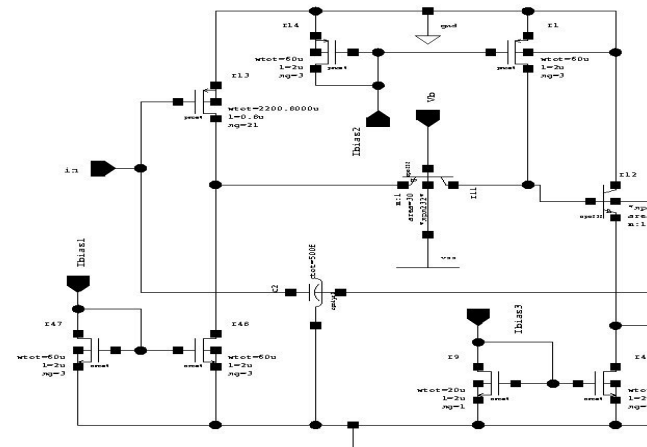
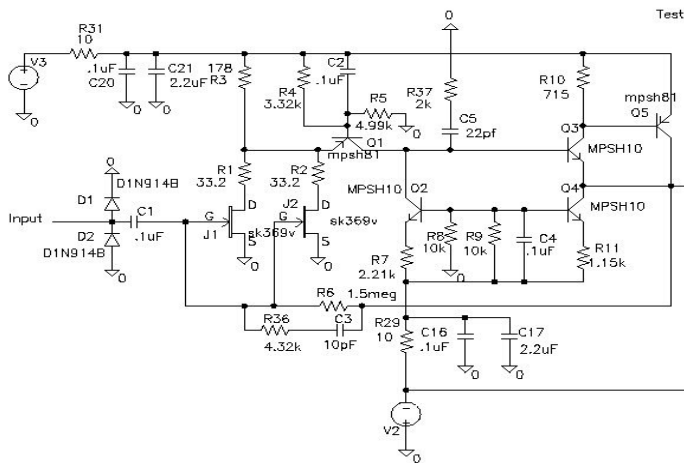


2. Préamplificateurs



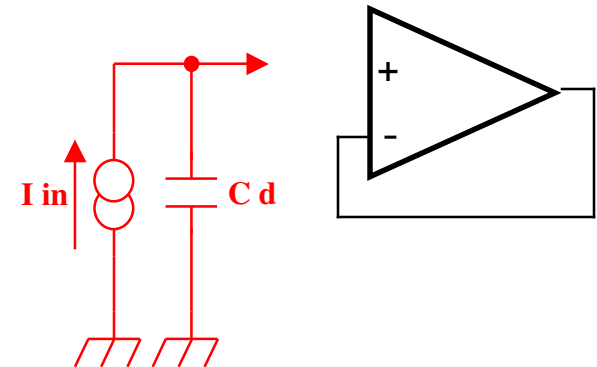
Préamplificateurs de charge idéal

■ Modélisation du détecteur

- Signal = source de courant
- Détecteur = capacité C_d
- Quantité à mesurer = Charge \Rightarrow intégrateur

■ Intégration sur C_d

- Simple ? : $V = Q/C_d$
 - Il faut un suiveur pour copier la tension
 - Capacité d'entrée du suiveur $C_a // C_d$
 - Diminution du gain, possibles non-linéarités
-
- Il faut aussi vider C_d ...



Préamplificateur de charge idéal

■ AOP idéal monté en transimpédance

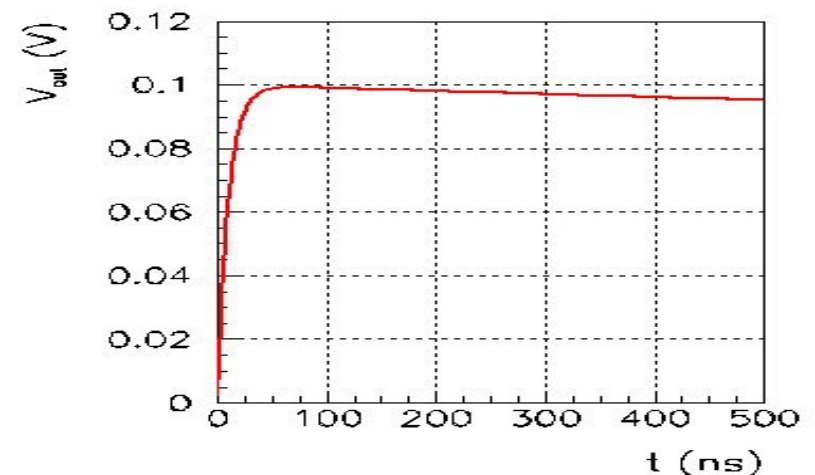
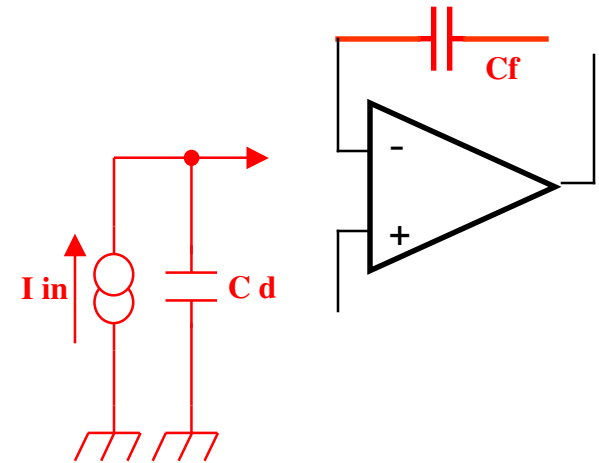
- Contre-réaction parallèle-parallèle
- Asservit la transimpédance : v_{out}/i_{in}
- $V_{in-}=0 \Rightarrow V_{out}(w)/i_{in}(w) = -Z_f = -1/jw C_f$
- **Intégrateur** : $v_{out}(t) = -1/C_f \int i_{in}(t)dt$

$$v_{out}(t) = - Q/C_f$$

- « Gain » : $1/C_f$: 1 pF \rightarrow 1 mV/fC
- C'est le gain souhaité qui détermine C_f

■ Intégration sur C_f

- Simple ? : $V = Q/C_f$
- Insensible a la capa de l'ampli CPA
- Transforme un signal bref en un long
- Il faut aussi vider C_f ...



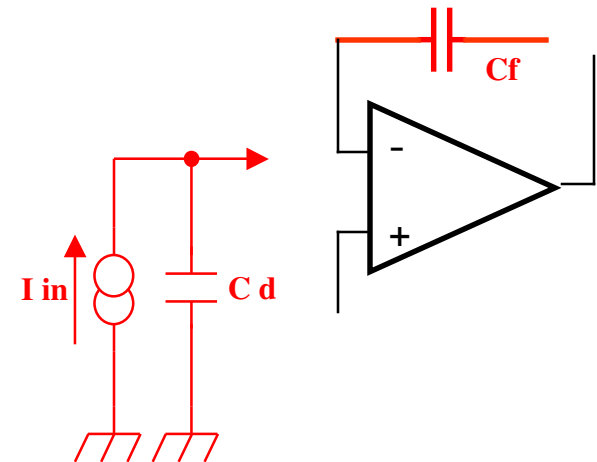
Préamplificateur de charge non-idéal

■ AOP non-idéal

- Le gain G n'est pas infini : $V_{in} \neq 0$
 - $V_{out} - v_{in} = -Z_f i_f$
 - $V_{in} = Z_d (i_{in} - i_f) = -v_{out}/G$
- $V_{out}(\omega)/i_{in}(\omega) = -Z_f / (1 + C_d / G C_f)$

■ Déficit ballistique

- Effet du gain non infini : G_0
- On ne récolte « que » $Q \ C_d/G_0 C_f$
- Le signal diminue (légèrement) quand on augmente C_d
- Exemple : $C_d=100\text{pF}$ $C_f=0.1\text{pF}$ $G_0=60\text{dB}$
gain = 50 mV/pC au lieu de 100
- Une manière simple de mesurer G_0
 - C_d tel que $V_{out}(C_d) = \frac{1}{2} V_{out}(0\text{pF}) \Rightarrow$
 $G_0 = C_d/C_f$



Préamplificateur de charge non-idéal

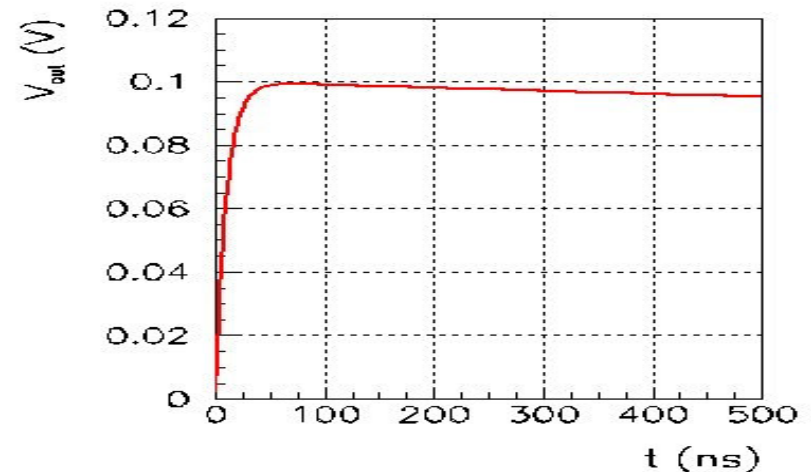
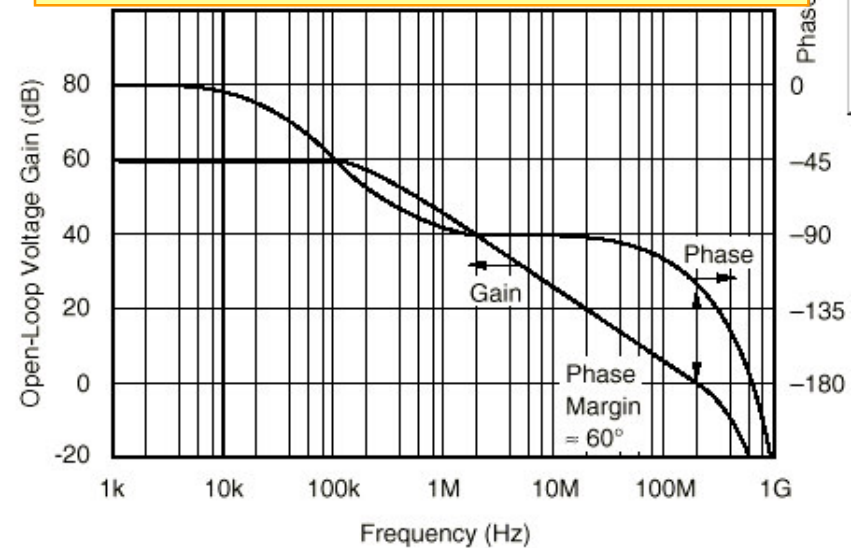
■ AOP à bande passante non-infinie

- Gain en boucle ouverte du 1er ordre
- $G(\omega) = G_0 / (1 + j \omega / \omega_0)$
 - G_0 : gain basse fréquence
 - ω_0 : **pole dominant**
 - 90° déphasage après ω_0
- Produit gain bande : $\omega_C = G_0 \omega_0$

■ Temps de montée

- Effet de la bande passante non-infinie
- Pôles : $p = C_f / G_0 \omega_0 C_d$
- Temps de montée : τ (*tau*) = $C_d / \omega_C C_f$
- $T_{10-90\%} = 2.2 \tau$
- Exemple : $\omega_C = 10^9$ rad/s $C_f = 0.1$ pF
- On joue sur le temps de montée avec ω_C ou C_f

Open loop frequency response of OP620



Préampli de charges vu de l'entrée

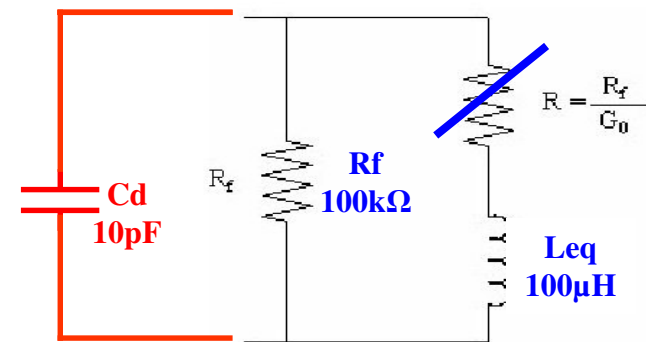
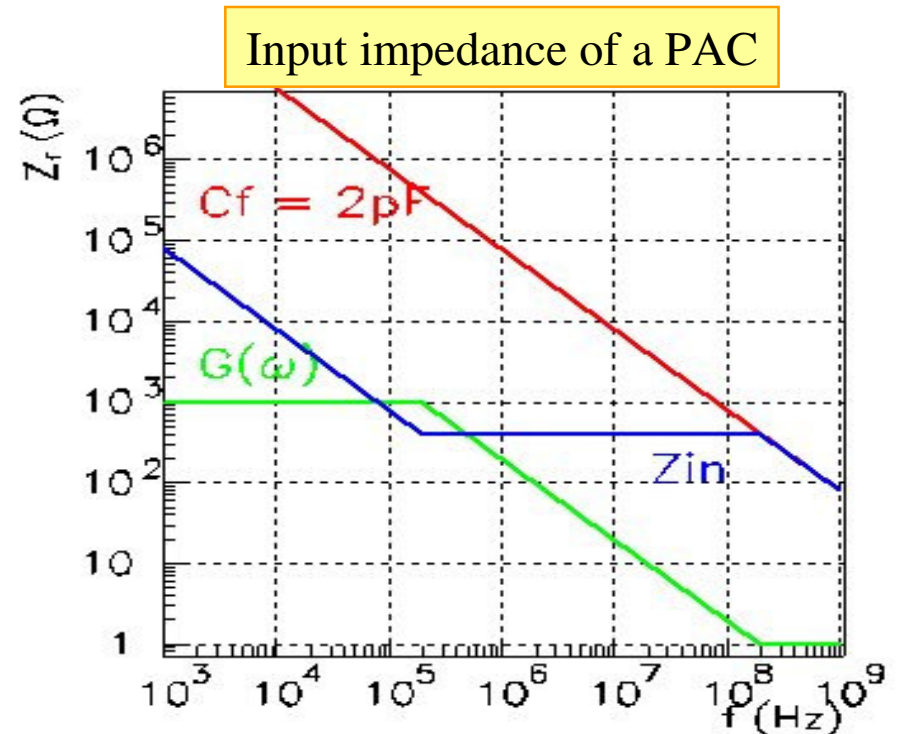
■ Impédance d'entrée AOP idéal

- $Z_{in} = Z_f / G+1$
- $Z_{in} \rightarrow 0$ pour l'ampli idéal
- « Masse virtuelle » : $V_{in} = 0$
- Minimise la sensibilité à l'impédance du détecteur
- Minimise la diaphonie

■ Impédance d'entrée AOP réel

- $Z_{in} = 1/j\omega G_0 C_f + 1/ G_0 \omega_0 C_f$
- Terme résistif : $R_{in} = 1/ G_0 \omega_0 C_f$
- Exemple : $\omega_C = 10^9$ rad/s $C_f = 0.1$ pF
 $\Rightarrow R_{in} = 10$ k
- Détermine le temps de montée :
 $t = R_{eq} C_d$
- Bonne stabilité (...!)

