

Front-End per calorimetria

Mauro Citterio

INFN Sezione di Milano

Scuola di Elettronica INFN

25-29 Ottobre 2004

Introduzione:

Definizione:

Un calorimetro e' un blocco di materiale che risponde in modo proporzionale all'energia di una particella che lo attraversa

- *e' principalmente un dispositivo per la misura dell'energia*
- *puo' fornire informazioni se propriamente segmentato*
- *puo' identificare quali particelle lo attraversano (muoni, elettroni, hadroni) in base al tipo di rilascio dell'energia*

Perche' e' importante:

- 1) *La risoluzione di un calorimetro migliora all'aumentare dell'energia della particella incidente*

$$\frac{\sigma(E)}{E} = \sqrt{\left(\frac{a^2}{E} + b^2\right)} = \frac{a}{\sqrt{E}} \oplus b$$

Introduzione:

Perche' e' importante:

2) *La dimensione del rivelatore scala solo logaritmicamente con l'energia della particella incidente*

$$t_{\max}(X_0) = \left[\ln\left(\frac{E_{\text{inc}}}{\varepsilon}\right) + C_{\text{inc}} \right]$$

$$C_{\text{inc}}(\text{electrons}) = -0.5$$

$$C_{\text{inc}}(\text{gamma}_\text{-rays}) = +0.5$$

3) *Possibilita' di fare canali di lettura analogici, misure precise di posizione e di angolo.*

→ *misura di E/p*

→ *informazioni sulla carica*

→ *ridondanza nella ricostruzione (tracciamento) di eventi complessi*

$$\varepsilon (MeV) \approx 800 / (Z + 1.2)$$

Energia critica

$$dE / dx = - E / X_0$$

$$X_0 = \frac{(716.4 \text{ gcm}^{-2})A}{Z(Z + 1) \ln(287 / \sqrt{Z})}$$

**Lunghezza di
radiazione**

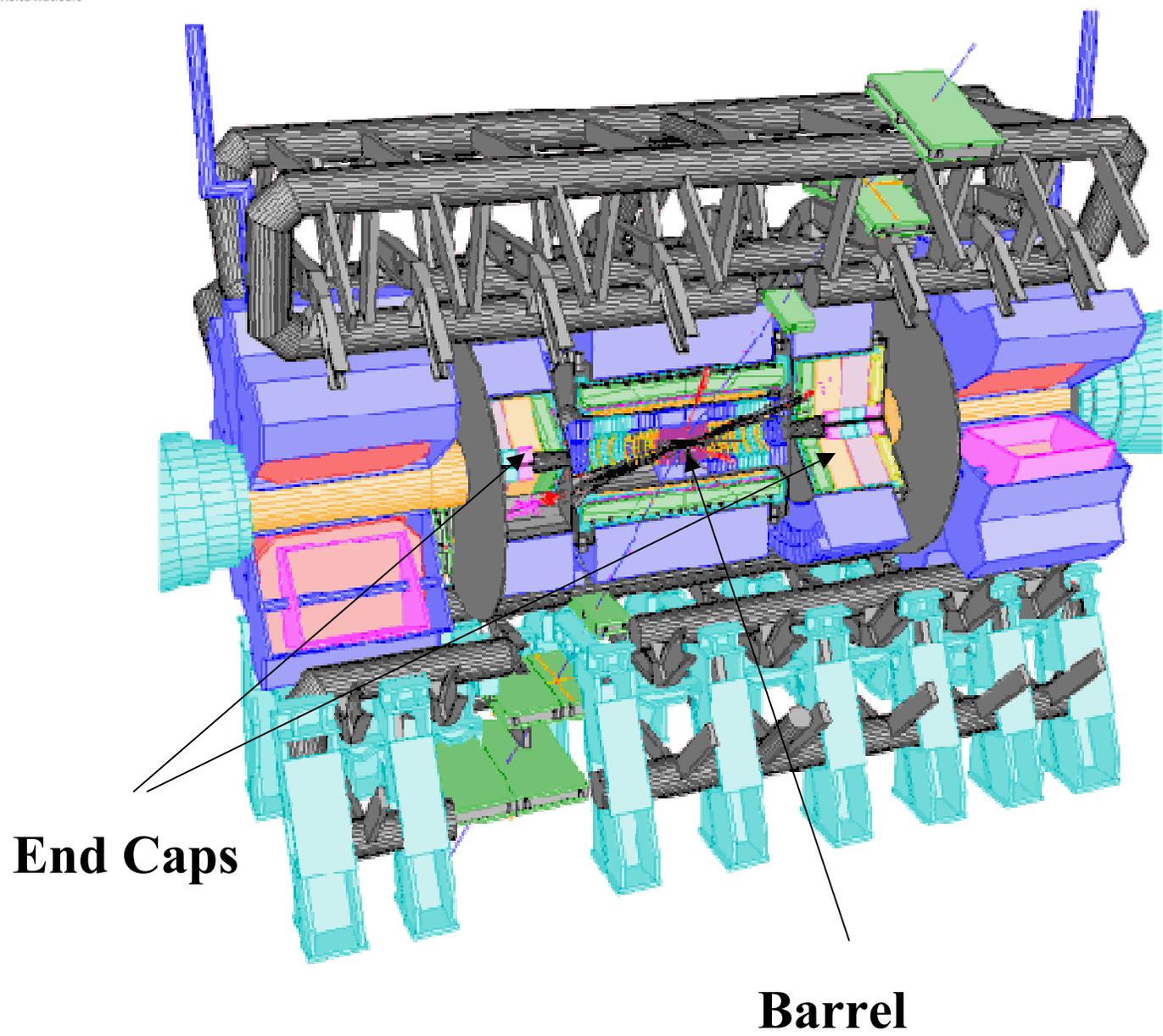
$$X_\gamma = \frac{9}{7} X_0$$

**Libero
cammino medio**

$$\rho_m = X_0 \frac{E_s}{\varepsilon} \approx \frac{(21.2 MeV)}{\varepsilon}$$

**Raggio di
Moliere**

Calorimetria ad Argon Liquido in Atlas



The LHC Experimental Challenge:

- **New Energy regime** **2x7 TeV**
- **High Luminosity** **L=10exp34**
- **Radiation Levels** **1-1000 Mrad/10 Years**
- **Pileup (Overlapping events)** **(including forward calorimeter)**
- **24 events/crossing @40MHz**

ATLAS EM Calorimeter:

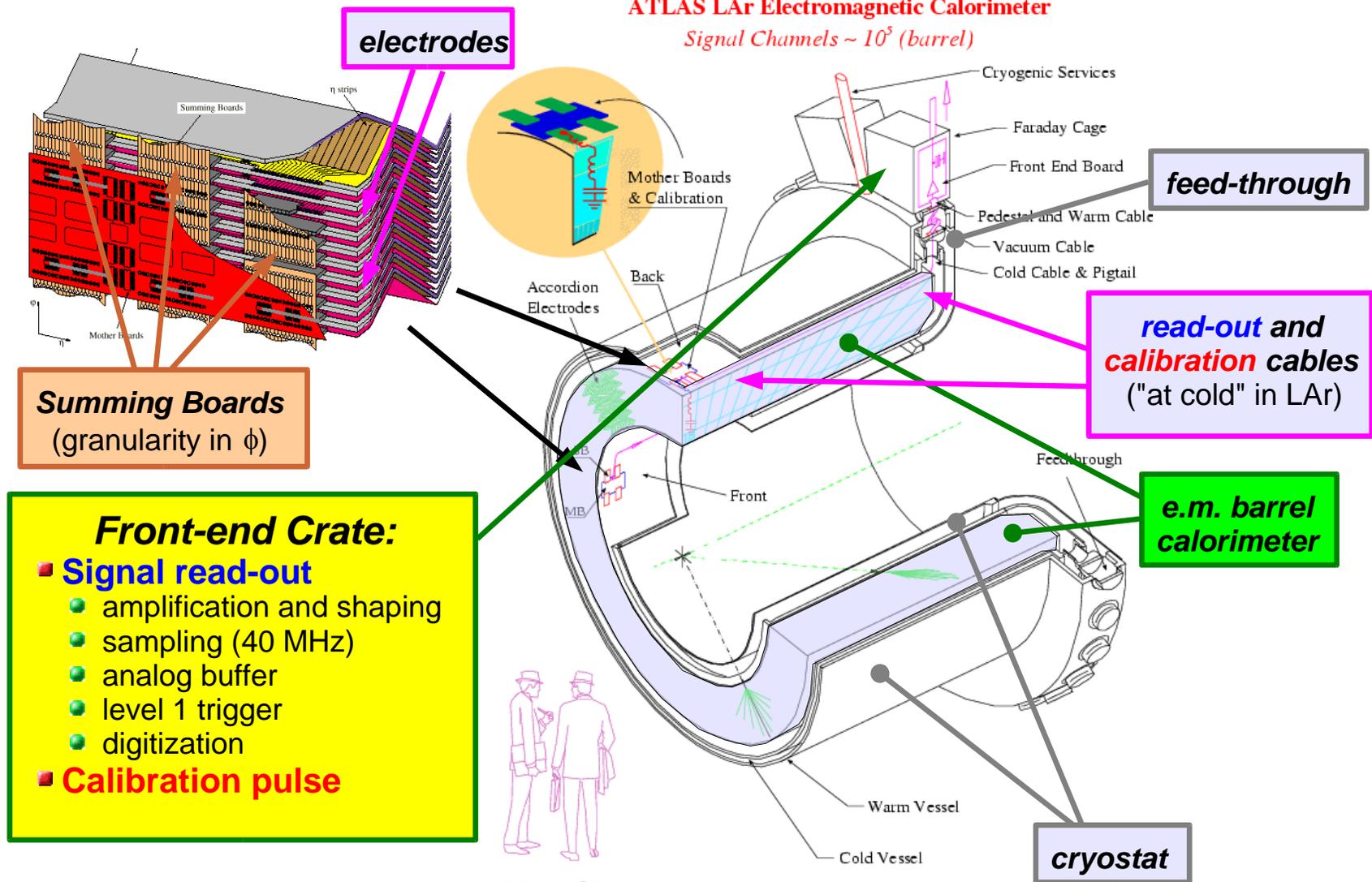
- **EM Resolution** $\Delta E / E = 10\% / \sqrt{E} \oplus 0.240 / E \oplus 0.7\%$
- **Dynamic Range** **16 Bits**
- **Constant Term** **< 0.7%**
- **Noise for EM cluster** **~270MeV**
- **Transverse Granularity** **0.025x0.025 (η, ϕ)**
- **Longitudinal Granularity** **3 longitudinal sections**
- **Pointing, γ/π Rejection** **η strips**
- **Bunch crossing Identification** **(down to 1GeV)**
- **η Coverage** **-2.5 < η < 2.5**

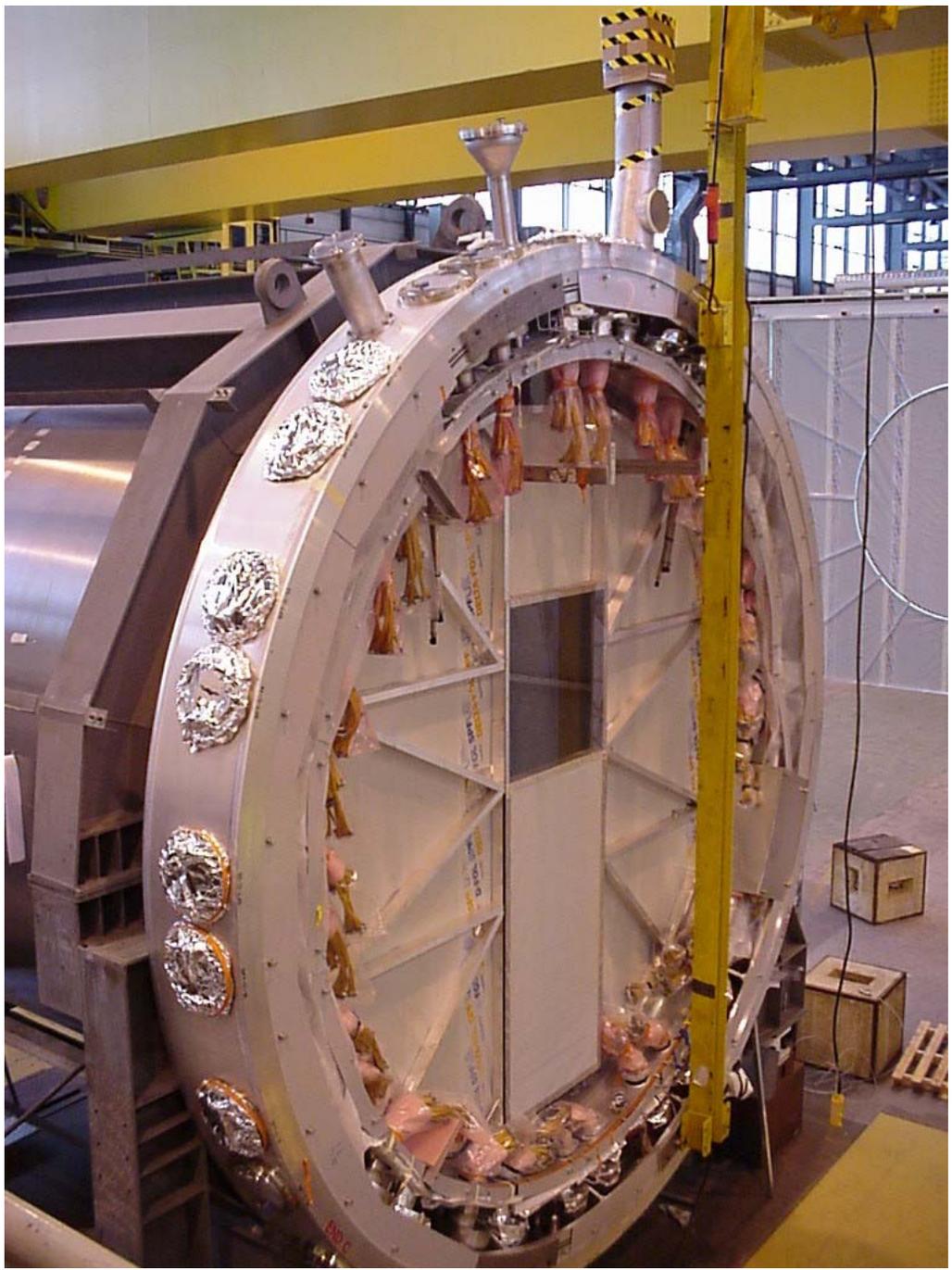
Advantages of Accordion Design:

- **Electrode also sums the signal in the longitudinal direction.**
 - Low Inductance
 - Fast shaping possible.
- **No cracks** → **Uniform good resolution with minimal corrections.**
- **Both transverse and longitudinal segmentation done with ease.**
 - Pointing and γ/π separation
- **Additional γ/π separation can be achieved by incorporating very fine segmentation in the front.**
 - η strips
- **Integrated preshower for both Barrel and Endcap**

Read-out and calibration (E.M. calorimeter barrel)

ATLAS LAr Electromagnetic Calorimeter
Signal Channels $\sim 10^5$ (barrel)





E.M. calorimeter barrel

(granularity and segmentation)

Acceptance: $|\eta| < 1.4$

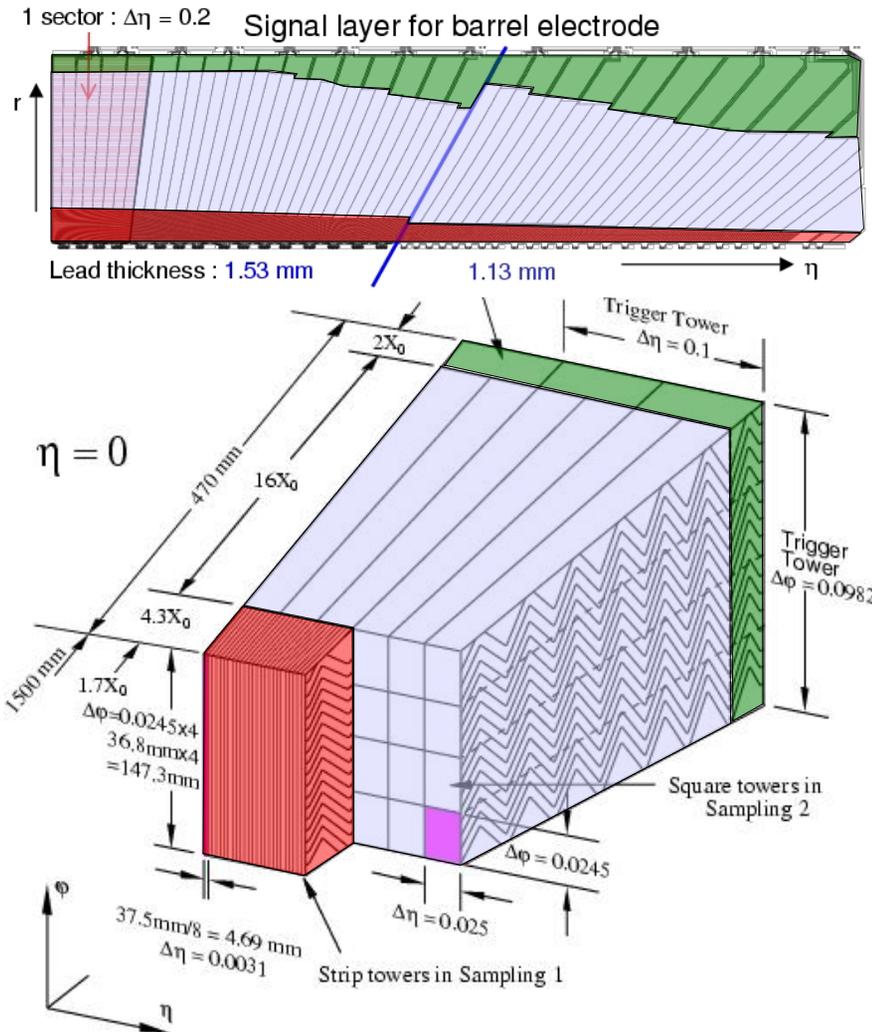
Subdivision in depth

- **S1 (Strips)** fine granularity in η : for γ/π^0 separation
- **S2 (Middle)** main compartment
- **S3 (Back)** e.m./hadr showers separation, longitudinal containment

