



NUCLÉAIRE
& PARTICULES

R&T BiCMOS - IHP130



Journées de la MI2I
Meudon, 2023





Plan



- Pourquoi la R&T BiCMOS ?
- Environnement de la R&T
- Choix technologique
- Avantages des BJT SiGe
- Expériences de physique cibles
- Le fondeur IHP
- Building blocks
- Focus : amplificateur de transimpédance pour R2D2
- Technologies alternatives et facteurs de mérite
- Perspectives



Pourquoi la R&T BiCMOS



- **Recommandation** du GT microélectronique en 2021
 - Offrir une alternative pérenne au seul CMOS fin 65nm, 28nm => **Techno. alternative**
 - Répondre à un **large champ de besoin de hautes performances analogique frontale**, compatible avec un peu de mixte => Techno BiCMOS
- Objectif : Identifier et évaluer une ou deux technologies **pérenne** pour des applications
 - Densité d'intégration n'est pas la priorité haute
 - 0.1k à 10k voies
 - Privilégie les **performances analogiques**
 - Dynamique => nœud pas trop fin
 - Faible bruit en $1/f$ => SiGe
 - Produit gain bande élevé => SiGe
 - Driver des faibles impédances => SiGe
 - gm élevé à faible consommation => SiGe
 - **Accessibilité** de la technologie, runs/an
 - Coût **modéré**



Qui sommes nous ?



Laboratoires	ingénieurs, <i>chercheurs, porteur</i>	ETP
	Si Chen, Jean Mesquida, <i>Michel Piat</i> , Damien Prêle , Bao Ton	100%
	Edouard Bechetoille, Patrice Russo	50%
	Ludovic Alvado, Laurent Leterrier	15%
	<u>Didier Charrier</u> , <i>Dominique Thers</i>	50%





- Licences NDA
 - NDA **globale** entre **IHP** et IN2P3 (12 laboratoires) : Accès à SG13S et SG13G
 - NDA **globale** entre **XFAB** et IN2P3 : Accès à tous les nœuds dont 180 et 180 SOI
 - liste des laboratoires **affiliés** : APC, CPPM, IJCLab, IPHC, IP2I, LAPP, LPNHE, LPC, LPCC, LPSC, OMEGA, SUBATECH
- Infrastructure **OMMIC**
 - les Design Kit et Cadence sont installés au CC IN2P3
 - **Mutualisation** de l'installation et de la maintenance des logiciels
- Retour d'expérience
 - Schémas, simulations : **satisfaisant**
 - Layout : parfois **quelques lenteurs**
 - **Support réactif !**



La R&T BiCMOS et la Mi2i



- La R&T BiCMOS est une composante du Workpackage **WP 1.1 "Technologies alternatives"** de la **microélectronique des deux infinis ou Mi2i**
- Axe de travail N° 1 : Technologie BiCMOS / SiGe
 - Choix d'une technologie **SiGe** : ST 130, IHP 130, GF 130, Tower 180(?)
 - Obtention de NDA, installation de Design Kit
 - 1 fonderie pour réalisation de 'building blocks' **compatibles avec des cibles identifiées**
 - Mesure des performances de la technologie
- Axe de travail N° 2 : Technologie **CMOS pure** avec $130\text{nm} < L < 350\text{nm}$. Cet axe additionnel permet de répondre pleinement au **WP1.1**
 - Travail de comparaison d'un panel de technologies par des **facteurs de mérites**
 - Identification d'une technologie CMOS pure pérenne et performante, avec de la dynamique, accessible, pas trop cher
 - Candidats : XFAB 180, ON(?), UMC 180(?) , Lfoundry 150 (?), Tower 180 (?)



Choix technologique



Techno	Nœud	Ft GHz	PNP	V_BJT	V_MOS	MIM	Prix/mm ²	Prix min accès	Run /an	Accès	Pérennité
SiGe											
AMS	350	7	No	3.3/5	3.3/5	No					Arrêt en 2024
ST	130	230/150	Lat.	3.3	1.2/2.5	Yes	1k	10k	1	CIME-P	??
GF	130	250	No	3.3 ?	1.2/2.5	Yes	7k	14k	3	Euro.	?
Tower	180	?	Vert.	?	1.8/3.3	?	?	?	?	?	?
IHP (S)	130	250	No	1.2/3.3	1.2/3.3	Yes	4.41k	3.5k	3	Euro.	++
CMOS											
AMS	350		No		3.3/5	No	0.58k	5.8k	3	CIME / Euro.	???
ON	350		No							No ?	?
XFAB	180		No		1.8/3.3/5	SOI	2k	4.75k	3 (4)	Euro.	++
UMC	180		No		1.8/3.3	Yes	1.47k	3.43k	3	Euro.	??
Lfoun.	150		No								
Tower	180		No		1.8/3.3	?	?	?	?	C4Pi	+++
TSMC	130		No		1.2/2.5	Yes	?	?	2	Euro.	?

- Très peu d'informations publiques sans la signature de NDA
- Aucune information des fondeurs sur la **pérennité**

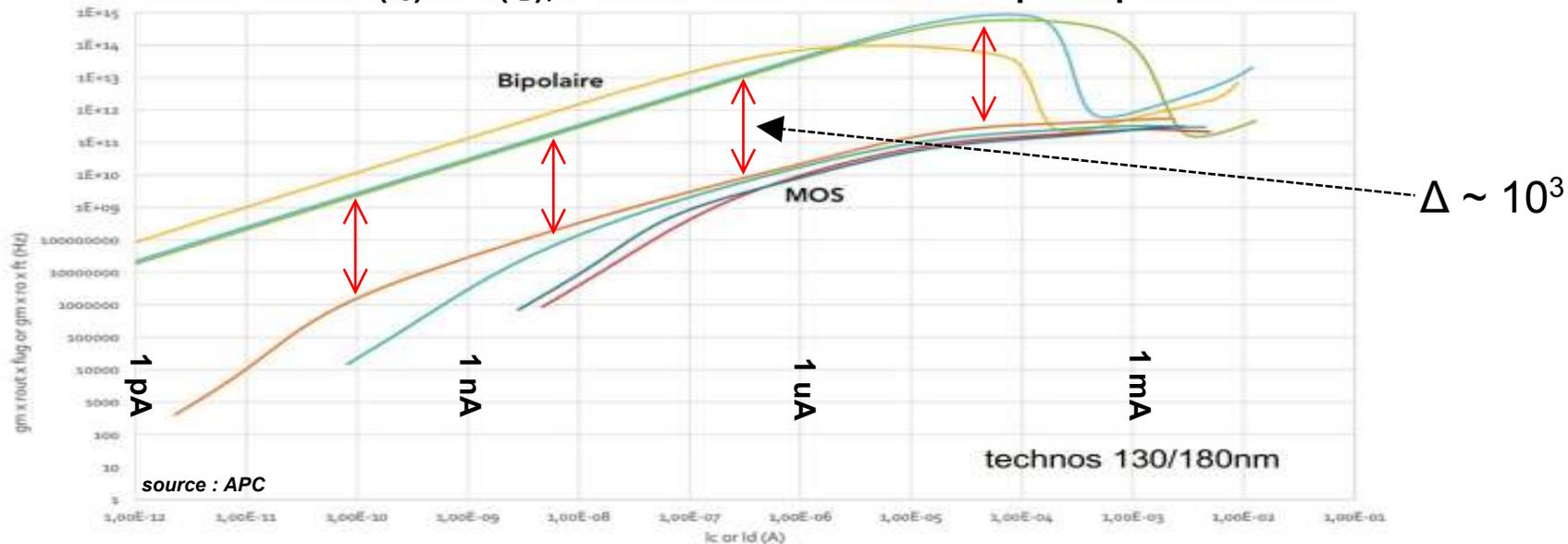


Avantages d'un transistor bipolaire



- Efficacité de transconductance : $g_m/I_C = 1/U_T \approx 40 \text{ V}^{-1}$ (@300K), **grand et indépendant de I_C**
- Gain intrinsèque : $g_m \cdot r_o = I_C/U_T \cdot V_A/U_T = V_A/U_T \approx 4000$ **grand et indépendant de I_C**
- Gain-bande **très élevé** : $g_m \cdot r_o \cdot f_t$ avec f_t 250GHz
- **Faible bruit en 1/f**
- Inconvénients :
 - Forte dépendance en température $U_T = kT/q$
 - Compensable par un grand gain en boucle ouverte car le Gain-Bande est grand

