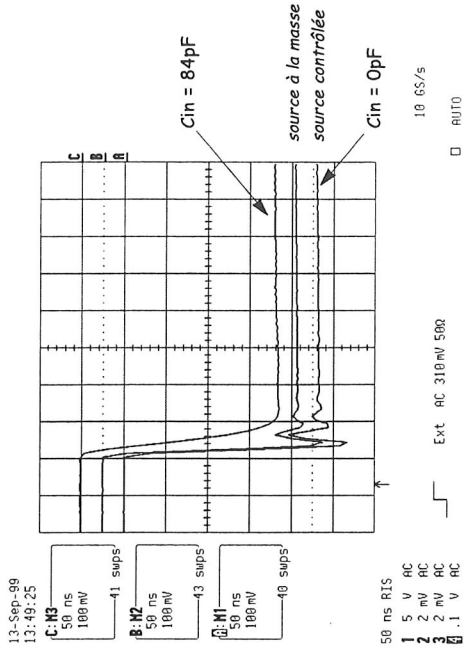
carte prototype de test EDW1A



injection: $125 \cdot 10^3 e^-$

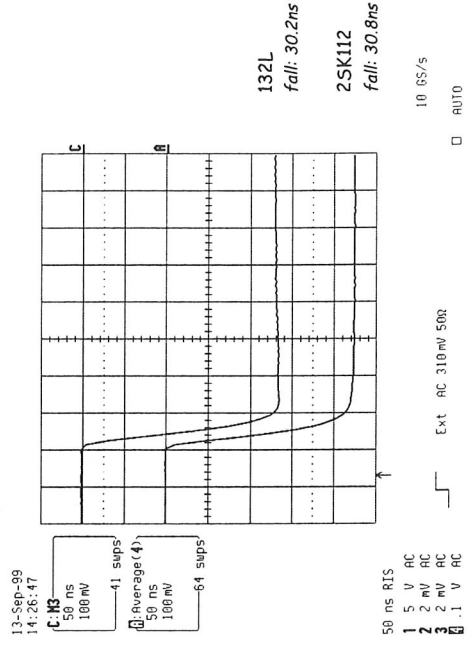


test boite Modane (FET132L) + carte EDW1A

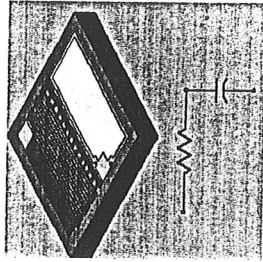


2 types de transistors à effet de champ

FET 132L $C_f = 1pF$ $R_f = 47M\Omega$ $C_{in} = 84pF$
 FET 2SK112 $C_f = 0.5pF$ $R_f = 10G\Omega$ $C_{in} = 33pF$

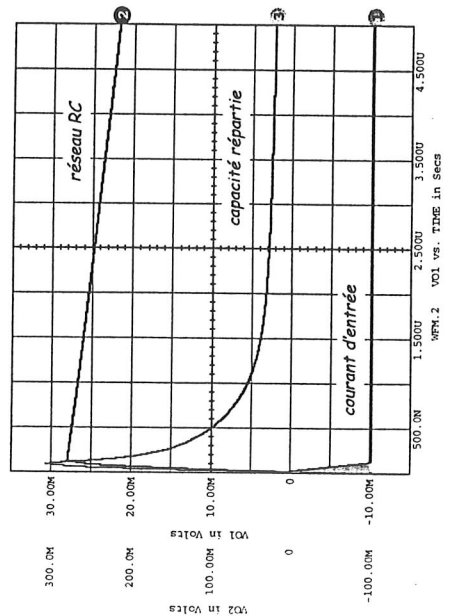
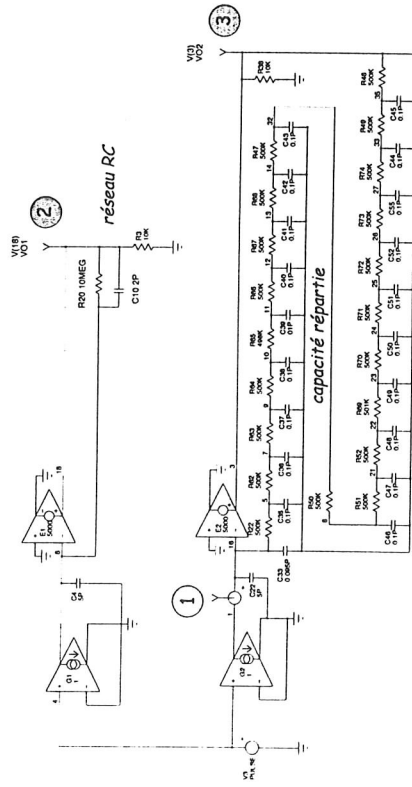


Réseau de contre-réaction



résistance couche mince MSI
série MRCN:
 $2\Omega - 25M\Omega$
 $2pF - 1000pF$

simulation



Documentation générale

- C.D. Motchenbacher, F.C. Fitchen, Low-noise electronic design, Wiley, New-York, 1973.
- C.D. Motchenbacher, J.A. Connelly, Low-noise Electronic System Design, Wiley, New-York, 1993.
- V. Radeka, Low-noise techniques in detectors, Ann. Rev. Part. Sci. 1988, 38:217-277.
- E. Gatti, P.F. Manfredi, Processing the signals from solid-state detectors in elementary-particle physics, Rivista del Nuovo Cimento, vol.9, N.1, 1986.
- Paul R. Gray, Robert G. Meyer, Analysis and design of Analog Integrated Circuits, second edition, Wiley, 1984.
- Zhong Yuan Chang, Willy M.C. Sansen, Low-noise Wide-Band Amplifiers in Bipolar and CMOS Technologies, Kluwer Academic Publishers, 1991.
- G. Massobrio, P. Antognetti, Semiconductor device modeling with SPICE, second edition, McGraw-Hill, 1993.

Quelques sites internet

- Composants - notes d'applications
<http://www.amptek.com>
http://www.gsi_link.co.uk
<http://www.interfet.com>
<http://www.moxtek.com>
http://mini_systemsinc.com

Archives transparents du 7th Pisa Meeting on advanced detectors, May 97
<http://www.pi.infn.it/pm/1997/archive/>

ftt w/chauffage