PreSampler in front of the calorimeter, to detect pre-showering in upstream material

→ **Granularity and projectivity along η , subdivision in depth** obtained by etching copper on electrodes

→ **Granularity along ϕ** obtained by grouping contiguous electrodes



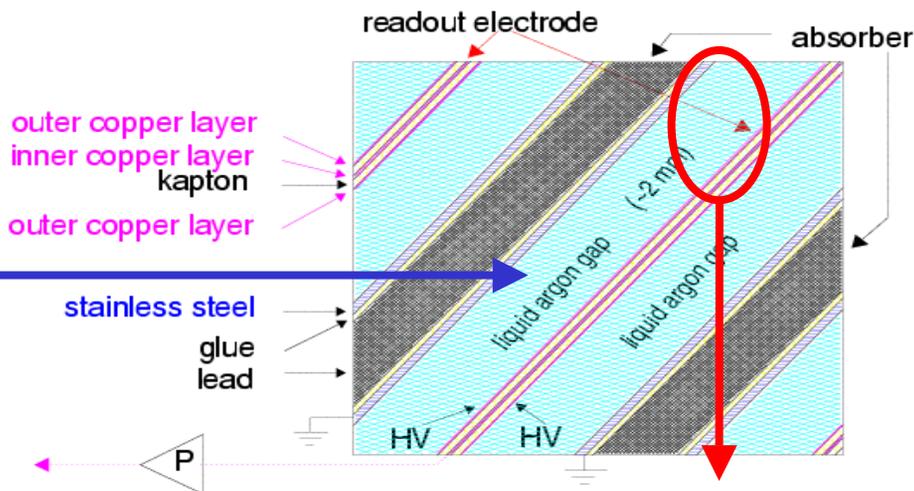
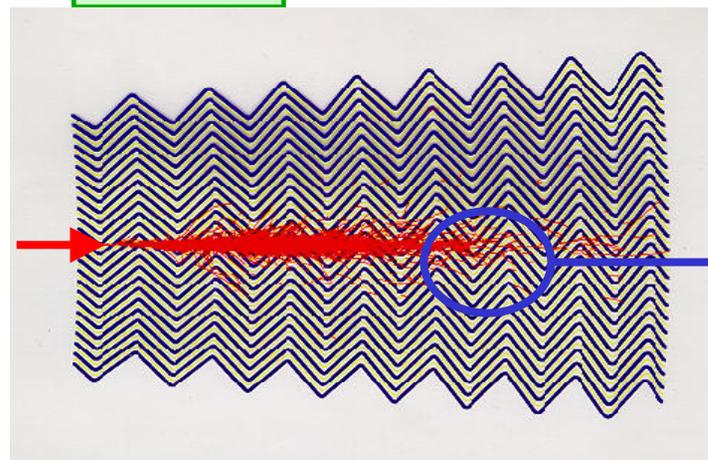
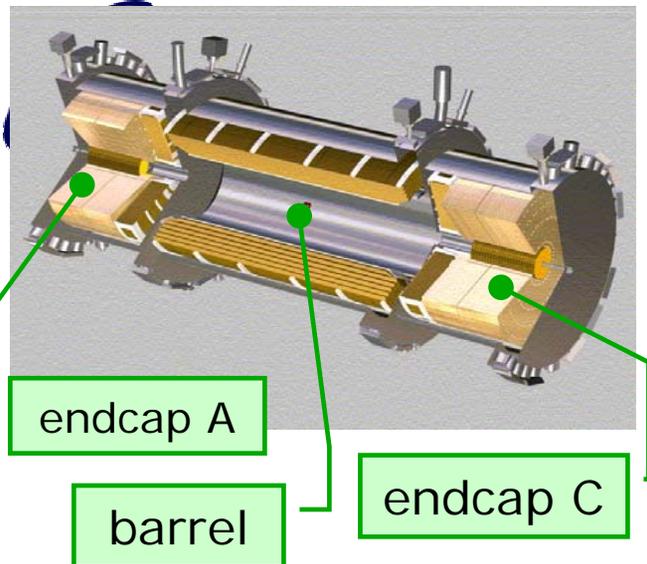
Il calorimetro elettromagnetico di ATLAS

Calorimetro a campionamento, piombo–Argon liquido con geometria degli elettrodi ad “accordion”

Copertura:

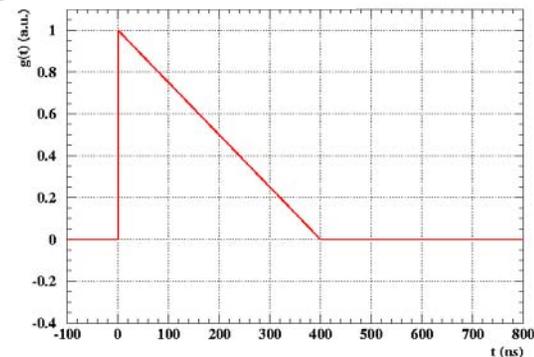
azimutale piena

fino a $\eta = 3.2$ in pseudorapidità



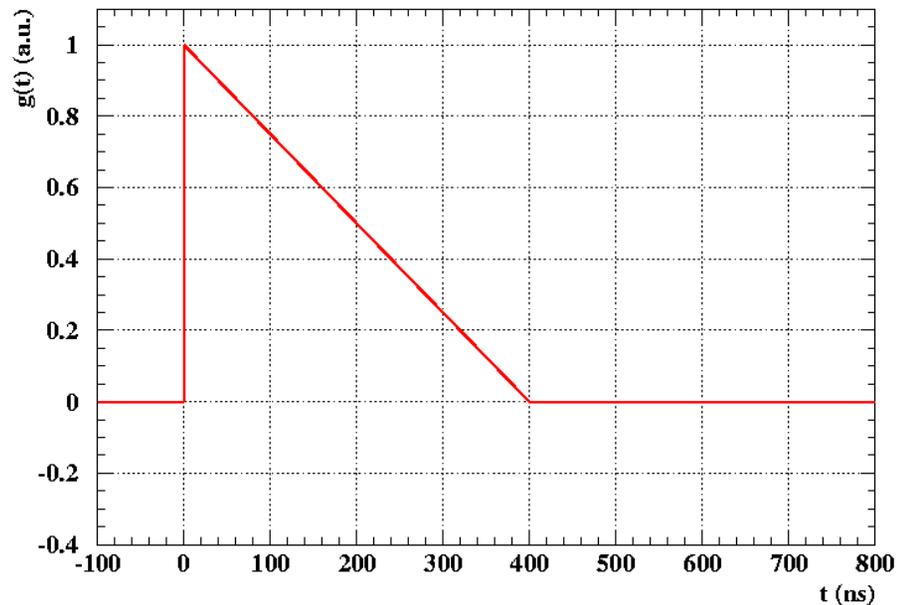
Il picco del segnale triangolare di corrente (μA) e' proporzionale all'energia rilasciata dallo sciame.

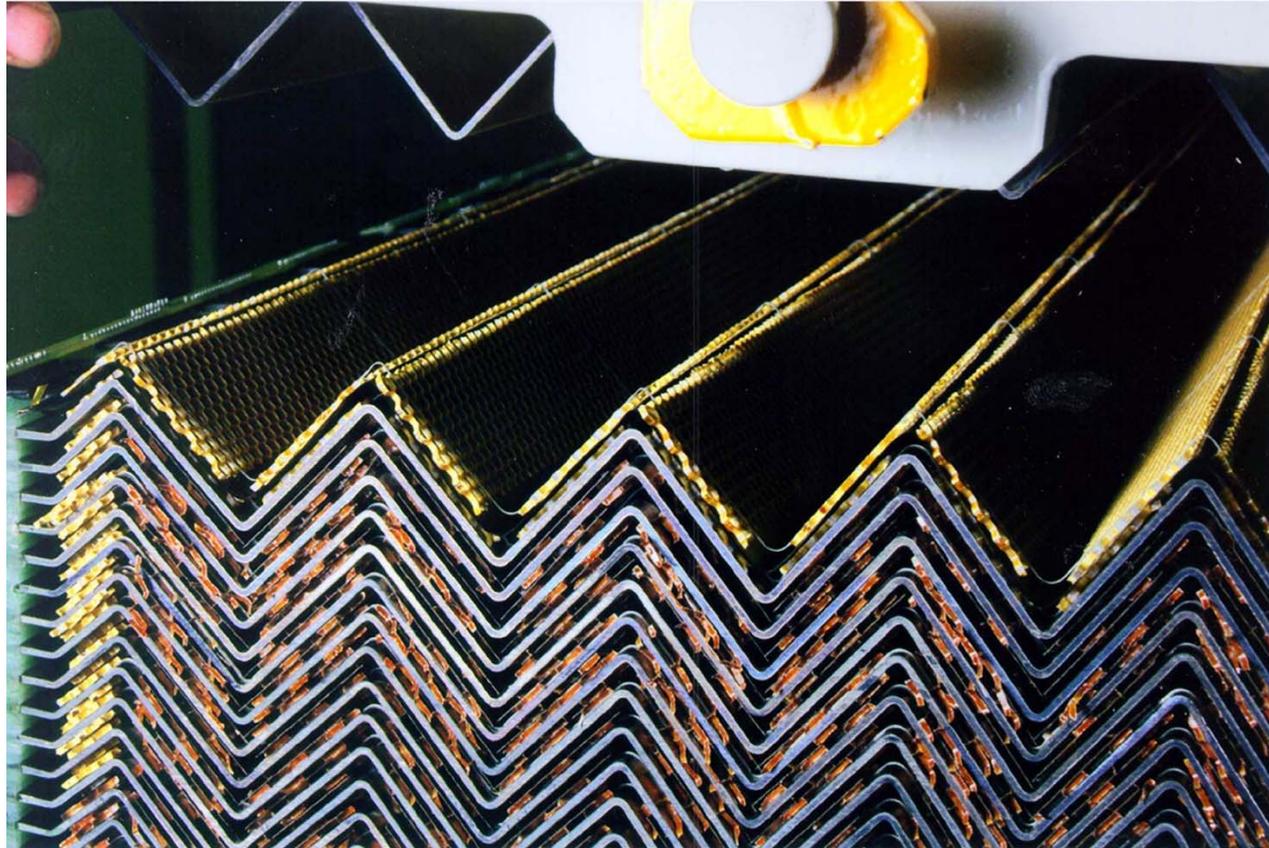
Il tempo di deriva degli elettroni e' differente per i vari calorimetri: a causa delle diverse HV e larghezze del LAr “gap” ($t_{\text{drift}} = 450 \text{ ns}$ nel EMB, $t_{\text{drift}} = 50 \text{ ns}$ nel FCAL)

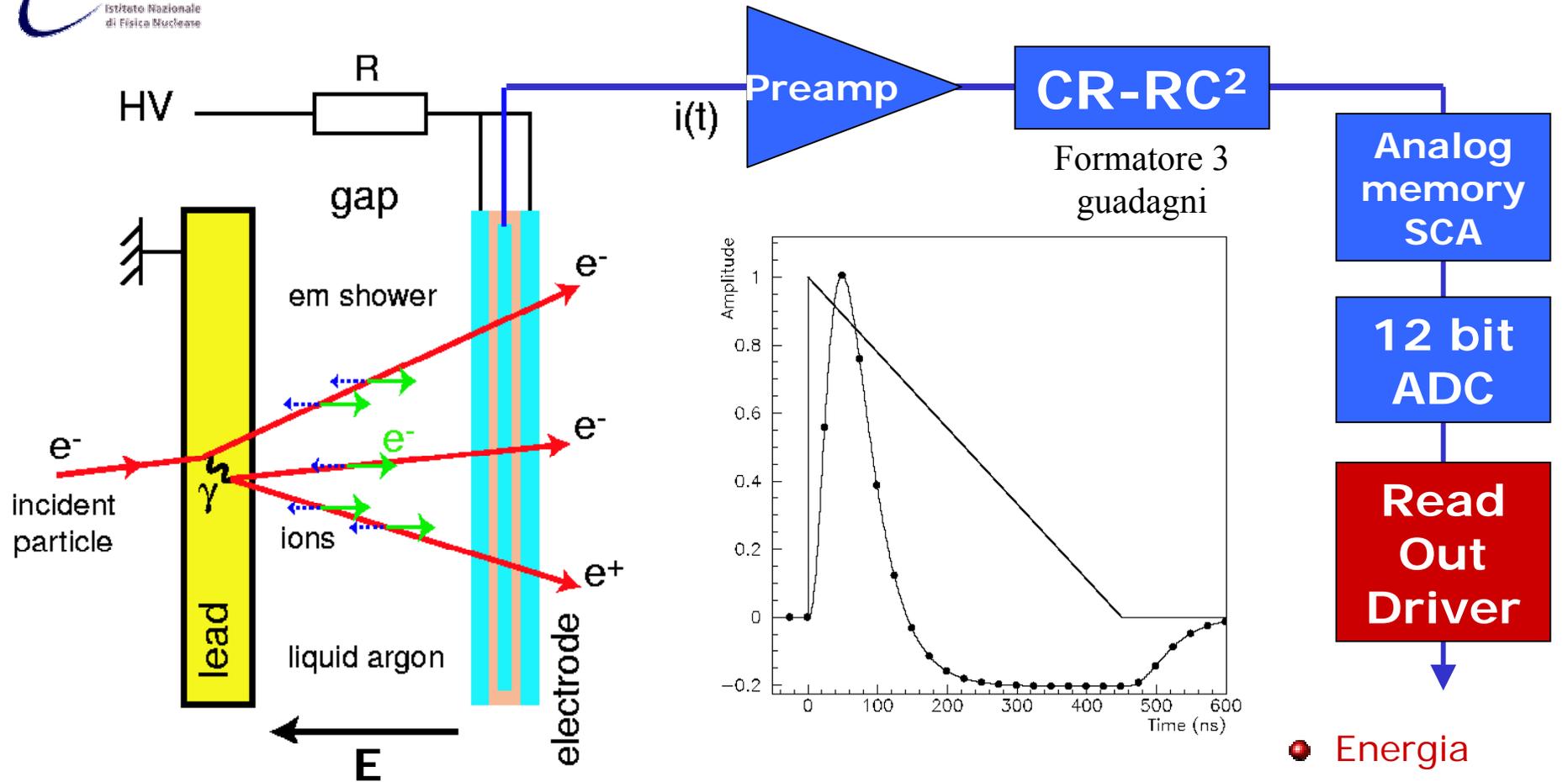


$$i(t) = i_0 \left(1 - \frac{t}{t_d} \right) = \frac{en_e V}{d} \left(1 - \frac{t}{t_d} \right)$$

$$t_d = \frac{d}{v_D} = d^2 / \mu V$$







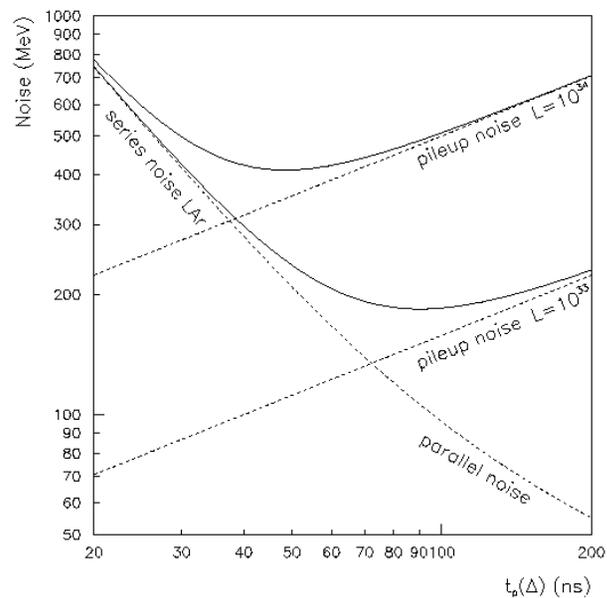
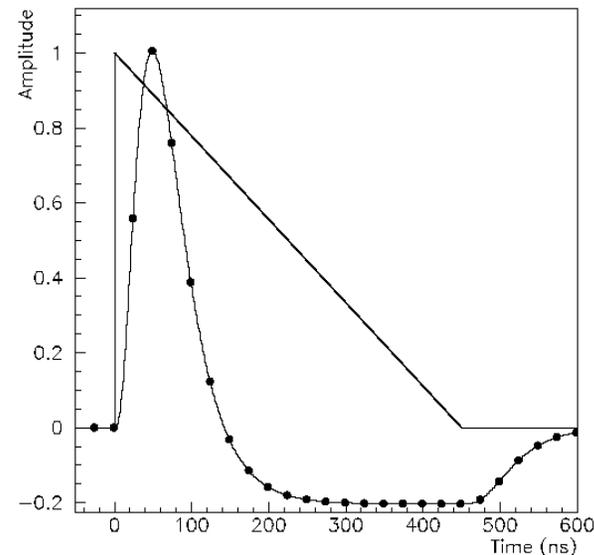
Il segnale triangolare in corrente viene preamplificato e formato da un filtro bipolare del tipo CR-RC².