Gain-Bande = $f(I_C)$ ou $f(I_D)$, NPN et MOS à surface occupée équivalente

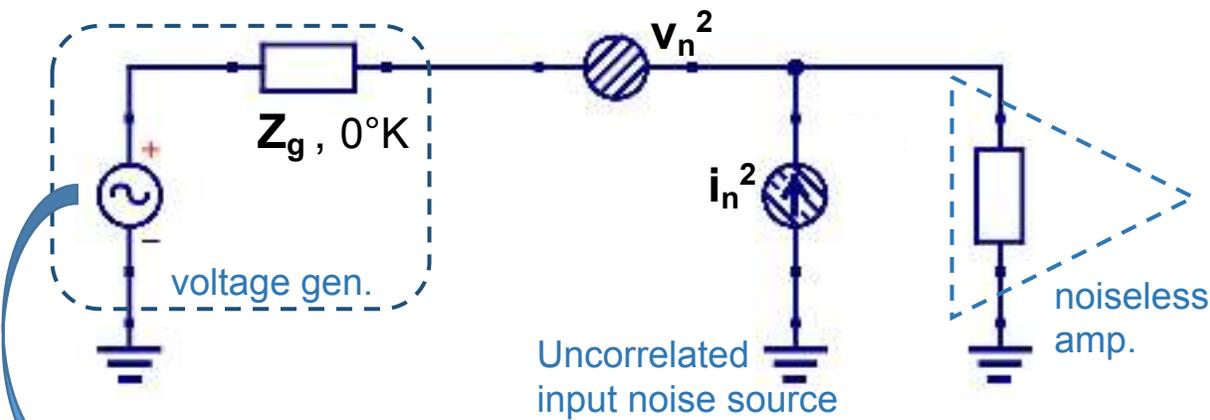




Densité de bruit équivalente en entrée



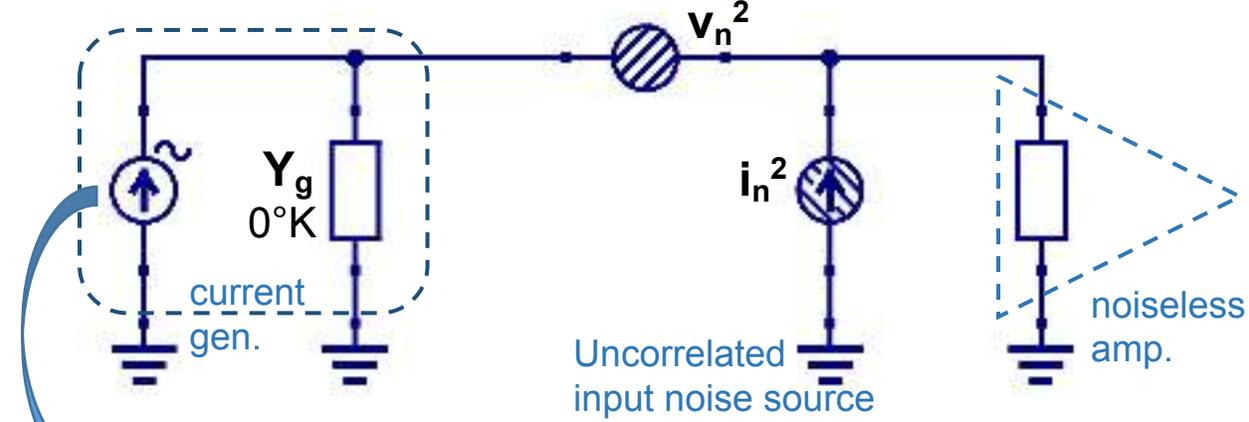
Modèle avec générateur de tension



$$V_{eq}^2 = v_n^2 + i_n^2 \cdot |Z_g|^2$$

Pour détecteurs : SQUID, antennes électriques

Modèle avec générateur de courant



$$i_{eq}^2 = i_n^2 + v_n^2 \cdot |Y_g|^2$$

Pour détecteurs : TPC, silicium, PM, diodes,...

	v_n^2	i_n^2
MOS, CS	$\propto 1/\sqrt{W \cdot I_D/L} + 1/f$	~ 0
BJT, CE	$\propto 1/I_C$	$\propto I_C/\beta (+ 1/f)$

Pour $|Z_g|$ petit : R_{squid} , Z_{ant} quelques 100Ω

$$V_{eq}^2 \approx v_n^2$$

Avantage BJT car $v_{n_BJT}^2 / v_{n_MOS}^2 \propto 1/\sqrt{I}$

Pour $|Y_g|$ grand : C_{det} et/ou ω grand , R_{fil} pas trop grand

$$i_{eq}^2 \approx v_n^2 \cdot |Y_g|^2$$

Avantage BJT car $v_{n_BJT}^2 / v_{n_MOS}^2 \propto 1/\sqrt{I}$



Expériences cibles



Générateur de tension et $|Z_g|$ **petit**

Astro. X

ATHENA, TES (SQUID) cryo., $Z_g < 300 \Omega$

Cosmologie CMB

CMB-S4, bolomètre ondes millimétriques
(SQUID) cryo., $Z_g < 300 \Omega$

Radio astronomie.

SKA (LFAA), antennes UWB LPDA, $Z_g < 300 \Omega$
[50 - 350]MHz

Générateur de courant et $|Y_g|$ **grand**

Nucléaire

GRIT, $Y_g = j.C_{\text{strip}}.\omega$, strip DSSSD, up to **40pF**, 2k voies

Nucléaire

REA (GANIL), $Y_g = j.C_{\text{det}}.\omega$, pixel Si ~ **600pF**, 400 voies

Nucléaire

NECTAR, $Y_g = j.C_{\text{det}}.\omega$, cellules photovoltaïques,
 $C_{\text{det}} = \mathbf{150nF}$

Astro. Xénon

R2D2, $Y_g = 1/R_{\text{fil}}$, division par fil avec $R_{\text{fil}} \sim [2-5] \text{ k}\Omega$

HEP particules, CERN

Monolithic Pixel, $Y_g = j.C_{\text{det}}.\omega$, ω **grand**, Fast CSA,ps



Leibniz Institute
for High Performance Microelectronics

- IHP n'est pas une entreprise, c'est un **laboratoire de recherche**
 - Fondateur **accessible et souple**
 - Volume de production limité
 - Documentation perfectible
- Nœuds
 - 250nm ...
 - 130nm
 - **SG13S** : $F_T=250$ GHz , 4.41 k€/mm² : => **Nœud et option retenu pour la R&T**
 - SG13G2 : $F_T=350$ GHZ , 5.11 k€/mm²
 - SG13G3Cu : $F_T=470$ GHZ , 6.3 k€/mm²
 - Recherche et évolution continue sur les NPN, **caractéristiques évolutives**



IHP caractéristiques générales



- Technology : **SG13S** SiGe 130nm avec CMOS 3.3V I/O and 1.2V core
- **NPN** :
 - Operating voltage : LV et **HV (3.3V)**
 - Beta : **very high**
 - F_T : 250GHZ
 - **No PNP !**
- CMOS :
 - Voltage : LV (1.2V) et **HV(3.3V)**
 - **Good PMOS** (TBC after run)
 - iNMOS
- 5 Metals and 2 top thick metals
- MIM capacitor
- 3 resistors include 1 high resistivity, 1 low 1/f noise
- Runs (No extra tape in delay), min access cost for 0.8mm² : **3.53 k€**
 - Thru Europractice or direct access
 - **3 runs** mini@sic / year (2023)



Building blocks



- Run commun au 1er semestre 2024
- APC
 - Thermomètre PTAT & CTAT
 - Amplificateur de tension différentiel, $BW > [DC-20M]$ Hz, $GBW > 4GHz$, $Noise_in_LNA < 1nV/\sqrt{Hz}$ **dès 10Hz**, sortie diff. 100Ω load
- LPC-Caen
 - Amplificateur de charge MOS d'entrée et **cascode NPN** grande dynamique
 - Amplificateur de charge NPN d'entrée pour détecteur **fortement capacitif** grande dynamique
- IP2I
 - Amplificateur rail à rail full CMOS, faible consommation
- SUBATECH
 - Amplificateur de transimpédance, $BW > [DC-10]$ MHz, $Noise_in_TIA \sim 1pA/\sqrt{Hz}$ **dès 100Hz**, gain $100 \cdot 10^3$ V/A gain, sortie diff. 150Ω load