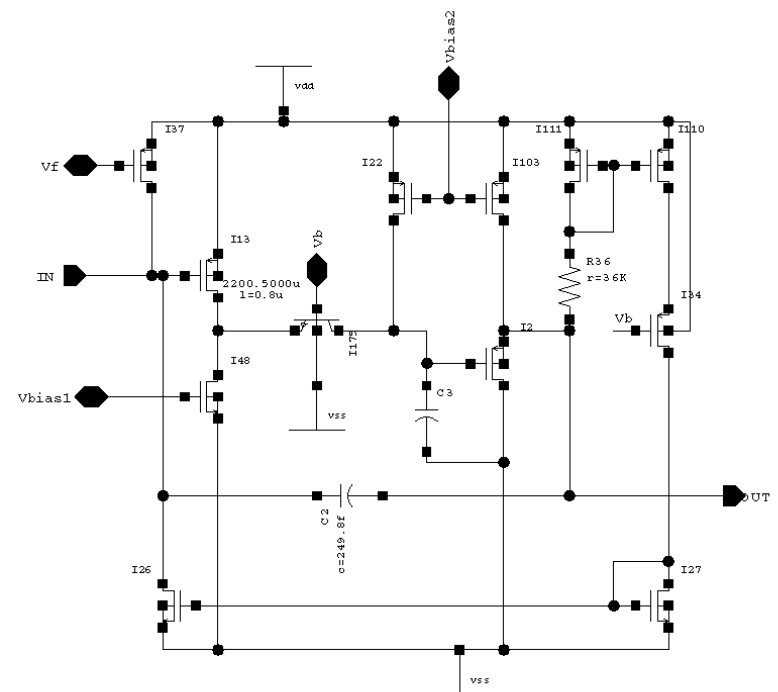
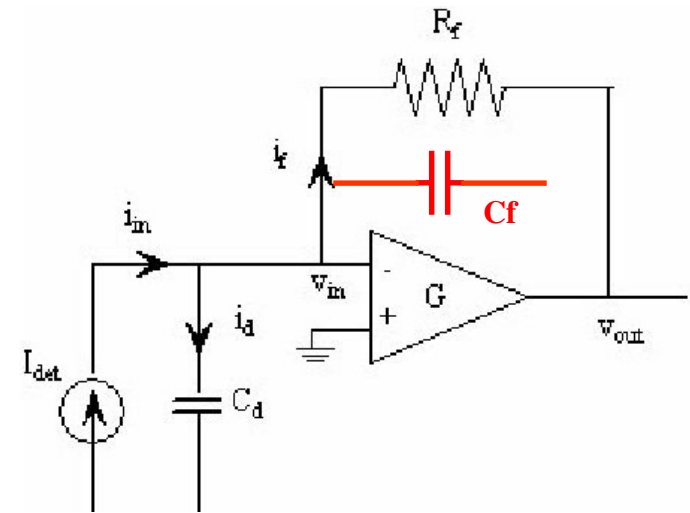
■ Schéma équivalent :



Equivalent circuit on the input

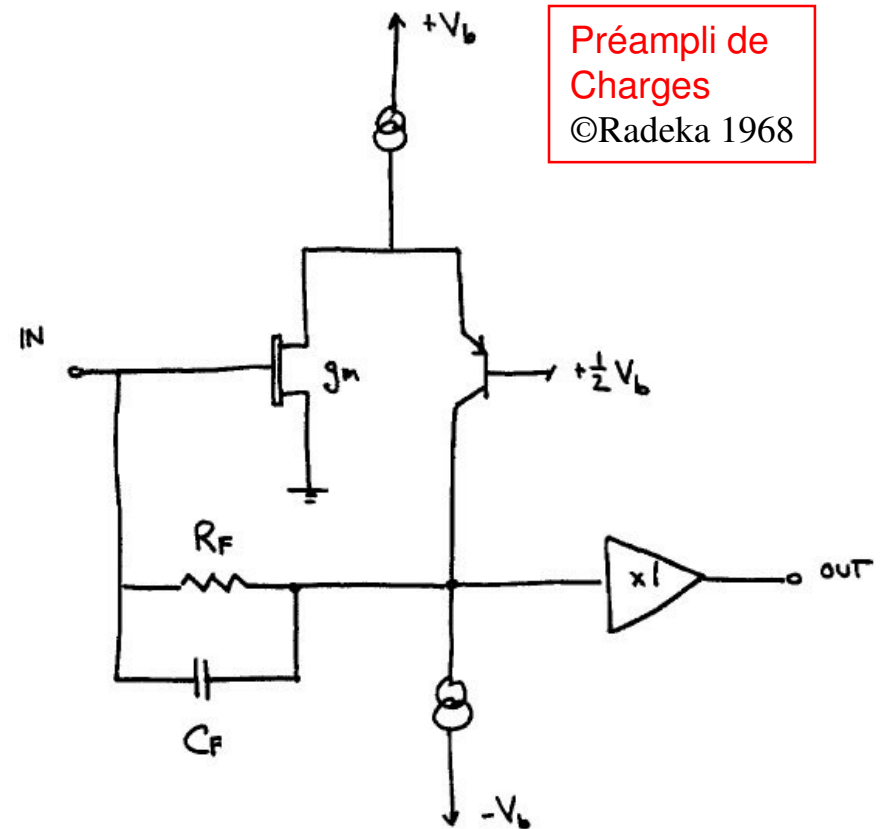
Préampli de charges : la contre-réaction en continu

- **Nécessité de vider C_f (remise à zéro)**
 - Assure la polarisation statique
 - Évite la saturation
- **Résistance de contre-réaction R_f**
 - Vide C_f avec la constante de temps $R_f C_f$
 - R_f choisie tq $R_f C_f \gg$ shaping et $R_f I_{DC} < 1V$
 - $R_f = M\Omega - G\Omega$ pour minimiser le bruit parallèle (difficile à intégrer)
 - En ASICs : multiplicateurs de résistance par miroirs
- **Remise à zéro par switch**
 - Intégrateur parfait quand switch ouvert
 - Attention à la pente si courant de fuite



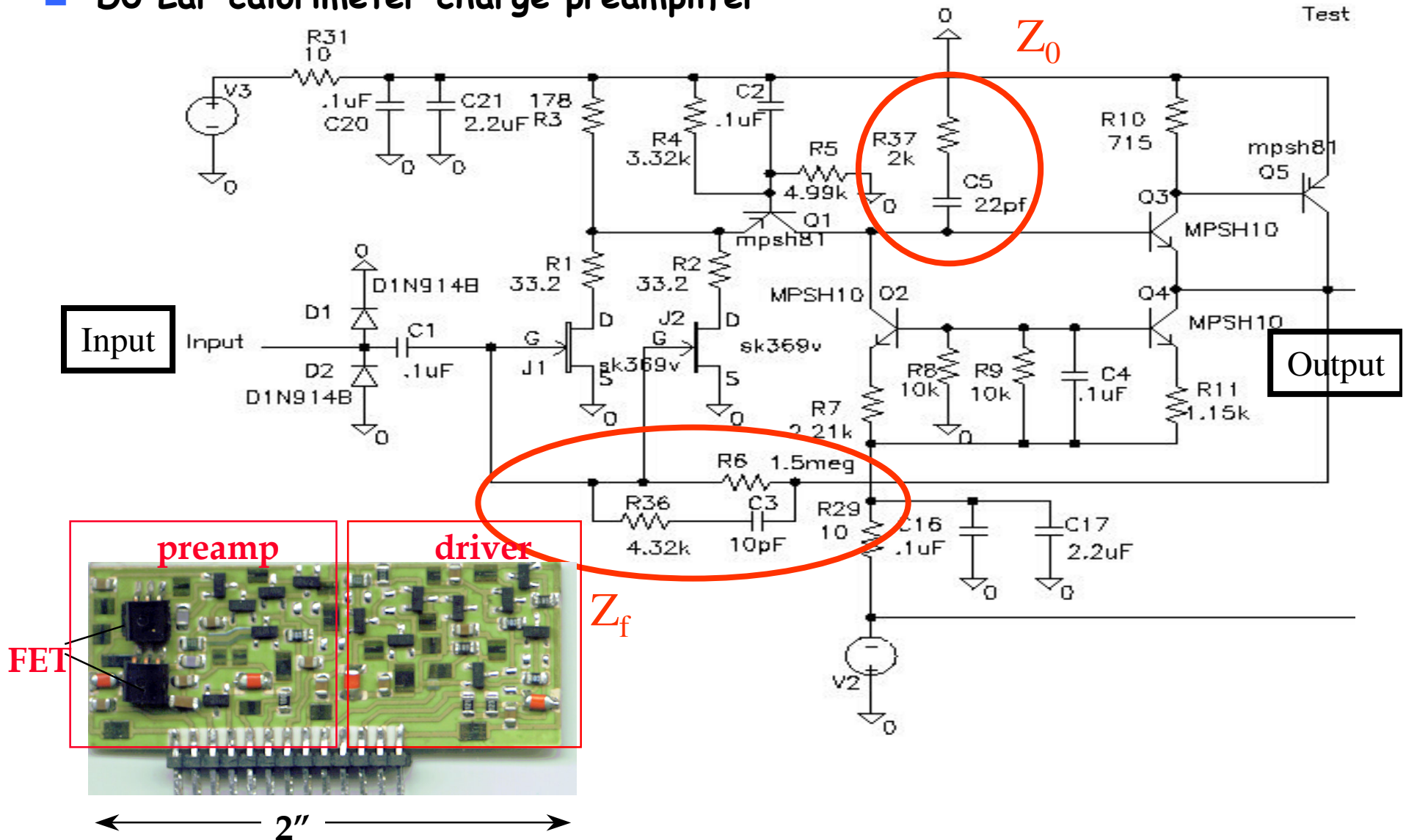
Préampli de charge : architecture

- **Bâti sur le cascode replié**
 - Emetteur commun en entrée (JFET) = transconductance
 - Base commune = convoyeur de courant
 - Collecteur commun = suiveur en tension
- **Pas d'effet Miller**
 - Permet un gros transistor en entrée
 - Bas bruit
 - Gain en boucle ouverte ~ 1000