Formatura veloce per ottimizzare il rapporto segnale/rumore 40 MHz di frequenza di campionamento (ogni 25 ns): **5 campioni**

- Energia
- Tempo
- Monitoraggio

Risoluzione relativa in energia:

- $\sigma_E/E \sim 10\%/\sqrt{E} \oplus 0.7\%$
- Calibrazione elettronica <0.25%
- Grande variazione di energia:
 - EM: da 50 MeV a 3 TeV (10 mA): 16 bits
 - HEC: fino a 1 TeV (0.3 mA)
- Formatura veloce per ottimizzare il rapporto segnale/rumore:
 - 40 MHz di frequenza di campionamento (ogni 25 ns): per un segnale di 600 ns, il pile-up e' presente fino a 24 bunch crossings.
 - Ricostruzione del segnale per mezzo di filtri digitali per adattarsi a varie luminosita'.
- Minimo rumore coerente dovuto al pickup (<0.5% del rumore non coerente)
- Minimo tempo morto ad una frequenza di trigger di primo livello di 75 kHz.



Preamplificatori a basso rumore per calorimetria ad argon liquido

1. elettronica integrata criogenica (*Si-JFET, GaAs, DMILL, CMOS*)

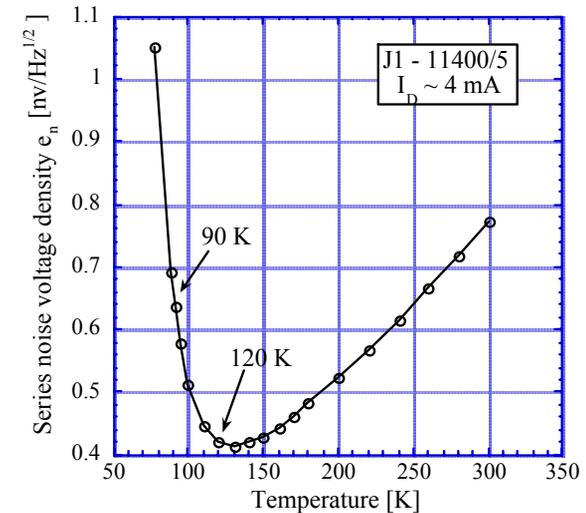
- elettronica a basso rumore a $T = 87$ K

- la tecnologia deve essere “rad-hard”

(100 krad/anno e 10^{13} n/cm²anno)

- bassa potenza dissipata ed altissima affidabilita’

(< 0.5 % canali non funzionanti per anno in Atlas)



2. elettronica a temperatura ambiente ed esterna al rivelatore

- minore esposizione alla radiazione (2 krad/anno e 10^{12} n/cm²anno)

- basso rumore a tempi di formatura di 15 nsec ($R_{\text{noise}} = 10 \Omega$)

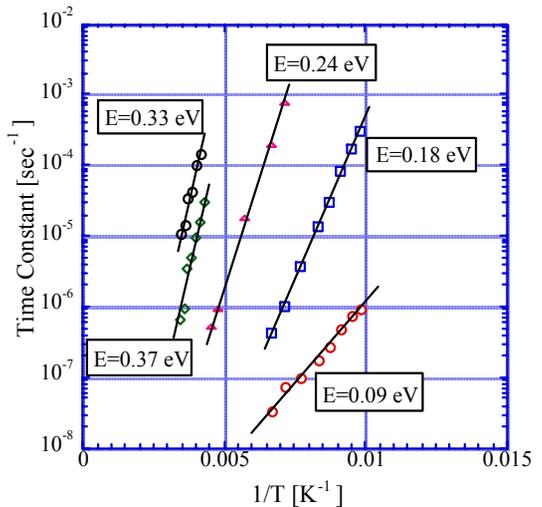
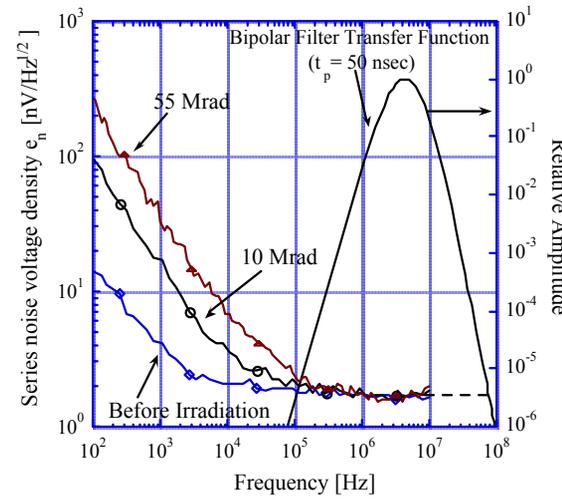
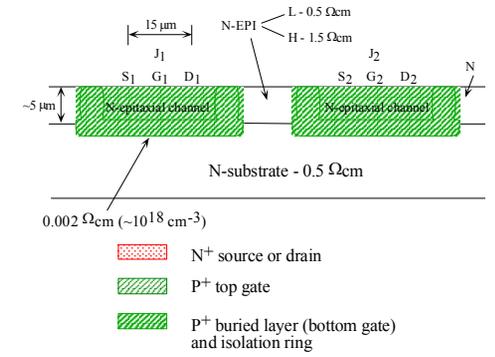
- impedenza di ingresso uguale a quella della linea di trasmissione (25-50 Ω)

- resistenza a scariche elettrostatiche multiple (4 mJ)

- stabile anche nel caso di “problemi” sulla linea (corto, aperto)

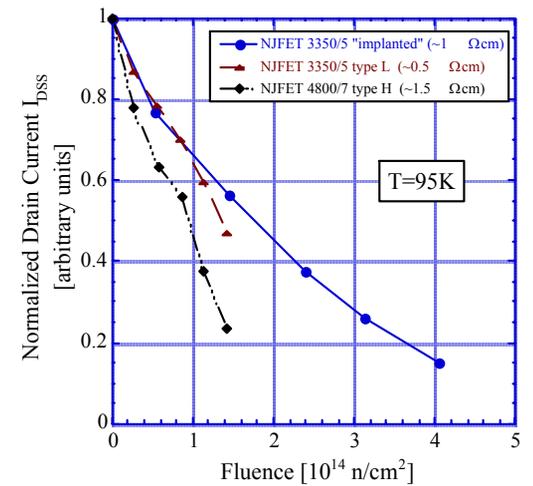
Circuiti a Si-NJFET: Una sola tecnologia esistente (sviluppata da *INFN*, BNL ed Interfet Corporation di Dallas). Da una caratterizzazione (un anno a $T = 87$ K costante):

- **radiazione ionizzante:** minimo aumento di rumore nelle frequenze di interesse fino a dosi di 55 Mrad.
- **danneggiamento da neutroni:** aumento del rumore simile all'esposizione a raggi gamma, variazione nelle caratteristiche statiche a causa della generazione di centri accettori nel canale a 10^{14} n/cm².
- **il rumore aumenta per un aumento dei centri di generazione e ricombinazione (in particolare di un centro oxygen-vacancy, "A-center", $E= 0.18$ eV)**



$$\overline{\frac{de_n^2}{df}} = a + \frac{b}{f} + \sum_{i=1}^N \frac{c_i \tau_i}{1 + \omega^2 \tau_i^2}$$

$$\tau_i = \frac{1}{\nu_i} \exp\left(\frac{E_i}{kT}\right)$$

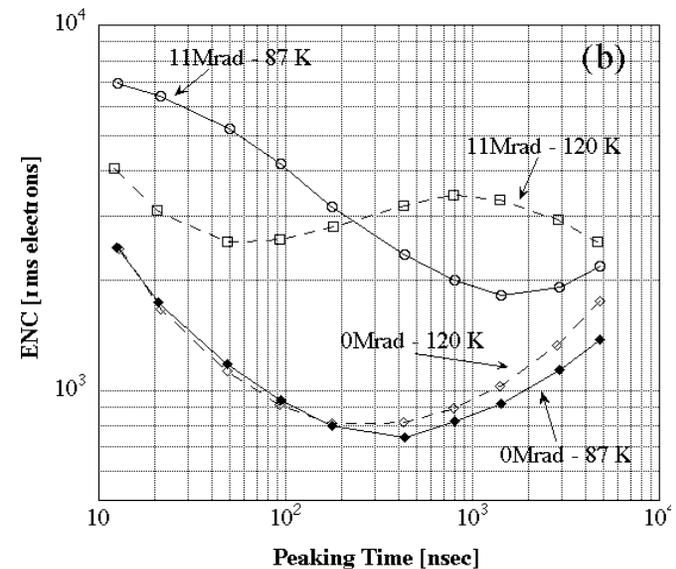
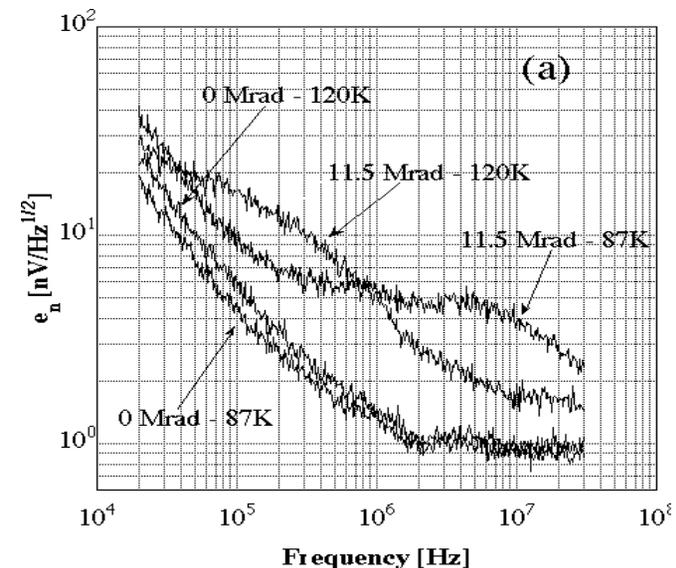


Circuiti a GaAs: con una tecnologia commerciale a basso rumore (Triquint):

- minimi valori di rumore fra le varie tecnologie.
- **radiazione ionizzante:** aumento del rumore nelle frequenze di interesse anche a dosi di 1-2 Mrad.
- aumento di rumore attribuibile a trappole descrivibili con termini di tipo lorentziano. La natura delle trappole non è misurabile.
- **danneggiamento da neutroni:** variazioni trascurabili sia nelle caratteristiche statiche sia nel rumore a fluenze di 10^{14} n/cm².

DMILL, CMOS: Due generazioni di circuiti integrati realizzati e testati (collaborazione *INFN*, Orsay e BNL):

- **un circuito misto PJFET-NMOS** soddisfa le specifiche di tolleranza alle radiazioni.
- i valori di rumore ottenibili alla temperatura dell'argon liquido sono tuttavia comparabili con quelli ottenibili con elettronica esterna al rivelatore.



Preamplificatori a temperatura ambiente

Uso di cavi lunghi fra rivelatore e Front-end

- Aumento del rumore (10 metri di un cavo a 50Ω significa ~ 1000 pF in piu')
- Poiche' il rumore serie e' proporzionale alla capacita' di ingresso del preamplificatore e' un grosso aumento di rumore visto che tipicamente $C_d \sim 400$ pF
- Tuttavia poiche' l'impulso e' veloce per minimizzare il pile-up → bisogna considerare la risposta in frequenza del cavo nel calcolo del rumore
- Si scopre che il cavo e' piu' visto in termini di Impedenza che in termini di capacita'
- Bisogna calcolare l'ENC del preamplificatore includendo il cavo

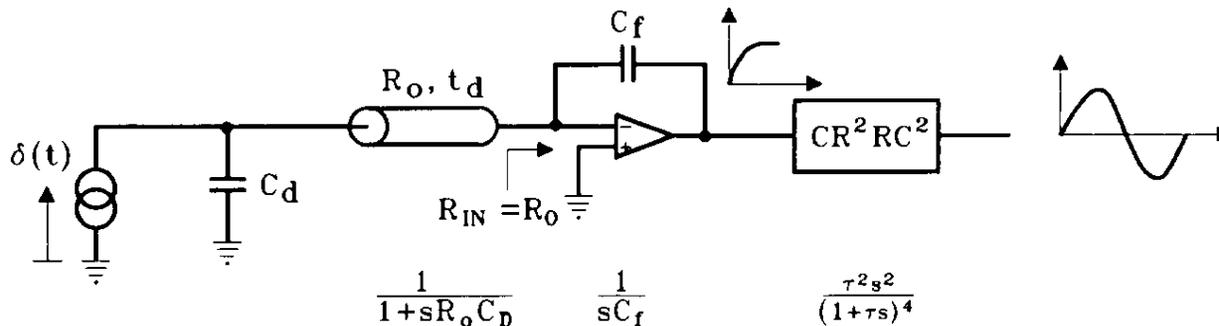


Fig. 2. Analog signal processing chain for the signal calculation. The preamplifier input impedance is tuned to terminate the transmission line ($R_{in} = R_o$). The preamplifier input capacitance is disregarded. An additional signal attenuation is due to conductor losses in the transmission line (see appendix A). A RC^2-RC^2 filter, giving a zero-area bipolar response to avoid baseline shifts at high rates is assumed.

Come terminare la linea:

- per evitare riflessioni, poiche' il lato rivelatore e' puramente capacitivo il lato preamplificatore deve essere terminato con l'impedenza caratteristica della linea R_0
- La terminazione deve essere attiva, poiche' se fosse un vera resistenza si avrebbe un rumore termico troppo grande
- esempio: per un preamplificatore di carica

$$R_{in} = \frac{1}{g_m} \frac{C_0}{C_f}$$

Scegliendo opportunamente la capacita' del polo dominante C_0 , possiamo ottenere la giusta impedenza, mantenendo pero' il rumore ad un valore accettabile $\sim 0.7/g_m$ (Electronically cooled termination)

Importante: questa impedenza non e' stabile nel caso di un calorimetro

(Esempio: 1.5 TeV \rightarrow 5 mA corrente di picco \rightarrow se la linea e 50 ohm \rightarrow 250 mV di cambiamento di tensione sul gate $\rightarrow g_m$ cambia \sim del 20%)

Ma impedenza e' $1/g_m \rightarrow$ la linea non e' piu' terminata correttamente)

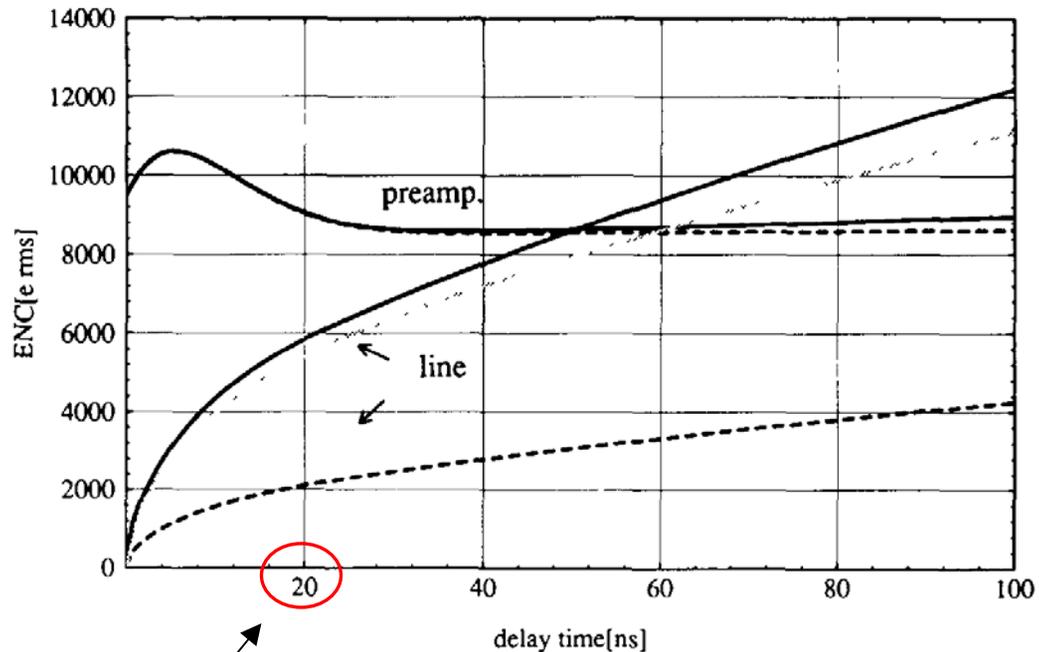


Fig. 4. Calculation of the different contributions to the equivalent noise charge. The values assumed are: $e_n = 0.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $C_d = 400 \text{ pF}$, $C_a = 10 \text{ pF}$, $R_0 = 50 \text{ } \Omega$, $t_p = 20 \text{ ns}$. (a) Is the preamplifier noise contribution only, assuming the line at 300K (solid line) and 90K (dashed line), resulting in a different attenuation. (b) Is the contribution of the noise generated by the distributed resistance of the line ("skin effect noise") at 300K (solid line) and 90K (dashed line). The line parameters are from table 1. (c) (Gray trace) is the lumped approximation consisting of lumping the skin effect resistance at the central frequency of the preamplifier plus shaper transfer function as a single noise generator at the preamplifier end. Such an approximation is best at fast shaping times

