

---

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI BOLOGNA

FACOLTÀ DI SCIENZE MATEMATICHE FISICHE E NATURALI  
CORSO DI LAUREA IN FISICA

**L'elettronica di front-end del sistema  
TOF di AMS-02**

Tesi di Laurea  
di:  
LORENZO VILLA

Relatore:  
Chiar.mo Prof.  
FEDERICO PALMONARI  
Correlatore:  
Dr. DIEGO CASADEI

---

Anno Accademico 2003/2004— Sessione I



---

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI BOLOGNA

FACOLTÀ DI SCIENZE MATEMATICHE FISICHE E NATURALI  
CORSO DI LAUREA IN FISICA

## **L'elettronica di front-end del sistema TOF di AMS-02**

Tesi di Laurea  
di:  
LORENZO VILLA

Relatore:  
Chiar.mo Prof.  
FEDERICO PALMONARI  
Correlatore:  
Dr. DIEGO CASADEI

**Parole chiave:** Contatori a scintillazione, misura di carica,  
elettronica, fotomoltiplicatori, logiche programmabili.

---

Anno Accademico 2003/2004— Sessione I



*Ai miei genitori*

*“Siamo tutti nel rigagnolo; ma alcuni di noi fissano le stelle.”*

*O. Wilde*



# Indice

Introduzione	iii
<b>1 L'esperimento AMS</b>	<b>1</b>
1.1 I raggi cosmici . . . . .	1
1.1.1 Composizione dei raggi cosmici . . . . .	3
1.1.2 Propagazione dei raggi cosmici . . . . .	6
1.1.3 Sorgenti di raggi cosmici . . . . .	8
1.2 L'esperimento AMS . . . . .	10
1.2.1 Obiettivi di AMS . . . . .	10
1.2.2 Risultati ottenuti da AMS-01 . . . . .	16
1.3 Il rivelatore AMS-02 . . . . .	19
1.3.1 Il magnete . . . . .	22
1.3.2 Il tracker . . . . .	25
1.3.3 Gli scintillatori di ACC e TOF . . . . .	26
1.3.4 Il RICH . . . . .	28
1.3.5 Il TRD . . . . .	29
1.3.6 Il calorimetro elettromagnetico . . . . .	30
<b>2 Il sistema di tempo di volo</b>	<b>33</b>
2.1 La meccanica . . . . .	33
2.2 I contatori . . . . .	35
2.2.1 Gli scintillatori . . . . .	36
2.2.2 I fotomoltiplicatori . . . . .	37
2.2.3 Le guide di luce . . . . .	40
2.3 Misura del tempo di volo con i contatori a scintillazione . . . . .	41
2.4 L'elettronica di lettura . . . . .	42
2.4.1 Sistema di acquisizione del TOF . . . . .	44

## INDICE

---

2.4.2	S-crate . . . . .	45
2.4.3	La misura di tempo . . . . .	48
2.4.4	La generazione del fast trigger . . . . .	49
2.4.5	Il modulo SFET . . . . .	50
2.5	Test su fascio di ioni . . . . .	52
<b>3</b>	<b>La misura della carica</b>	<b>57</b>
3.1	Risposta luminosa di uno scintillatore . . . . .	58
3.2	Risposta di un fototubo . . . . .	59
3.3	Elettronica di front-end . . . . .	61
3.4	Sviluppo della scheda prototipo . . . . .	62
3.4.1	Il chip di front-end . . . . .	62
3.4.2	L'ADC . . . . .	65
3.4.3	L'apparato di test . . . . .	67
3.4.4	Risultati . . . . .	71
<b>4</b>	<b>Il sistema per l'acquisizione della carica</b>	<b>75</b>
4.1	I gateway programmabili della Actel . . . . .	76
4.2	Modalità di lettura dei dati di carica . . . . .	79
4.2.1	Il Charge Control Block . . . . .	79
4.2.2	Il Charge Data Collector . . . . .	80
4.2.3	Il protocollo ChargeWire . . . . .	82
4.3	Il nodo SDR2 . . . . .	83
4.3.1	La CDP . . . . .	84
4.3.2	Il protocollo di trasmissione AMSWire . . . . .	85
4.4	Stato attuale . . . . .	86
	<b>Conclusioni</b>	<b>89</b>
	<b>Ringraziamenti</b>	<b>91</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>97</b>



# Introduzione

Questo lavoro di tesi ha avuto come scopo la progettazione e la realizzazione di alcune componenti dell'elettronica per il sistema di tempo di volo (TOF) dello spettrometro spaziale AMS-02, in particolare la scheda per l'acquisizione della carica, attraverso l'utilizzo di FPGA e del codice di programmazione VHDL. Ho svolto questo lavoro presso i laboratori INFN di Bologna nel gruppo AMS. Durante gli 8 mesi trascorsi ho inoltre partecipato ad un test su fascio presso lo SPS al CERN.

Nel primo capitolo vengono presentati gli obiettivi scientifici dell'esperimento AMS-02, le prestazioni stimate in base ai test e alle simulazioni effettuate, e i risultati ottenuti dal volo preliminare del rivelatore AMS-01. Infine vengono descritti singolarmente i diversi rivelatori che compongono lo spettrometro magnetico.

Il secondo capitolo è dedicato interamente al TOF: inizialmente viene descritta la struttura meccanica, successivamente viene descritto un singolo contatore con i rispettivi componenti e l'elettronica utilizzata per controllare l'intero rivelatore, oltre a fornire una descrizione della tecnica utilizzata per la misura del tempo di volo.

Il terzo capitolo introduce la teoria che permette di ottenere la misura della carica di una particella dalla risposta luminosa del materiale scintillatore attraversato, e descrive la strumentazione elettronica utilizzata per effettuare queste misure, mettendo in risalto le componenti più significative e il primo sistema che ho realizzato per il test del prototipo della scheda SFEC.

Nell'ultimo capitolo viene descritto il sistema definitivo per la lettura della carica: dall'elettronica di front-end al livello superiore del sistema di acquisizione dati attraverso la scheda SDR2, con una descrizione del protocollo di comunicazione e del collegamento con il resto di AMS-02.



# Capitolo 1

## L'esperimento AMS

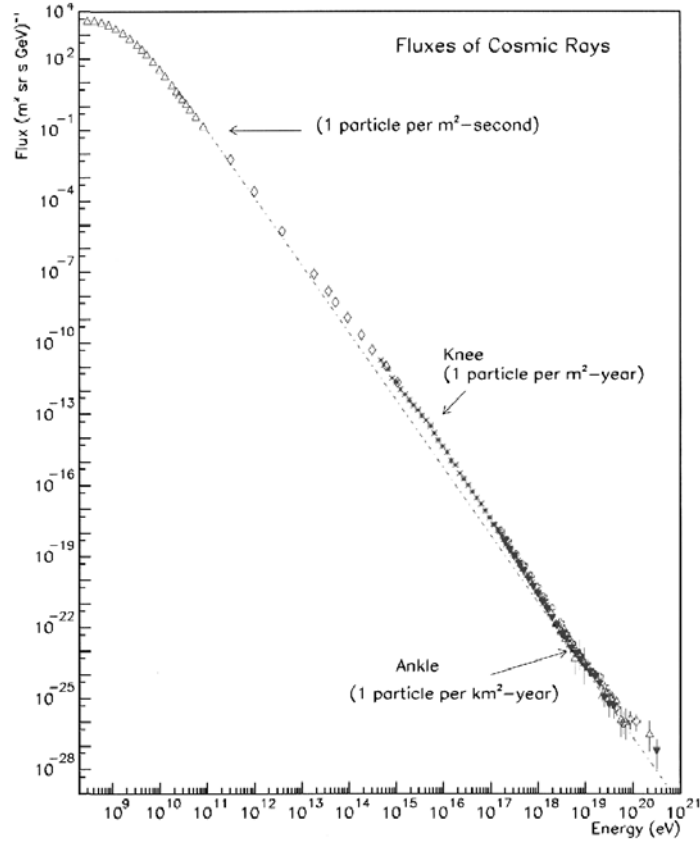
### 1.1 I raggi cosmici

La parte superiore dell'atmosfera terrestre è continuamente bombardata da un intenso flusso di particelle, la cui energia spazia in un ampio intervallo, definite *raggi cosmici* (RC). Essi hanno origine in larga misura fuori dal sistema solare, e ci portano quindi importanti informazioni di carattere astrofisico complementari a quelle ricavabili con l'astronomia osservativa. Inoltre lo studio dei RC risulta importante come verifica e confronto dei risultati forniti da altri rami della fisica, per la possibilità di accedere a energie più elevate di quelle raggiungibili con gli acceleratori.

I raggi cosmici si classificano solitamente in *primari* e in *secondari*. Dei primari fanno parte le particelle accelerate direttamente dalle sorgenti astrofisiche, mentre i secondari sono composti dalle particelle prodotte dai RC primari nel mezzo interstellare. Elio, carbonio, azoto, ossigeno, ferro ed altri nuclei, essendo prodotti finali della nucleosintesi stellare, fanno parte dei raggi cosmici *primari*, mentre elementi come litio, berillio e boro sono secondari.

La frazione dominante ( $\sim 80\%$ ) dei RC è costituita dai protoni, mentre l'elio, che costituisce circa il 70% della parte rimanente, è il secondo elemento in ordine di abbondanza.

In figura 1.1 è riportato lo spettro complessivo di tutte le componenti presenti nei raggi cosmici che incidono sull'atmosfera per energie comprese tra  $10^8$  e  $10^{21}$  eV. Il flusso differenziale di particelle incidenti  $I(E)$ , definito come il numero di particelle con energia compresa tra  $E$  e  $E + dE$  incidenti nel-



**Figura 1.1:** Spettro differenziale dei raggi cosmici fuori dall'atmosfera [1].

l'unità di tempo, per unità di superficie e di angolo solido, segue abbastanza fedelmente una legge di potenza:

$$I(E_k) = I_0 E_k^{-\gamma}, \quad I_0 \approx 1.8 \times 10^4 \frac{\text{nucleoni}}{\text{m}^2 \text{s sr GeV}^{1-\gamma}}. \quad (1.1)$$

L'attenuazione del flusso che si nota in figura 1.1, per particelle incidenti con energia minore di circa 10 GeV, è frutto dell'interazione dei RC nell'eliosfera con il complesso campo magnetico generato dal sole, che produce una sorta di "schermatura" per le componenti meno energetiche dei raggi cosmici.