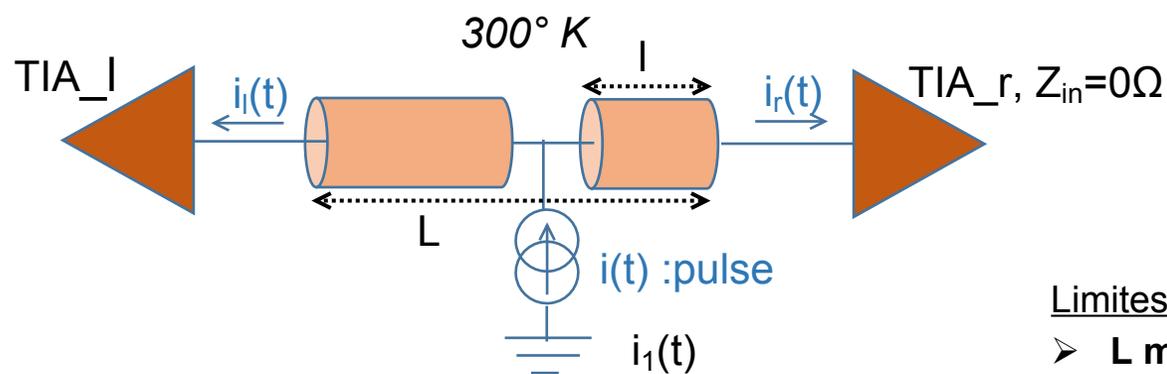
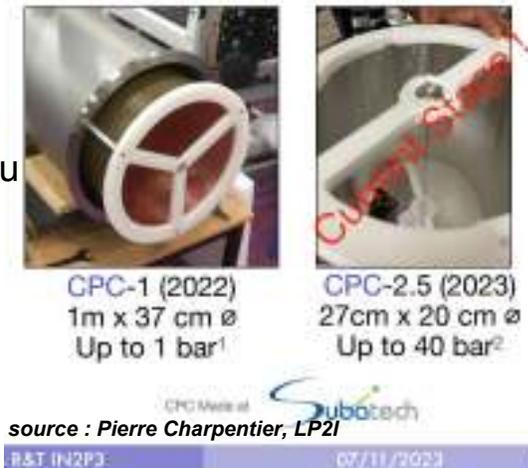
R2D2 Detectors

The R2D2 currently considers two detectors options:

- Cylindrical Proportional Counter (CPC)**
 - A grounded spherical cathode with a positively biased central anode.
 - Both signal and ionization go through the anode.
 - Electric Field: $E = \frac{V}{r^2}$
- Cylindrical Time Projection Chamber (CTPC)**
 - A grounded central anode resistor and a negatively biased cylindrical cathode.
 - Signal is read through the anode and discriminated from ionization applied to the cathode.
 - Electric Field: $E = -\frac{V}{r}$

source : Pierre Charpentier, LP2I

- CPC : cylindrical proportional Counter
- TPC cylindrique à xénon liquide
 - Collection de charge par l'anode à 0V sur l'axe du cylindre
 - **Division de charge** maîtrisée car fil résistif et Préampli. aux deux bouts
 - Cathode à un potentiel négatif HT



Au premier ordre, avec détecteur réduit à la seule résistance totale du détecteur supposée homogène et un TIA parfait ($Z_{in}=0$) on démontre que :

$$\frac{1}{L} = \frac{i_l}{i_l + i_r}$$

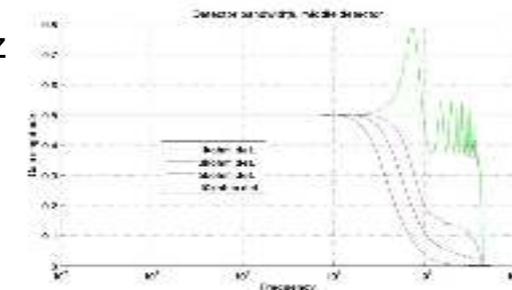
Modélisation du détecteur par **2 lignes de transmission**

- $L=2m$, $0 < l < 2m$, $Z_c=415\Omega$, $c=3.10^8m/s$
- $R = 1 \text{ à } 2.5 \text{ k}\Omega/m$, $L = 1.38\mu H/m$, $C=8.05pF/m$

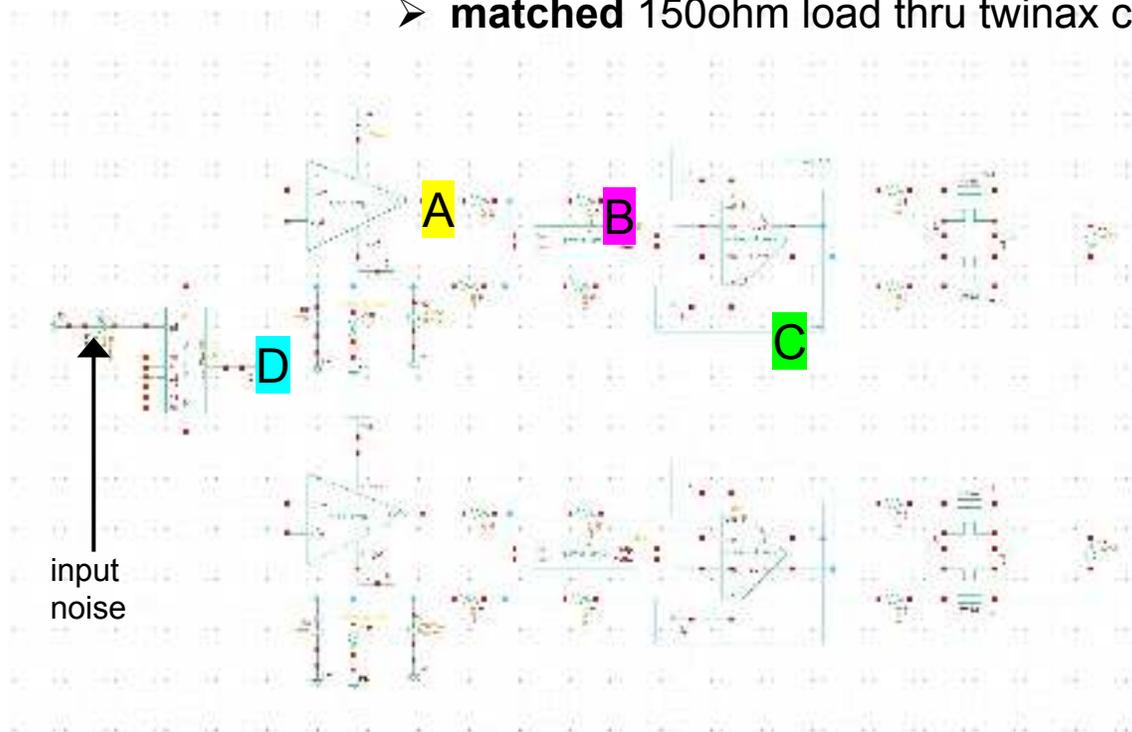
Limites du détecteur

- **L max** car **résonance propre** à $f_0 = c/2L = 75MHz$ pour $L=2m$, $\rho = -1$ car CC
- **R fil max** car limitation de **bande passante**
 - $f_c = 46/22/10 \text{ MHz @ } 3/5/10 \text{ k}\Omega$
- **R fil min** car **bruit thermique du fil** = $4kT/R$