Peaking time tipico

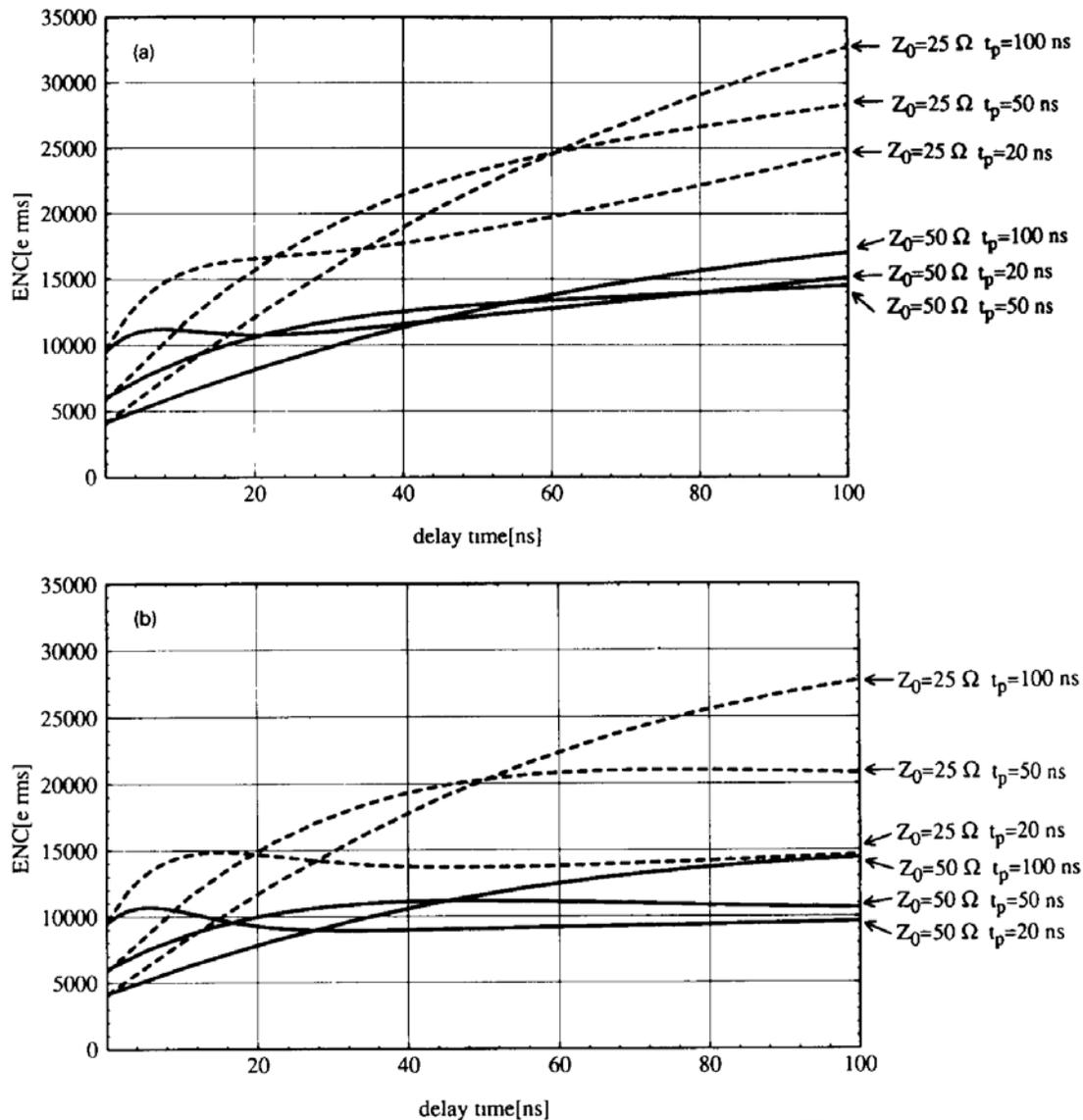
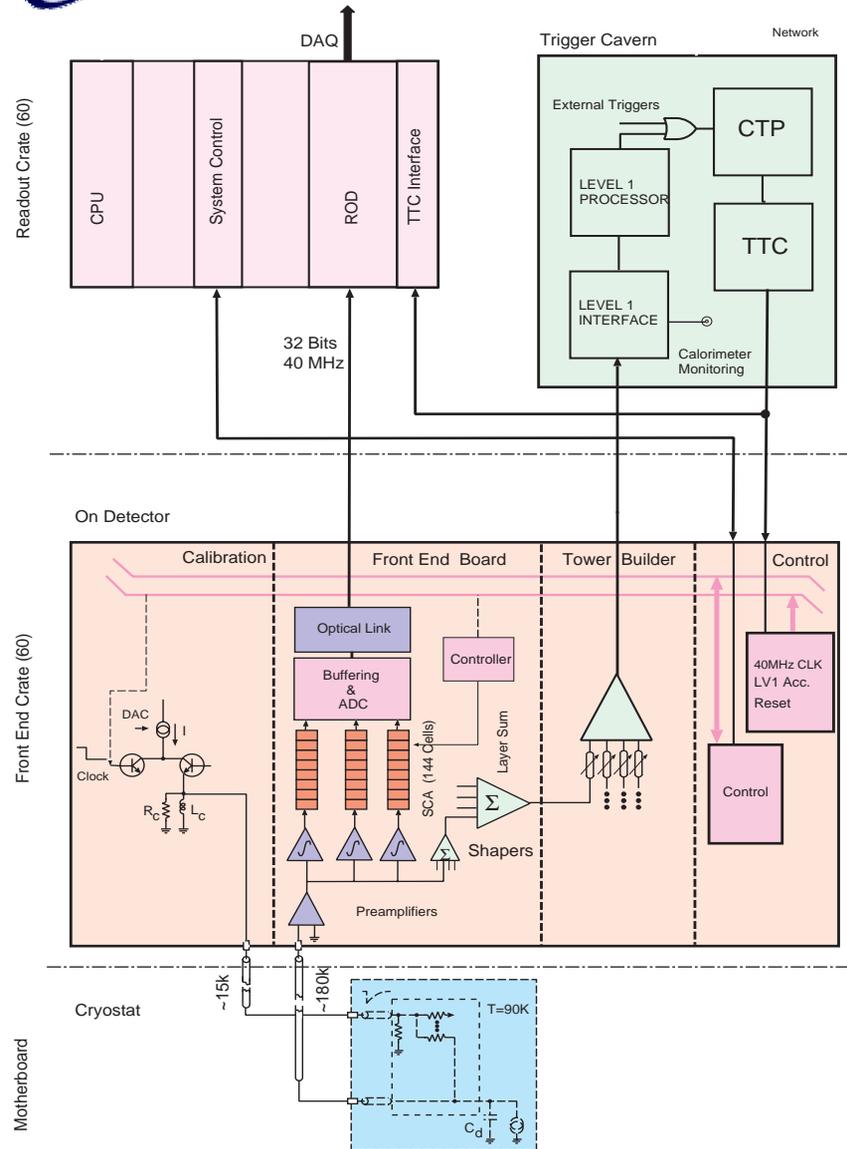
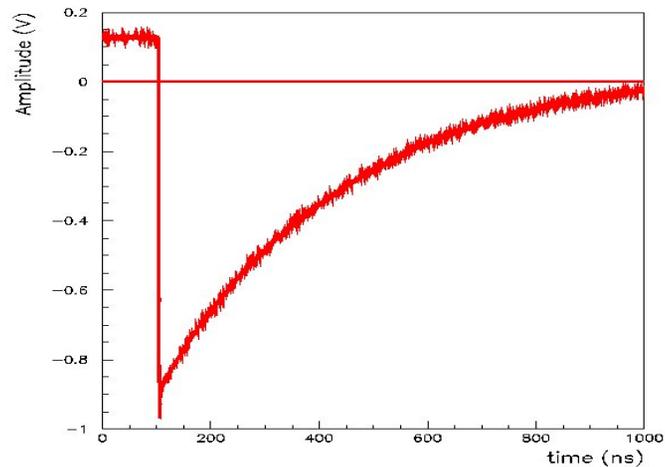


Fig. 5. Calculation of the equivalent noise charge. The values assumed are: $e_n = 0.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $C_d = 400 \text{ pF}$. Case (a) is for a line at room temperature (300K) and case (b) for a line at liquid Argon temperature (90K). Results are presented for two values of the line characteristic impedance, $Z_0 = 50 \Omega$ (continuous line) and $Z_0 = 25 \Omega$ (dashed line) and three different peaking times, $t_p = 20$, 50 and 100 ns. The calculation includes the preamplifier noise, the skin effect noise and the signal attenuation due to skin effect.

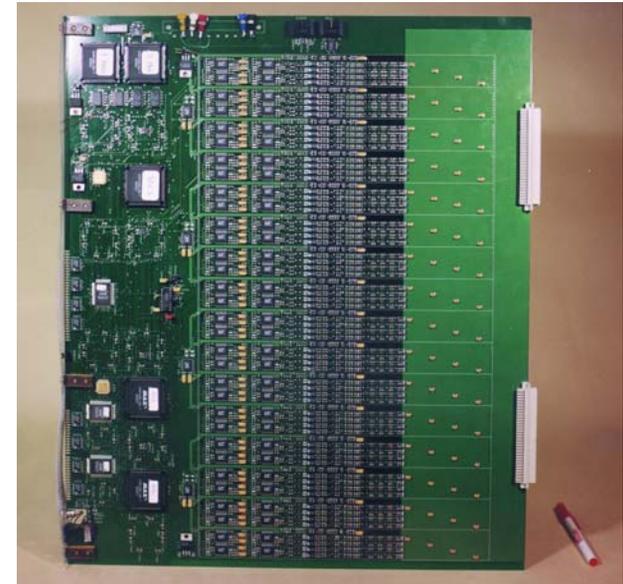


- $\approx 170k$ canali per i tre calorimetri
- misura segnali alla frequenza dei bunch crossing 40 MHz (cioè ogni 25 ns)
- Memorizza i segnali per $2.5\ \mu\text{s}$ (100 bunch crossings) durante la latency del trigger
- Digitalizza e legge 5 campioni/canale alla massima frequenza di 100 kHz
- Misura le energie depositate con una risoluzione $< 0.25\%$
- Misura i tempi in cui viene depositata l'energia con risoluzioni $\ll 25\text{ ns}$
- Alta densità di canali (128 canali per scheda)
- Bassa potenza dissipata ($\approx 0.8\text{ W/canale}$)
- L'elettronica montata sul rivelatore deve essere resistente alla radiazioni (in dieci anni)
 - TID 5 kRad
 - NIEL $1.6E12\text{ n/cm}^2$ (1 MeV eq.)
 - SEU $7.7E11\text{ h/cm}^2$ ($> 20\text{ MeV}$)

- Generate 0.1% precision calibration pulses



- Rise time < 1 ns
- Current pulse amplitude from 200 nA up to 10 mA
- Delay programmable from 0 to 24 ns in 1 ns steps
- Number of current pulsers per CALIB board is 128

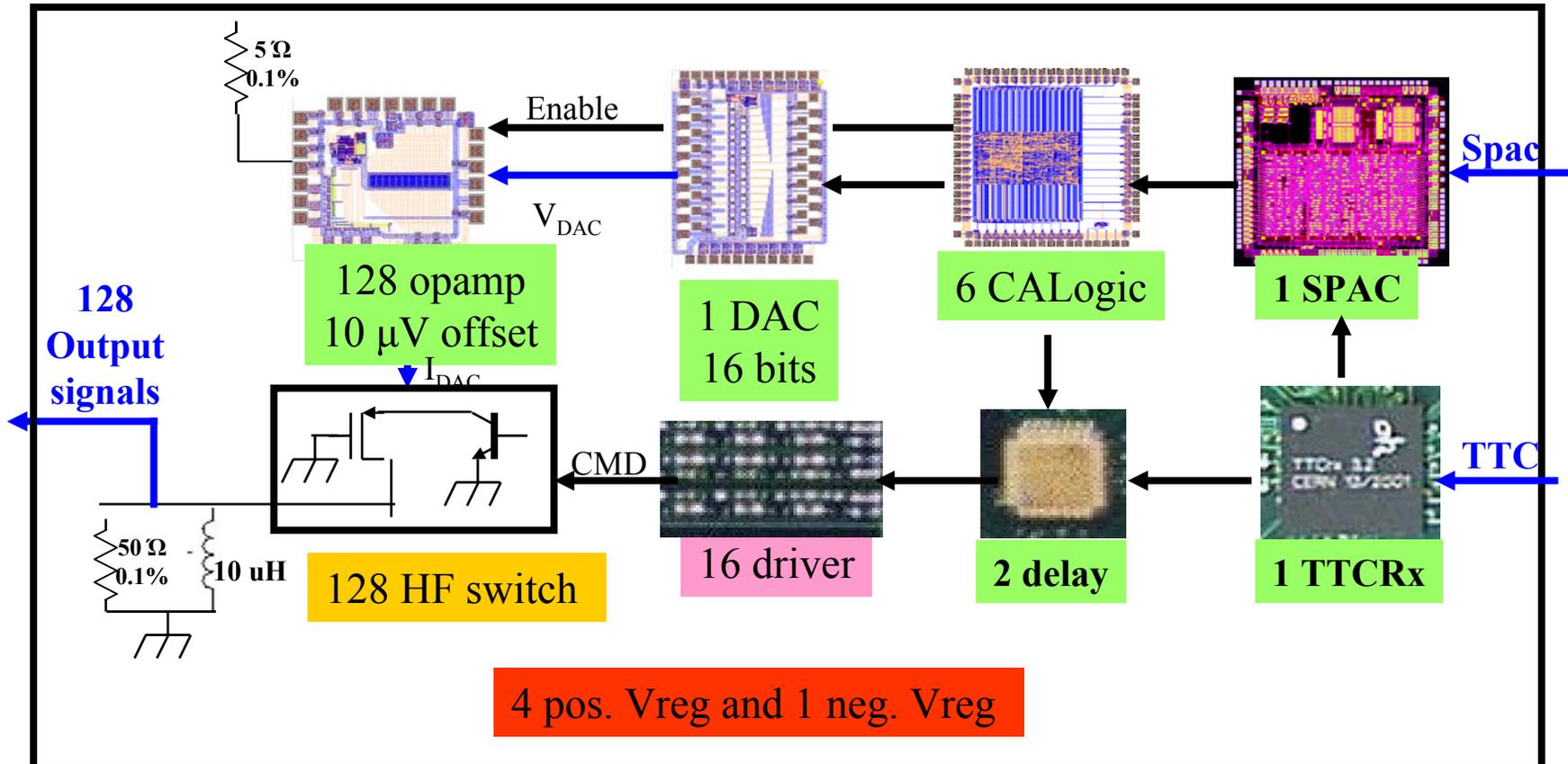


Overview of Main CALIB Components

DMILL

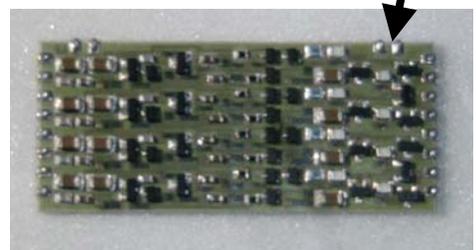
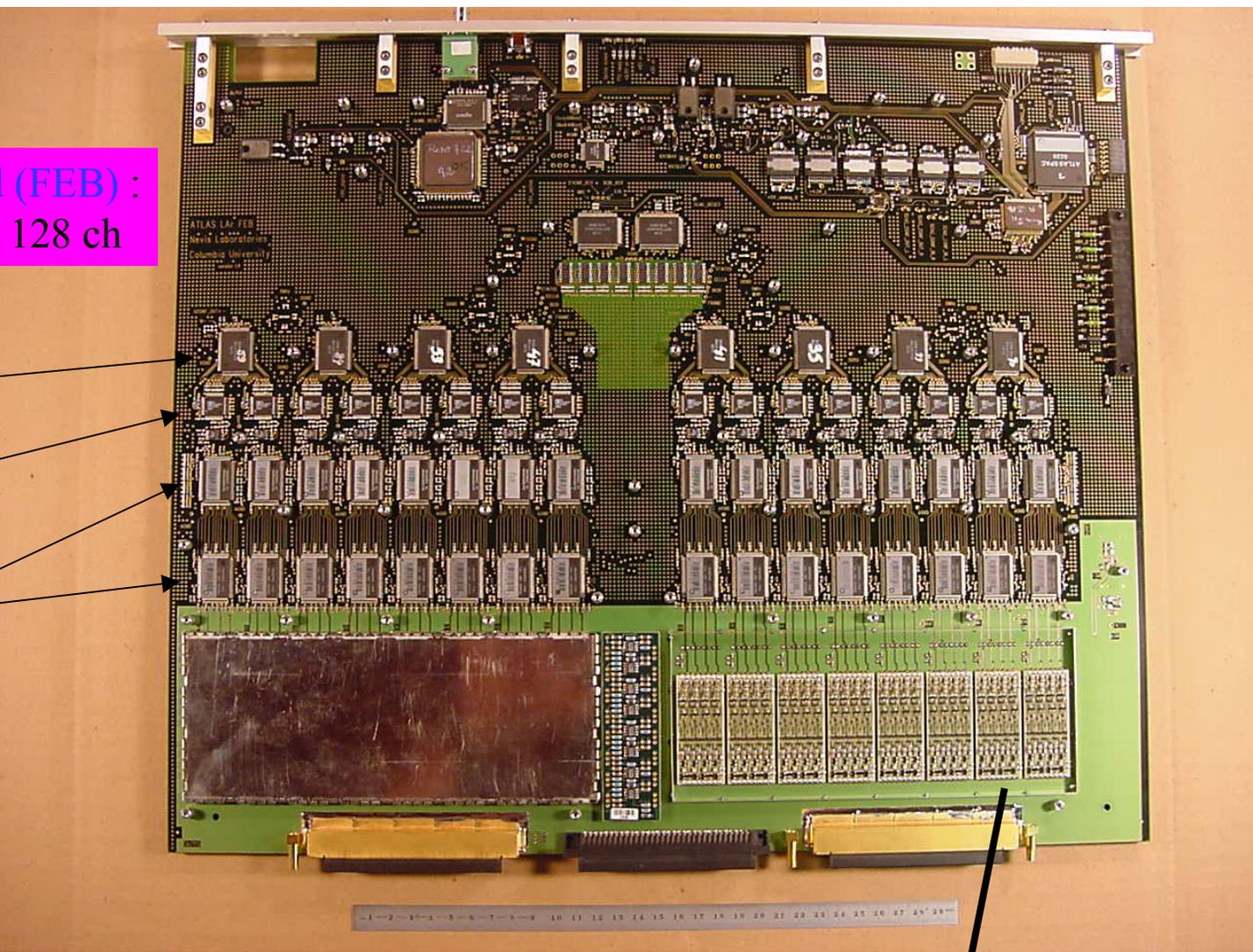
AMS