Il *vento solare* è composto da particelle emesse radialmente dal sole (per lo più protoni e elettroni con tracce di nuclei di elio e di atomi più pesanti,

di energia dell'ordine del MeV [2]), con velocità  $v \simeq 400 \text{ km s}^{-1}$  e cammino libero medio  $\lambda \simeq 3 \times 10^{13} \text{ m}$  molto maggiore della distanza terra-sole ( $d \simeq 1.5 \times 10^{11} \text{ m} = 1 \text{ UA}$ ).

Queste particelle cariche, che costituiscono un plasma ad altissima conducibilità, nel loro moto tendono a “trascinare” le linee del campo magnetico solare, che assume quindi configurazioni complicate [3]. Solo i RC con energie molto superiori a quelle del vento solare riescono a diffondere praticamente indisturbate, mentre a basse energie il loro flusso risulta attenuato.

Nel grafico di figura 1.1 sono indicati due punti corrispondenti alle energie  $10^{15}$ – $10^{16}$  eV (*ginocchio*) e  $10^{19}$  eV (*caviglia*) a cui corrispondono variazioni dell'indice spettrale  $\gamma$ . L'ipotesi corrente [2] è che tra il primo e il secondo punto alcune (ma non tutte) delle sorgenti acceleratrici dei raggi cosmici raggiungano la massima energia erogabile. In questo intervallo il flusso subisce un'attenuazione dovuta alla progressiva mancanza di queste sorgenti, fino ad assestarsi sulla curva corrispondente ad un nuovo indice spettrale in corrispondenza della caviglia. I due cambiamenti di indice spettrale sono evidenziati in figura 1.2, dove è riportato il grafico del flusso moltiplicato per  $E^{2.7}$ :

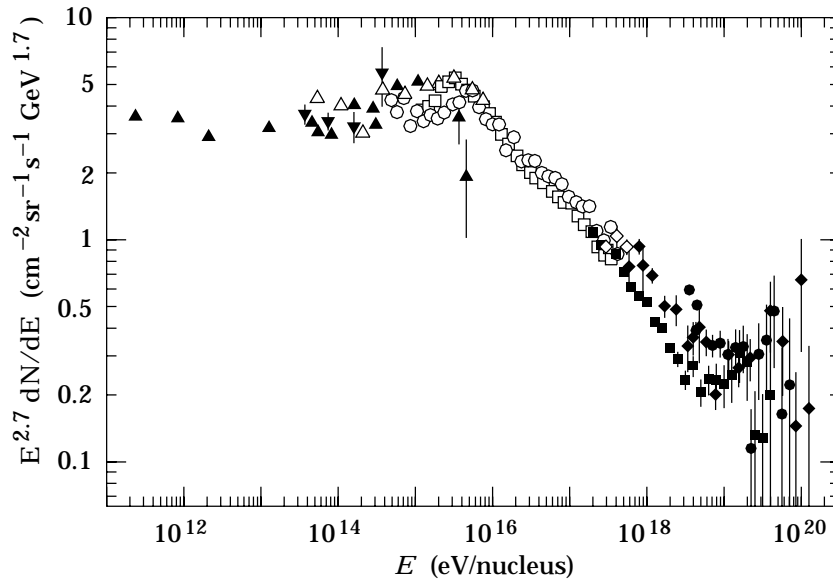
$$\begin{aligned} \gamma &\simeq 2.7 \quad \text{per } E = 10^8 \div 10^{15-16} \text{ eV}, \\ \gamma &\simeq 3.1 \quad \text{per } E = 10^{16} \div 10^{19} \text{ eV}, \\ \gamma &\simeq 2.5 \quad \text{per } E > 10^{19} \text{ eV} . \end{aligned} \tag{1.2}$$

I processi di accelerazione che danno origine allo spettro osservato non sono ancora ben noti, anche se i candidati più probabili sono le onde d'urto prodotte dalle esplosioni di supernovae secondo il *meccanismo di Fermi* (meccanismo che descrive un'accelerazione stocastica dei RC, § 1.1.3) [2].

### 1.1.1 Composizione dei raggi cosmici

La composizione e le abbondanze chimiche degli elementi nei raggi cosmici forniscono importanti informazioni sulla loro origine e sul processo di propagazione dalle sorgenti fino a terra.

Elettroni e positroni subiscono una rapida perdita di energia attraverso processi elettromagnetici, mentre le particelle più pesanti perdono energia ionizzando il mezzo interstellare. Quindi  $e^+$  e  $e^-$  diffondono in volumi minori rispetto agli ioni e il loro spettro è determinato principalmente dalle



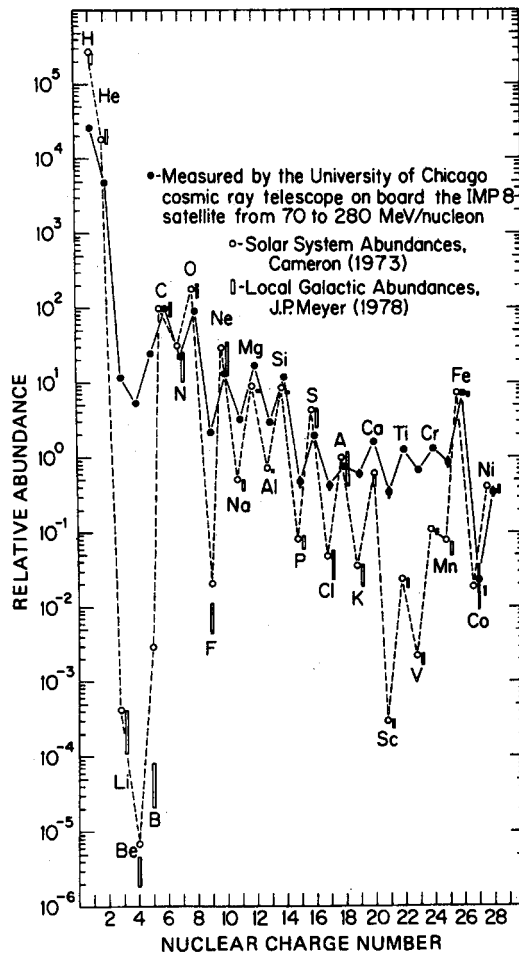
**Figura 1.2:** Spettro differenziale dei RC moltiplicato per  $E^{2.7}$  [4]. Sono evidenti le due zone in cui avviene la variazione dell'indice spettrale  $\gamma$ .

supernovae vicine e più recenti. Si pensa che i positroni vengano prodotti durante la propagazione dei RC nel mezzo interstellare. Per questo motivo vengono utilizzati per affinare i parametri dei modelli di diffusione.

Protoni, antiprotoni, elettroni e positroni sono molto importanti per altri due motivi. Primo, particelle e antiparticelle sono praticamente equivalenti per i modelli di propagazione, poichè differiscono solo per il segno della carica. Questa differenza può essere utilizzata per studiare gli effetti dipendenti dalla carica della modulazione solare. Secondo, lo spettro delle antiparticelle può rivelare caratteristiche particolari, che potrebbero essere interpretate come tracce dell'annichilazione di particelle esotiche che costituirebbero la materia oscura nella nostra galassia come nel resto dell'universo (si veda il § 1.2.1).

Dal confronto fra le abbondanze chimiche nei RC, nel sistema solare e nella galassia (figura 1.3) risulta che [5]:

- le abbondanze dei RC presentano dei “picchi” in corrispondenza di p, He, del gruppo C-N-O ed in corrispondenza del Fe. Ciò è vero anche per la galassia e per il sole;

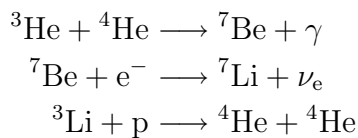


**Figura 1.3:** Abbonanze relative degli elementi chimici nei raggi cosmici, nel sistema solare e nella galassia [5].

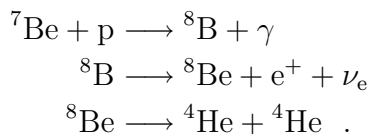
- si nota un effetto pari/dispari dovuto alla stabilità nucleare (gli elementi con un numero pari di nucleoni sono più abbondanti sia nei RC che nella galassia);
- gli elementi leggeri Li-Be-B sono molto rari nella galassia ma abbondanti nei raggi cosmici;
- gli elementi immediatamente prima del picco del Fe (Ca-Sc-Ti-Cr-Mn), sono sovrabbondanti nei RC rispetto alla galassia;

- H ed He sono scarsi nei RC relativamente alla galassia;
- rispetto alla galassia, il valore del rapporto  ${}^3\text{He}/{}^4\text{He}$  nei RC è più alto.

Alcune di queste differenze sono dovute alla *spallazione* (nuclei pesanti, interagendo con i protoni del mezzo interstellare, perdono uno o più nucleoni producendo nuclei più leggeri), come la presenza di Li-Be-B: questi infatti sono assenti nel sistema solare, perché vengono utilizzati nei processi di fusione termonucleare che avvengono all'interno del Sole, per la formazione di  ${}^4\text{He}$ . Le tipiche reazioni nucleari in cui sono presenti tali elementi sono [2]:



oppure



Pertanto gli elementi Li-Be-B presenti nei raggi cosmici sono frammenti di elementi più pesanti che urtano contro quelli del gas interstellare, costituito fondamentalmente da H.