Detector bandwidth vs Rdet



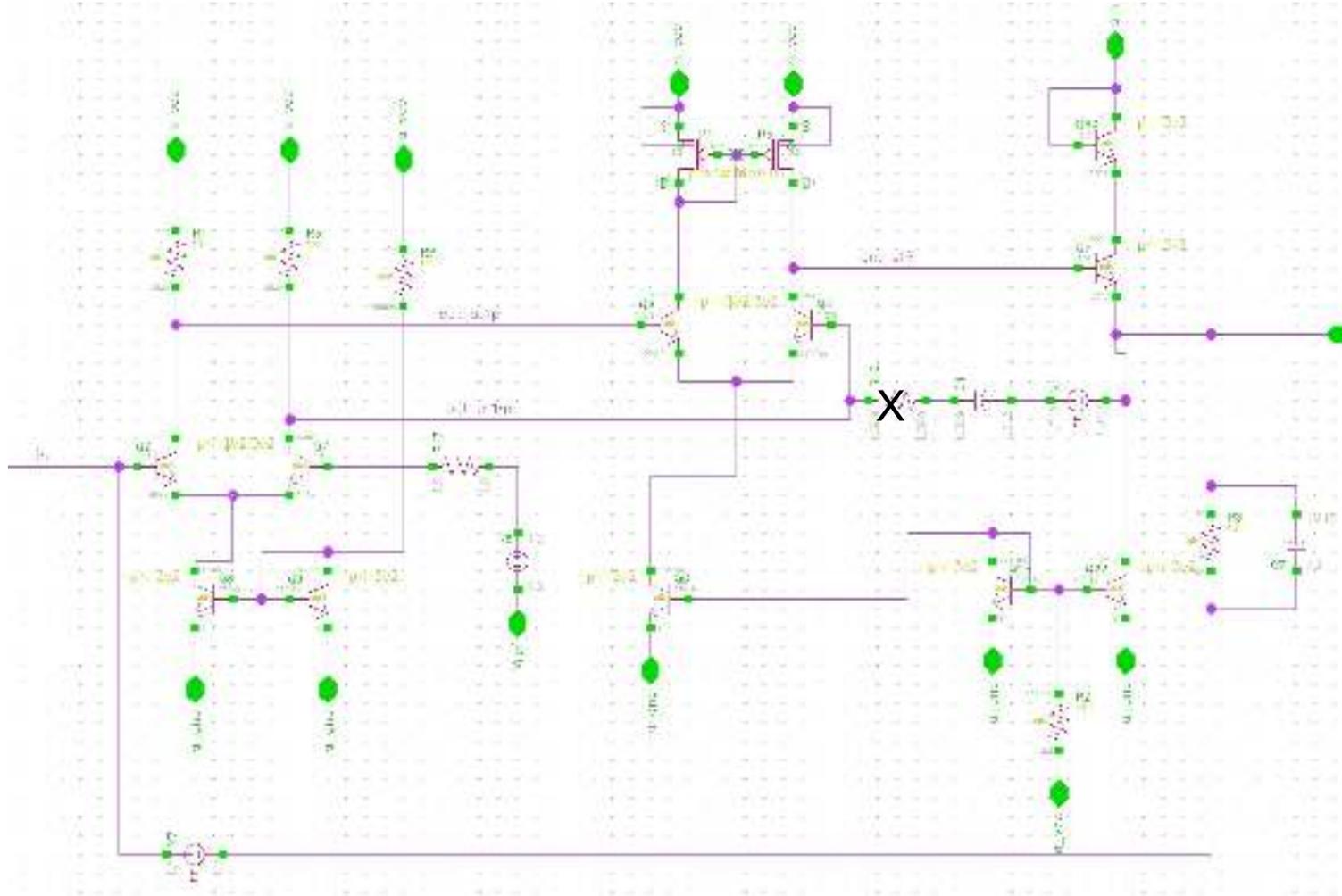
- “**cahier des charges**” : BW >10MHz, Gain > 50 V/A, noise : detector dominated **from 100Hz**, low consumption
- BJT Transistor ==> **low flicker noise**, high intrinsic gain
- TIA optimized for detectors **D** with Rfil from 2kΩ to 5kΩ
- Architecture générale:
 - **A** : TIA, 33kΩ gain
 - **B** : **single to diff amplifier** : gain 3V/V
 - **C** : **B-class** differential power amp, +/- 2Vp on 300Ω diff. load
 - ==> **low consumption** : tot ~ 25mW
 - **matched** 150ohm load thru twinax cable ==> allow > **10m length** to diff ADC



Noise results at the current source located at middle : I/L 1m/2m

Rdet	N in* pA/√Hz	-1dB BW	Gain tot
5k @ 0°K	1.7 @ 1MHz		
	1.9 @ 100Hz		
5k@300°K	4 @ 1MHz	11 MHz	50kΩ matched (100kΩ highZ)
	4.1 @ 100Hz		
2k@300°K	6.2 @ 1MHz	40 MHz	idem
	6.3 @ 100Hz		

- **82% noise detector dominated** for 5kΩ det. (92% for 2kΩ det.)
- Current noise density at TIA input < **1pA/√Hz** in **[100Hz 10] MHz**



Choix d'une entrée différentielle

- ajustement potentiel de référence

1er étage : Architecture contrainte par un faible bruit en $1/f$ dès 100Hz

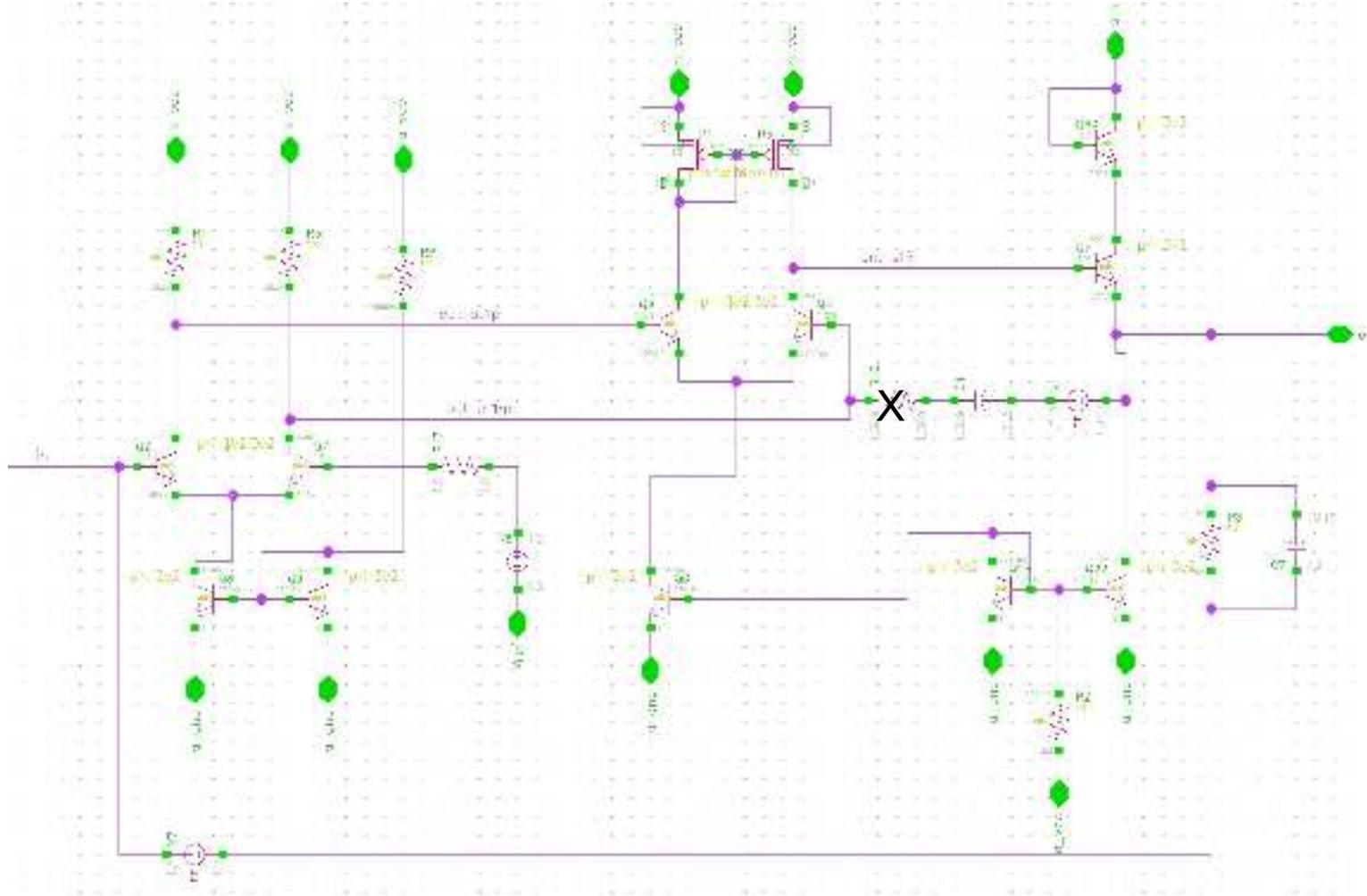
- Absence de PNP
- ==> Paire diff chargée par Res. de collecteur
- ==> Choix d'un courant paire diff d'entrée optimisé pour R_{source} 2 à 5 k Ω
- ==> GBO insuffisant donc seconde paire diff avec miroir PMOS en charge active

2nd étage : PMOS et courant contraints par bruit en $1/f$ PMOS

- $I_f^2 \propto I/L^2$ && $V_{gs}-V_{th}$ min(swing) => L_{min} , I_{max} , W_{min}