COTS

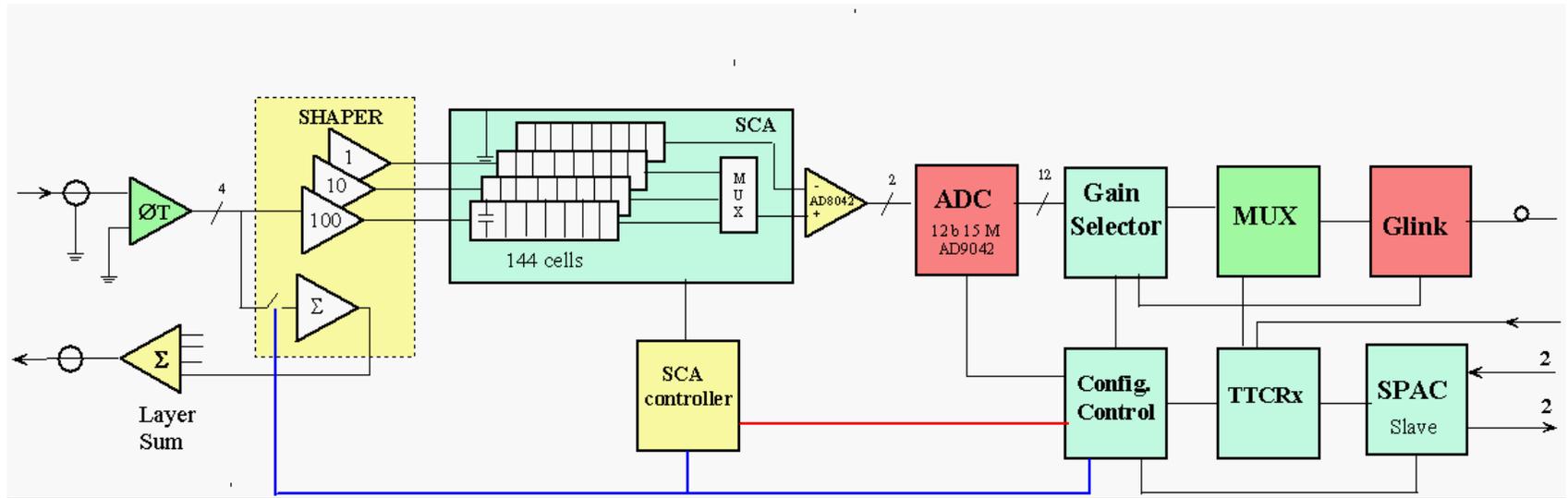


Front End Board (FEB) :
1524 schede @ 128 ch

SCA
ADC
Formatori



Preamplificatore

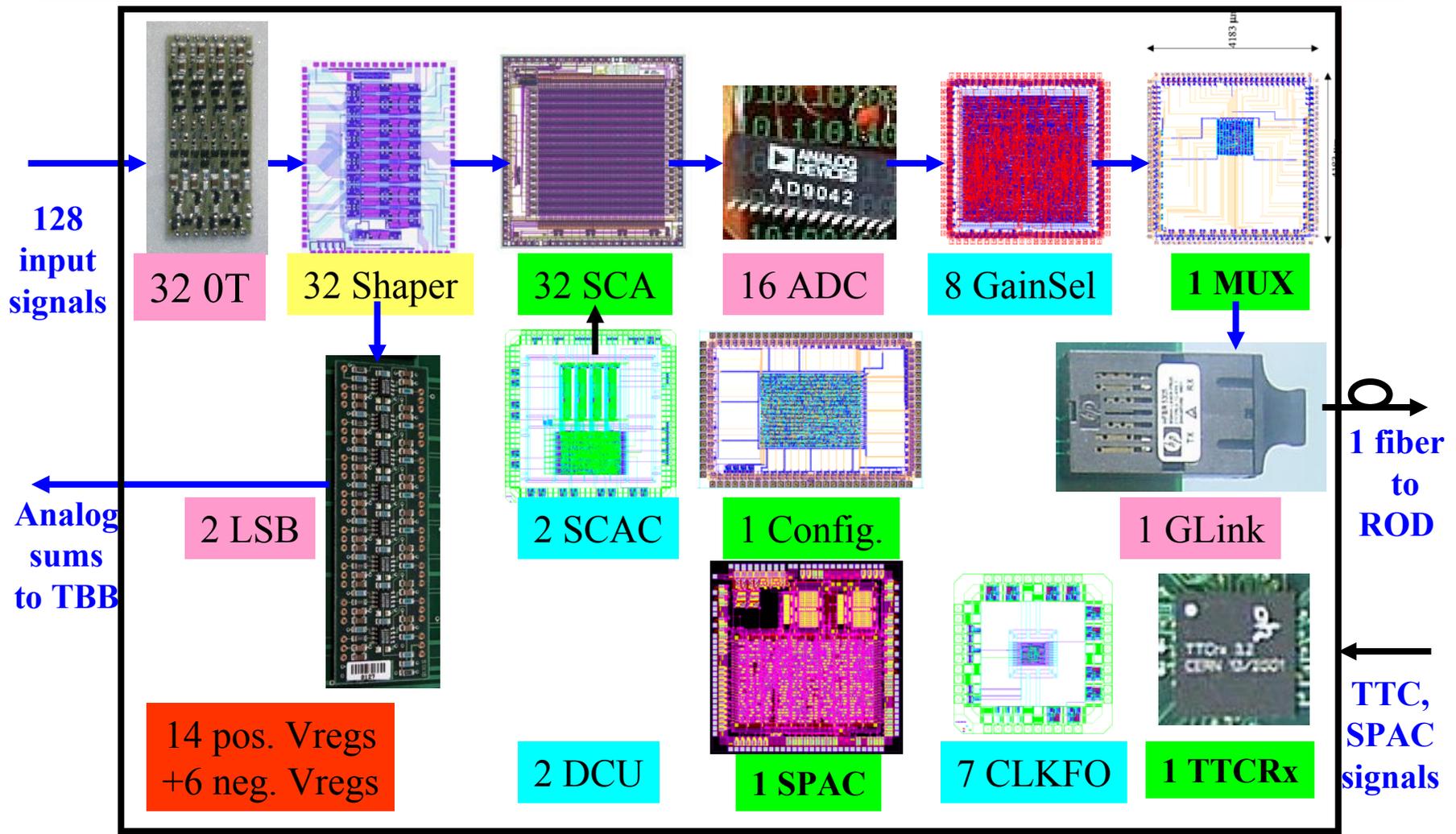


■ functionality includes:

- receive input signals from calorimeter, amplify and shape them
- store signals in analog form while awaiting L1 trigger
- digitize signals for triggered events
- transmit output data bit-serially over optical link off detector
- provide analog sums to L1 trigger sum tree

Overview of main FEB components

DMILL	AMS
DSM	COTS



Il preamplificatore adottato da LArg

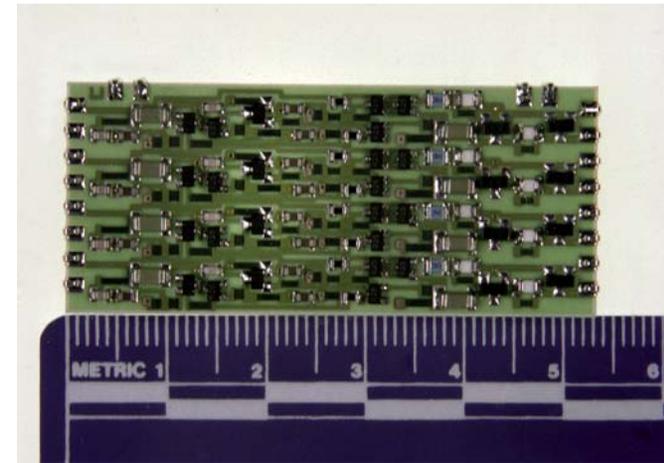
La soluzione adottata dall'esperimento e' stata quella di un preamplificatore ibrido a film spesso, esterno al criostato

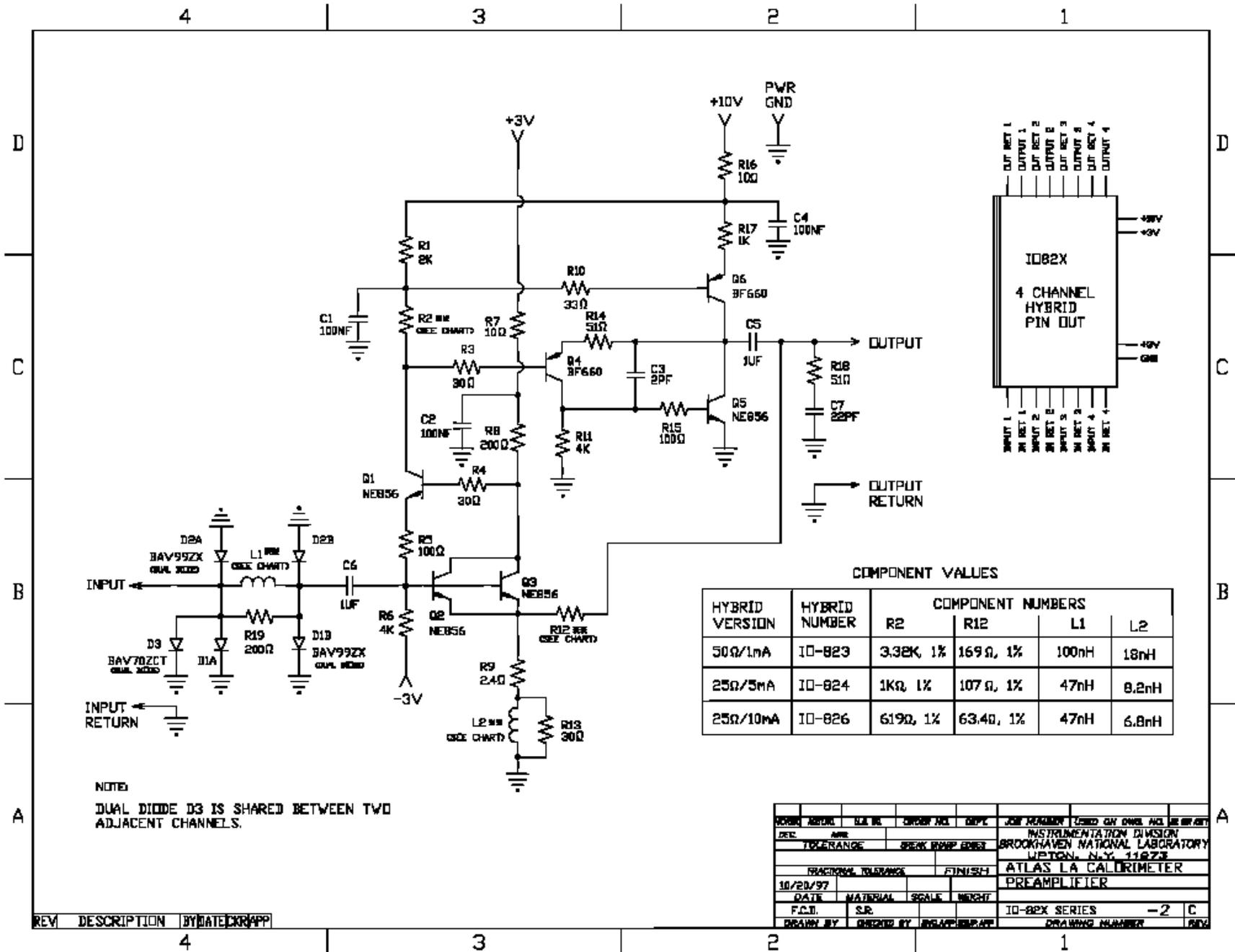
- un circuito innovativo con uno stadio di ingresso con transistori bipolari con emettitore a massa.
- “feedback locale” garantisce basso rumore e larga banda dinamica senza aumentare la potenza dissipata (50 mW) e senza deteriorare la linearita’.
- tre differenti “tipi” (Z_{in} e I_{max}) variando tre componenti ma **IDENTICO CIRCUITO**.
- guadagno, tempo di picco, rumore e impedenza di ingresso sono controllati con estrema precisione.
- tollerante alle radiazioni fino a 100 krad e $3 \cdot 10^{13}$ n/cm² (variazione nei parametri di interesse inferiore al 5%).
- **$1.75 \cdot 10^6$ ore di MTBF stimato (MIL-HDBK-217).**

→ I preamplificatori approvati dal CERN per la produzione (Aprile 1999)

→ Tutti i 50000 ibridi sono stati prodotti conformemente alle specifiche.

Progetto Milano/BNL





COMPONENT VALUES

HYBRID VERSION	HYBRID NUMBER	COMPONENT NUMBERS			
		R2	R12	L1	L2
50Ω/1nA	IO-823	3.38K, 1%	169Ω, 1%	100nH	18nH
25Ω/5mA	IO-824	1KΩ, 1%	107Ω, 1%	47nH	8.2nH
25Ω/10mA	IO-826	619Ω, 1%	63.4Ω, 1%	47nH	6.8nH

NOTE
DUAL DIODE D3 IS SHARED BETWEEN TWO ADJACENT CHANNELS.

FORM NO.	REV.	DATE	DESIGNER	DRG. NO.	DEPT.	JOB NUMBER	ISSUED BY	CHKD. BY	DATE
TOLERANCE		SPEC. GROUP		FINISH		ATLAS LA CALDRIMETER			
FRAC. TOL. TOLERANCE						PREAMPLIFIER			
DATE		MATERIAL		SCALE		DRAWING NUMBER			
F.C.T.		S.R.		I.D.		IO-82X SERIES		-2	
DRAWN BY		CHECKED BY		INSTRUMENTATION		DRAWING NUMBER			

REV	DESCRIPTION	BY	DATE	CHKD.	APP.
4					

Vantaggi di questa configurazione:

1. Assegna le funzioni di basso rumore e di grande range dinamico a due differenti transistori
 - La coppia dei transistori di ingresso Q2 e Q3 (connessi in parallelo per diminuire la resistenza spreading) lavorano ad alta corrente (~ 7 mA) per avere basso rumore ma usando un supply di soli 3 Volt hanno bassa dissipazione
 - Il transistore Q1, che assorbe la corrente di ingresso ha una corrente di polarizzazione di ~ 1 mA ed un alta tensione di collettore. La potenza e' comunque sempre bassa
2. Raggiunge la linearita' richiesta
3. Ha una ridotta dissipazione di potenza

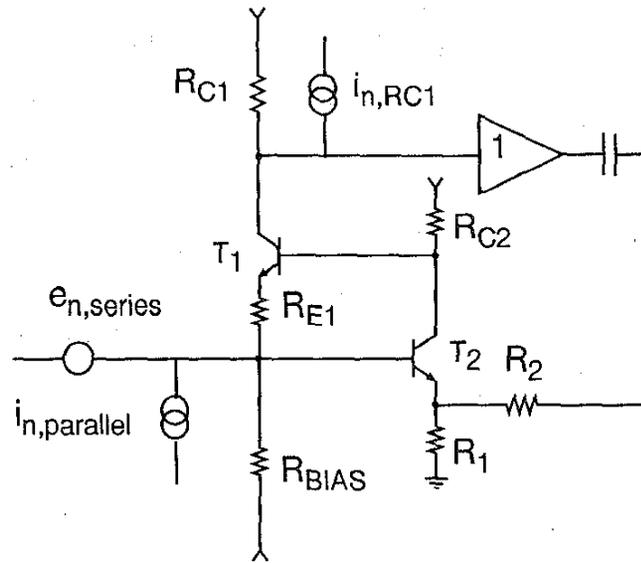


Figure 4: Equivalent noise sources for the line terminating preamplifier. The values for the noise generators are:

$$e_{n,series}^2 = 4K_B T \left(\frac{1}{2g_{m2}} + r_{bb'2} + R_1 \right)$$

$$i_{n,parallel}^2 = \frac{4K_B T}{R_{BIAS}} + 2q(I_{B1} + I_{B2})$$

$$i_{n,RC1}^2 = \frac{4K_B T}{R_{C1}}$$

where K_B is the Boltzmann constant, T the temperature in degrees Kelvin, g_{m2} and $r_{bb'2}$ the transconductance and the base spreading resistance of the T_2 input transistor pair, I_{B1} , I_{B2} the base currents of T_1 and T_2 and $R_2 \gg R_1$.