### 1.1.2 Propagazione dei raggi cosmici

La propagazione dei raggi cosmici può essere descritta tramite un semplice modello matematico che, se trascuriamo i termini di diffusione e di energia persa e supponiamo che la produzione di elementi leggeri alla sorgente sia nulla, poiché si parla di abbondanze molto piccole, si può esprimere tramite un'equazione di trasporto del tipo [2]:

$$\frac{dN_i(\xi)}{d\xi} = -\frac{N_i(\xi)}{\xi_i} + \sum_{j>i} \frac{P_{ji}}{\xi_j} N_j(\xi) \quad (1.3)$$

dove  $\xi_i$  e  $\xi_j$  sono i cammini liberi medi espressi in  $\text{kg m}^{-2}$  ( $\xi = \rho x = \rho vt$ , con  $v$  velocità della particella e  $\rho$  densità del gas), si è assunto che tutte le particelle attraversino la stessa quantità di materia tra 0 e  $\xi$ , e  $P_{ji}$  rappresenta la



probabilità che la distruzione di un nucleo di tipo  $j$  in una collisione anelastica sia accompagnata dalla produzione di un nucleo di tipo  $i$ . Gli elementi leggeri Li-Be-B, che indichiamo con L, vengono prodotti per spallazione dagli elementi medi (C-N-O) che indichiamo con M. Per risolvere l'equazione teniamo conto di questa distinzione e del fatto che alla sorgente ( $\xi=0$ ) non ci sono elementi del gruppo L in quanto abbiamo supposto che essi siano prodotti durante la propagazione. Si ottengono così due semplici equazioni differenziali di diffusione:

$$\frac{dN_M(\xi)}{d\xi} = \frac{N_M(\xi)}{\xi_M} \quad (1.4)$$

$$\frac{dN_L(\xi)}{d\xi} = -\frac{N_L(\xi)}{\xi_L} + \frac{P_{ML}}{\xi_M} N_M(\xi) \quad . \quad (1.5)$$

La prima delle due equazioni è facilmente integrabile e dà come risultato  $N_M(\xi) = N_M(0) \exp(-\xi/\xi_M)$ . La seconda invece risulta più complessa ed ha una soluzione di questo tipo:

$$\frac{N_L(\xi)}{N_M(\xi)} = -\frac{P_{ML}\xi_L}{\xi_L - \xi_M} \left[ \exp\left(\frac{\xi}{\xi_M} - \frac{\xi}{\xi_L}\right) - 1 \right] \quad . \quad (1.6)$$

Sperimentalmente si trova che  $N_L(\xi)/N_M(\xi) = 0.25$  [6]. Come valore per  $P_{ML}$  si sostituisce una media pesata delle probabilità di frammentazione dei vari elementi ( $P_{ML} = 0.28$ ), mentre i valori corrispondenti per i liberi cammini medi per collisione con idrogeno (l'elemento più abbondante nel mezzo interstellare) sono:  $\xi_M = 60 \text{ kg m}^{-2}$  e  $\xi_L = 84 \text{ kg m}^{-2}$  [2]. Sostituendo questi valori nell'equazione (1.6) otteniamo che il cammino  $\xi$ , che gli elementi M devono percorrere per dare origine alla percentuale osservata sperimentalmente degli elementi L, deve essere pari a  $\xi = 48 \text{ kg m}^{-2}$ . Quindi se supponiamo che i raggi cosmici si propaghino entro il disco ( $\rho = 3 - 12 \times 10^{-24} \text{ g cm}^{-3}$  [7]) e l'alone ( $\rho = 2 - 13 \times 10^{-25} \text{ g cm}^{-3}$  [7]) della galassia, il loro tempo di confinamento per percorrere  $48 \text{ kg m}^{-2}$  deve essere di  $10^7$  anni circa. Tale modello semplificato è in parte confermato dal fatto che il tempo di permanenza dei RC nella galassia è lo stesso che si misura tramite lo studio sulle percentuali degli isotopi  $^9\text{Be}$  ( $\tau \approx 2.3 \times 10^6$  anni) e  $^{10}\text{Be}$  ( $\tau \approx 3.9 \times 10^6$  anni) pari a  $2 \times 10^7$  anni [2].

Il valore del tempo di permanenza è molto superiore al tempo che la luce impiega per attraversare il disco galattico ( $\sim 10^5$  anni): i raggi cosmici

pertanto restano intrappolati nella galassia. La causa di tale confinamento è attribuita al campo magnetico galattico: i raggi cosmici infatti, per energie inferiori al ginocchio, tipicamente hanno raggi di curvatura inferiori alle dimensioni del disco galattico. Un'ulteriore prova del confinamento sta nel fatto che, se i raggi cosmici si muovessero liberamente entro la galassia, proverebbero per la maggior parte dal centro, dove la densità è maggiore, mostrando una certa anisotropia, in conflitto con le osservazioni, che invece mostrano un'alto grado di isotropia di tutti i raggi cosmici con energie che arrivano fino a  $10^{14}$  eV, in favore dell'ipotesi di “diffusione” dei raggi cosmici.

Il modello descritto spiega molto bene la percentuale dei RC leggeri, tuttavia se applicato al ferro non riproduce le abbondanze degli elementi che lo precedono. Esiste per questo una teoria un po' più complessa, nota come *leaky box model*. Questo modello prevede che i raggi cosmici si propaghino entro un certo volume di confinamento, una “scatola” nella quale possono muoversi liberamente. Negli urti contro il bordo, però, esiste una probabilità non nulla di fuggire al di fuori della scatola, cioè della galassia. In questo modello, la produzione di RC alla sorgente è bilanciata dalla perdita per fuga dalla galassia, spallazione e decadimento radiattivo. Il *leaky box model* è un modello molto approssimato che diventa plausibile solo se si considera la “diffusione” dei raggi cosmici al suo interno, cioè se invece del moto libero si assume che i raggi cosmici abbiano una specie di *random walk* all'interno della galassia, dovuto alle forti irregolarità del campo magnetico galattico, che li deviano dalla loro direzione originaria di propagazione.

### 1.1.3 Sorgenti di raggi cosmici

Per mantenere uno stato stazionario di raggi cosmici sulla Terra (densità energetica dei raggi cosmici:  $w_{\text{RC}} = 10^6 \text{ eV m}^{-3}$ ), tenendo conto del volume della galassia ( $V_{\text{D}} = 6 \times 10^{60} \text{ m}^3$ ) e quello dell'alone ( $V_{\text{A}} = 10^{62} \text{ m}^3$ ), definito  $V_{\text{G}}^{\text{A}} = V_{\text{D}} + V_{\text{A}}$ , è necessaria una potenza data da [2]:

$$W_{\text{RC}} = \frac{w_{\text{RC}} \cdot V_{\text{G}}^{\text{A}}}{\tau} = 10^{34} \text{ W} \quad . \quad (1.7)$$

Un'esplosione di SN libera circa  $10^{47}$  Joule di energia, di cui il 99% in energia cinetica dei neutrini e solo il 1% sotto forma di energia cinetica delle altre particelle ( $10^{44}$  Joule/esplosione) [2]. Considerando un'esplosione di supernova

ogni 30 anni, la potenza rilasciata sotto forma di RC dalle SN è di [2]:

$$W_{\text{SN}} = \frac{\text{energia liberata per SN}}{\text{frequenza}} = 10^{35} \text{ W} . \quad (1.8)$$

Basta un meccanismo che acceleri i RC da SN con un'efficienza del 10% per spiegare i RC galattici [2]: il *meccanismo di Fermi*.

### Il meccanismo di Fermi

Il meccanismo di Fermi [8] descrive un'accelerazione stocastica dei RC, dovuta a ripetuti urti delle particelle con un'onda d'urto (ad esempio emessa dall'esplosione di una supernova), che si propaga con velocità  $V$  maggiore della velocità del suono nel mezzo interstellare.

L'energia media che ogni particella acquista in una collisione, schematizzata come un urto elastico contro il fronte d'urto, è data per una singola collisione da  $E = \beta E_0$ , con  $\beta > 0$  (assumendo tutte le collisioni frontali, al primo ordine si ha in media  $\beta = 1 + 4V/3c$ , con  $V$  velocità del fronte d'onda). Se si definisce  $N$  il numero di particelle con  $E > E_0$ , cioè:

$$N(> E_0) = \int_{E_0}^E n(E) dE , \quad (1.9)$$

indicando con  $p$  la probabilità che la particella rimanga nella “zona” di accelerazione, dopo  $k$  collisioni l'energia diventa [9]:

$$E = E_0 \beta^k , \quad (1.10)$$

mentre il numero di particelle:

$$N = N_0 p^k . \quad (1.11)$$

Se eliminiamo  $k$  da queste due quantità, calcolando il logaritmo naturale dei due termini e facendo il loro rapporto si ottiene:

$$\frac{N}{N_0} = \left( \frac{E}{E_0} \right)^\alpha \quad (1.12)$$

con  $\alpha = \ln p / \ln \beta$ . Noi siamo interessati allo spettro differenziale:

$$n(E) dE \propto E^{\alpha-1} dE . \quad (1.13)$$

Lo spettro differenziale dei raggi cosmici in funzione di  $E$  assume la forma di uno spettro di potenza. Da una trattazione completa di magnetoidrodinamica si ottiene  $\alpha \simeq -1$  [2], tenendo conto poi della probabilità di fuga dalla Galassia,  $\tau \propto E^{-0.6}$  [2], il flusso differenziale che si dovrebbe orientativamente misurare sulla Terra è proporzionale a  $E^{-2.6}$  ( $= E^{-1-1-0.6}$ ). Per protoni e He si misura  $\alpha = 2.8$ , piuttosto simile alla previsione.

## 1.2 L'esperimento AMS

L'esperimento  $AMS^1$ , *Alpha Magnetic Spectrometer* [10], finanziato dagli istituti di fisica delle alte energie e dalle agenzie spaziali di molti paesi tra cui Cina, Corea, Danimarca, Finlandia, Francia, Germania, Italia, Messico, Portogallo, Olanda, Regno Unito, Romania, Russia, Spagna, Stati Uniti, Svizzera e Taiwan, è uno spettrometro magnetico per raggi cosmici primari.