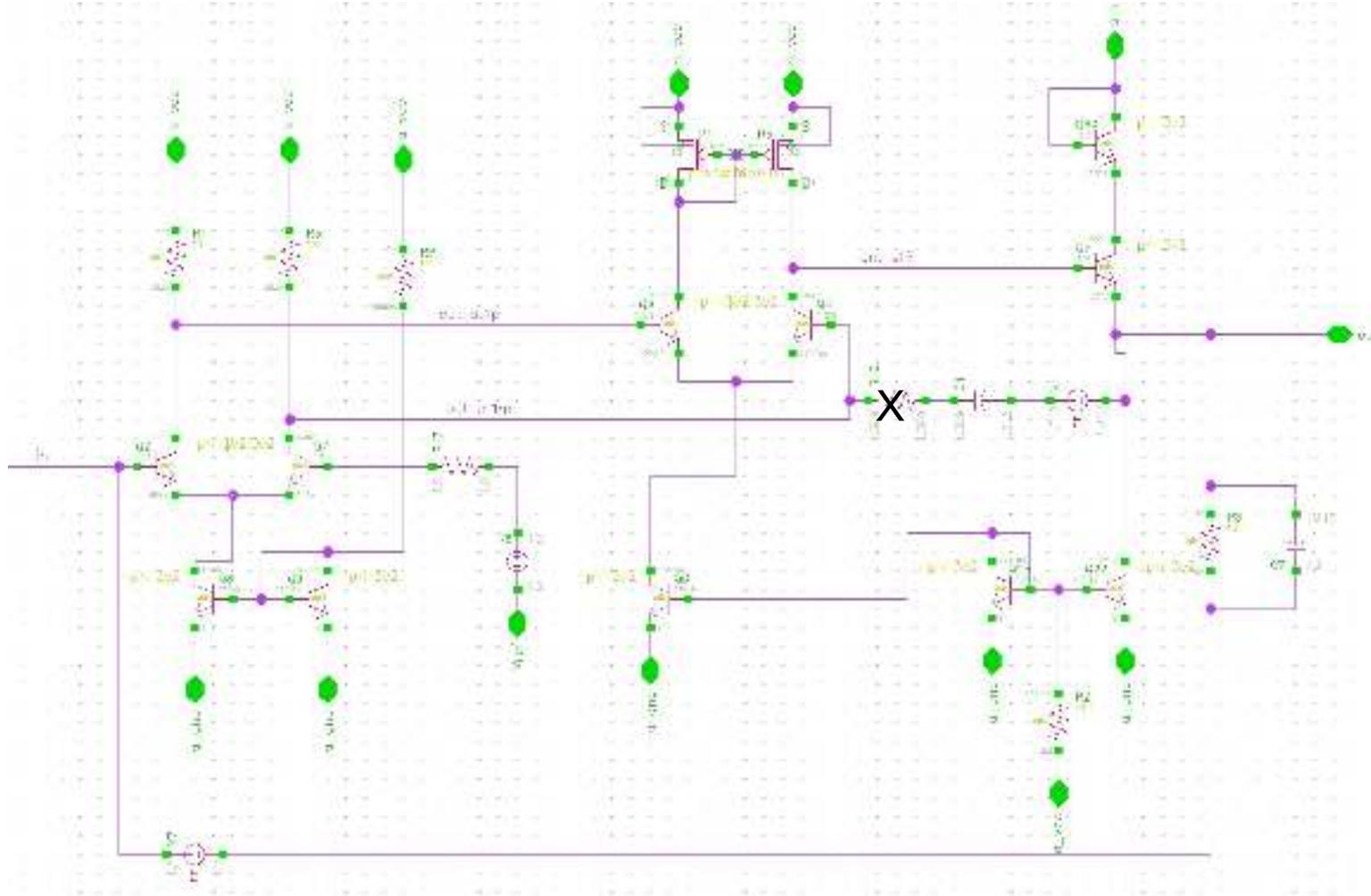
3ème étage : suiveur classe A

- courant contraint par la charge
- V_{dc} out = 1.2 et swing +/- 1V



Bruit

- R_c avec largeur suffisante pour limiter bruit en $1/f$ résistances
- Variation de process sur R_c compensée par une polarisation du miroir de courant par la même résistance
- Paire diff d'entrée : I_f^2 base $\propto I_b^2 / \text{Area}$
=> intérêt d'un **grand β** pour limiter I_b
=> **Mise en parallèle** massive de NPN
- Bruit de Mode commun
 - 1er étage : $2qI_c$ réjecté par second étage différentiel
 - 2nd étage I_c faible et $2qI_c$ réjecté par différence au collecteur de Q4 via le miroir PMOS
- R feedback
 - Valeur min : contrainte par le bruit thermique apporté $4kT/Rf$
 - Valeur max : Contraint par le ratio $GBO(10\text{MHz})/GBF$ minimum pour garantir
 - $R_{in} < 1 \text{ ohm}$
 - dispersion de gain en BF



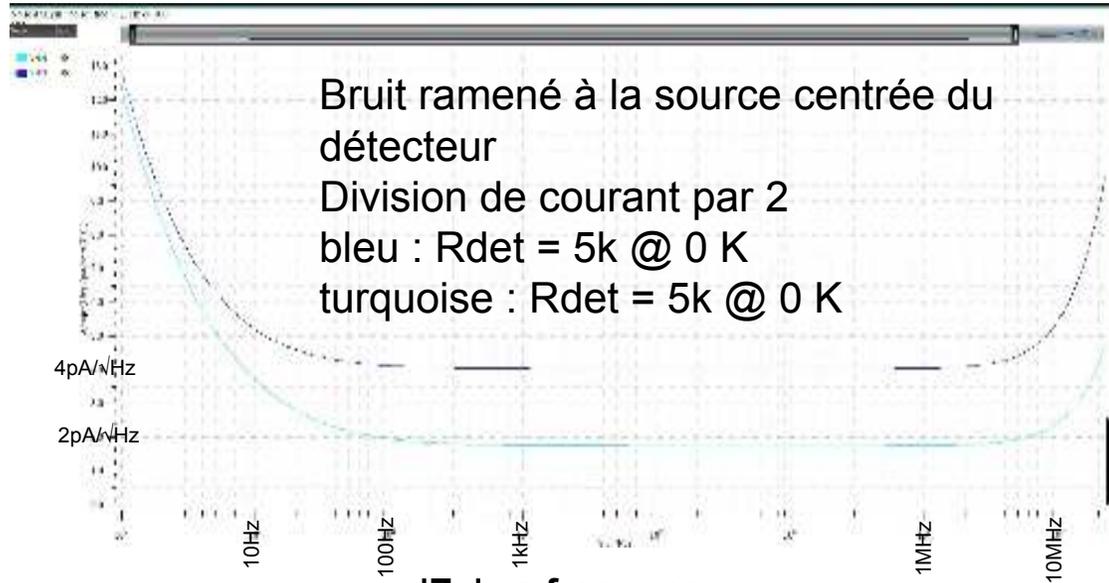
- G_{BO} étage 1 = $72 \approx I_C / U_T \times R_C$
- G_{BO} étage 2 = 1633
- G_{BO} total $\approx 120 \cdot 10^3$
- Boucle principale
 - $G = 84\text{dB}$
 - marge de phase = 70°