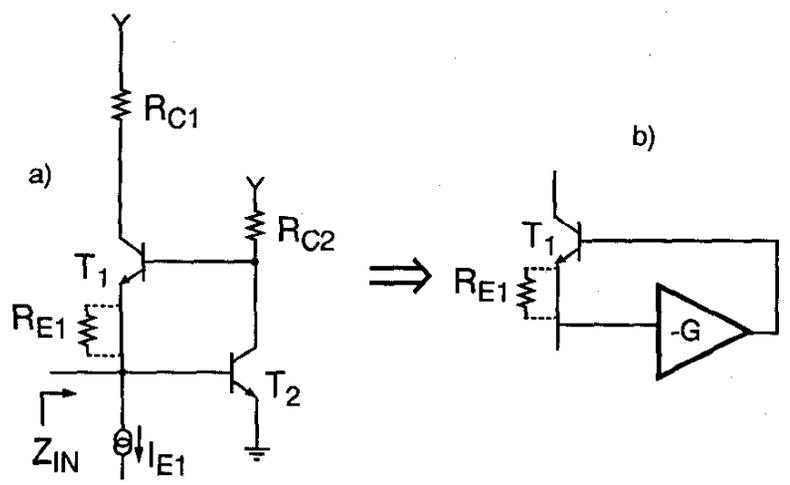


Figure 2: Feedback loop used to reduce the input impedance component dependent on the signal. The transistor T_2 and its collector resistor R_{C2} amplify the base-emitter voltage of the input transistor T_1 . Hence, T_1 input impedance is reduced by the loop gain G . The resistor, R_{E1} ($\sim 100 \Omega$) in series with the emitter is necessary to stabilize the loop. The resulting input impedance is: $Z_{in} = (1/g_{m1} + R_{E1})/G$.

$$Z_{in} = \frac{1/g_{m1} + R_{E1}}{G} + \frac{R_{C1}}{1 + R_2/R_1}$$

$$G = \frac{1}{1/g_{m2} + R_1} \times R_{C2}$$

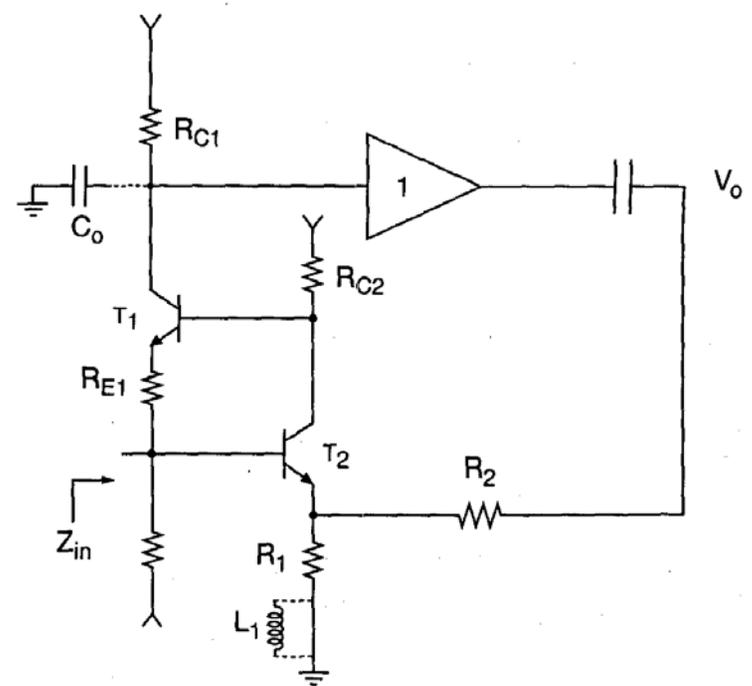


Figure 3: Simplified circuit diagram of the line terminating preamplifier. The external feedback loop increases the input impedance of the $T_1 - T_2$ inner loop to the value: $Z_{in} = (1/g_{m1} + R_{E1})/G + R_{C1} \times R_1 / (R_1 + R_2)$. The addition of the inductor L_1 in series with R_1 achieves a pole-zero cancellation of the pole $R_{C1} \times C_0$, thus extending the bandwidth.

Type	Cal. Section	C_D [pF]	I_{\max} [mA]	Z_{in} [Ω]	Transimp [Ω]	No. of channels (*)	Responsible party
A	Front & Presampler	160 - 500	1	50	3 K	94336	BNL and Milan (50% each)
B	Middle & Back (low current)	300 - 2000	5	25	1 K	43904	BNL and Milan (50% each)
D	Middle (medium current) & Back (high current)	400-2000	10	25	500	35608	BNL and Milan (50% each)
B	FCAL	300 - 2000	5	25	1K	4992	BNL

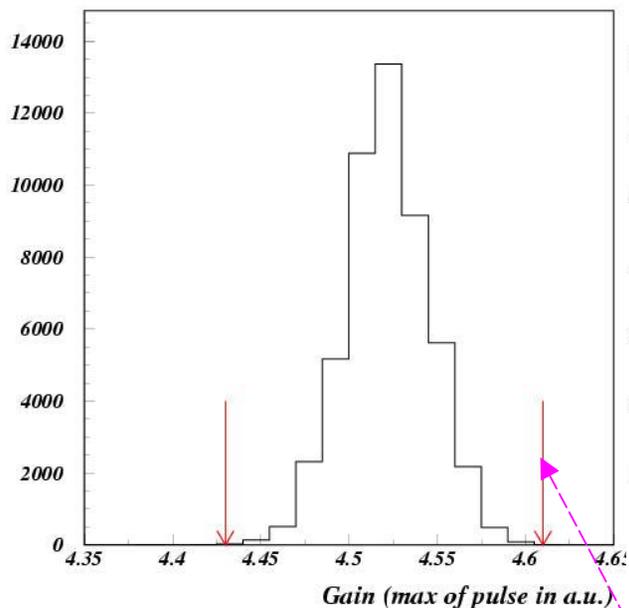
Specifiche del preamplificatore a bipolari

- Noise: as low as possible with respect to pile-up. $R_{noise} = 10 \Omega$
ENI (typical values) see TDR.
- Uniformity: TDR: $< 5 \%$ in amplitude for trigger sums ($< 1 \%$ meas.)
TDR: $< +/- 2$ ns timing ($< +/- 1$ ns measured)
- Power Dissipation: TDR: < 100 mW/ch
- Environment: must tolerate 20 Gy/year (2 krad/year) and 10^{12} n/cm²/year
- Reliability: $< 0.5 \%$ missing channel per year
- ESD discharge: must withstand 4 mJ multiple discharge without damage
(I.e. 2 KV on 2 nF typical)
- Stability: must be stable even in case of presence of faults in the signal chain (short, open)
- Output impedance: must be able to drive a 50Ω load (i.e. the shaper input impedance)
- Dynamic range: up to 10 mA, depending on rapidity range

(Statistica finale ottenuta su 50000 canali, preamplificatori del tipo $50\Omega/1\text{ mA}$ prodotti da **INFN-Milano**)

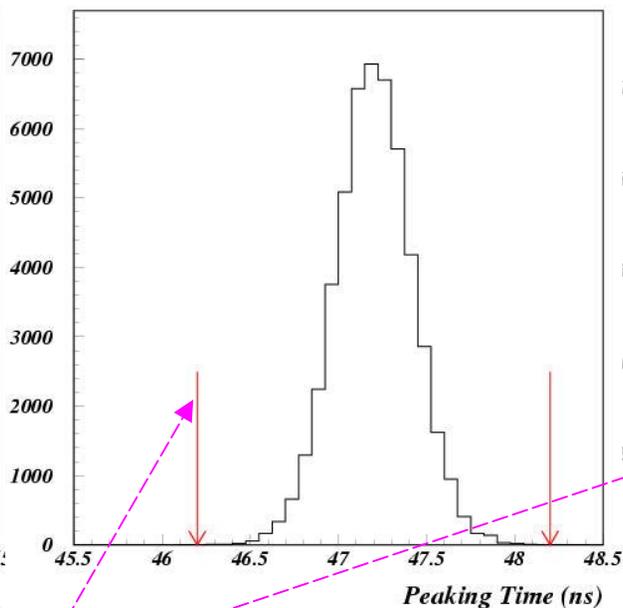
Guadagno

50 Ohm



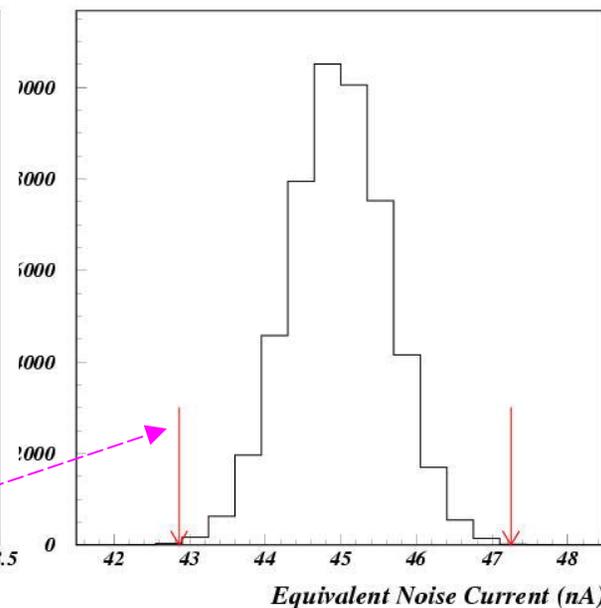
Tempo di salita (5%-100%)

50 Ohm



Corrente Equivalente di Rumore

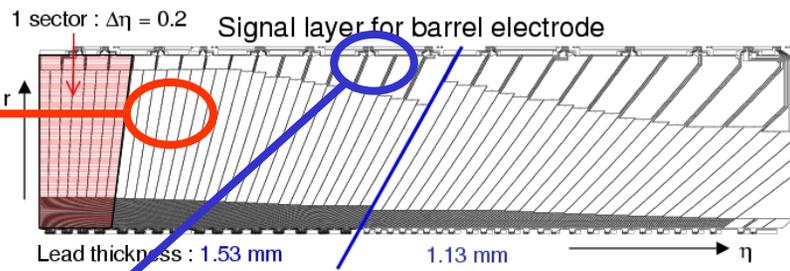
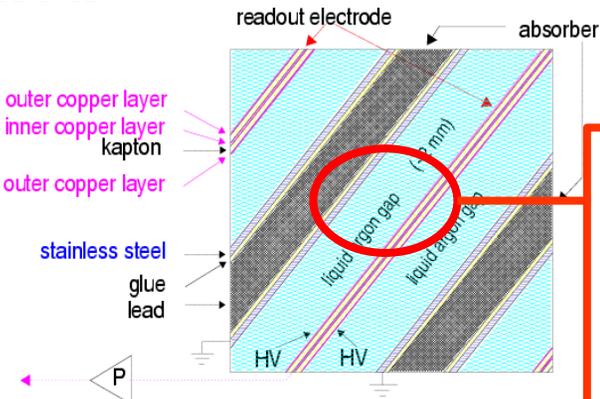
50 Ohm



Limiti per l'accettazione

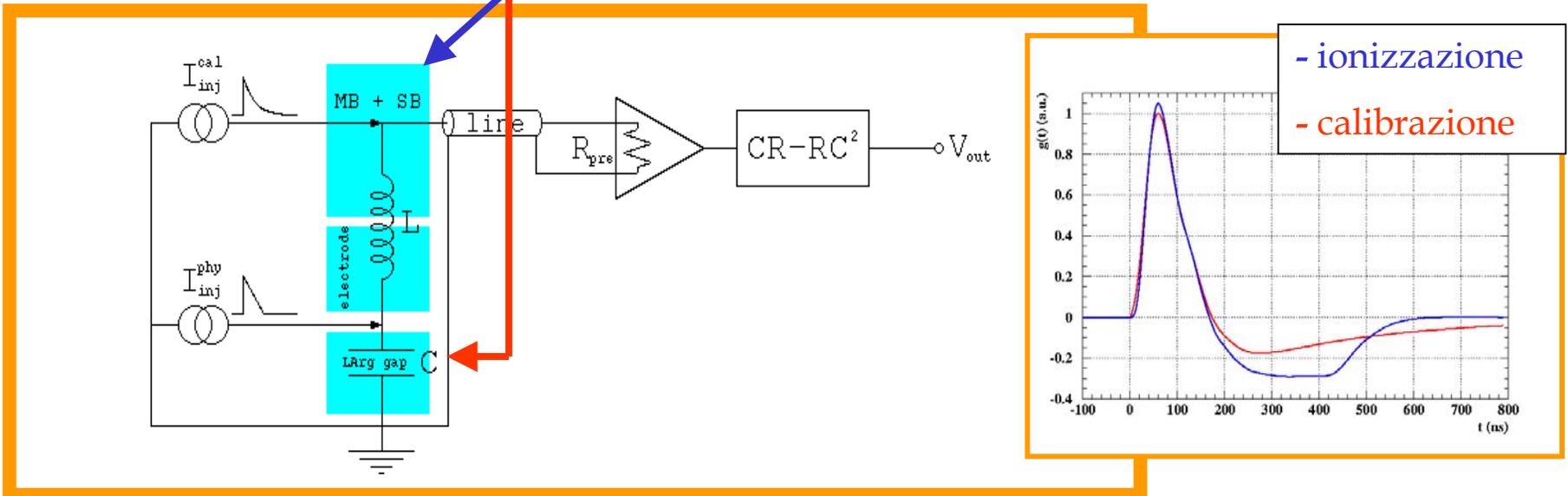
$\langle t_{\text{peak}} \rangle = 47.2\text{ ns}$
rms = 0.3 ns

L'elaborazione del segnale



La connessione fra l'elettrodo e le schede di lettura (Summing Board + Mother Board) ha un **elemento induttivo** che dipende dalla cella