Il prototipo di AMS (AMS-01) ha volato a bordo dello shuttle Discovery (missione NASA STS-91) dal 2 al 12 Giugno 1998, per verificare il corretto funzionamento dell'apparato e raccogliere dati all'altitudine di 400 km dal suolo, con una statistica di oltre 100 milioni di eventi.

Attualmente è in costruzione AMS-02, che sarà installato nel 2008 sulla stazione spaziale internazionale ISS, dove opererà per almeno tre anni per misurare il flusso di raggi cosmici primari fino al TV.

### 1.2.1 Obiettivi di AMS

I campi di ricerca principali di AMS sono sostanzialmente tre:

- l'antimateria cosmica;
- la materia oscura;
- lo studio dei raggi cosmici primari fuori dall'atmosfera terrestre.

#### L'antimateria cosmica

Dirac fu il primo, nel 1929, ad introdurre la simmetria tra materia ed antimateria da considerazioni relativistiche e quantistiche: la sua equazione infatti

---

<sup>1</sup><http://ams.cern.ch>

trova soluzione solo se si assume l'esistenza di antiparticelle. Nel 1932 se ne ebbe una prima prova sperimentale quando Blackett e Occhialini scoprirono il positrone.

Nella fisica moderna, le particelle e le antiparticelle sono descritte dalla "Relativistic Quantum Theory of Field", la quale afferma che la stretta correlazione tra particelle e antiparticelle è da attribuirsi alla simmetria CPT, dove C rappresenta la coniugazione di carica, P è l'operatore parità mentre T è l'operatore inversione di tempo. Il fatto che le masse in gioco di materia e antimateria siano esattamente uguali è dovuto alla commutatività tra CPT e l'operatore di Hamilton. La presenza della simmetria C da sola non basta a garantire la presenza dell'antimateria: sono necessari anche le riflessioni spaziale e temporale.

In particolare, la creazione e l'annichilazione di fermioni sono governate dalle leggi di conservazione del numero barionico e del numero leptonic, che dicono che se creiamo alcuni fermioni ciascuno con un valore positivo del numero barionico (leptonico), nella stessa reazione dovranno essere creati altri fermioni con numero barionico (leptonico) negativo, in modo da mantenere il numero barionico (leptonico) costante. Ciò vuol dire che non possiamo creare singoli fermioni: dobbiamo creare una coppia particella-antiparticella.

Nel modello cosmologico del *Big Bang* l'universo iniziale era molto caldo e denso, successivamente ha subito un'espansione e un raffreddamento fino a oggi [11]. Il Big Bang gode di grande credibilità grazie ad alcune evidenze sperimentali:

- la *legge di Hubble*, che mostra una proporzionalità fra velocità di recessione delle galassie, interpretata come espansione cosmica, e distanza da noi:  $v = Hd$ , dove il parametro di Hubble  $H$  fornisce il ritmo attuale di espansione dell'universo [12];
- l'abbondanza relativa degli elementi leggeri, che si sarebbero formati pochi minuti dopo il Big Bang [2, 12];
- la *radiazione cosmica di fondo* [13], estremamente isotropa, che riproduce perfettamente lo spettro di corpo nero alla temperatura di  $T = 2.725$  K. Tale radiazione è il "fossile" cosmico che conferma che in passato l'universo ha attraversato una fase iniziale a temperatura altissima, in cui materia e radiazione sono state in equilibrio termodinamico. L'espansione e il raffreddamento successivi hanno portato ad

una “transizione di fase” in cui tale equilibrio è cessato, lasciando pochi fermioni in un bagno termico di fotoni, rivelabile oggi nel range delle microonde [14].

Dalla teoria del Big Bang e dai risultati della fisica delle alte energie ci aspetteremmo uguali quantità di materia e antimateria, ma dalle misure fino ad oggi effettuate della radiazione  $\gamma$  extragalattica dell'ordine del MeV, si escludono grandi concentrazioni di antimateria entro la distanza dell'ordine dei 10 Mpc [15]. Attualmente ci troviamo in un dominio costituito di materia e non conosciamo la natura del resto dell'Universo: possiamo solo affermare che, se esistono grandi quantità di antimateria, queste si trovano in domini dello spazio di scala maggiore degli ammassi di galassie, separati da zone di bassissima densità di materia, dove avvengono poche annichilazioni [16, 17].

L'esistenza dell'antimateria nell'Universo può essere studiata oltre che indirettamente tramite i raggi  $\gamma$ , anche direttamente attraverso la ricerca di antinuclei. Un nucleo di antielio, ad esempio, potrebbe essere di origine primordiale oppure potrebbe essere stato prodotto dalle fusioni nel nucleo di un'antistella [19]. Attualmente antinuclei con numero atomico maggiore o uguale a 2, non sono stati ancora osservati. Si possono vedere i limiti al 95% di confidenza per le ricerche attuali di anti-He in figura 1.4.

## La materia oscura

Zwicky, nel 1933, mostrò che esiste una discrepanza tra la materia luminosa, ossia la materia che si vede, e la materia totale, cioè quella che non si vede necessariamente ma di cui si sentono gli effetti dinamici; solo però negli anni '70 del secolo scorso la questione cominciò ad essere approfondita. La materia “scura” o “oscura”, è formata da materia la cui natura è ancora molto incerta. Si ha evidenza di materia oscura (DM) dall'analisi della curva di rotazione della nostra galassia [12], e più in generale delle galassie a spirale, oltre che dall'effetto delle lenti gravitazionali.

L'azione gravitazionale che una galassia di massa  $M$  esercita su un punto esterno alla galassia è equivalente a quella che eserciterebbe se la stessa massa  $M$  fosse tutta concentrata nel centro della galassia. Possiamo approssimare all'ordine zero il moto di un punto a distanza  $R$  dal centro con un moto circolare uniforme con una velocità ottenibile uguagliando l'accelerazione di

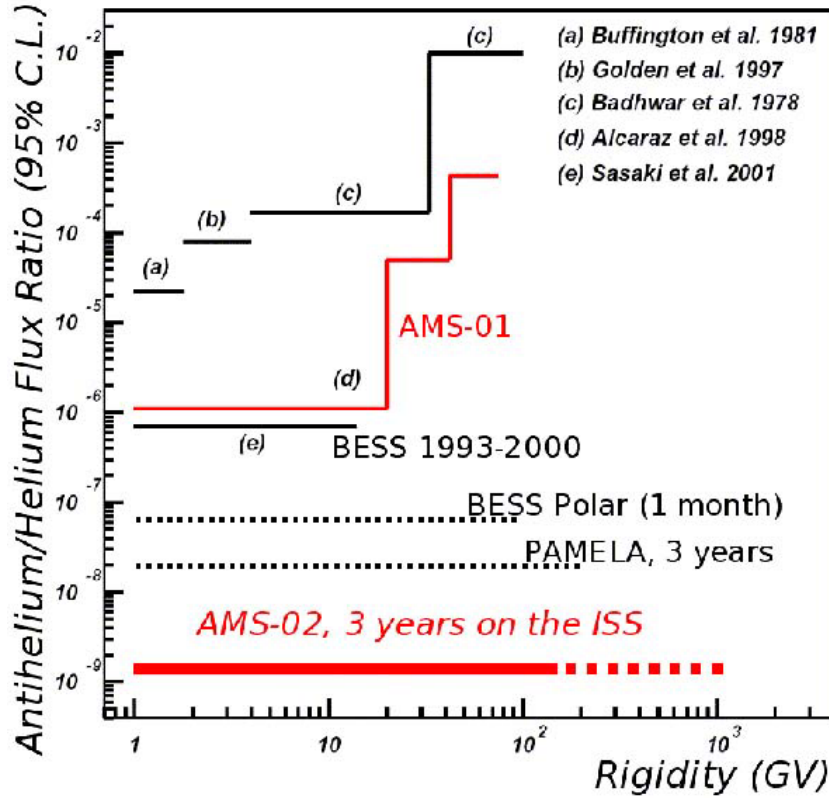


Figura 1.4: Limite superiore del flusso relativo del rapporto antielio su elio, confronto con altri esperimenti [18].

gravità all'accelerazione centripeta:

$$\frac{GM}{R^2} = \frac{v^2}{R} \Rightarrow v = \sqrt{\frac{GM}{R}}. \quad (1.14)$$

Dalla (1.14) si deduce che la velocità lontano dal centro dovrebbe diminuire come  $R^{-1/2}$ . In realtà, tutte le curve di rotazione che si estendono dai circa 10 kpc fino a  $30 \div 50$  kpc di distanza dal centro, maggiori del raggio del disco, mostrano lo stesso andamento costante e piatto, incompatibile con la distribuzione di massa “luminosa” [20, 21, 22, 23].

Il rapporto  $M/L$ , che indica la frazione di massa oscura rispetto alla massa luminosa, invece di rimanere costante dal centro alla periferia delle ga-

lassie, cresce verso l'esterno. L'incremento del rapporto  $M/L$  nelle regioni periferiche potrebbe essere causato da:

- una formazione stellare diversa tra zona e zona della stessa galassia, ad esempio una maggior formazione nelle zone più esterne di stelle piccole poco luminose e *jupiters*, pianeti massicci;
- una popolazione di buchi neri e stelle di neutroni provenienti da generazioni più vecchie di stelle, che cresce verso l'esterno;
- la presenza di una grande quantità di particelle “esotiche” predominanti dove scarseggia la materia “luminosa”.