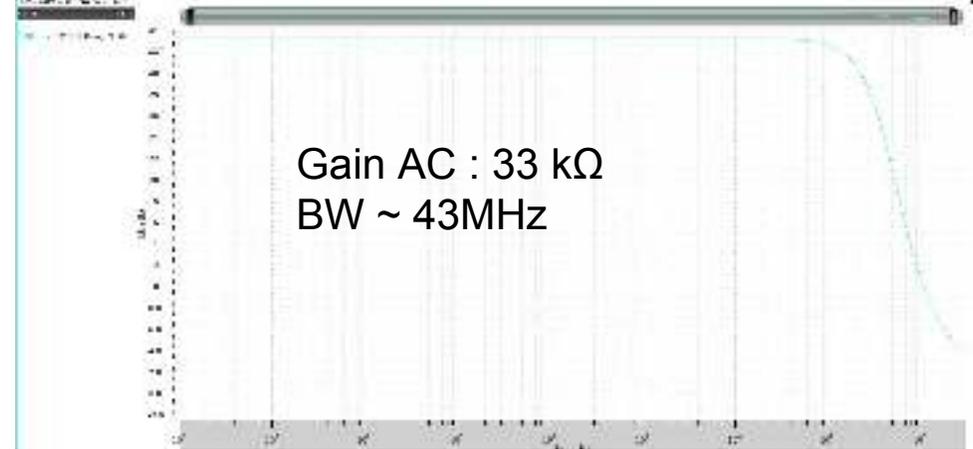
Focus : TIA pour R2D2, simulations



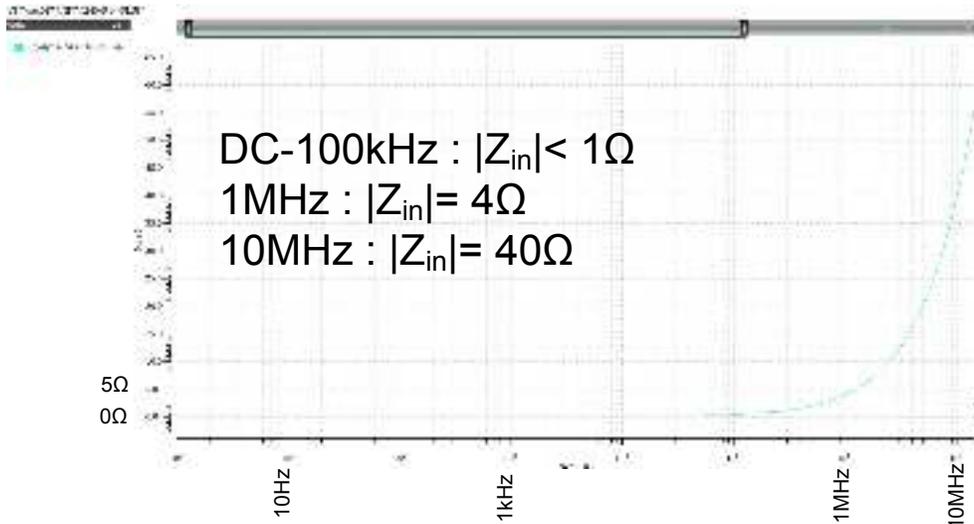
input current noise density vs frequency



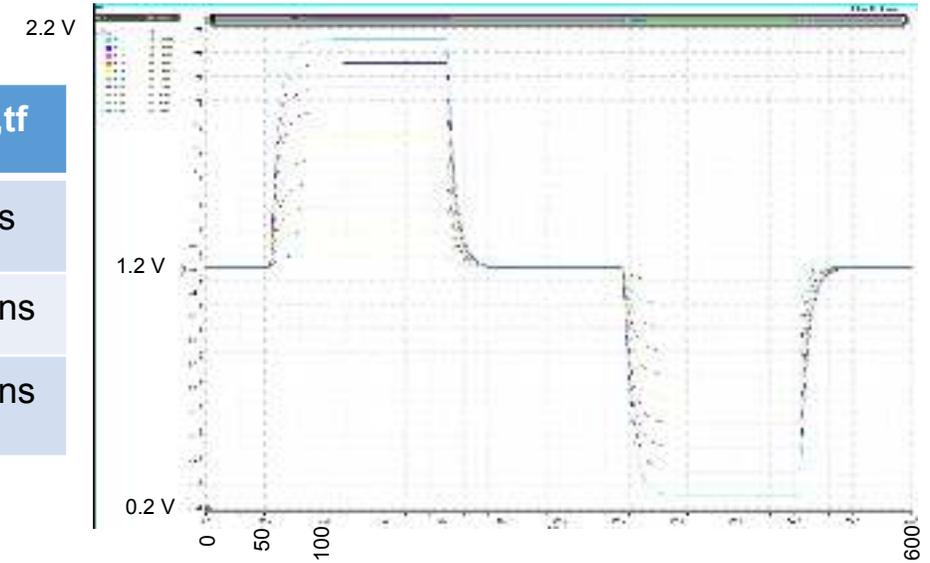
TIA gain (V/A) vs frequency



$|Z_{in}|$ vs frequency



TIA output Voltage vs time ns ($R_{det} = 5k\Omega$)



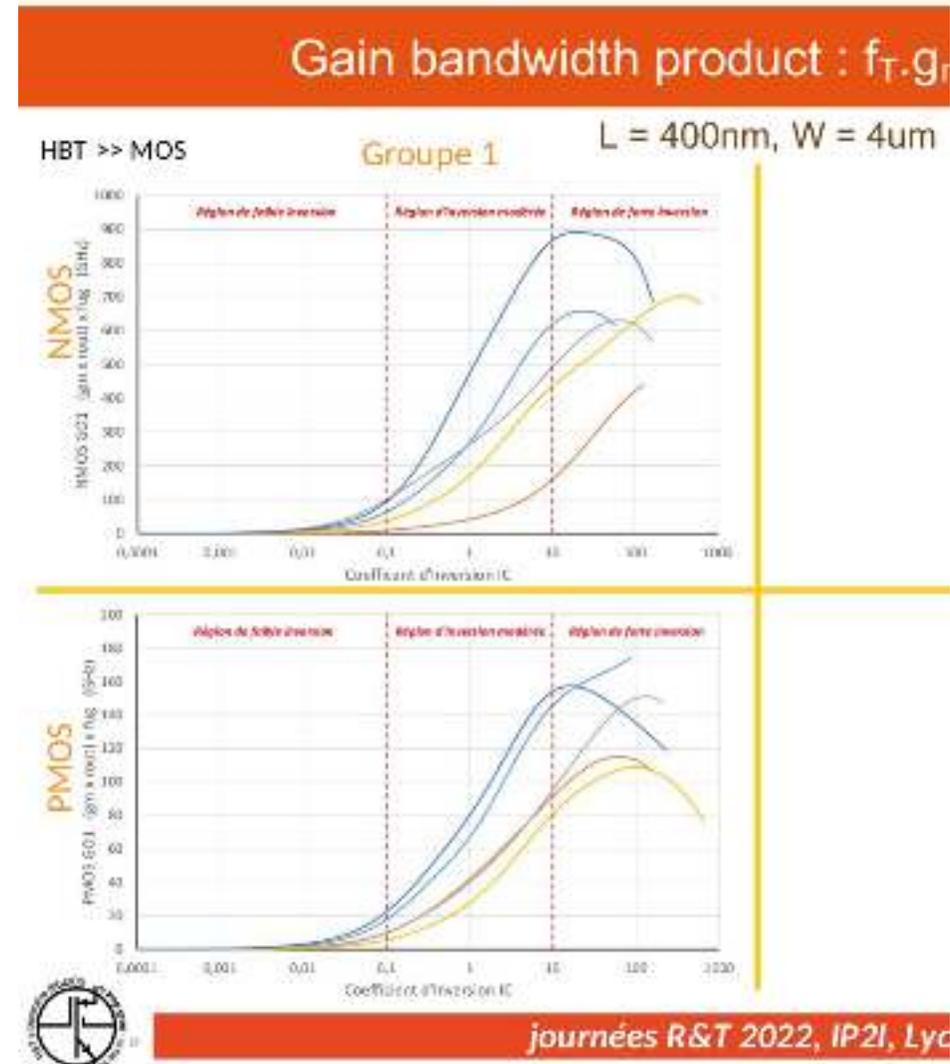
R_{det}	$T_{r,tf}$
3kΩ	7ns
5kΩ	15ns
10kΩ	35ns

facteurs de mérite

- efficacité de transconductance : g_m/id
- gain intrinsèque : $A_i = g_m \cdot r_o$
- fréquence au gain unitaire : f_T (fug)

facteurs de mérite 'product'