Préamplis de charge en pratique

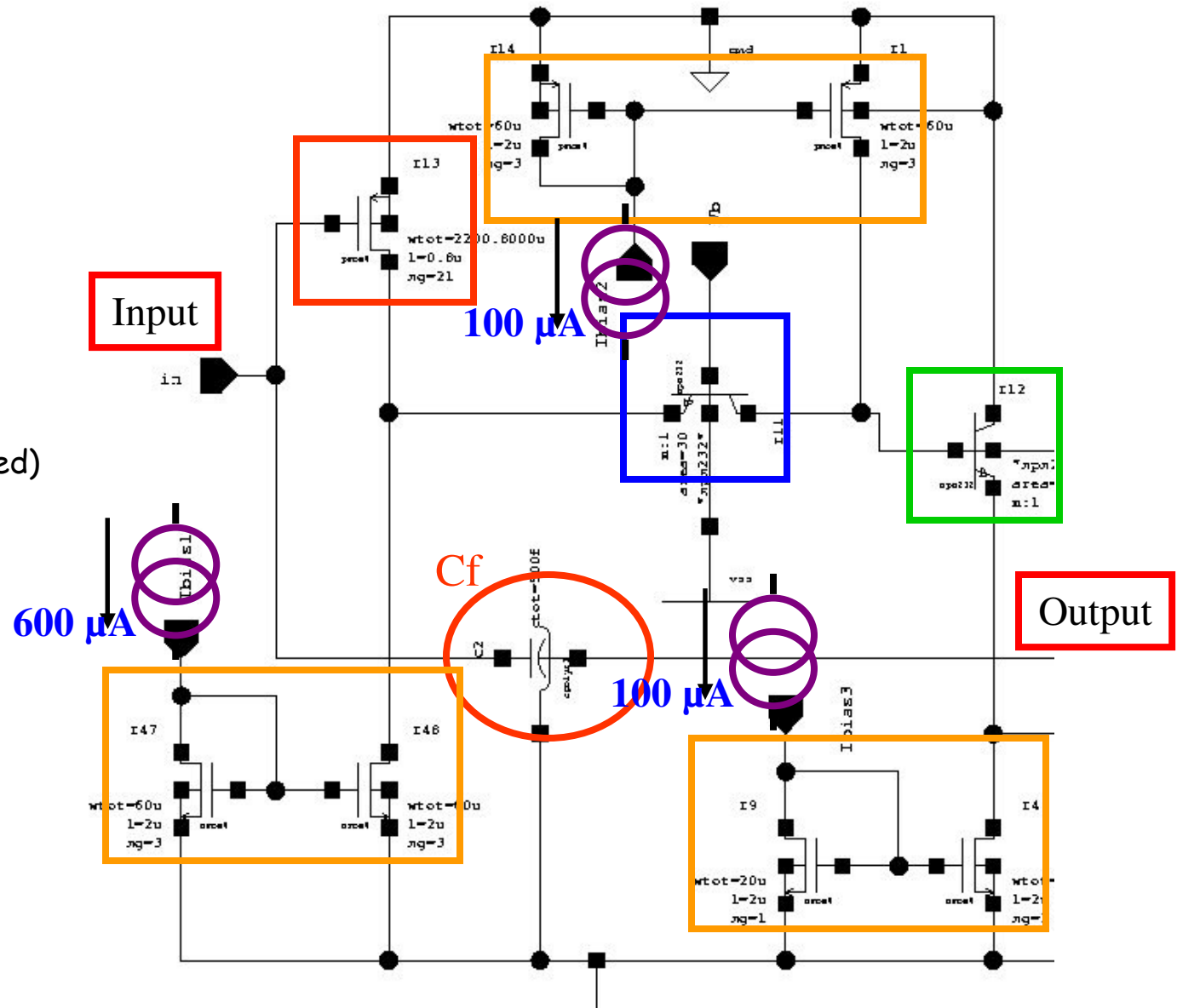
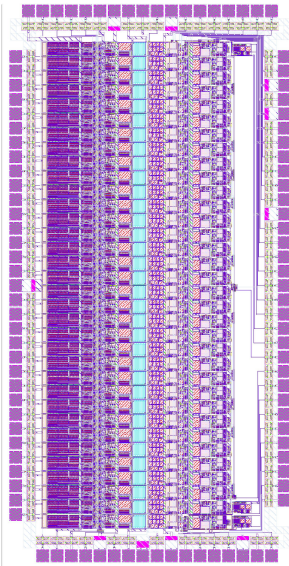
■ D0 Lar calorimeter charge preamplifier



Charge preamp example

Charge preamp for W-Si calorimeter at FLC...

- Readout of 1 cm² Si PIN diodes
- Complete schematic (DC feedback omitted)



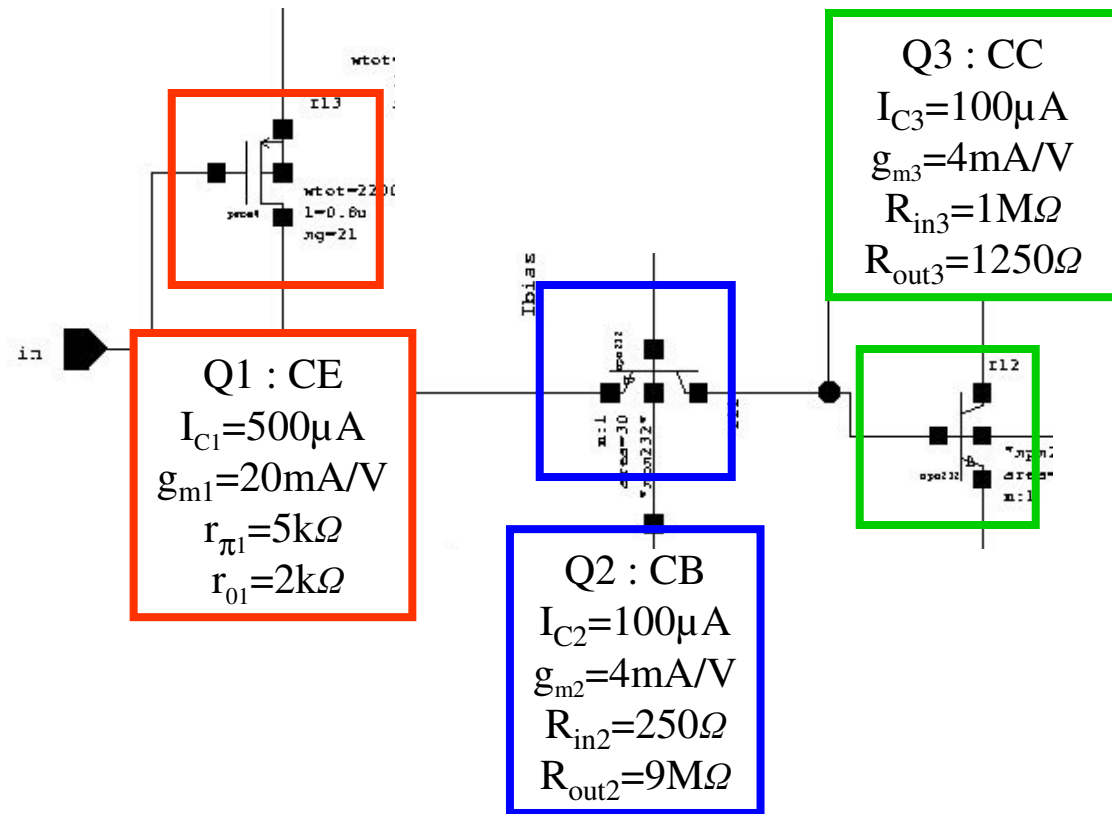
Charge preamp equivalent circuit

Parameters

- Assuming :
- $\beta_0 = 100$
- $V_A = 100V$
- MOS = BIPOLAR :
 $g_m = I_C / 26mV$
- Output load : $R_L = 10k$

Replace transistors by hybrid model...

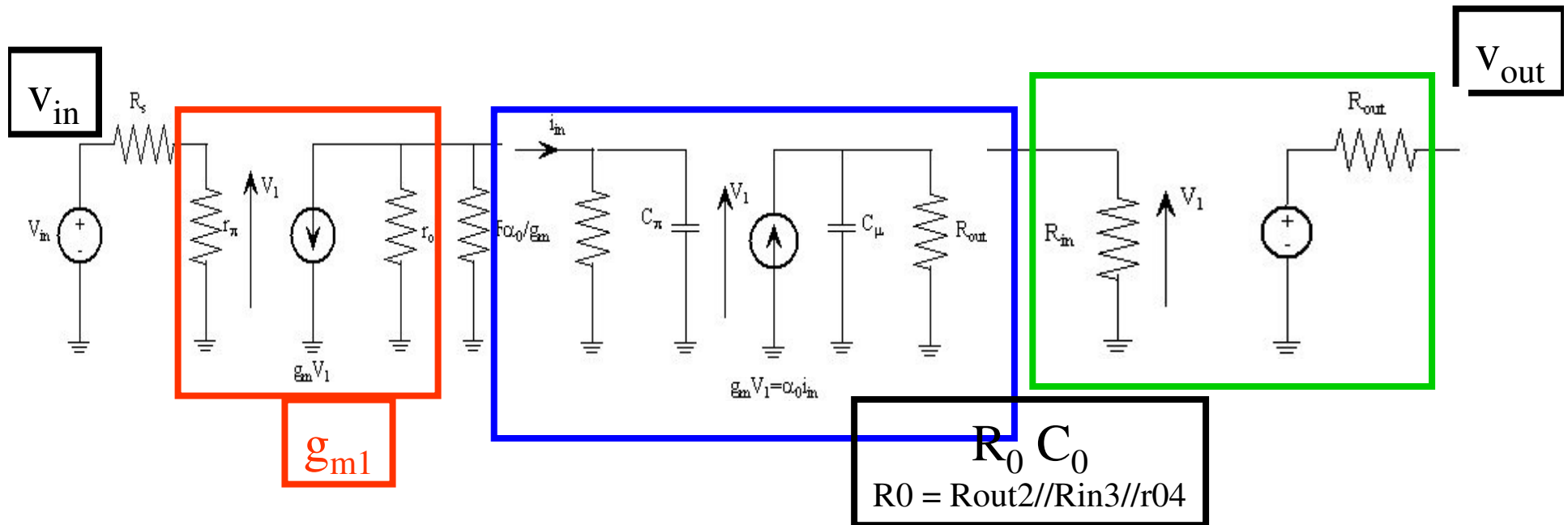
Calculate open loop gain v_{out}/v_{in}



Small signal parameters of transistors in signal path

Charge preamp example

■ Equivalent circuit



■ Open loop gain :

$$v_{out}/v_{in} = -g_{m1} R_0 / (1 + j\omega R_0 C_0)$$

- Ex : $g_{m1} = 20 \text{ mA/V}$, $R_0 = 500 \text{ k}\Omega$, $C_0 = 1 \text{ pF} \Rightarrow G_0 = 10^4$ $\omega_0 = 210^6$ $G_0 \omega_0 = 2 \cdot 10^{10} = 3 \text{ GHz}!$

Charge preamp performance

■ Amplifier gain:

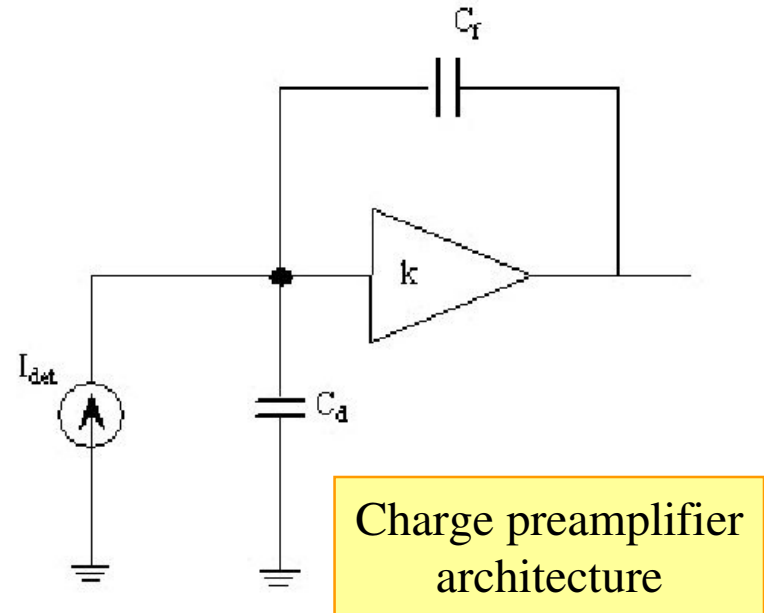
- $G_0 = 10^4$
- $G_0\omega_0 = 2 \cdot 10^{10} \text{ rad/s}$

■ PAC configuration with $C_f = 1 \text{ pF}$

- Gain : 1 V/pC
- Input impedance : $R_{in} = 1 / G_0\omega_0 C_f = 50 \ \Omega$
- Can even terminate a cable !

■ Speed :

- With $C_d = 10 \text{ pF}$, $\tau = 500 \text{ ps}$
- $f_{-3\text{dB}} = 1 / 2\pi \cdot 5 \cdot 10^{-10} = 300 \text{ MHz}$



Mon préampli ne marche pas...

■ Collé sur un rail

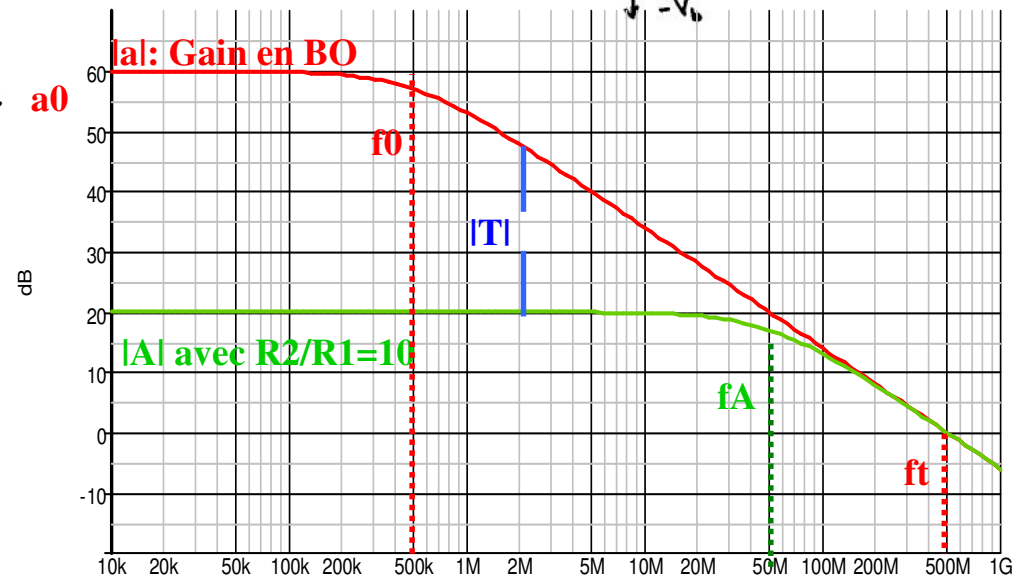
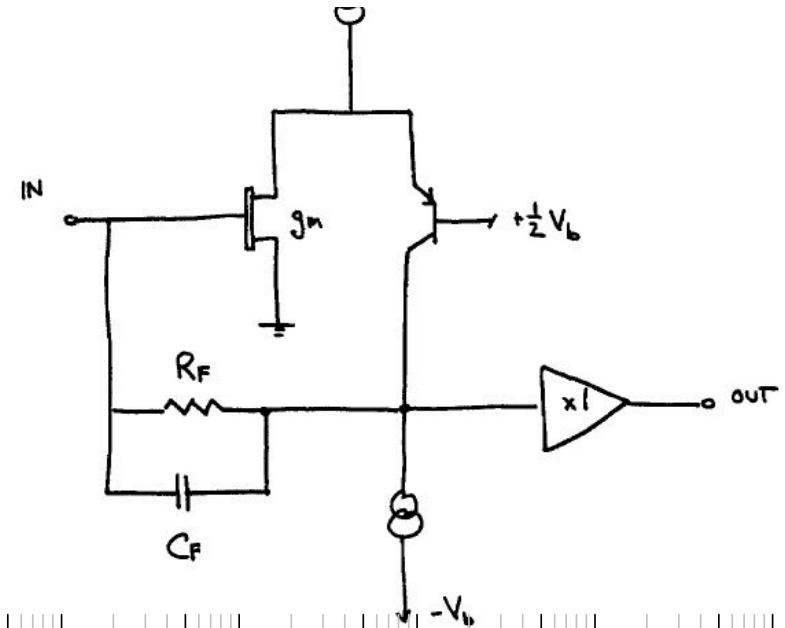
- Courant de fuite sur l'entrée
- Mesurer le courant aux bornes de R_F
- Mesurer V_{in} avec un voltmètre 1G