D'altro canto possiamo affermare che:

- è difficile ipotizzare processi di formazione stellare così diversi da zona a zona della stessa galassia, o una tale percentuale di *jupiters*;
- non è plausibile una concentrazione così elevata di buchi neri e/o stelle di neutroni nelle zone periferiche, anche per i valori osservati di metallicità (definita come il logaritmo del rapporto tra gli elementi più pesanti dell'He e l'idrogeno, usando come riferimento il sole);
- e infine, il rapporto  $M/L$  non cresce solo nelle zone esterne della galassia, ma cresce anche all'aumentare della scala di strutture che si osservano (stelle, galassie, gruppi di galassie, ecc.), dimostrando così che non può essere troppo collegato a processi di formazione stellare differenziata. Questo implica tra l'altro che la distribuzione di materia oscura è piuttosto omogenea e diffusa.

Per concludere, possiamo dire che la materia oscura è suddivisa in due importanti componenti, la materia barionica e quella non barionica.

La materia oscura barionica ha come candidati principali [24, 25, 26]:

- resti di stelle massicce alla fine della loro evoluzione e *nane brune*, stelle formate di H ed He, con massa inferiore a  $0.08 M_{\odot}$ , che è il valore necessario ad innescare le reazioni nucleari all'interno delle stelle. Anche se sono molto difficili da osservare per la loro scarsa luminosità, esse si comportano da lenti gravitazionali su *quasar* lontani; gli effetti osservati non sono così numerosi come quelli che invece dovremmo vedere per spiegare il rapporto  $M/L$ ;



- comete, asteroidi o simili di piccole dimensioni;
- gas neutro o ionizzato.

La materia oscura non barionica è stata divisa, dal punto di vista cosmologico, in:

- *hot dark matter* (HDM), costituita da particelle relativistiche tra cui i neutrini, prodotta soprattutto nell'universo primordiale. La densità della HDM da sola non può spiegare tutta la materia oscura: essendo molto energetica, non riesce a condensare in strutture compatte e quindi dovremmo avere troppo poche galassie vecchie. Quindi se i neutrini, sempre relativistici, avessero massa non potrebbero spiegare tutta la materia oscura.
- *cold dark matter* (CDM) [27, 28], costituita da particelle di bassa velocità, come gli *assioni*, che potrebbero avere una massa compresa entro  $10^{-6}$  e  $10^{-2}$  eV, e le WIMP (*Weakly Interacting Massive Particles*), particelle con massa compresa tra pochi GeV e qualche TeV, di bassa velocità:  $10^{-3} < \beta < 10^{-1}$  ( $\beta = v/c$ ).

Conoscere la quantità di materia nell'Universo è di fondamentale importanza per la cosmologia. Dalla densità di materia presente, infatti, se ne determina la geometria, e quindi la struttura, la curvatura e l'evoluzione, e ciò permette la corretta interpretazione dell'osservazione di oggetti lontani.

In cosmologia solitamente la densità di massa dell'universo si esprime in unità di densità critica:  $\Omega = \rho/\rho_c$ , dove  $\rho_c \simeq 10^{-29}$  g cm<sup>-3</sup> rappresenta la densità richiesta affinché si abbia un Universo euclideo, cioè con metrica piatta, mentre  $\rho$  rappresenta la densità attuale dell'Universo. Pertanto a seconda dei valori assunti da  $\rho$  possono presentarsi per  $\Omega$  e per l'universo le seguenti situazioni [11]:

- se  $\Omega > 1$  lo spazio è sferico (universo chiuso);
- se  $\Omega = 1$  lo spazio è piatto (universo euclideo di Einstein-De Sitter);
- se  $\Omega < 1$  lo spazio è iperbolico (universo aperto).

$\Omega$  è dato dalla somma di due contributi principali:  $\Omega_M$  e  $\Omega_\Lambda$ , dove  $\Omega_M$  rappresenta il contributo di materia (barionica e non), mentre  $\Omega_\Lambda$  è quello ricavato dalla costante cosmologica [11]. Le misure più recenti di WMAP [29] hanno trovato  $\Omega = \Omega_M + \Omega_\Lambda = (0.31 \pm 0.1) + (0.70 \pm 0.2) = (1.02 \pm 0.02)$ .

## Lo studio dei raggi cosmici

AMS si propone di contribuire ad una maggior conoscenza dei raggi cosmici primari al di fuori dell'atmosfera, di energia compresa tra  $\sim 10^{-1}$  GeV/nucl. e  $\sim 10^3$  GeV/nucl.

I palloni aereostatici, l'altra tipologia di rivelatori di RC di queste energie, hanno tre grandi limiti:

- non possono superare i 40 km di quota e subiscono un alto fondo di particelle secondarie prodotte dall'interazione dei raggi cosmici primari nei  $(4 \div 6)$  g cm $^{-2}$  di atmosfera residui;
- la durata dei voli su pallone, fino ad ora, ha raggiunto valori massimi di 30 giorni (esperimento TIGER<sup>2</sup>). Quindi tali esperimenti non possono avere un'alta statistica, riducendo così la sensibilità dello strumento;
- i palloni sondano una zona piuttosto limitata in coordinate geomagnetiche.

AMS-02 permetterà di misurare i seguenti parametri per i raggi cosmici carichi:

- la carica  $|Z|$  a partire dalla perdita di energia  $dE/dx$  rilasciata nei materiali attivi del rivelatore;
- la quantità di moto e il verso di curvatura delle particelle cariche grazie al tracciamento in un campo magnetico;
- la velocità  $\beta$  e, indirettamente, il segno di  $Z$  e la massa delle particelle, associando questa misura a quella delle tracce corrispondenti.

Inoltre sarà possibile studiare i raggi  $\gamma$  di alta energia grazie alla lunga durata e alla grande accettazione del rivelatore. Sono previsti  $10^{10}$  eventi, grazie ai quali sarà possibile trarre considerazioni più precise sull'interazione, l'origine e la propagazione dei raggi cosmici vicino a noi e nella galassia.

### 1.2.2 Risultati ottenuti da AMS-01

Sono stati registrati da AMS-01 un totale di  $2.86 \times 10^6$  nuclei di He, con rigidità  $R$  ( $R = pc/|Z|e$ , vedere § 1.3) inferiore a 140 GV, e tra essi non

---

<sup>2</sup><http://tiger.gsfc.nasa.gov>

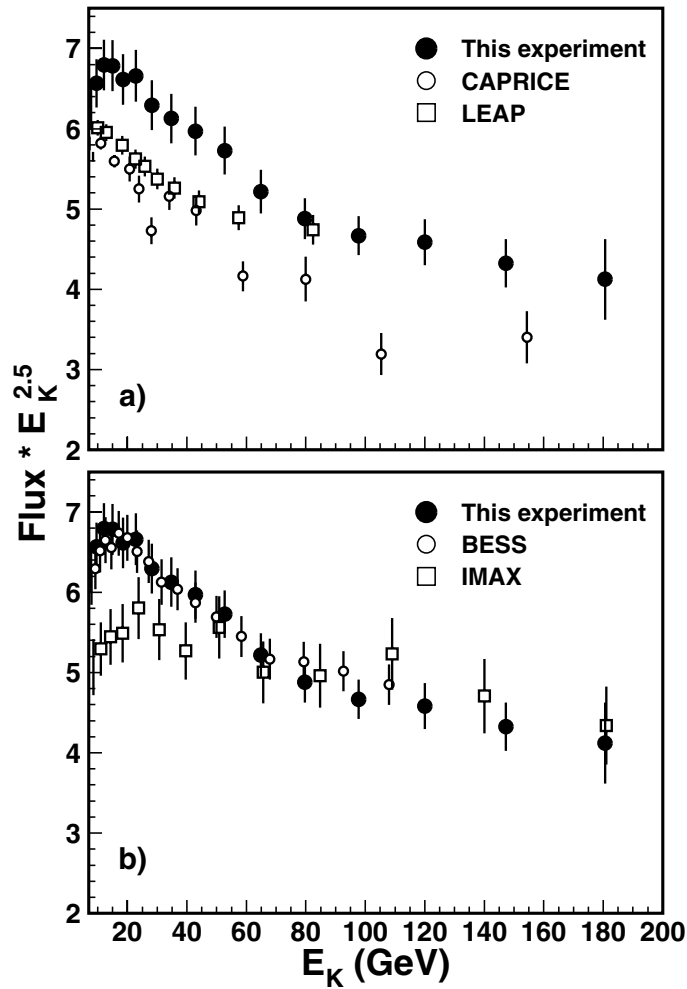
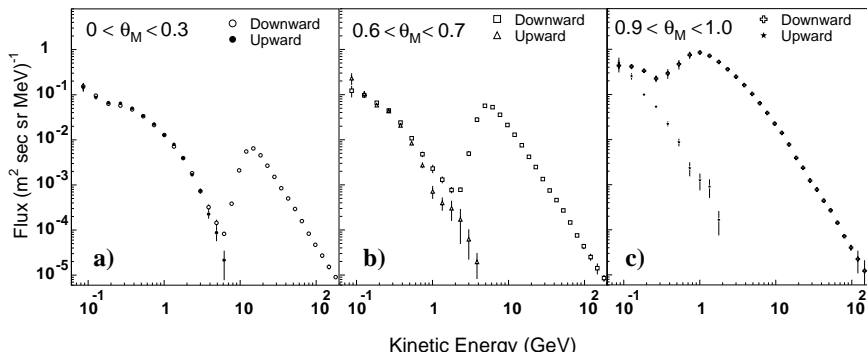


Figura 1.5: Spettro primario dei protoni di AMS-01 [30].

è stato trovato alcun nucleo di antielio. Assumendo che l'antielio abbia lo stesso spettro di rigidità dell'elio, si ottiene un limite superiore per il flusso relativo di antielio di  $1.1 \times 10^{-6}$ , al 95% di *confidence level* [19] (figura 1.4).