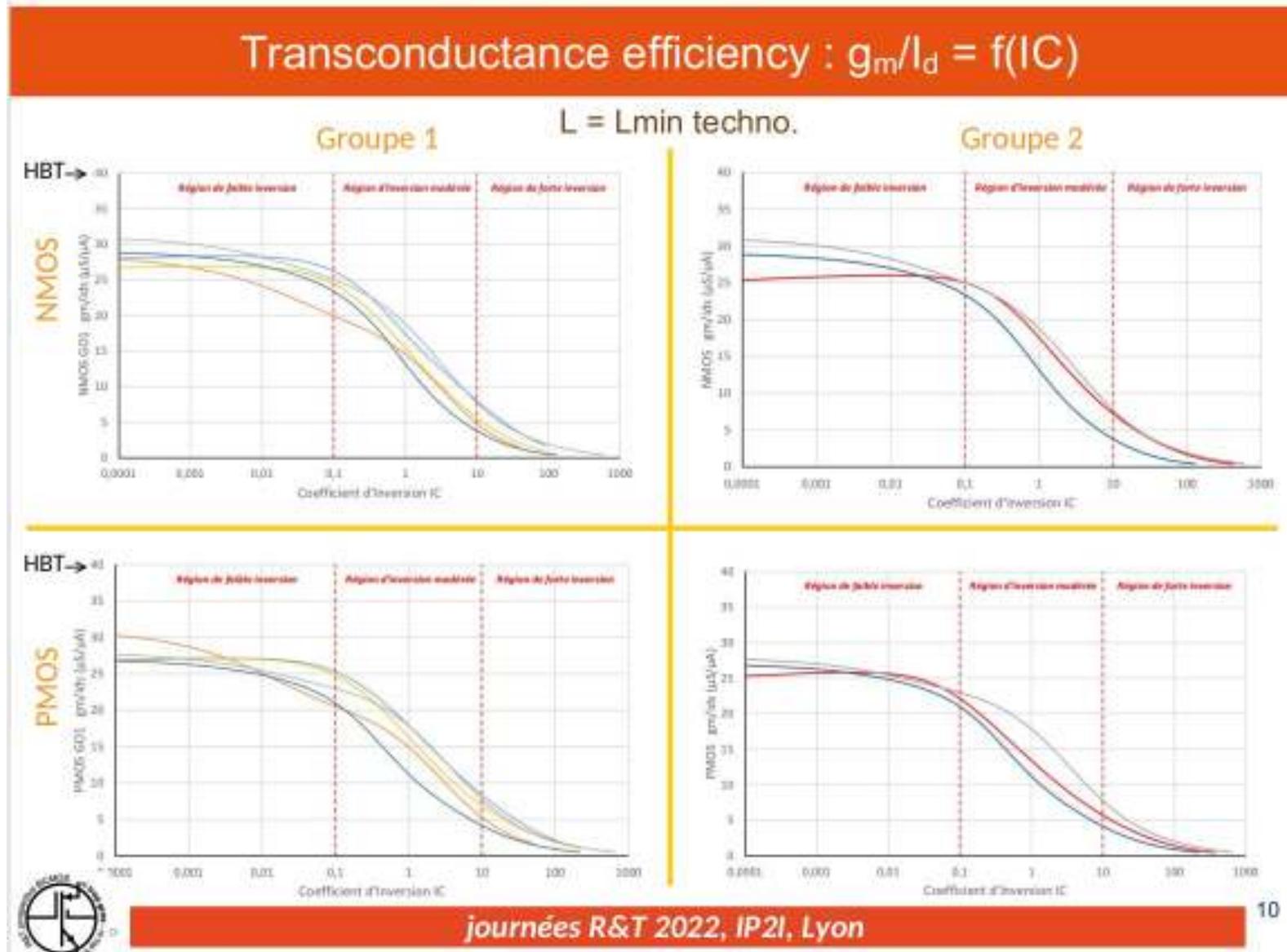
- Produit gain bande : $A_i \cdot f_T = g_m \cdot r_o \cdot f_T$
- Slew rate : $f_T \cdot (g_m/id)^{-1}$
- efficacité de vitesse : $f_T \cdot (g_m/id)$



source des figures : LPC-Caen



Techno alternatives : facteurs de mérite



journées R&T 2022, IP2I, Lyon

10

source des figures : LPC-Caen



Techno alternatives : facteurs de mérite



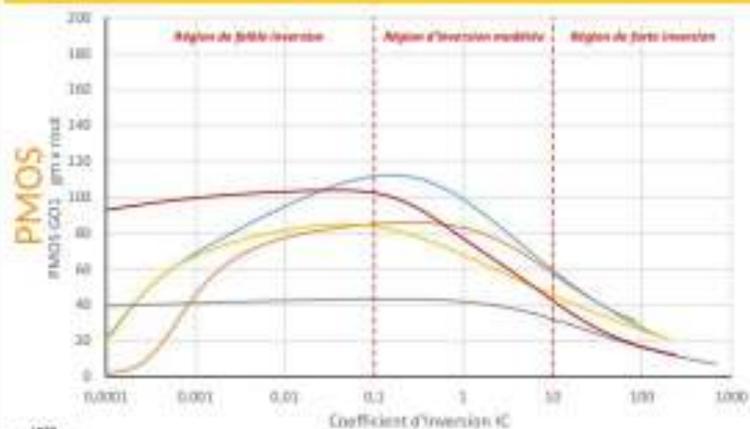
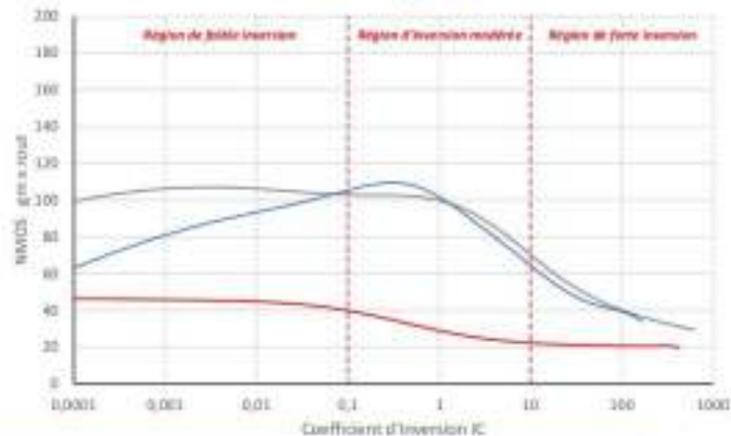
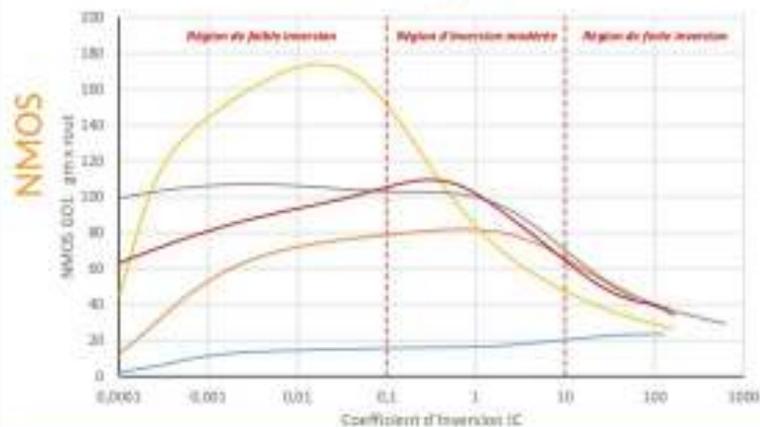
Intrinsic gain : $g_m \cdot r_{out} = f(IC)$