■ Trop de bruit

- Voir transparents suivants

■ Oscille (à f_T)

- Marge de phase insuffisante
- Gain en boucle fermée trop faible
- $1/B = C_{tot}/C_f$



Bruit dans les préamplis de charge

- 2 generateurs de bruit ramenés en entrée

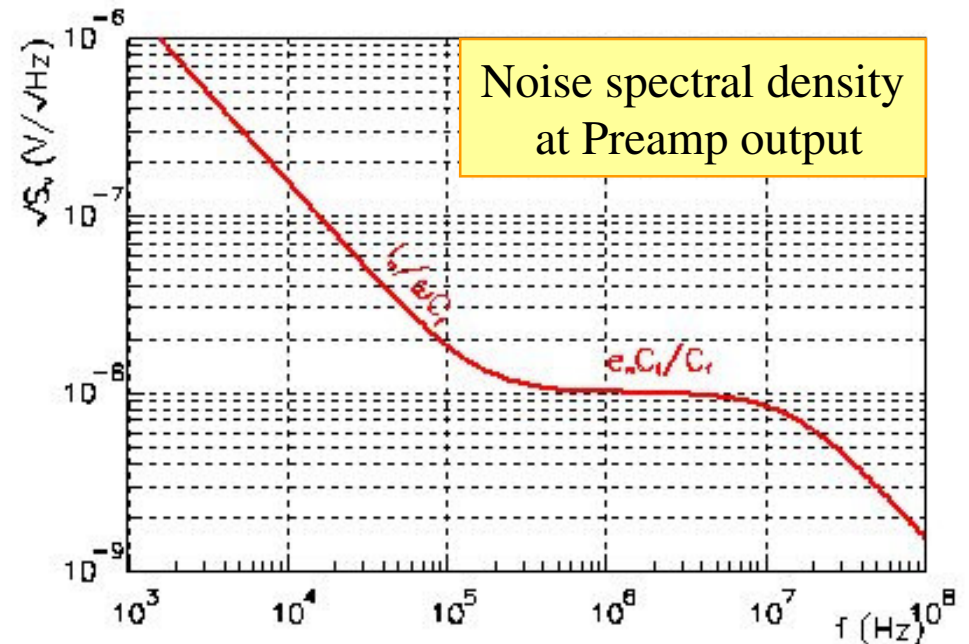
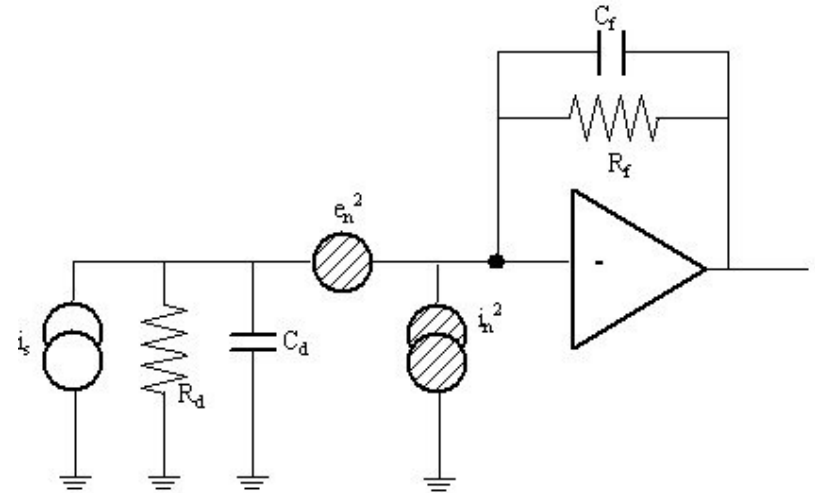
- Bruit parallèle (i_n^2) courants de fuite
- Bruit série : (e_n^2) préampli

- Densité spectrale de bruit en sortie

- $S_v(\omega) = (i_n^2 + e_n^2/|Z_d|^2) / \omega^2 C_f^2$
 $= i_n^2 / \omega^2 C_f^2 + e_n^2 C_d^2 / C_f^2$
- Parallel noise decreases with $1/\omega^2$
- Series noise is flat, with a « noise gain » of C_d/C_f

- Bruit rms noise V_n

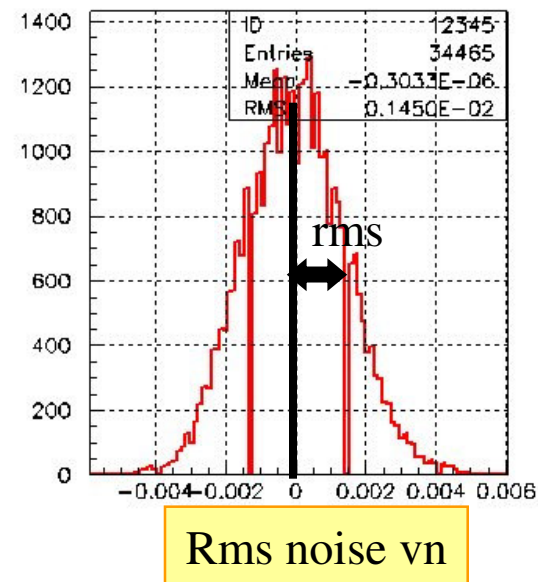
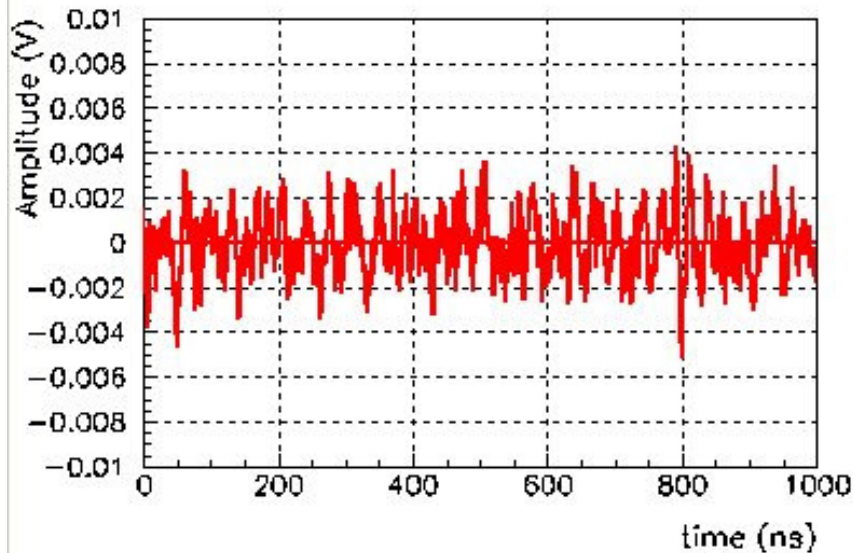
- $V_n^2 = \int S_v(\omega) d\omega / 2\pi \rightarrow \infty (!)$
- Utilité du filtrage...



Mesure de la charge équivalente de bruit (ENC)

■ Mesure du bruit rms : v_n

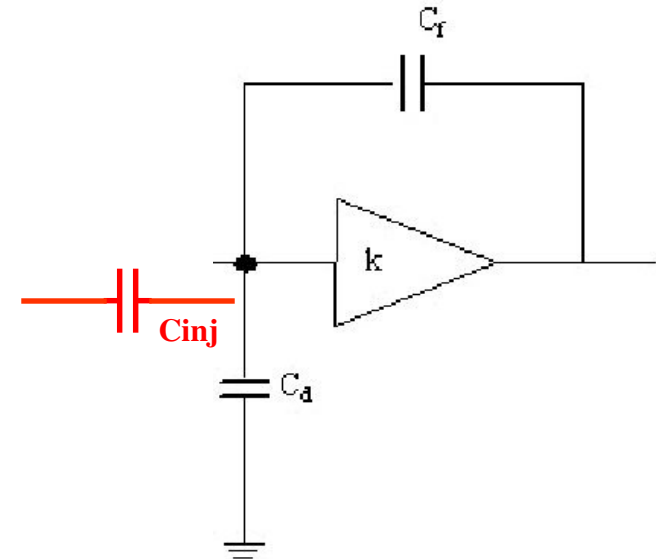
- Voltmètre rms ou histogrammation de la ligne de base sur oscilloscope
- Bruit gaussien : écart type = v_n (+ contrôle du bruit cohérent)
- Vérifier que le système de mesure (filtre, oscillo) a une contribution négligeable (éteindre le préampli et remesurer, au besoin soustraire quadratiquement le bruit de 2ème étage)
- Il est important de mesurer le bruit dans les mêmes conditions que le signal



Mesure de la charge équivalente de bruit (2)

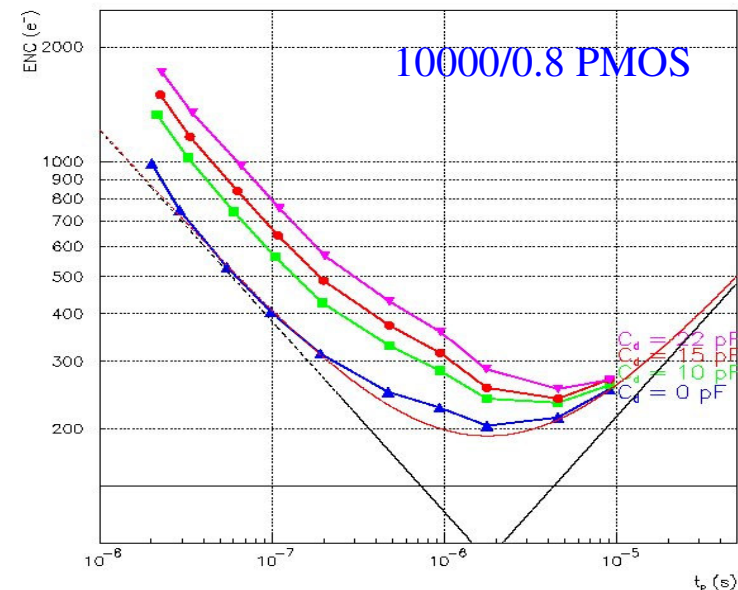
■ Mesure du signal : $V_{\max}(\delta)$

- On injecte une charge connue (impulse) $Q_0\delta(t)$,
- En général, un échelon de tension V_0 dans une capacité d'injection C_{inj} : $Q_0 = C_{inj} V_0$
- Attention à la capacité parasite sur C_{inj}
- En sortie : $V_{\max}(\delta) = C_{inj} V_0 / C_f$
- on mesure aussi le peaking time 5-100% : $tp(\delta)$ pour tenir compte du temps de montée du préampli



■ Equivalent Noise Charge : ENC

- $ENC = V_{rms} / V_{\max}(\delta)$
- Exprimé en général en électrons rms
- Le bruit varie fortement avec le filtrage (shaping)
- NB : c'est un rapport bruit/signal !