Sui protoni vicino alla terra è stato evidenziato che:

- lo spettro primario misurato dai 10 ai 200 GV (figura 1.5), può esser

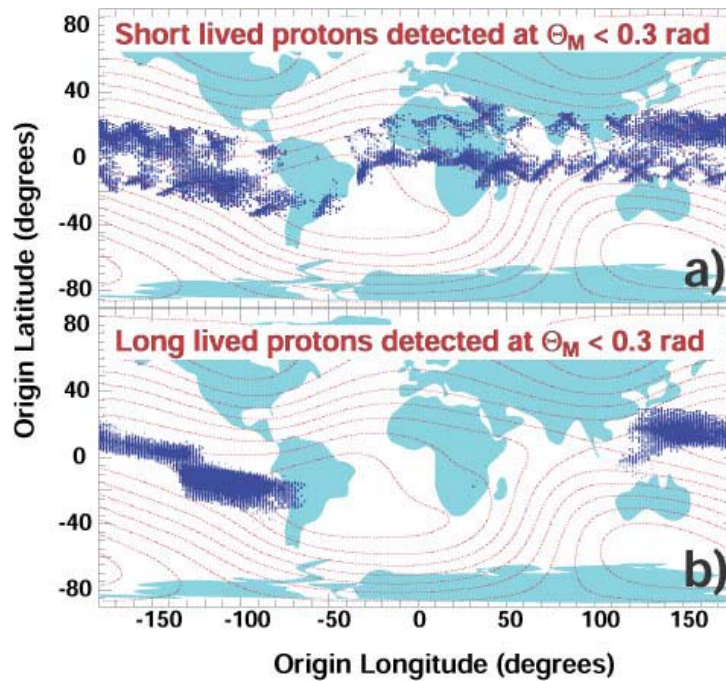


**Figura 1.6:** Confronto tra lo spettro secondario dei protoni verso l'alto e verso il basso alle diverse latitudine geomagnetiche [31]: a) all'equatore, c) ai poli.

parametrizzato con una singola legge di potenza, con un'indice spettrale  $\gamma = 2.78 \pm 0.01(\text{fit}) \pm 0.02(\text{sistemico})$  [30];

- il flusso dei protoni dipende dalla latitudine geomagnetica. Nella figura 1.6 si nota, oltre al flusso primario di RC sopra l'energia di cutoff, l'esistenza di un flusso secondario ad energie minori e con una forte dipendenza dalla latitudine. Queste particelle sono prodotte dall'interazione dei RC primari con l'atmosfera terrestre;
- i protoni dello spettro secondario misurato da AMS-01 per lo più si sono formati nell'atmosfera entro zone ben definite (figura 1.7), eccetto una piccola percentuale rilevata attorno alla *South Atlantic Anomaly*, dove i raggi cosmici vengono intrappolati in una traiettoria chiusa [31].

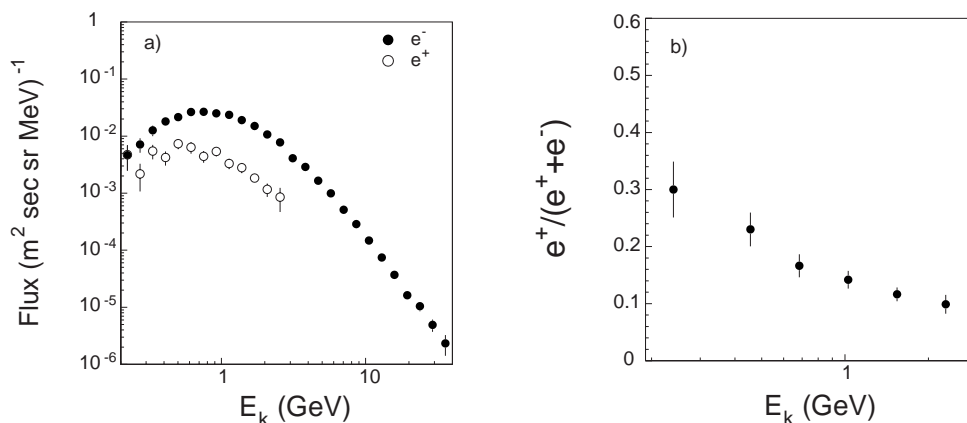
Sugli elettroni dei RC primari è stato messo in luce che il flusso degli  $e^-$  predomina su quello dei  $e^+$  (figura 1.8). Inoltre sia per gli  $e^-$  che per i  $e^+$  secondari il flusso proveniente da sopra e sotto il rivelatore sono uguali. Infine il flusso, che ha un massimo all'equatore geomagnetico, diminuisce all'aumentare della latitudine, più rapidamente per i positroni che per gli elettroni (figura 1.9) [32].



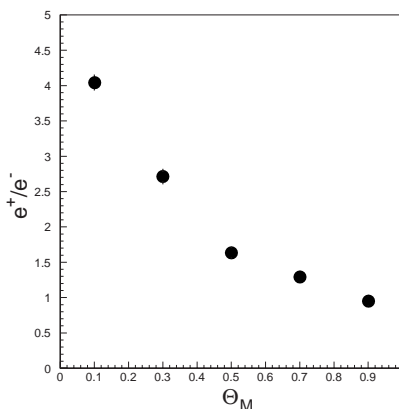
**Figura 1.7:** L'origine geografica dei protoni secondari misurati da AMS-01; a) a vita breve ( $< 0.3$  s) b) a vita lunga ( $> 0.3$  s) con  $p < 3$  GeV/c. Le linee tratteggiate indicano le linee equipotenziali del campo magnetico terrestre a 380 km di quota [31].

### 1.3 Il rivelatore AMS-02

AMS-02 (figura 1.10) è lo spettrometro magnetico per raggi cosmici che sarà installato sulla stazione spaziale dove opererà per almeno tre anni. Rispetto ad AMS-01 sono state apportate importanti modifiche per aumentare l'intervallo d'energia dei RC primari rivelabili e le prestazioni dell'apparato. L'innovazione principale è l'adozione di un magnete superconduttore al posto del magnete permanente: grazie a questa modifica si potrà misurare l'energia dei raggi cosmici fino a circa 1 TeV/nucleone. Inoltre sono stati aggiunti rispetto ad AMS-01 due rivelatori: il TRD, che servirà per separare  $e^-/\bar{p}$  ed  $e^+/p$  per quantità di moto  $p < 300$  GeV/c, e l'ECAL, utile per ottenere una misura di elettroni, positroni e raggi  $\gamma$  fino circa 300 GeV. In AMS-01 era presente un rivelatore Čerenkov a soglia, che in AMS-02 è stato sostituito dal RICH,



**Figura 1.8:** Flusso primario degli elettroni (sinistra), e rapporto  $e^+/(e^+ + e^-)$  misurato nello spettro primario [32] (destra).



**Figura 1.9:** Rapporto dei flussi di  $e^\pm$  secondari [32]. Il flusso dei positroni diminuisce più rapidamente di quello degli elettroni all'aumentare di  $\theta_M$ .

che permetterà di distinguere isotopi di raggi cosmici con numeri di massa  $A < 25$  ed elementi chimici con cariche  $Z < 30$ , grazie ad una risoluzione in velocità pari a  $\Delta\beta/\beta \sim 2 \times 10^{-3}$ , coprendo un intervallo di quantità di moto (1 ÷ 12) GeV/ $c$  per nucleone. Il tracker è stato esteso da sei a otto piani attivi e la sua risoluzione nella ricostruzione della traccia raggiunge i

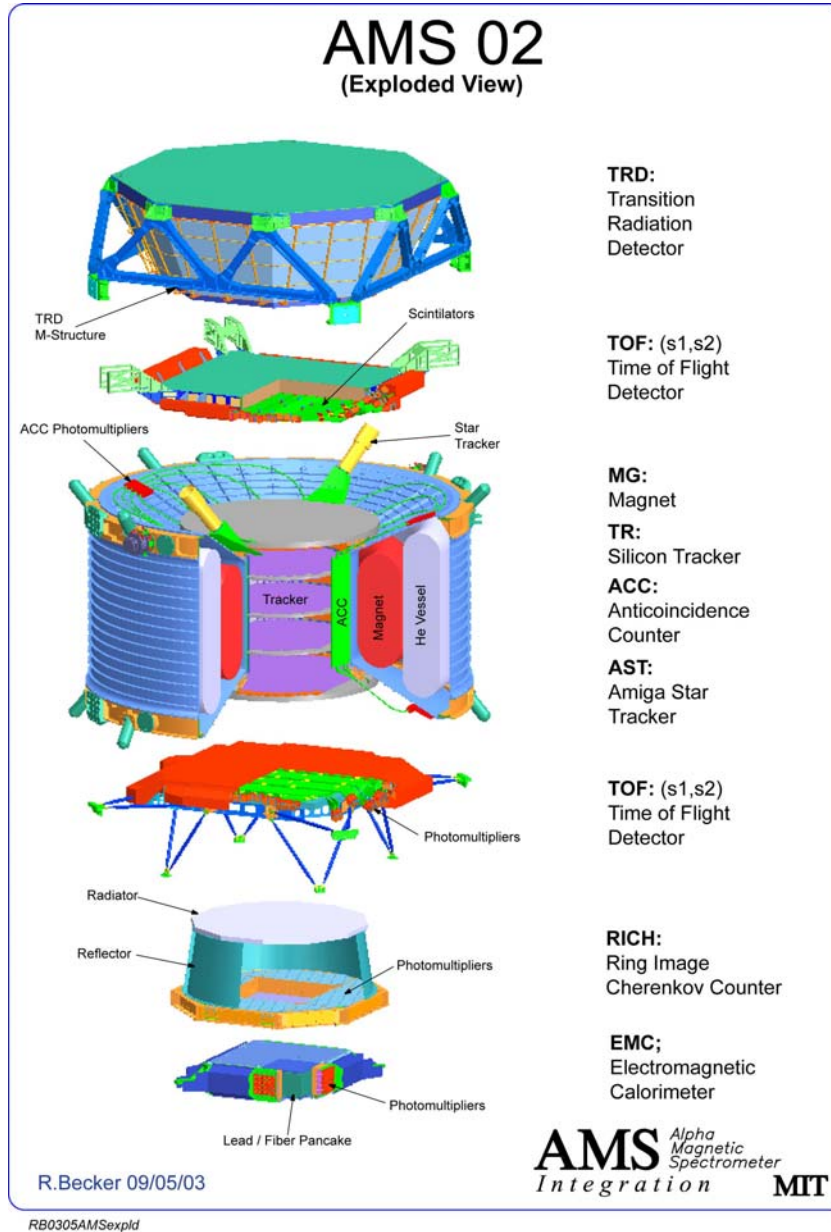


Figura 1.10: Esploso dell'intero spettrometro AMS-02.