HBT = $V_E/V_T \sim 4000$

Groupe 1

$L = 400\text{nm}, W = 4\mu\text{m}$

Groupe 2



journées R&T 2022, IP2I, Lyon

12

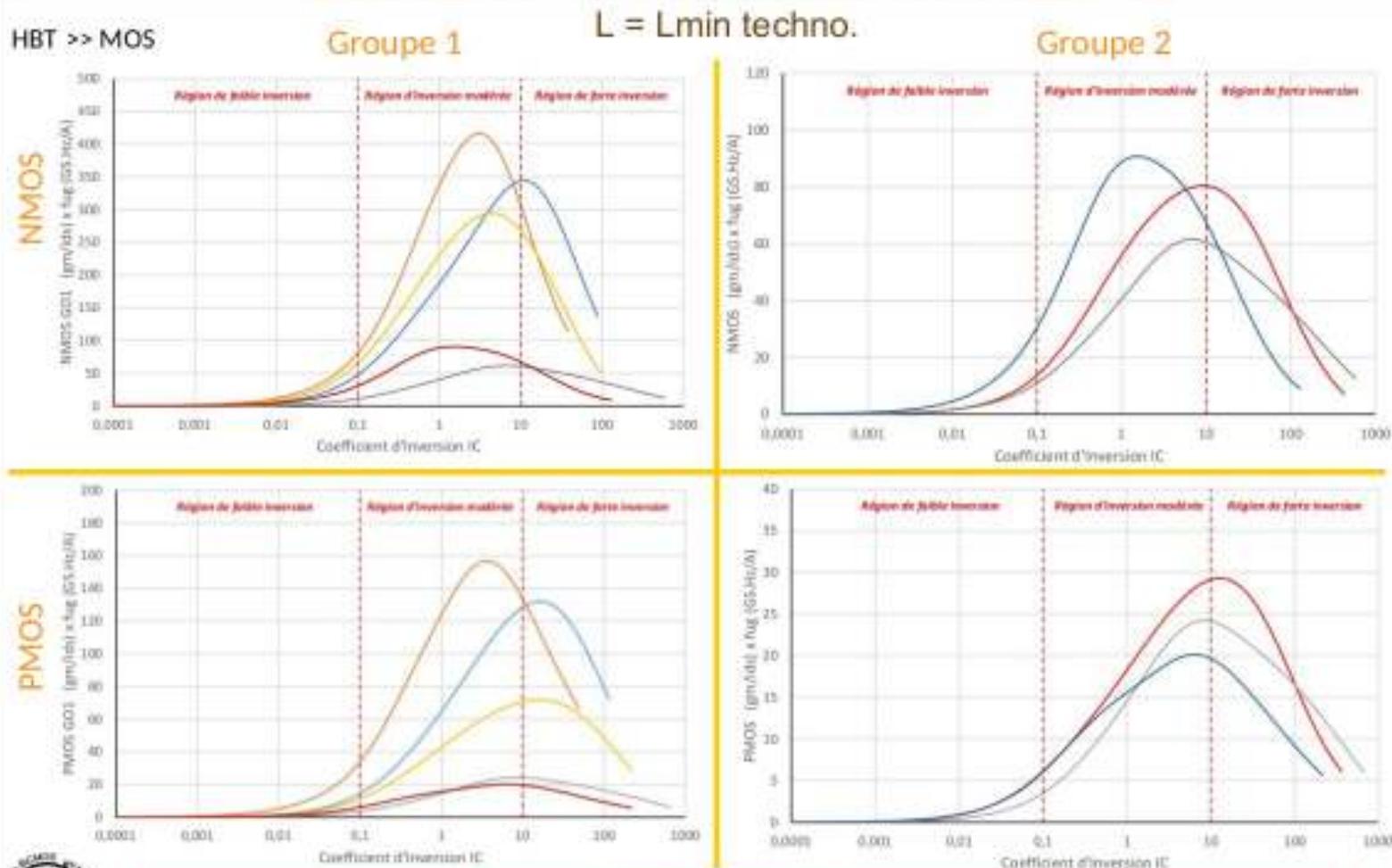
source des figures : LPC-Caen



Techno alternatives : facteurs de mérite



Speed efficiency : $f_T \cdot g_m / I_d = f(IC)$



Journées R&T 2022, IP2I, Lyon

11

source des figures : LPC-Caen



Techno alternatives : facteurs de mérite



Densité de bruit en tension ramené en entrée normalisé : N simulations à Lmin et un jeux de coefficient d'inversion IC de 0.1 à 100 et pour un W de référence fixé à 13u

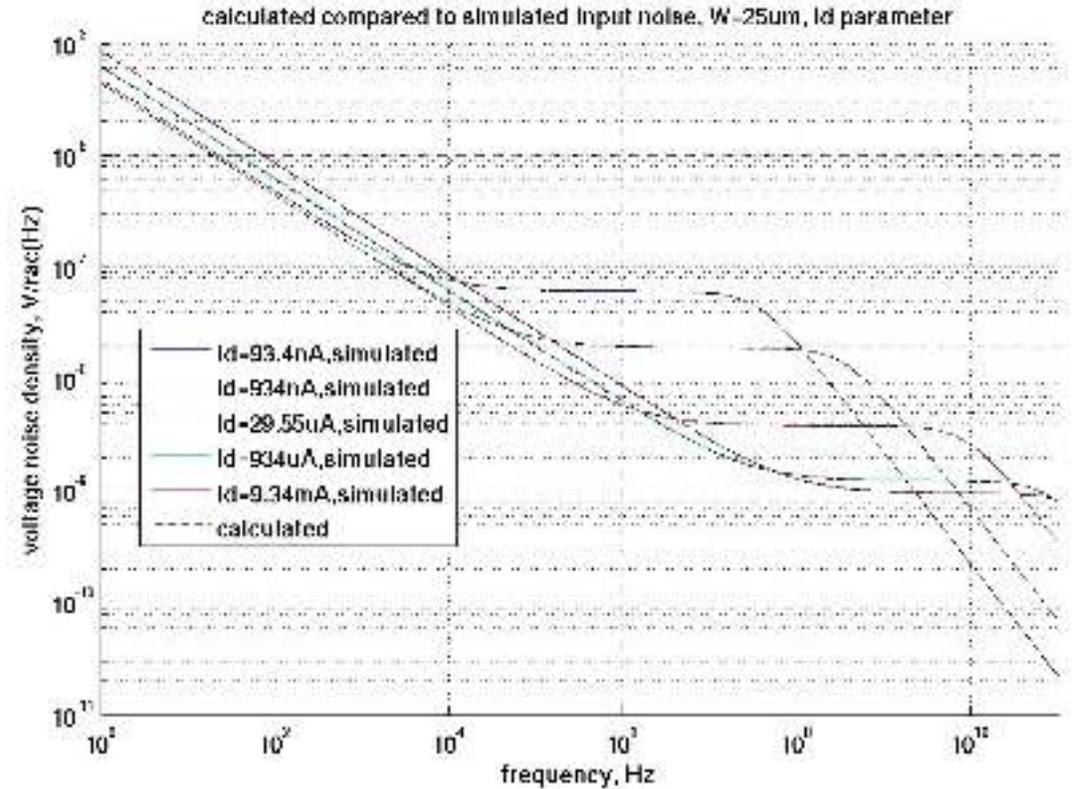
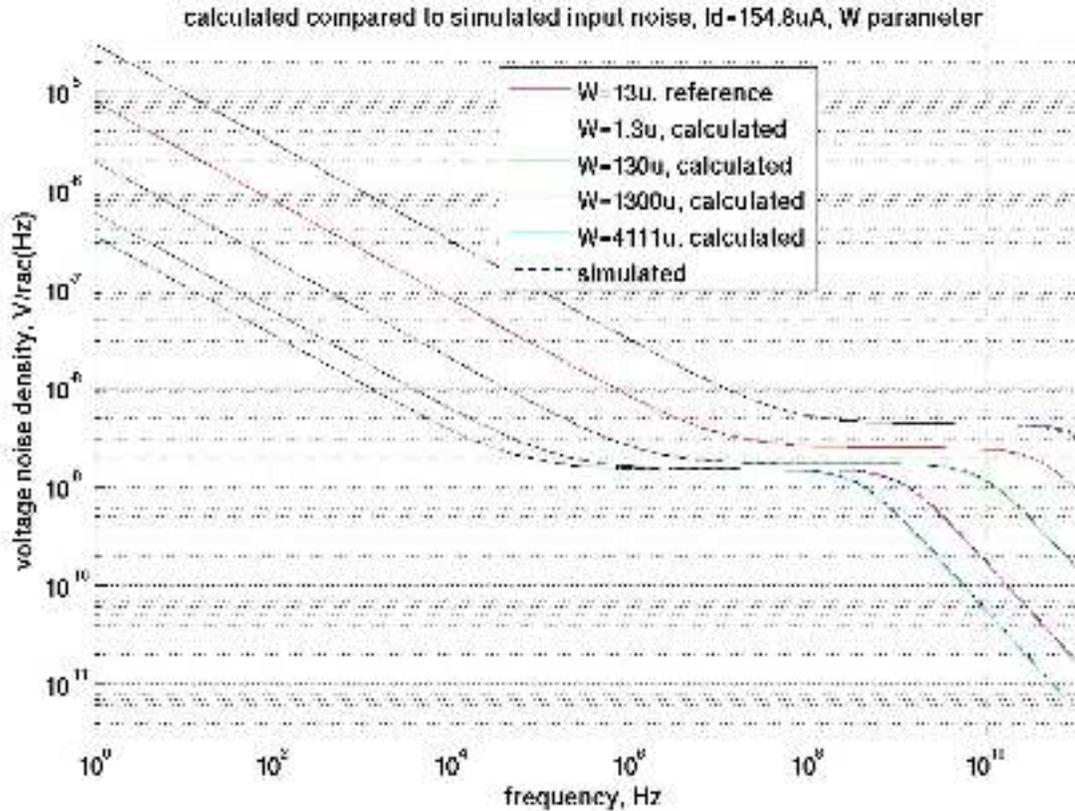
$$V_n^{IC}(W) = V_n^{IC, W_{ref}} \cdot \sqrt{\frac{W_{ref}}{W}}$$

$$IC = \frac{I_d}{I_0 \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}}}$$

I0, constante technologique

Ci dessous comparaison entre les densités de bruits reconstruites à partir du jeux de courbes de références pour un W différent de Wref et des simulations directes

Ci dessous comparaison entre les densités de bruits reconstruites à partir du jeux de courbes de références pour différentes valeurs de Id, W=25um et des simulations directes





- Fonderie : S1 2024
 - retour fondeur fin 2024 et mesures des circuits fin 2024
 - Retour sur la fiabilité du DK IHP
- Poursuite du travail sur les facteurs de mérites S2 2024 S1 2025
 - Production d'une documentation de référence 'facteurs de mérite' en 2025
- Publications IEEE, 'building blocks' et 'facteurs de mérite'



Merci pour votre attention