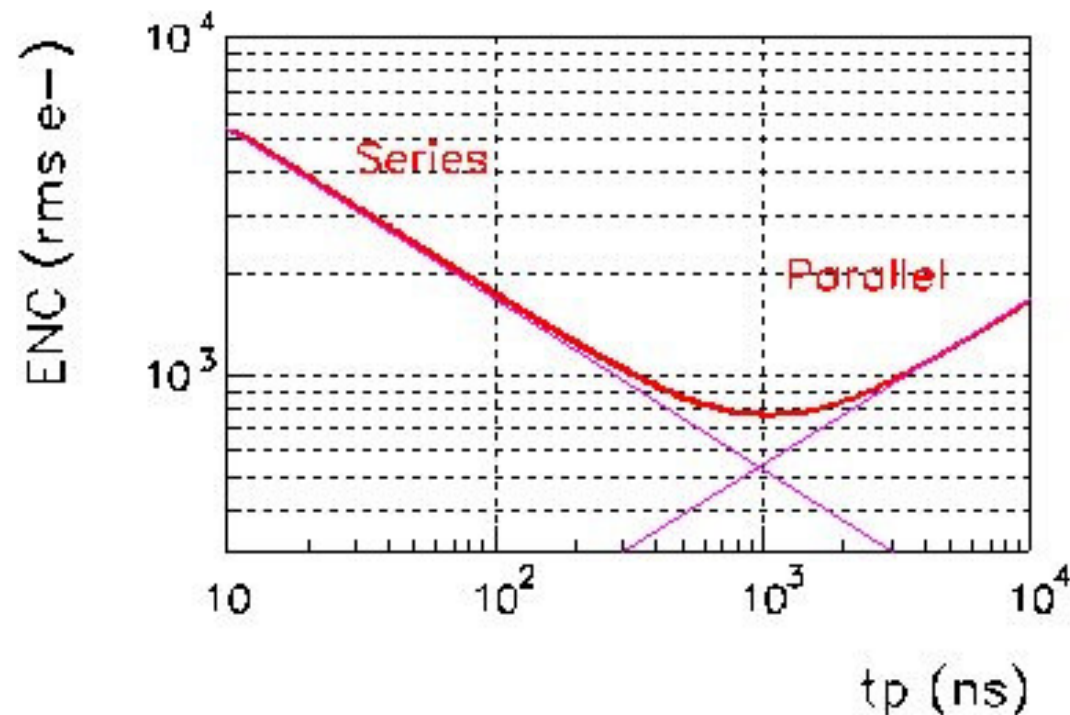
Charge équivalente de bruit après filtrage

■ Une formule utile :

- ENC (in e-) après un filtre CRRC² :

$$\text{ENC} = 174 e_n C_{\text{tot}} / \sqrt{t_p} (\delta) \oplus 166 i_n \sqrt{t_p} (\delta)$$

- e_n en nV/√Hz, i_n en pA/√Hz sont les densité spectrales de bruit du preampli
- C_{tot} (en pF) est dominé par le détecteur (C_d) + capacité d'entrée du préampli (C_{PA})
- t_p (en ns) est le peaking time (5-100%) du shaper

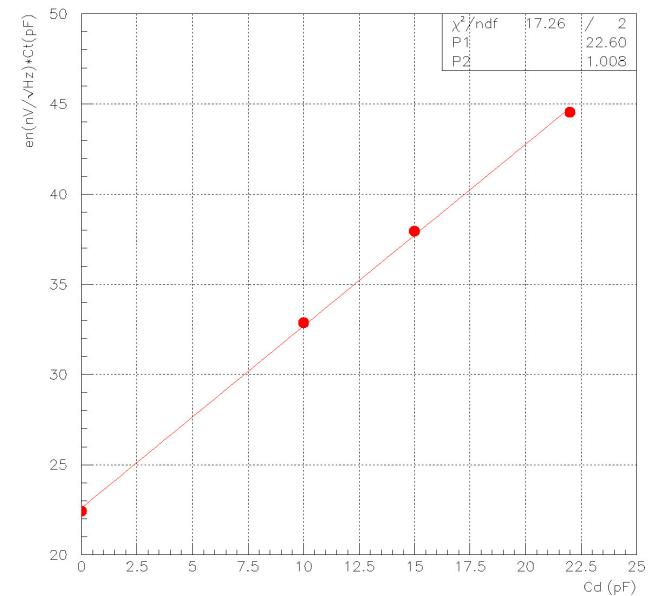
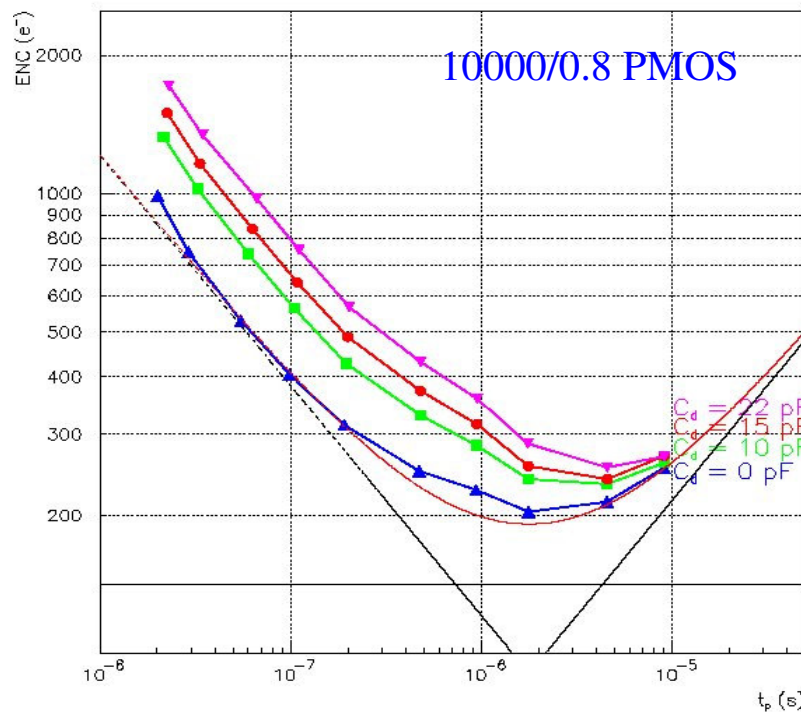


ENC with
 $e_n = 1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
 $i_n = 1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
 $C_{\text{tot}} = 10 \text{ pF}$

Extraction du bruit série et du bruit parallèle

■ Mesure de ENC après un filtre CRRC² variable

- On varie la capacité détecteur C_d ajoutée sur l'entrée
- On fite le bruit série $A/\sqrt{t_p}$, le bruit parallèle $B\sqrt{t_p}$ et le $1/f : C$
- On trace A en fonction de C_d : droite $A = 181 \cdot e_n C_d$



Minimisation du bruit

- Rappel : $ENC = 174 e_n C_T / \sqrt{t_p} (\delta) \oplus 166 i_n \sqrt{t_p} (\delta)$
- Minimisation de la capacité sur l'entrée
 - Capacités parasite
 - Optimiser la capacité du transistor d'entrée ("capacitive matching")
- Filtrer au shaping time optimum
 - $T_{opt} =$
- A shaping rapide, minimiser le bruit série du préampli
 - Maximiser la transconductance du transistor d'entrée

$$e_n^2 = 4kTR_G + 4kT \frac{g_{mb}^2}{g_m^2} R_B + 4kT \frac{\gamma}{g_m} \left(1 + \frac{g_{mb}}{g_m} \right)$$

- Utiliser un gros transistor pour augmenter W/L , maximiser le courant drain
 - Matching capacitif : W tel que $C_{PA} = 1/3 C_{det}$
- A shaping lent
 - Utiliser un PMOS (ou un JFET) pour minimiser le bruit $1/f$
 - Réduire les courants de fuite pour minimiser le bruit parallèle

Mesures complémentaires

■ Mesure de l'impédance d'entrée

- On attend $R_{in} = g_m C_0 / C_f$
- Mise en parallèle d'une résistance sur l'entrée qui divise le signal par 2.
- Ne pas oublier de mettre 100nF en série

■ Mesure du temps de montée

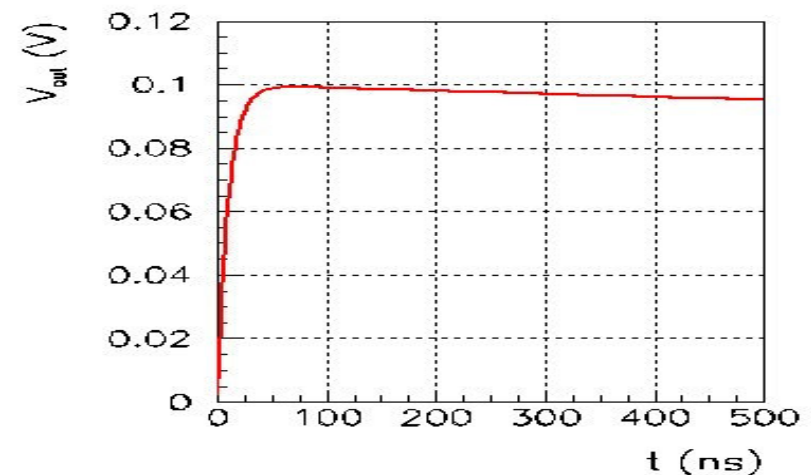
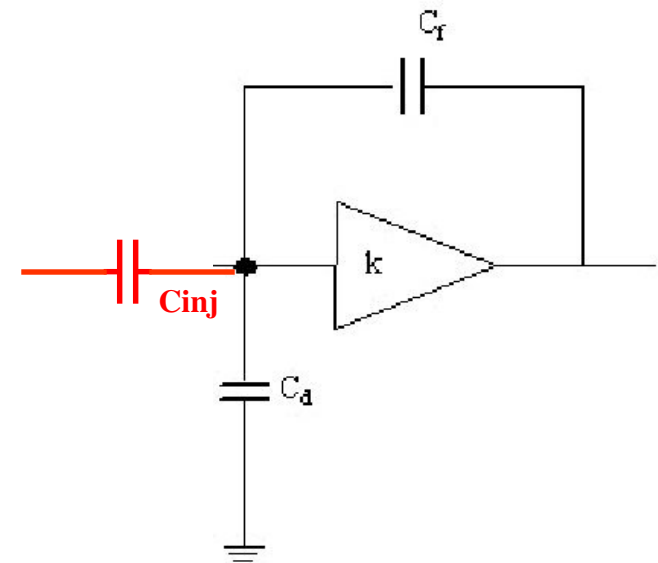
- $T = R_{in} C_d$
- Mesure à l'oscillo entre 10-90%
- Compliqué par la redescente...

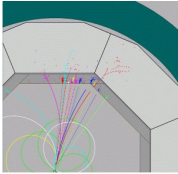
■ Mesure du temps de descente

- $T_f = R_f C_f$
- Attention aux couplages AC

■ Linéarité

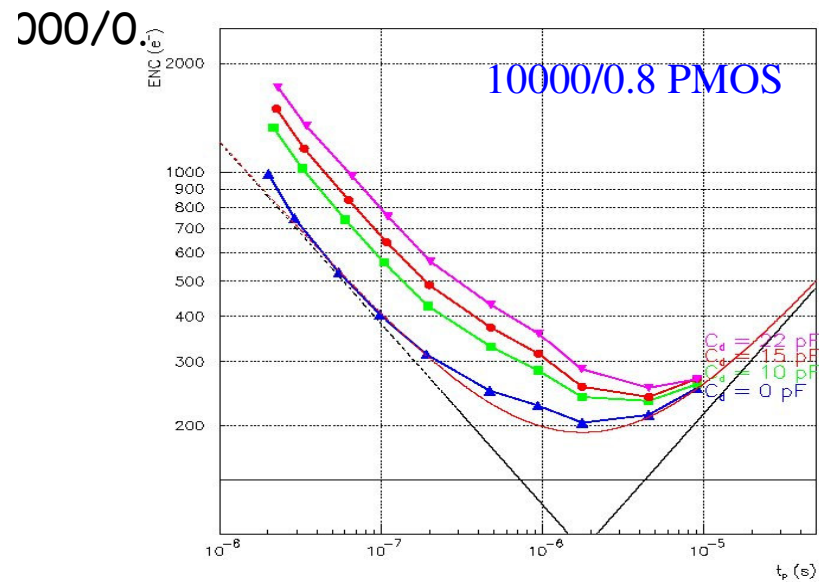
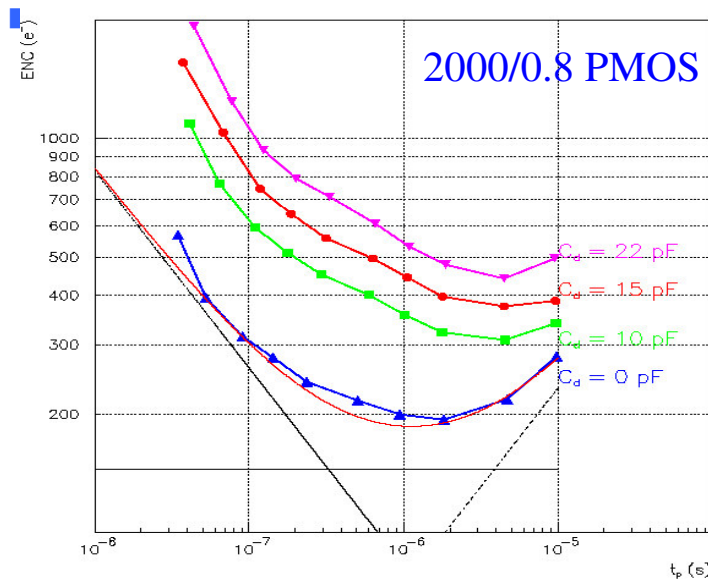
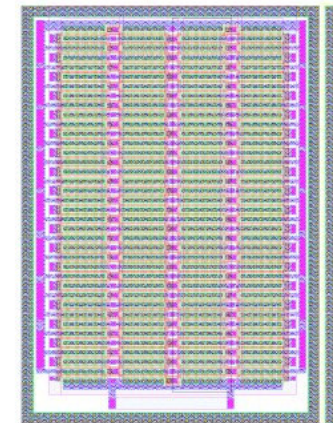
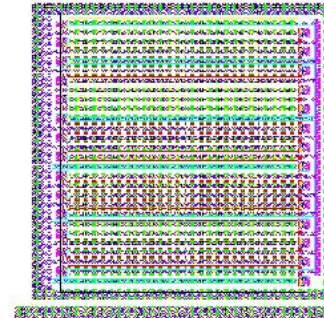
- Voire mesure linéarité des shapers