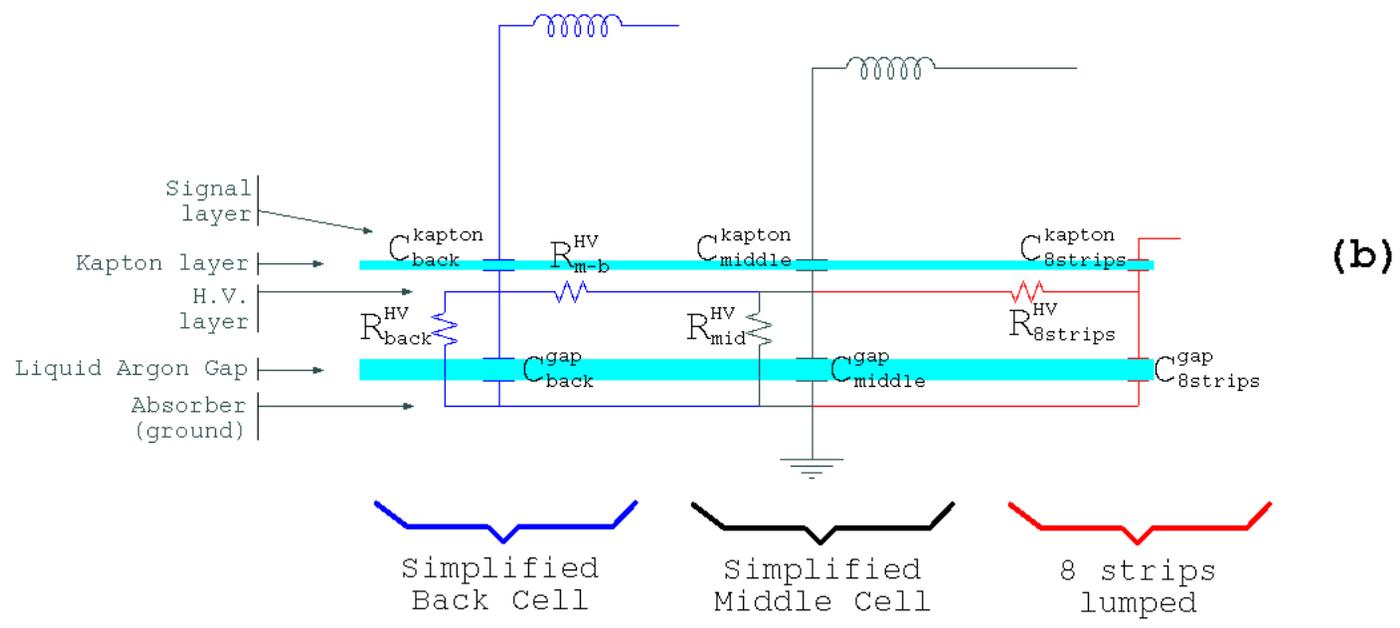
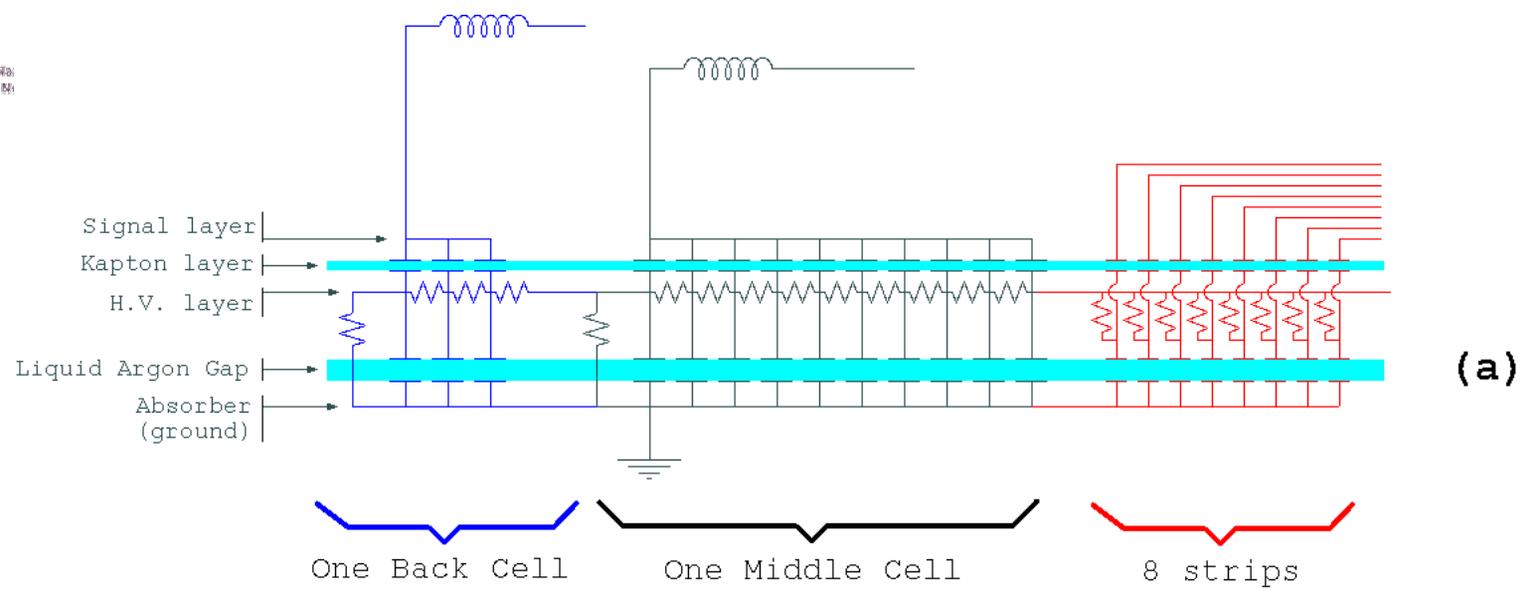
Ogni cella e' una **capacita'**



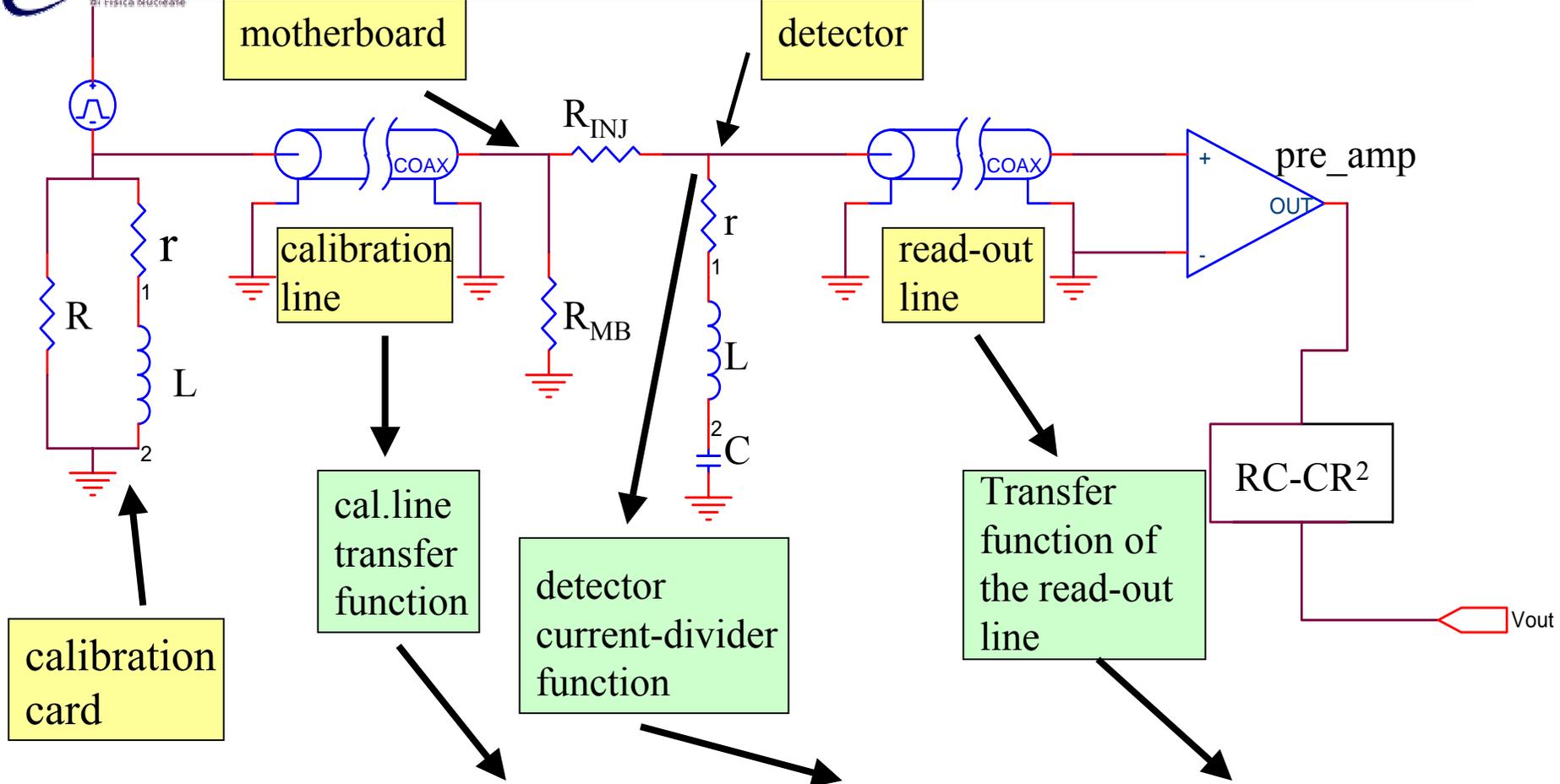
- ionizzazione
- calibrazione

● L'impulso di calibrazione e' esponenziale (alla MB)

A causa delle differenti correnti iniettate e dei differenti punti di iniezione il segnale di ionizzazione e calibrazione sono differenti: **occorre trovare LC**



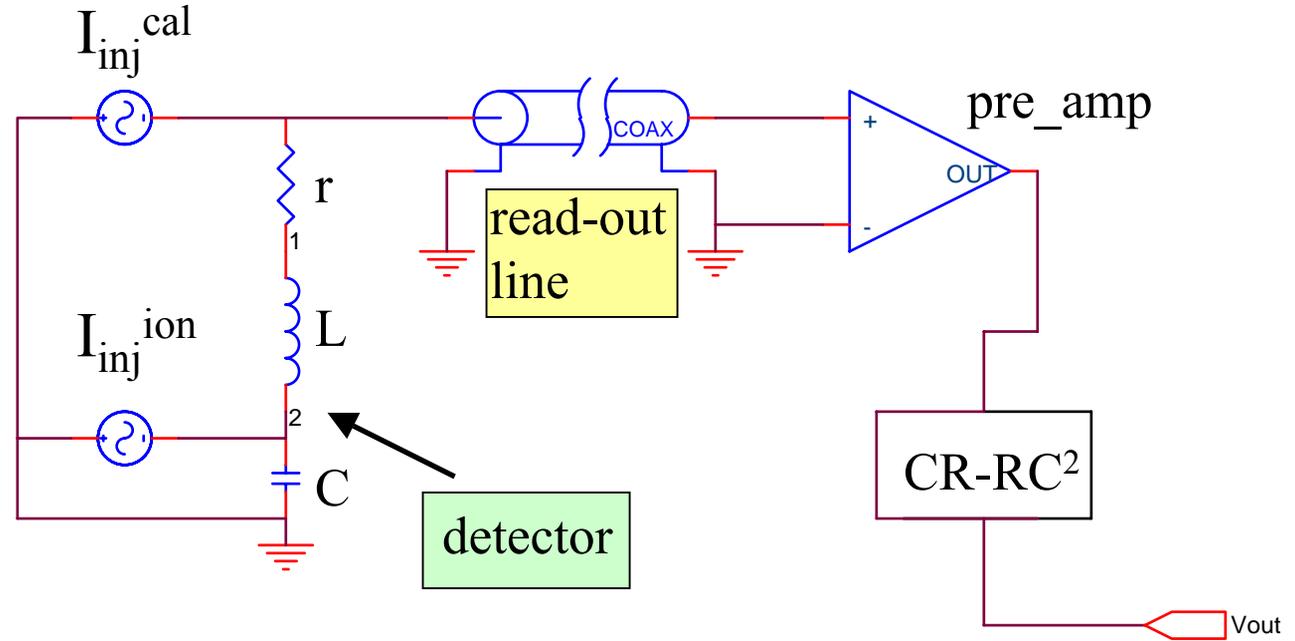
CALIBRATION SIGNAL MODEL



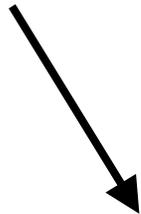
$$g^{cal}(s) \propto \frac{f_{step} + sT_{cal}}{s(1 + sT_{cal})} \cdot H_{cal}(s) \cdot \frac{1 + s^2LC + srC}{1 + s^2LC + s(r + Z_{ro}(s))C} \cdot H_{ro}(s) \cdot \frac{sT_{sh}}{(1 + sT_{sh})^3}$$

THE SIGNAL RECONSTRUCTION

- Sampled signal reconstructed with OPTIMAL FILTERING (OF)
- Waveform $g^{\text{ion}}(t)$ from ionization (“physics”) signal is unknown
- Waveform $g^{\text{cal}}(t)$ from calibration signal is well known



calibration signal
at the motherboard
level



$$g^{\text{ion}}(s) = g^{\text{cal}}(s) \cdot \frac{1}{1 + s^2 LC + srC} \cdot \frac{sT_{\text{drift}} + e^{-sT_{\text{drift}}} - 1}{s^2 T_{\text{drift}}} \cdot \frac{s(1 + sT_{\text{cal}})}{f_{\text{step}} + sT_{\text{cal}}}$$

LOSSY LINE

- PROPAGATION FUNCTION:

$$\gamma(j\omega) = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)}$$

distributed
complex
admittance

- CHARACTERISTIC IMPEDANCE:

$$Z_0 = |Z_0| \cdot e^{j\theta_0} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

distributed
complex
impedance

- MODULE OF THE TRANSFER FUNCTION:

$$|T(j\omega)| = A \cdot e^{-\sqrt{t_{se} \cdot \omega - t_{diel} \cdot \omega}}$$

$$t_{se} = \frac{\mu \cdot l^2}{32 \pi^2 \cdot \sigma \cdot Z_0^2 \cdot r^2}$$

skin effect

AC dielectric
loss

loss

MULTIPLE REFLECTIONS

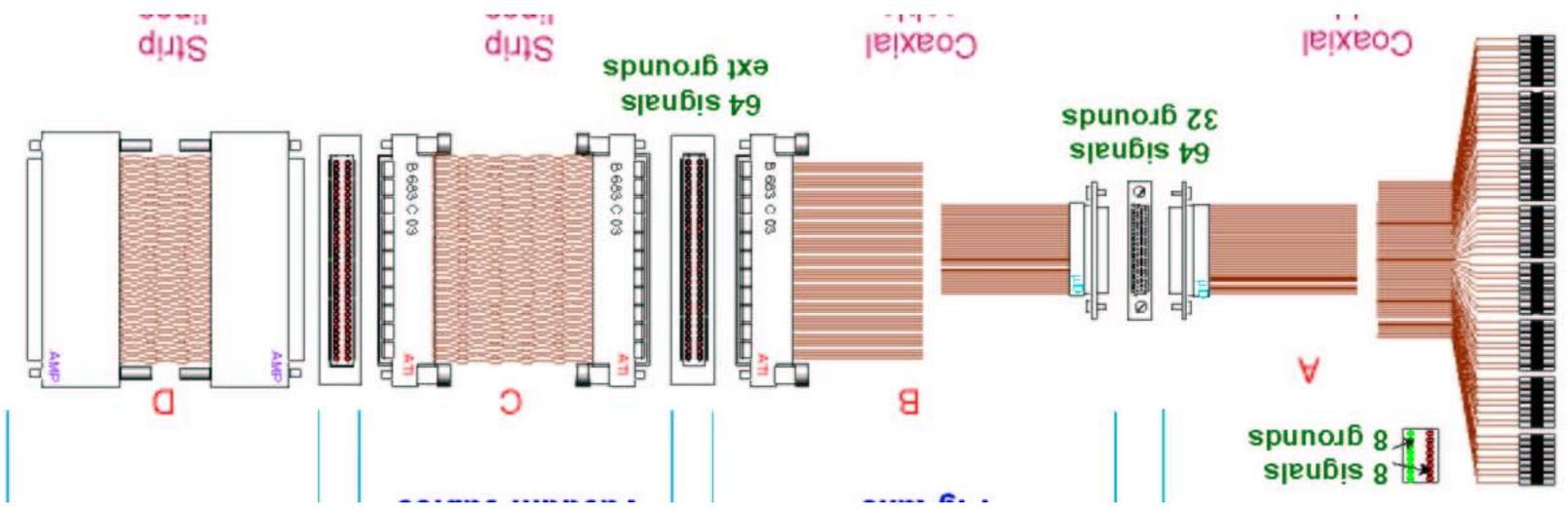
- Generated by impedance mismatches between cables and connectors.
- Characterized by a reflection coefficient ρ and time delay τ :

$$\rho = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2}$$


$$V_{\text{refl}} = \rho \cdot V_{\text{inc}}$$

$$V_{\text{trans}} = (1 + \rho) \cdot V_{\text{inc}}$$

- The reflections affect the signal by changing its shape.



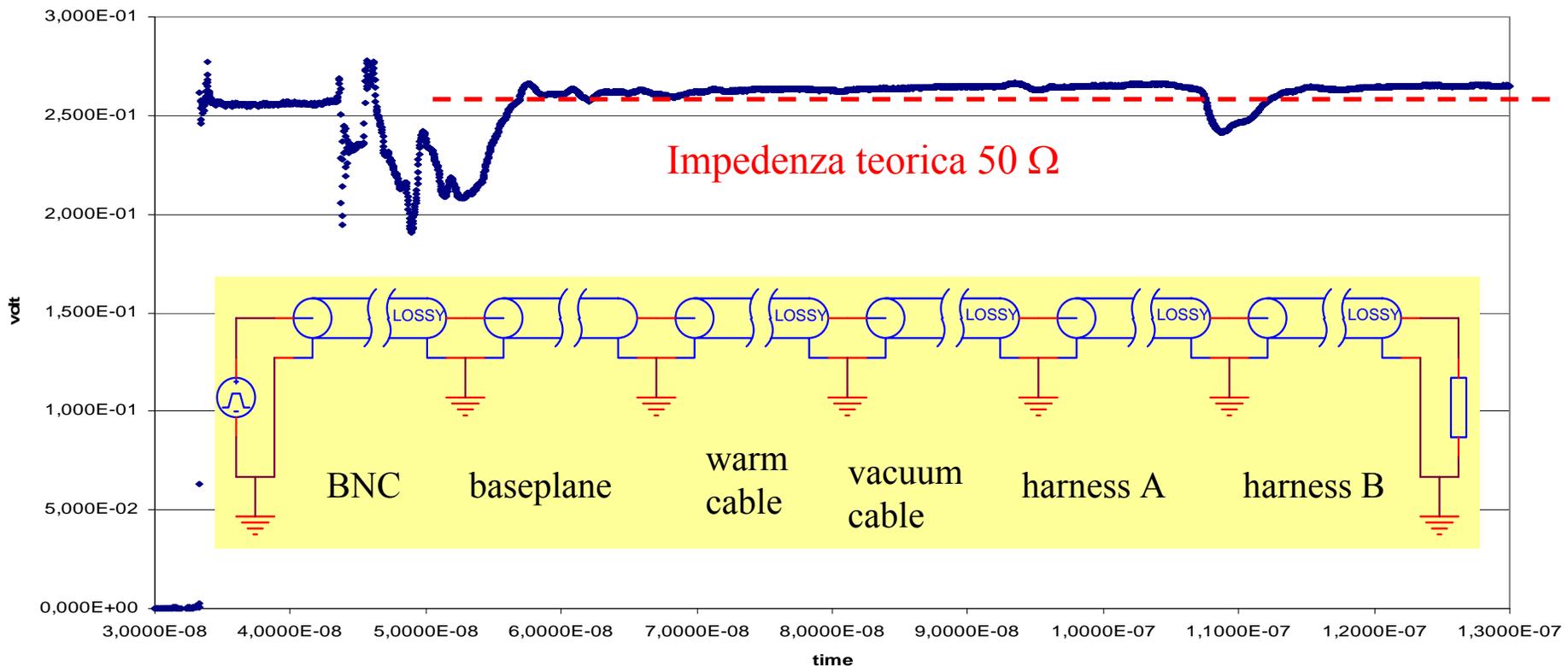
L'elaborazione del segnale (cont.)