30  $\mu\text{m}$  lungo l'asse  $x$  e i 10  $\mu\text{m}$  lungo l'asse  $y$ . Infine ACC e TOF sono stati ridisegnati per adattarli al nuovo magnete.

### Rigidità magnetica

Per la trattazione del moto dei raggi cosmici attraverso un campo magnetico è utile introdurre la quantità nota come *rigidità magnetica*, definita come:

$$R = \frac{pc}{|Z|e} \quad (1.15)$$

dove  $p$  è il modulo della quantità di moto della particella,  $|Z|e$  il modulo della carica e  $c$  la velocità della luce nel vuoto.  $R$  si misura in gigavolt (GV). Il moto di una particella carica in un campo magnetico uniforme  $B$  è descritto da una elica la cui proiezione sul piano ortogonale al campo magnetico ha raggio:

$$r = \left( \frac{\gamma m_0 v}{ze} \right) \frac{\sin \theta}{B}, \quad (1.16)$$

dove  $\gamma = (1 - v^2/c^2)^{-1/2}$ ,  $m_0$  la massa a riposo,  $v$  il modulo della velocità,  $B$  il modulo del campo magnetico e  $\theta$  l'angolo tra la direzione della velocità e l'asse della traiettoria. Poichè  $\gamma m_0 v$  è il modulo della quantità di moto, si può riscrivere:

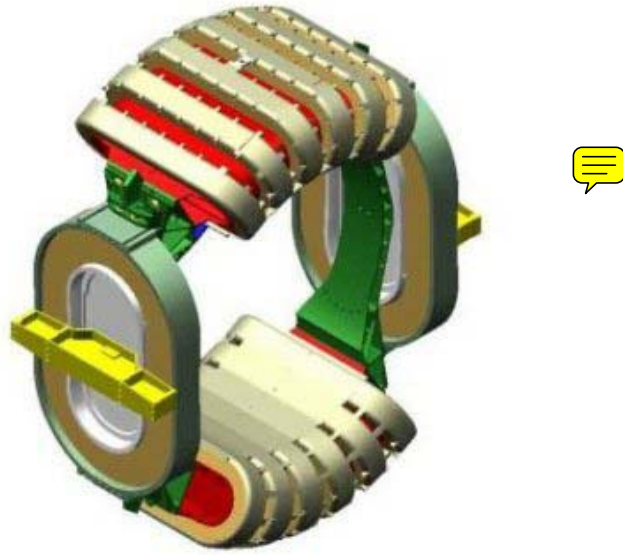
$$r = R \frac{\sin \theta}{Bc}. \quad (1.17)$$

#### 1.3.1 Il magnete

Il magnete permette ad AMS di misurare la quantità di moto e il segno della carica delle particelle: AMS vedrà le particelle che entrano nel suo campo magnetico e, tracciandone la traiettoria tramite il tracker, ne misurerà la curvatura. La curvatura ci fornisce la rigidità, ovvero il rapporto  $p/q$ , e il segno della carica (positivo o negativo), per il quale serve il verso della traiettoria fornito dal TOF. Il magnete è l'unico mezzo per separare cariche negative da cariche positive, risultando quindi uno strumento fondamentale per la ricerca di antimateria.

Quello di AMS è un esempio molto avanzato nella tecnologia dei magneti superconduttori: realizzato dalla Space Cryomagnetics, il magnete risulta una delle sfide più ardue dell'esperimento. Il nucleo è composto da un set di cavi di niobio-titanio, raffreddati a 1.8 K, nei quali circola corrente. Due grandi avvolgimenti di questi fili — chiamati *dipole coils* — generano il campo magnetico principale (figura 1.11). Questi avvolgimenti tuttavia generano



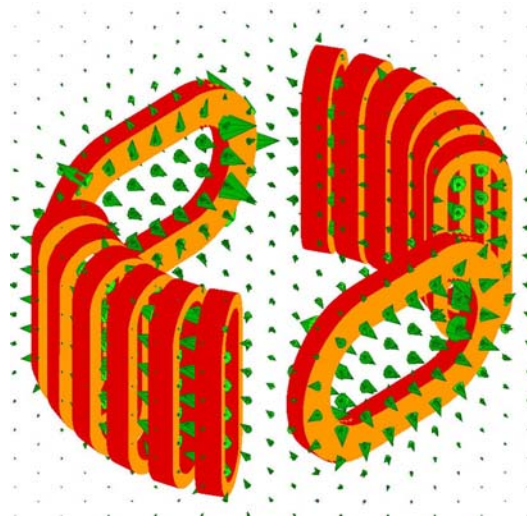


**Figura 1.11:** Disegno del magnete superconduttore, dove si notano i due avvolgimenti principali e quelli secondari.

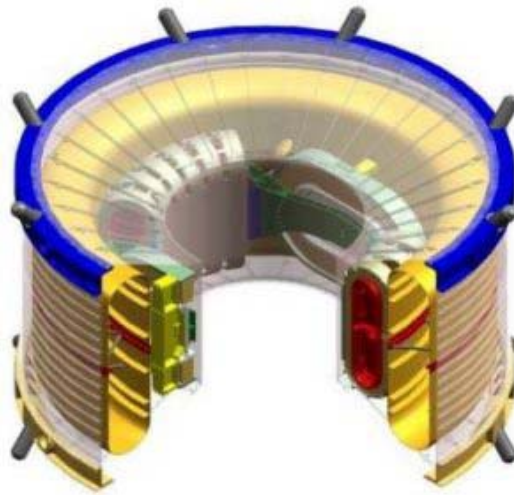
un momento di dipolo magnetico che tenderebbe ad allinearsi al campo magnetico terrestre, causando una rotazione di tutta la ISS, cosa assolutamente da evitare. Così nel magnete sono stati aggiunti degli avvolgimenti — detti *racetrack coils* — in modo tale che il campo magnetico prodotto da questi ultimi riduca il campo di dipolo all'esterno di AMS (figura 1.12).

La superconduttività si presenta solo a basse temperature, quindi il magnete dovrà essere mantenuto a queste temperature per i tre anni di permanenza nello spazio. Per fare questo saranno utilizzati 360 kg di elio superfluido, che per tre anni fuoriuscirà lentamente mantenendo freddo il magnete. Tale processo è definito “raffreddamento per evaporazione” [33].

Le tecniche per mantenere freddo l'elio il più possibile nello spazio sono diverse: scudi “vapor cooled”, isolanti multistrato e pompe refrigeranti meccaniche [33]. Tutti questi apparati però non funzionano nell'atmosfera; se il serbatoio di elio dovrà stare nella calda atmosfera della Florida per tutto il periodo di riempimento, a causa della bassissima temperatura, per quanto si possano utilizzare degli isolanti, si avrà un congelamento dell'aria che andrà ad imprigionare il serbatoio in un guscio di ghiaccio. L'unico isolante in grado di funzionare è il vuoto: per questo motivo è stato inserito un serbatoio sotto vuoto che circonda tutto il magnete (figura 1.13). A causa delle dimensioni



**Figura 1.12:** Campo magnetico generato dal magnete superconduttore.



**Figura 1.13:** Assemblaggio del magnete con il vacuum case.

e della rigidità di questo contenitore, si è deciso di integrarlo nella struttura di supporto. Alcuni dettagli tecnici sono riportati nella tabella 1.1.

### 1.3.2 Il tracker

Il tracker si occuperà di tracciare le particelle all'interno del campo magnetico prodotto dal magnete superconduttore. Questo tipo di informazione consentirà di dedurre la quantità di moto della particella ed il segno della sua carica (una volta che il *verso* di percorrenza della traccia sia stato fornito dal TOF).

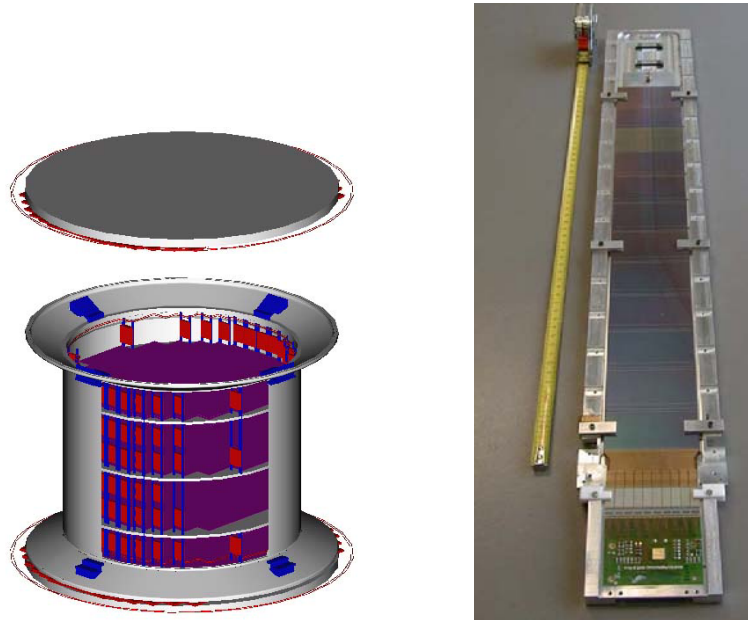
Per svolgere il suo compito, il tracker sarà formato da tre piani con un doppio strato di sensori al silicio interni al magnete, più due piani con un solo strato di sensori al silicio situati appena sopra e sotto di esso. Ogni strato sarà formato da diversi moduli (chiamati *ladder*, figura 1.14) composti da un numero variabile di sensori al silicio (il numero dipende dalla posizione sul piano), dal cavo in kapton per la lettura delle strip e da due unità elettroniche per l'acquisizione seriale di entrambi i lati del modulo. La superficie attiva totale è di circa  $7 \text{ m}^2$ , corrispondenti a 192 moduli suddivisi su 8 strati, di cui 6 interni al magnete e 2 posti ai suoi estremi [34].