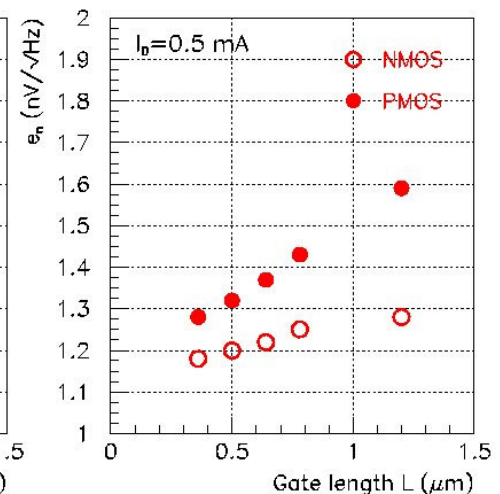
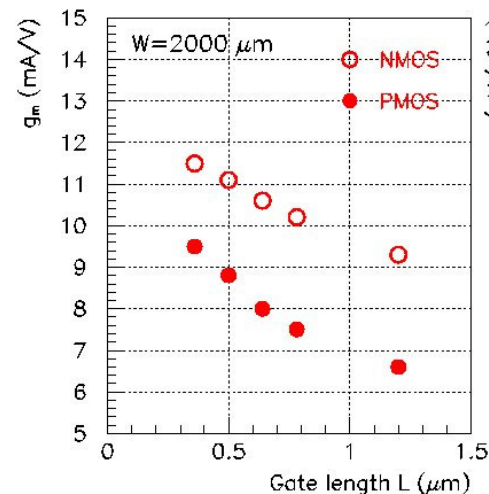
Exemple : FLC preamp noise performance

- **2000/0.8 μm PMOS input transistor**
 - $I_D = 0.5 \text{ mA}$ $V_{BULK} = +2 \text{ V}$
 - $e_n = 1.7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $C_a = 8 \text{ pF}$, (@ $I_D = 0.5 \text{ mA}$)
 - $\text{ENC} = 200 + 35 \text{ e-}/\text{pF}$ @ $t_p = 150 \text{ ns}$
 - Significant gate resistance ($R_G \sim 80 \Omega$). and substrate resistance noise contribution



Input transistor technology

- **JFETs** : THE traditionnal input transistor of charge preamps
 - Low leakage current ($I_G \sim \text{pA}$)
 - Low $1/f$ noise ($f_c < 1 \text{ kHz}$) \rightarrow unescapable at slow shaping
 - $G_m/C =$
- **MOS** :
 - Ultra low leakage current
 - Moderate $1/f$ noise for PMOS
 - Good g_m at small current
- **GaAs**
- **Bipolar**



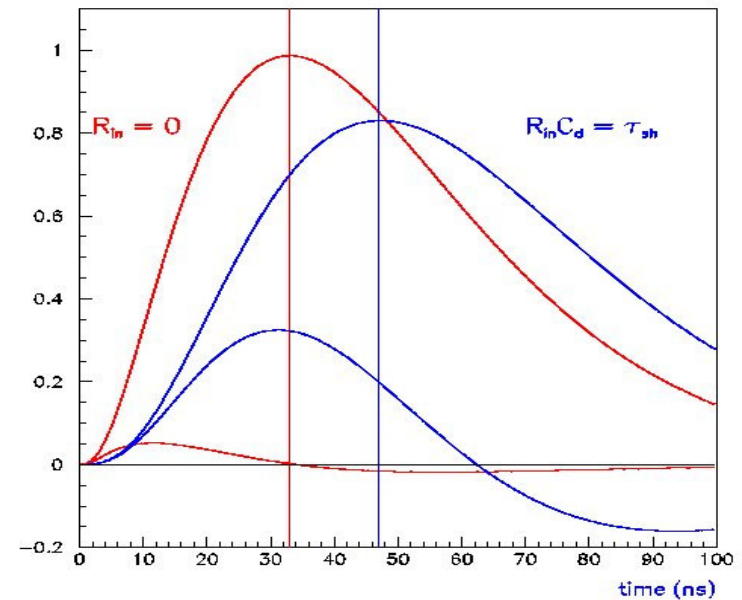
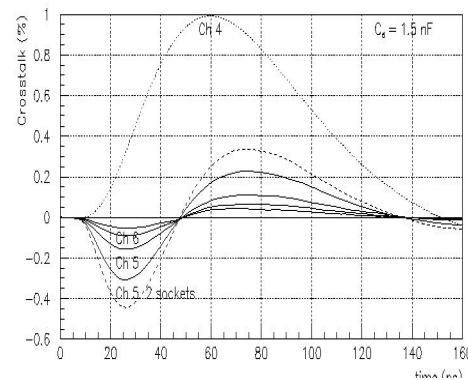
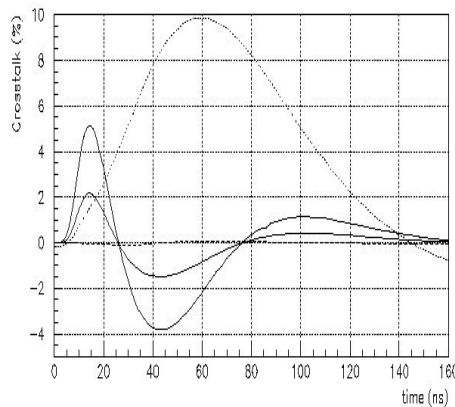
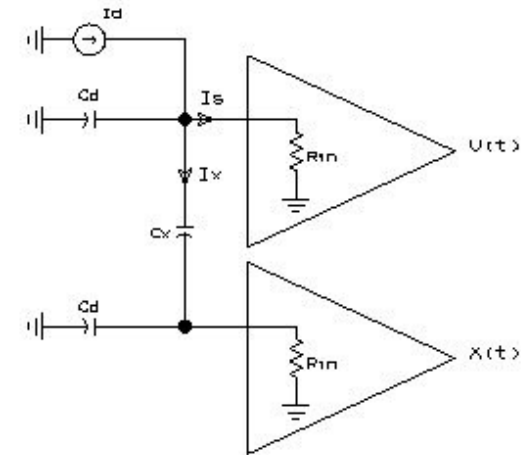
Diaphonie

■ Couplage capacitif entre voisins

- Le signal de diaphonie est dérivé et de même signe
- Contribution nulle au pic du signal
- Proportionnel à C_x/C_d et à l'impédance d'entrée du préampli
- Slowed derivative if $R_{in}C_d \sim t_p \Rightarrow$ non-zero at peak

■ Couplage inductif

- "Ground apertures" = inductance
- Connectuers : mutual inductance
- Inductive common ground return



Current preamplifiers in theory

■ Improve with an opamp

- $V_{out} = G(v_{in+} - v_{in-})$
- $G \gg 1$: « open loop gain »
- $V_{in+} = 0$; $i_{in-} = 0$

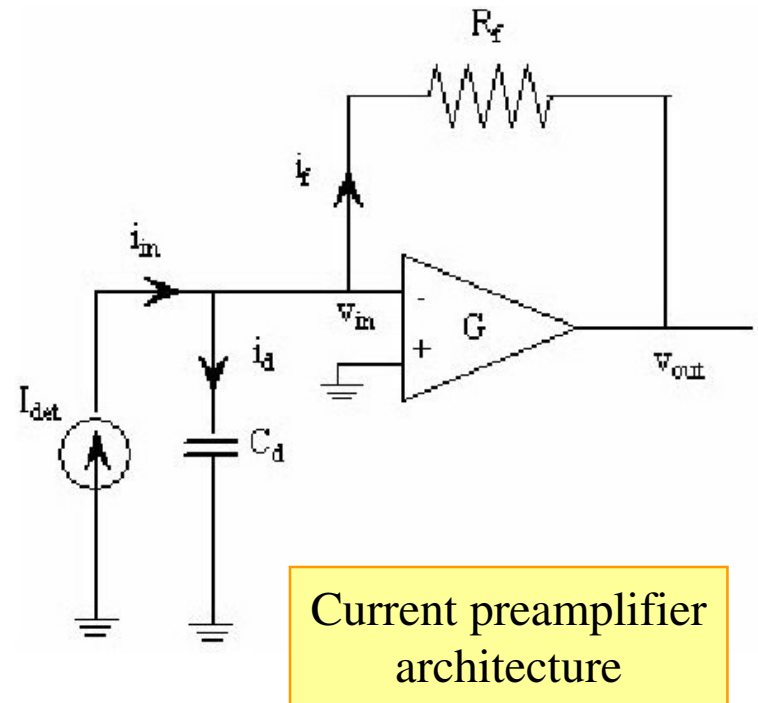
■ Transimpedance configuration

- R_f between input and output (« shunt-shunt feedback ») -> « current preamp » (PAI)
- Transfer function :
 - $V_{out} - v_{in} = -R_f i_f$
 - $V_{in} = (i_{in} - i_f) / j\omega C_d = -v_{out} / G$

$$V_{out} / i_{in} = -R_f / (1 + j\omega R_f C_d / G)$$

■ Bandwidth improvement by $G \gg 1$

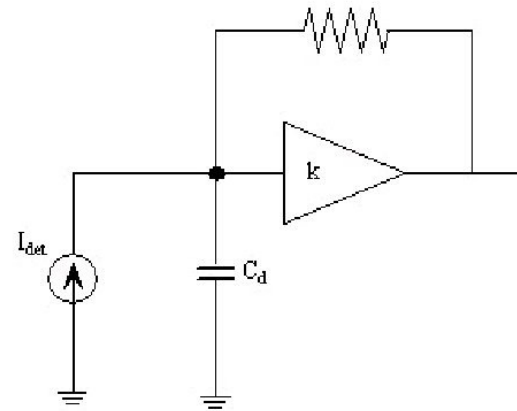
- Example with LM741, ($G_0 = 2 \cdot 10^5$) => BW = 3.2 THz ! Looks great !



Basics on current preamps :

■ Transimpedance configuration

- $V_{out}(\omega)/i_{in}(\omega) = -R_f$
- $Z_{in} = j\omega R_f / \omega_C + R_f / G_0$



■ Low inductive input impedance :

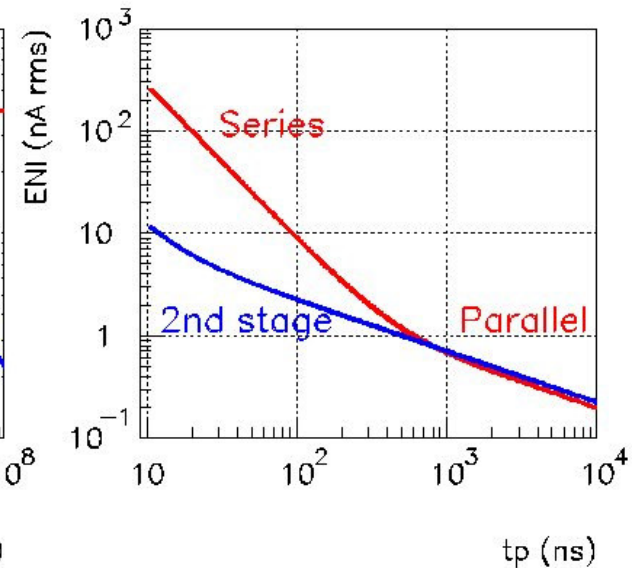
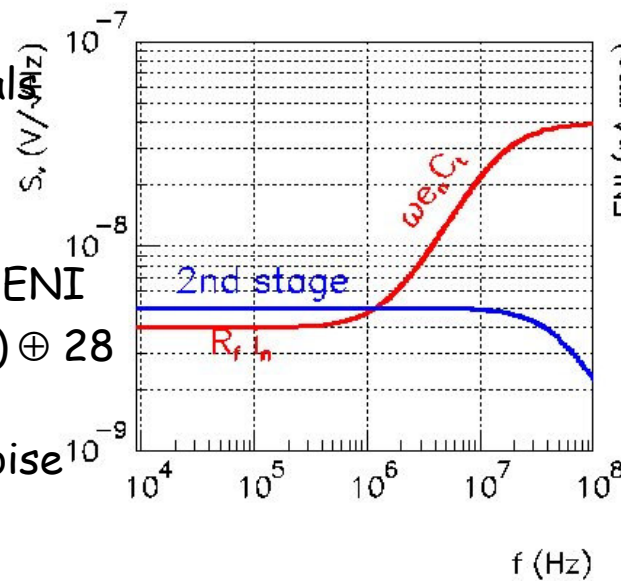
- $L_{in} = R_f / \omega_C$
- Oscillations with capacitive detector