- creazione di un modello (con HSPICE) per valutare la “correzione”

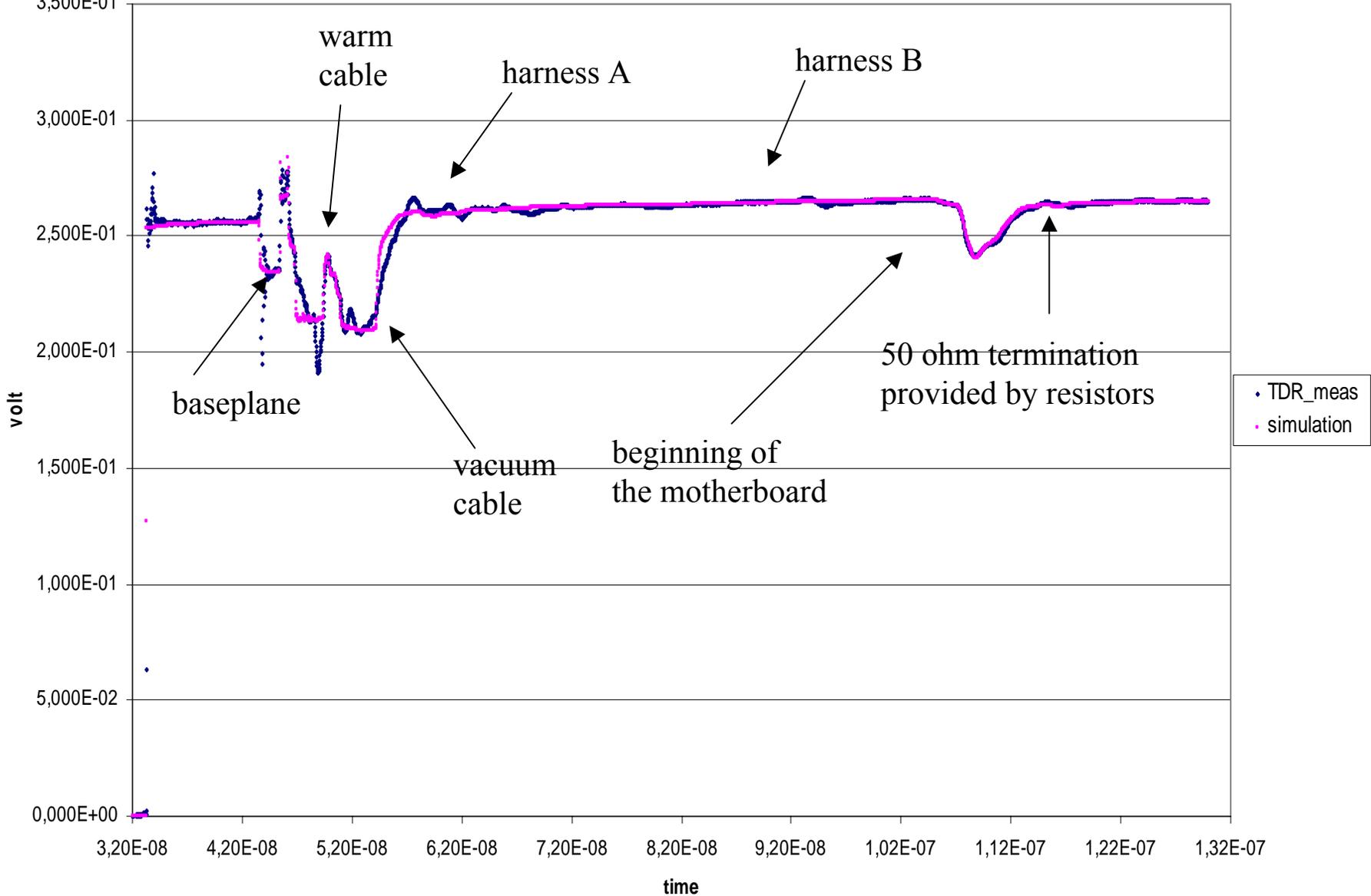
La correzione significa una variazione nell'energia ricostruita

- potrebbe essere solo un Offset

- potrebbe essere un miglioramento in uniformita'

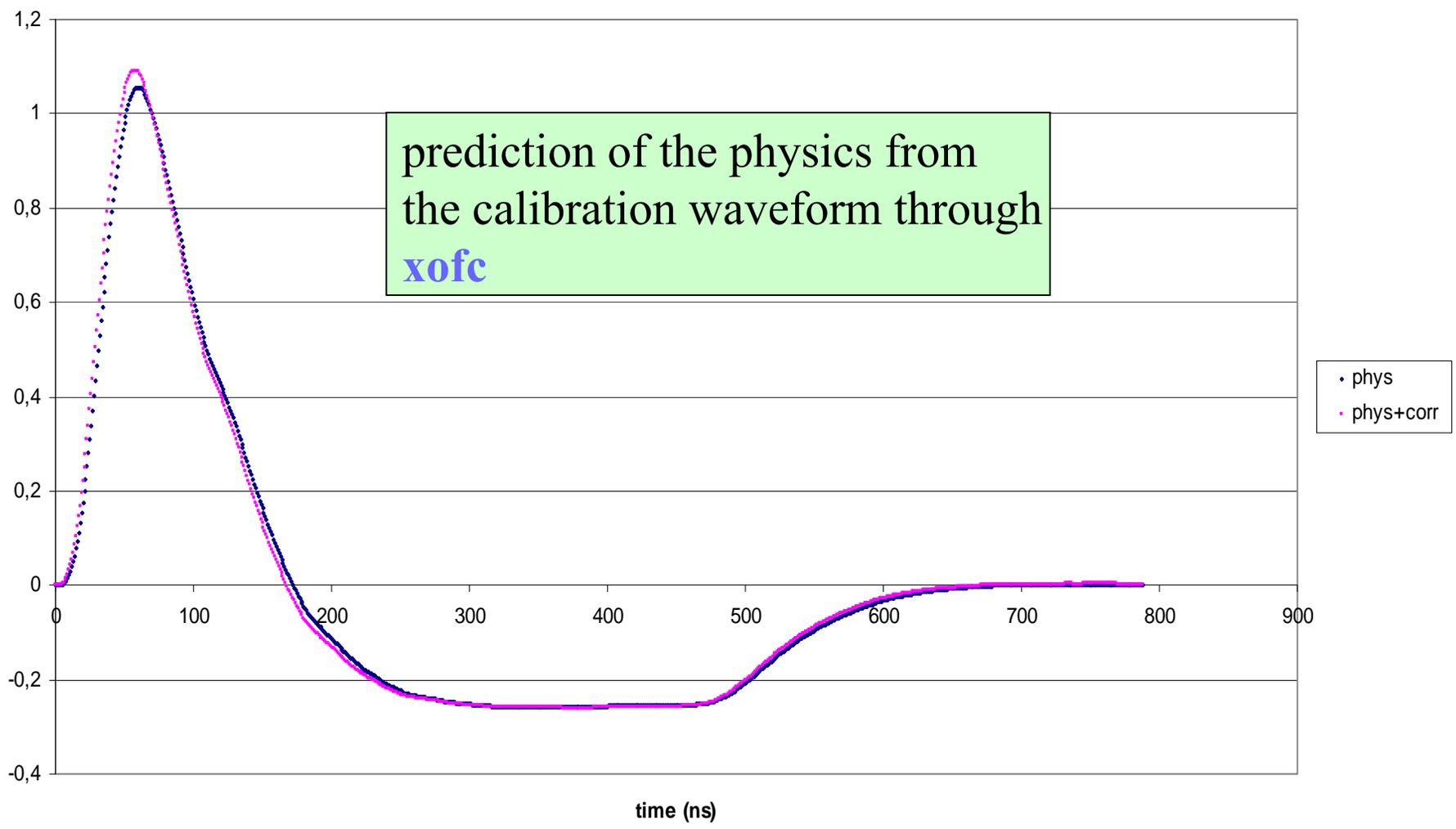


SIMULATED vs MEASURED TDR WAVEFORMS





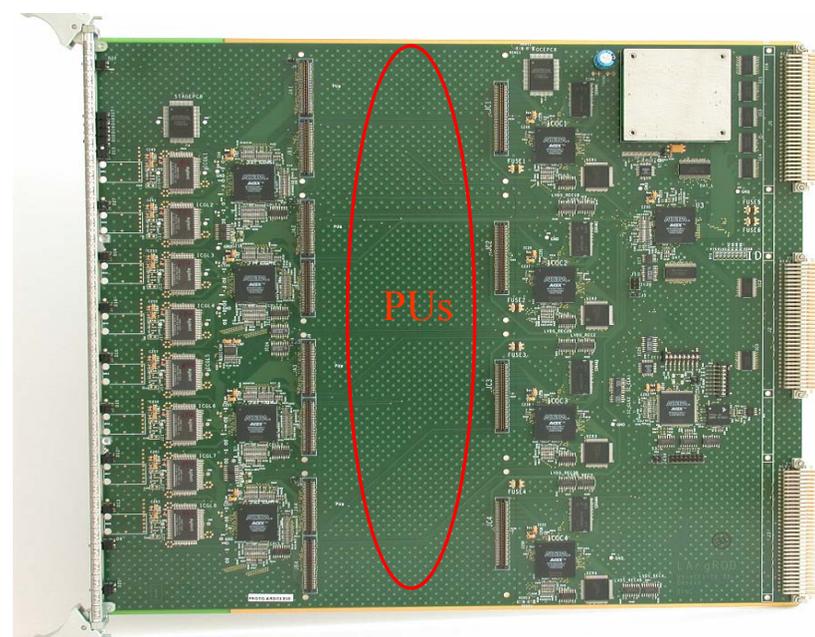
CORRECTION APPLIED TO PHYSICS SIGNAL



INEN Elettronica di Back-End

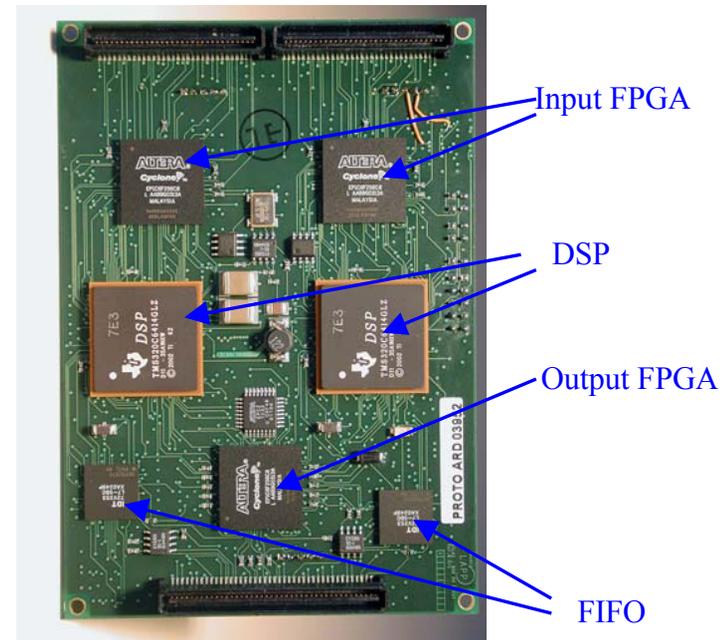
Tutte le schede sono in formato 9U (VME64x)

- 192 schede di “Read-out Data” per l’elaborazione dei dati dalle schede di Front-End
- I dati sono elaborati in schede figlie chiamate PU che contengono unita’ di DSP
- Ci sono inoltre schede dedicate al controllo e alla sincronia con il trigger globale dell’esperimento



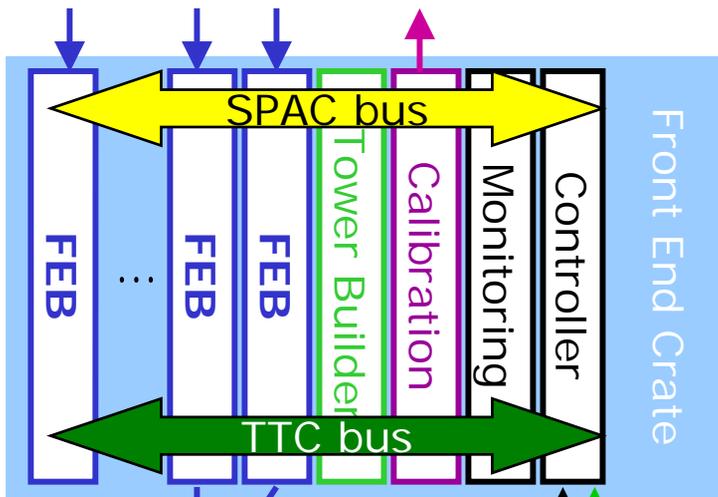
- I prototipi di tutte le schede sono in produzione
- La revisione finale del progetto delle singole schede e del sistema nel suo insieme sara’ nel febbraio 2004.
- Per valutare il sistema si sta preparando un set-up che simuli le condizioni di presa dati reali
- La scelta delle misure da effettuarsi e’ stata un’importante parte dell’attivita’ di coordinamento

→ TEST BEAM COMBINATO: Maggio 2004

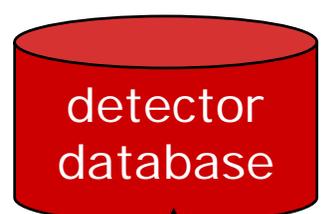
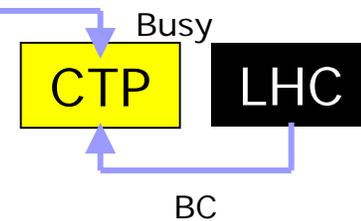
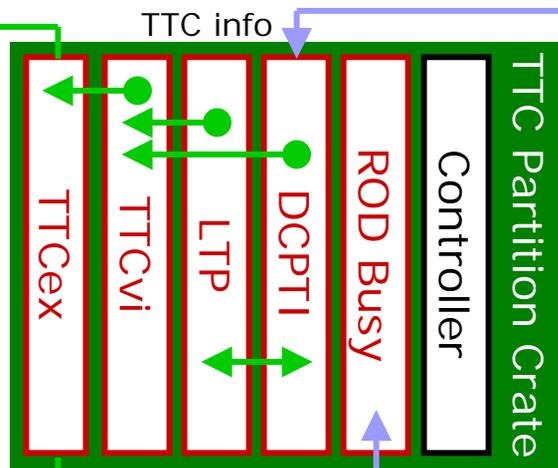
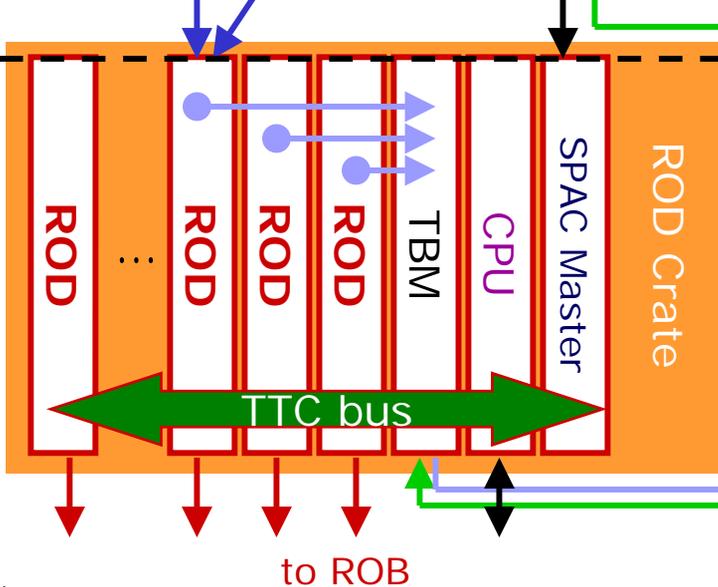


Architettura di una delle sei partizioni dell'elettronica di LArg

Rivelatore



- BC** Bunch Clock
- LTP** Local Trigger Processor
- CTP** Central Trigger Processor
- DCTPI** Detector-to-CTP Interface
- TBM** Trigger Busy Module
- TTC** Trigger, Timing and Control
- TTCvi** TTC VME Interface
- TTCex** TTC transmitter
- SPAC** Serial Protocol for the ATLAS Calorimeter



network