■ High counting rate

- Less pileup for long signal

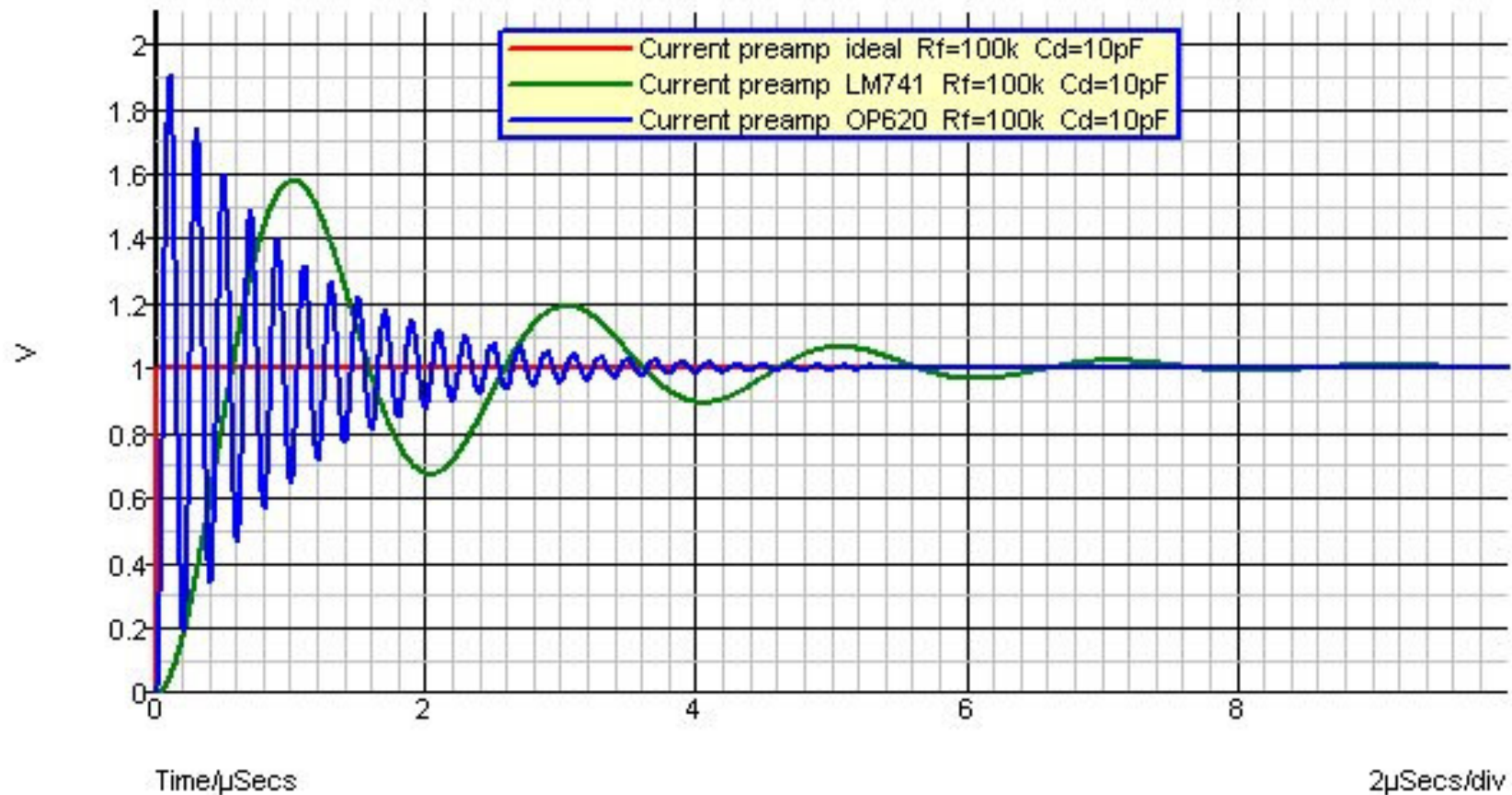
■ Noise : ENI

- Equivalent noise current ENI
- $ENI = 88 e_n C_t / t_p^{3/2} (\text{step}) \oplus 28 i_n / \sqrt{t_p}$
- Non-negligible parallel noise



Current preamp in practice

- Trying a more modern opamp... (OP 620 GBW=300 MHz)
 - More (but faster) oscillations



Stability in current preamps

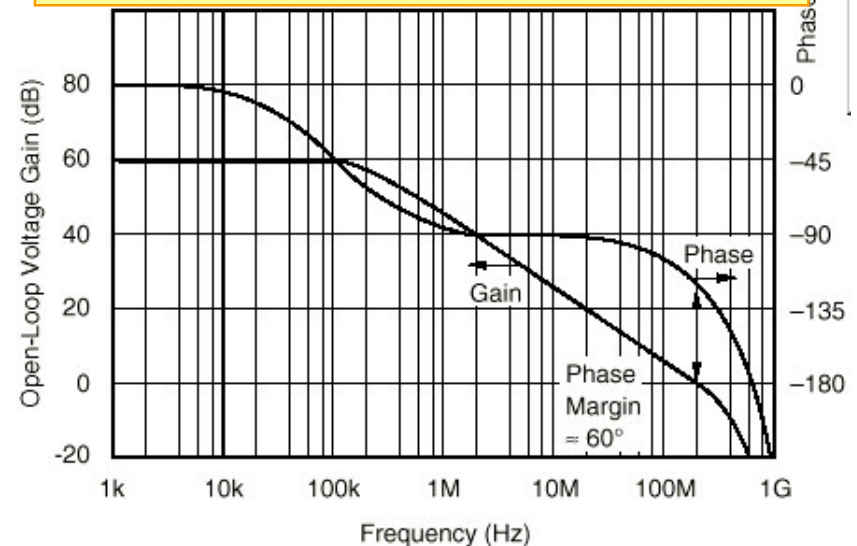
■ What happens ?

- Opamp open loop gain varies with frequency
- $G(\omega) = G_0 / (1 + j \omega / \omega_0)$
 - G_0 : low frequency gain
 - ω_0 : **dominant pole**
 - 90° phase shift above ω_0
- 90° Phase shift in opamp + 90° phase shift on detector capacitance = $180^\circ \Rightarrow$ oscillations

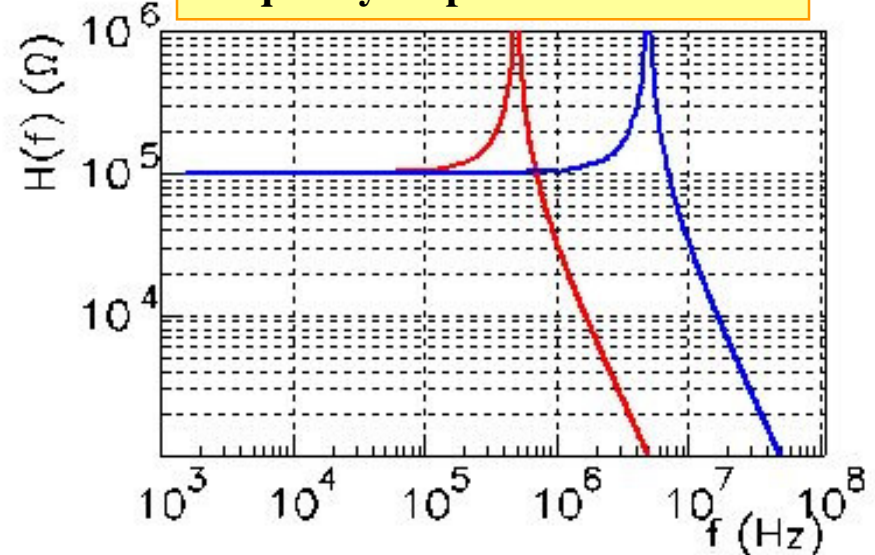
■ Also with the maths :

- $H(j\omega) = -R_f / (1 + j\omega R_f C_d / G(\omega))$
- $R_f / [1 + j\omega R_f C_d (1/G_0 + j\omega / G_0 \omega_0)]$
- $R_f / (1 + j\omega R_f C_d / G_0 - \omega^2 R_f C_d / G_0 \omega_0)$
- **2nd order system**

Open loop frequency response of OP620



frequency response of 2nd order



Current preamp seen from the input

■ Input impedance Z_{in}

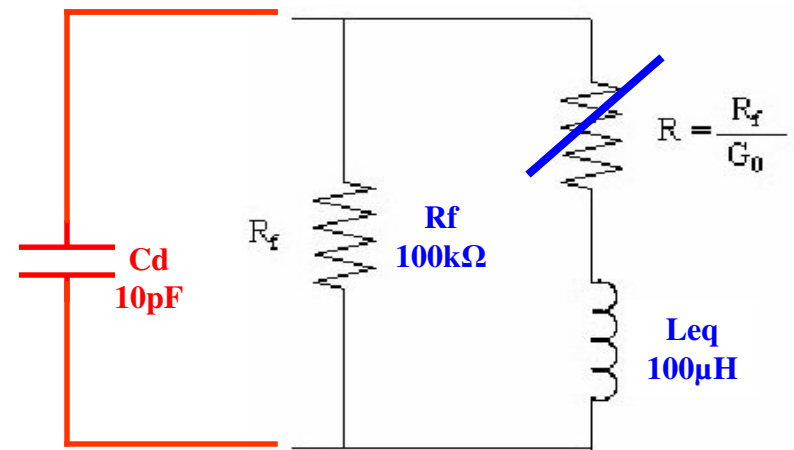
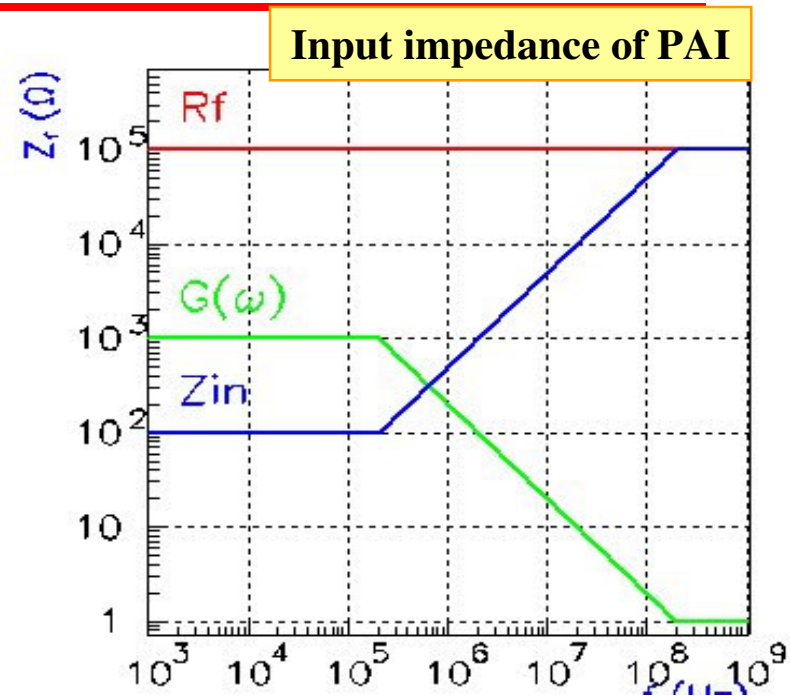
- $Z_{in} = v_{in}/i_{in} = R_f/(G+1) \rightarrow$ small
- Low input impedance = « virtual ground »
- Current sensitive input

■ Inductive behaviour

- With $G(j\omega) = G_0/(1 + j\omega/\omega_0)$
- $Z_{in} = \frac{R_f}{G_0} + j\omega \frac{R_f}{G_0\omega_0}$
- Virtual inductance : $L_{eq} = R_f/G_0\omega_0$
 - Ex : LM741 ($G_0\omega_0=10^7$) : $L_{eq} = 10$ mH
 - Ex : OP620 ($G_0\omega_0=10^9$) : $L = 100$ μ H

■ RLC circuit with capacitive detector

- Resonant frequency : $f_{res} = 1/2\pi \sqrt{L_{eq}C_d}$
- Quality factor : $Q = R / \sqrt{L_{eq}/C_d}$
- $Q > 1/2 \rightarrow$ ringing
 - Ex : LM741 : $Q=10^5 \sqrt{10^{-2}/10^{-11}} = 3$
 - Ex : OP620 : $Q=10^5 \sqrt{10^{-4}/10^{-11}} = 31!$



Equivalent circuit on the input

Stabilising the current preamp

■ Damping the oscillations:

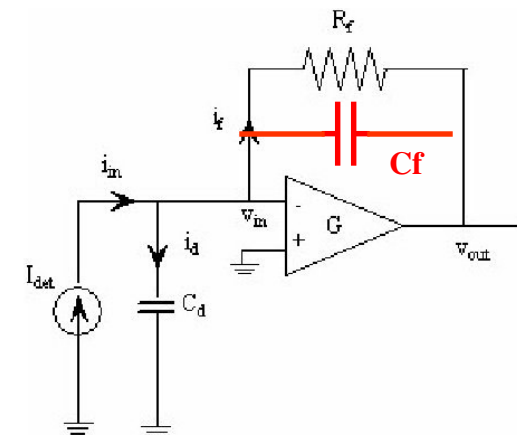
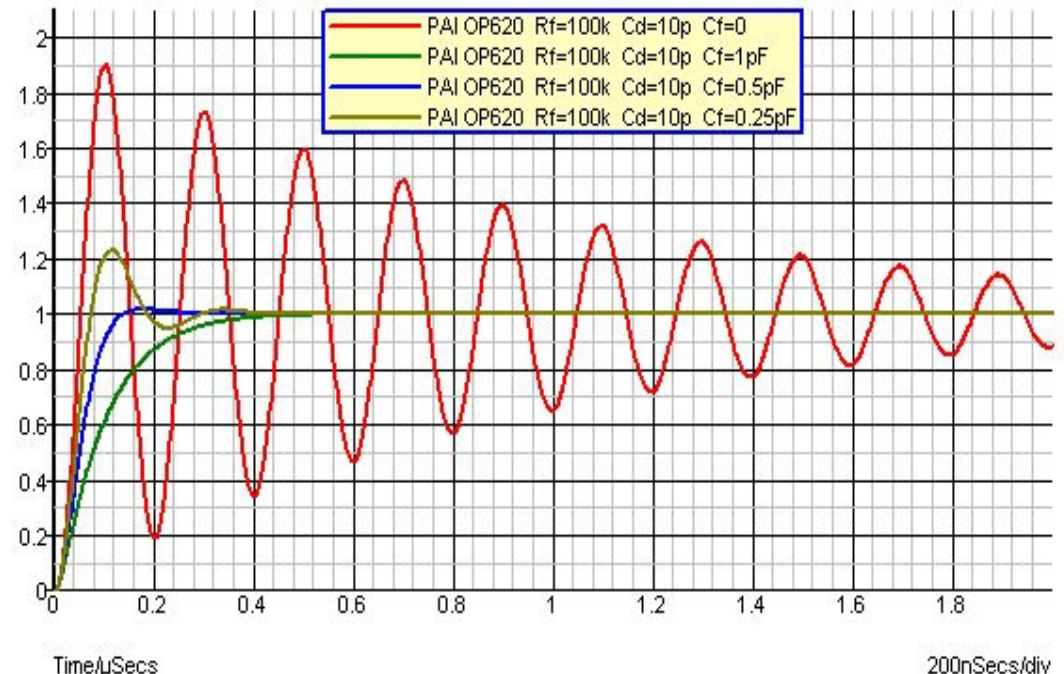
- Need a resistor such as $Q=1/2$
- $R = 0.5 \sqrt{C_d/L_{eq}} \rightarrow 1.5k$
- Resistor on the input : OK but noisy \rightarrow *Virtual resistor* :

■ Capacitance in feedback : C_f

- Resistive input impedance
 - $R_{eq} = 1 / G_0 \omega_0 C_f$
 - Virtual resistor (noiseless)
- $Q = 1/C_f \sqrt{(C_d/R_f G_0 \omega_0)}$
- $Q=1/2 \Rightarrow C_f = 2 \sqrt{(C_d/R_f G_0 \omega_0)}$
- *Example :*
 - LM741 ($G_0 \omega_0 = 10^7$) : $C_f = 10pF$
 - OP620 ($G_0 \omega_0 = 10^9$) : $C_f = 0.3pF$

■ Speed : $\sim 200 \text{ ns} = 5 \text{ Mb/S}$

- Only 3 more orders of magnitude to gain for the 10 Gb/s link !





ATLAS : LAr preamplifier [14]

Current preamp bipolar hybrid

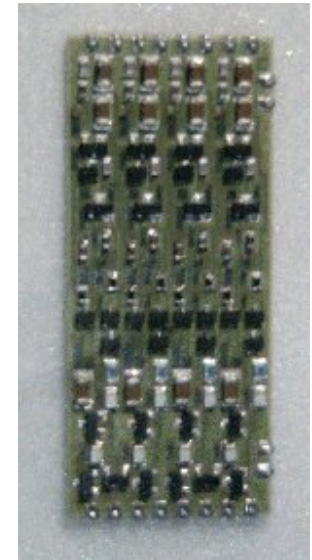
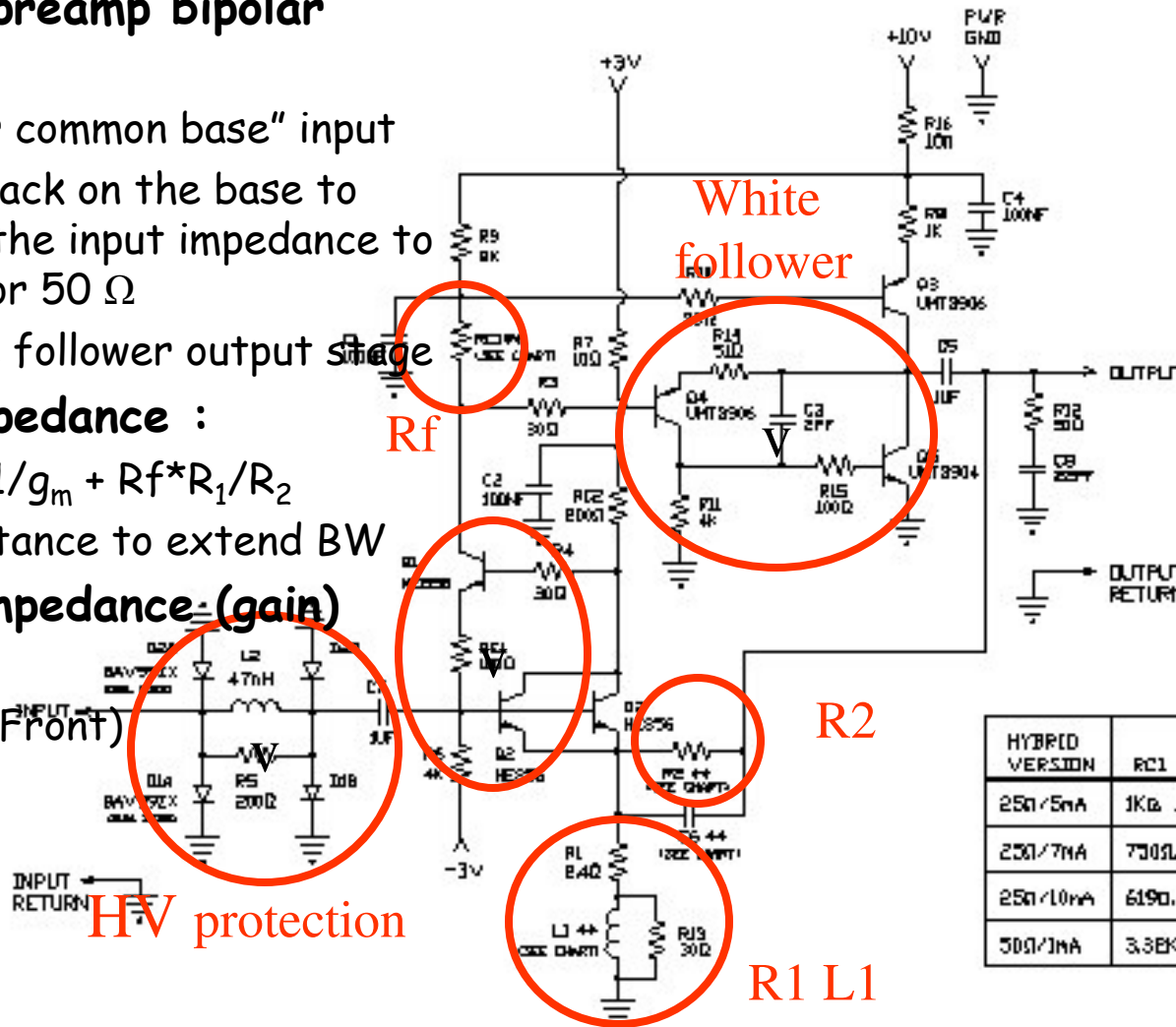
- "super common base" input
- Feedback on the base to raise the input impedance to 25 Ω or 50 Ω
- White follower output stage

Input impedance :

- $Z_{in} = 1/g_m + R_f * R_1/R_2$
- Inductance to extend BW

3 transimpedance (gain) values

- 3 kΩ (Front)
- 1 kΩ
- 500 Ω



HYBRID VERSION	COMPONENT VALUES			
	R _{C1}	R ₂	C ₆	L ₁
25n/5nA	1kΩ, 1%	121Ω, 1%	N.C.	22nH
25n/7nA	750Ω, 1%	60.6Ω, 1%	N.C.	15nH
25n/10nA	619Ω, 1%	66.5Ω, 1%	N.C.	10nH
50n/1nA	3.3kΩ, 1%	138Ω, 1%	10pF	33nH



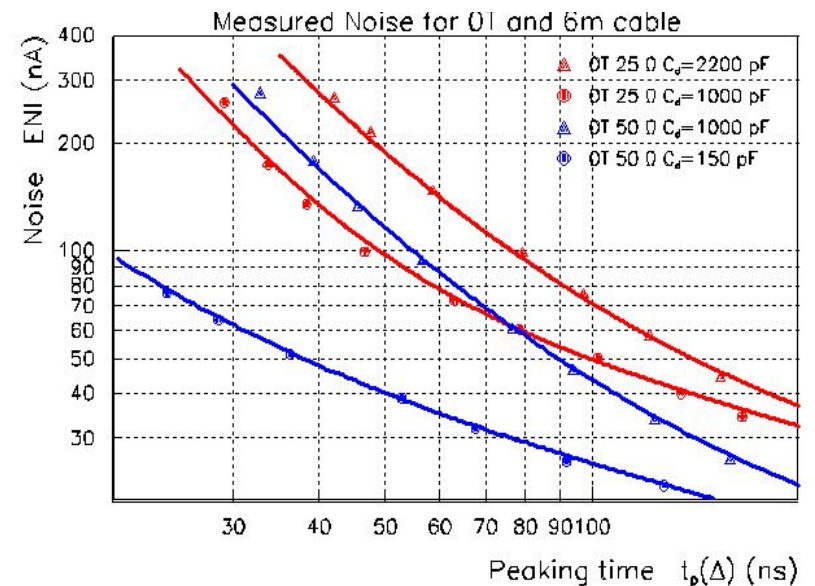
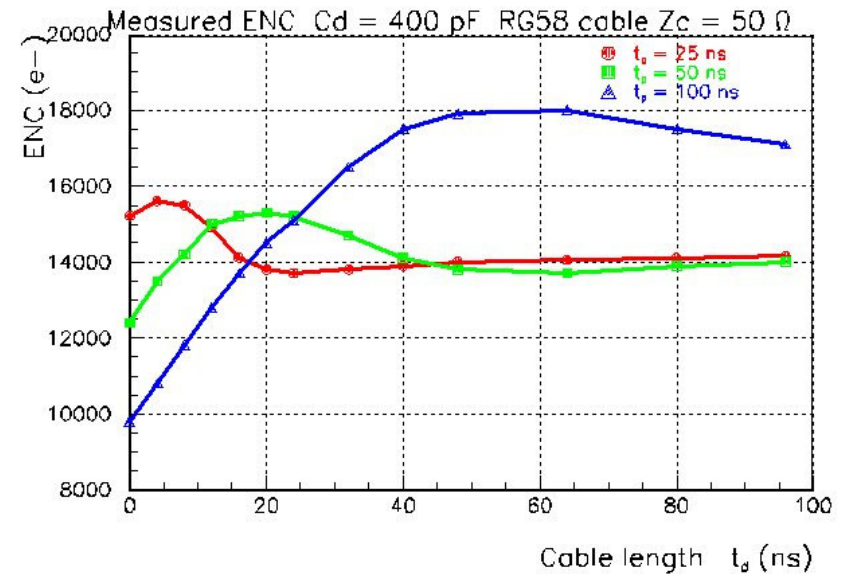
ATLAS : LAr preamplifier [13]

■ Warm preamp

- After 2-5m coax cable
- Noise independent of cable length at fast shaping ($R_0 * C_d \sim t_p$)
- Current sensitive to handle dynamic range with long signals

■ Noise :

- NE856 Bipolar transistor $I_C = 5 \text{ mA}$
- $e_n = 0.4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- $i_n = 5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$

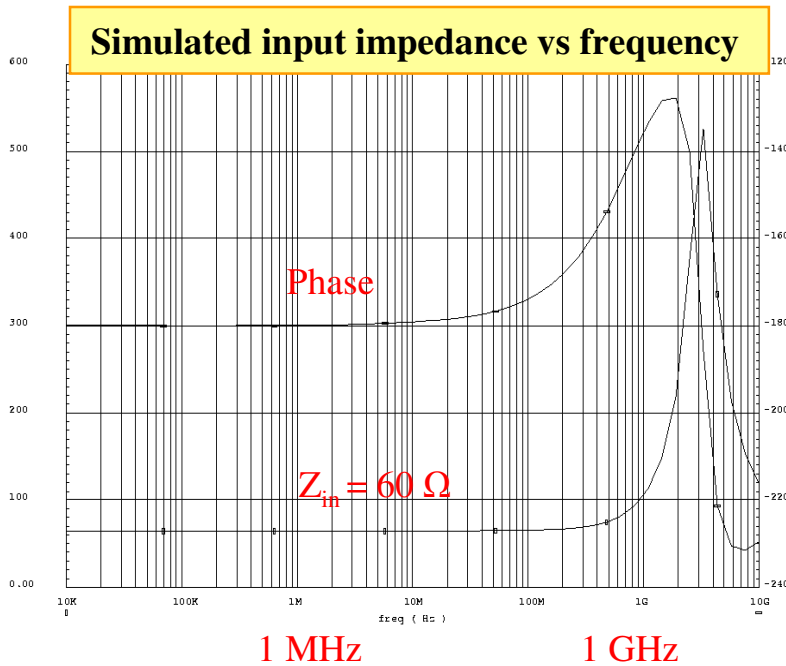
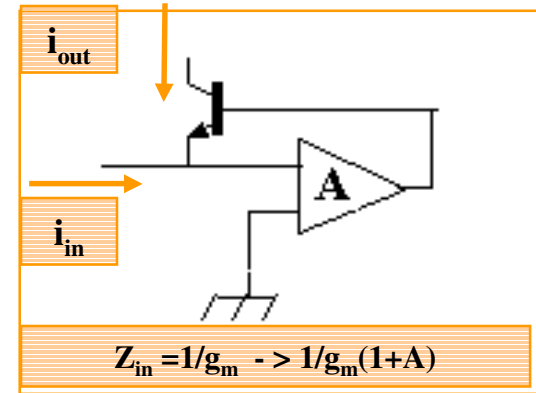




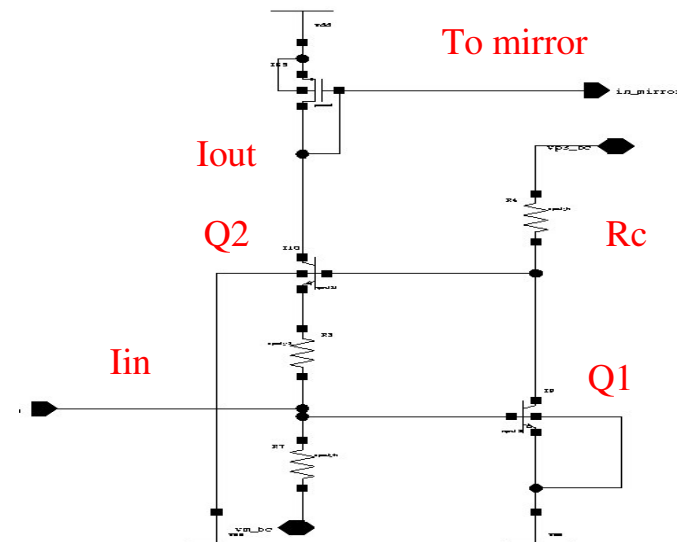
Input preamplifier design

■ Current conveyor

- « Super common-base » configuration
- Low input impedance : 50 - 100 Ω
 - $R_{in} = 1/g_{m1}g_{m2}R_C = V_T^2/I_{C1}I_{C2}R_C + 50 \Omega$ protection
 - Can be varied by adjusting I_{C1}
 - Low “Inductive term”(50 nH) with careful dimensioning
- Large output impedance : ~500 k Ω
- Unity current gain



Schematic of preamplifier





Input preamplifier performance

Input impedance, speed and noise