I sensori nascono da *wafers* di silicio tipo  $n$  ( $4 \times 7 \text{ cm}^2$ ), su cui vengono impiantate *strip* di tipo  $n^+$  su un lato e di tipo  $p^+$  sull'altro lato (in senso ortogonale alle precedenti). Una tensione positiva di 40–50 V viene imposta alle strip di tipo  $n^+$  rispetto a quelle di tipo  $p^+$ , cosicchè gli elettroni e le lacune prodotte dal passaggio di una particella ionizzante derivano verso le strip, e il segnale prodotto può venire letto (serialmente) dall'elettronica di front-end.

La risoluzione sarà pari a  $30 \text{ }\mu\text{m}$  nella direzione del campo magnetico e  $10 \text{ }\mu\text{m}$  in quella di curvatura, e dalla misura della carica depositata si otterrà il  $dE/dx$  con risoluzione del 6% nell'intervallo di rigidità  $3 \div 10 \text{ GV}$ . Il

Massa	2350 kg
Massa mantenuta a temperatura di lavoro	2200 kg
Elio	360 kg
Corrente di lavoro	459 A
Temperatura di lavoro	1.7 K
Campo magnetico massimo	0.865 T
Potere curvante	$0.782 \text{ T m}^2$
Energia immagazzinata	5.15 MJ

**Tabella 1.1:** Dati tecnici del magnete superconduttore [33].



**Figura 1.14:** A sinistra il disegno del tracker, a destra la fotografia di un ladder.

consumo di potenza sarà di circa 360 W per un numero totale di  $2 \times 10^5$  canali.

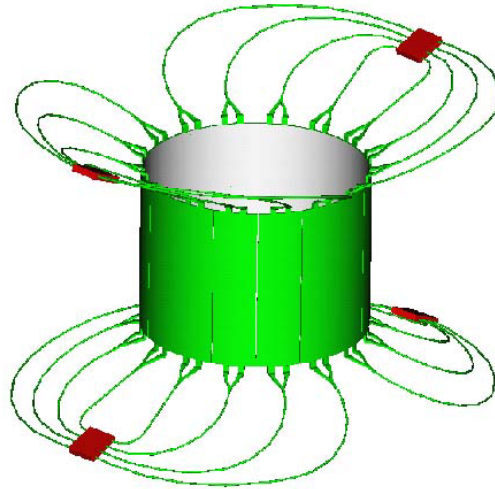
Rispetto al tracker di AMS-01 è stato sviluppato un nuovo sistema di raffreddamento che permette di estrarre il calore dissipato dall'apparato senza influire negativamente sulla temperatura del magnete superconduttore.

### 1.3.3 Gli scintillatori di ACC e TOF



Il compito del TOF di AMS-02 saranno quelli di fornire il *trigger* all'esperimento, di misurare il tempo di volo delle particelle e di acquisirne la carica attraverso la misura di  $dE/dx$ . Esso sarà formato da quattro piani di materiale scintillante posti due sopra e due sotto al magnete.

I fototubi del TOF si troveranno a lavorare in condizioni più difficili che nel caso di AMS-01. Il magnete superconduttore, infatti, produce un campo più elevato del magnete permanente usato nella prima fase, e di conseguenza anche il campo residuo sui piani del TOF (e soprattutto sui suoi fototubi) è maggiore:  $2 \div 3$  kG.



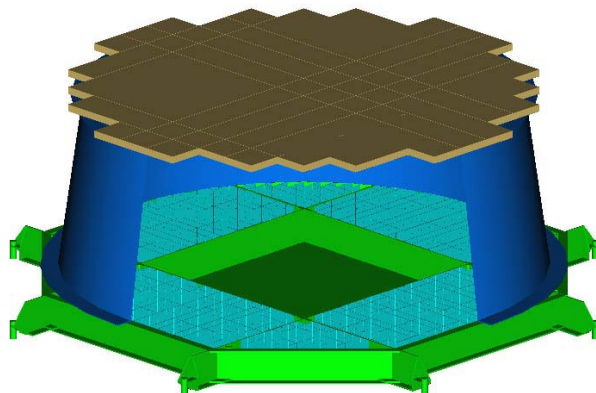
**Figura 1.15:** Disegno del sistema delle anticoincidenze.

Per ovviare almeno parzialmente al problema, la meccanica è stata ridisegnata e i fototubi *Hamamatsu R5900* sono stati sostituiti dagli *R5946*. Questi ultimi sono del tipo *fine mesh*, configurazione che risulta meno sensibile di altre alla presenza di un campo magnetico. Vista però l'intensità e soprattutto la direzione del campo residuo, è stato necessario inserire guide di luce alle estremità dei contatori che portassero i PM a lavorare ad angoli tra l'asse del tubo ed il campo minori di  $30^\circ$ .

In ogni caso, con questa configurazione non si arriverà ad ottenere le prestazioni che si avevano per AMS-01 ( $\sigma_t \simeq 120$  ps): la risoluzione attesa per particelle con  $Z = 1$  è di  $140 \div 150$  ps, che permetterà di separare elettroni da protoni fino ad un'energia di circa 1.5 GeV.

In aggiunta al tempo di volo, il TOF misurerà anche la carica rilasciata dalla particella, da cui si potrà ottenere una stima della perdita di energia.

Il segnale prodotto dalle anticoincidenze è solitamente usato per vetare il *trigger*; corrisponde infatti ad eventi generati dal passaggio di raggi cosmici con una traiettoria uscente dal cilindro del tracker, che interagiscono con la struttura esterna del rivelatore (principalmente magneti e le strutture di supporto). I 16 contatori di anticoincidenza (figura 1.15) sono formati da scintillatori spessi 0.8 cm piegati ad arco in modo da formare, affiancati, un cilindro che trova sede tra il tracker ed il magnete. Ai due estremi di ogni scintillatore ci sono guide di luce a fibre ottiche che trasportano il



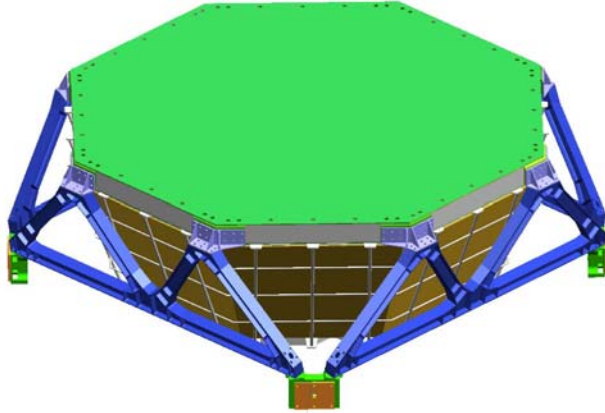
**Figura 1.16:** Disegno del RICH.

segnale prodotto ad un fotomoltiplicatore. L'acquisizione dei segnali delle anticoincidenze è integrata nell'elettronica di acquisizione del TOF.

### 1.3.4 IL RICH

Il “proximity focusing” Ring Imaging Čerenkov detector, o RICH, rende possibile uno studio approfondito del flusso dei RC. Esso opera l'identificazione degli isotopi per gli elementi leggeri entro l'intervallo di massa atomica  $A \lesssim 15 - 20$  e di quantità di moto  $1 \text{ GeV}/c < p/A \lesssim 12 \text{ GeV}/c$ . La misura di carica delle particelle viene effettuata con una risoluzione di ordine uno fino a  $Z \lesssim 30$ .

La struttura meccanica del RICH è composta da un piano radiatore alla sommità, e da un piano con i fotorivelatori nella parte inferiore. Tra i due piani a distanza di 45 cm c'è uno spazio vuoto (figura 1.16). Al centro del piano di rivelazione è stato lasciato un ammanco, per evitare che ci fosse materiale di fronte al calorimetro elettromagnetico. Uno specchio conico racchiude lo spazio vuoto, in modo da aumentare l'accettanza del detector. Il piano di rivelazione è composto da 680 PM, corrispondenti a 10880 canali di lettura (ogni PM è suddiviso in 16 pixel). Il radiatore è realizzato con NaF ( $n=1.33$ ) nella parte centrale ( $\sim 35 \times 35 \times 0.5 \text{ cm}^3$ ) e aerogel ( $n=1.03-1.05$ , spessore 3 cm) per il resto della superficie [35]. Il fluoruro di sodio (NaF) e l'aerogel a base di ossido di silicio ( $\text{SiO}_2$ ) coprono rispettivamente la parte



**Figura 1.17:** Disegno del TRD.

inferiore ( $1 \text{ GeV}/c < P/A \lesssim 5 \text{ GeV}/c$ ) e quella superiore ( $4 \text{ GeV}/c < P/A \lesssim 12 \text{ GeV}/c$ ) dell'intervallo della quantità di moto [35].

Il RICH misura il numero di fotoni emessi per effetto Čerenkov, e fornisce un'immagine dell'anello prodotto dai fotoni sul piano dei rivelatori, dalla quale è possibile ricavare l'angolo d'apertura del cono di luce Čerenkov. L'angolo Čerenkov e il numero di fotoni dipendono dalla velocità e dalla carica della particella incidente.

### 1.3.5 Il TRD

Il Transition Radiation Detector (TRD, figura 1.17) è un rivelatore che permette di identificare particelle a energie molto elevate. Questo apparato, utilizzato insieme a un calorimetro elettromagnetico, permette di distinguere positroni da protoni entro  $R_{p/e^+} < 10^{-6}$  con un'efficienza per  $e^+$  del 90%.

La radiazione di transizione (TR), costituita da raggi X emessi da una particella carica con  $\gamma > \gamma_{\min}$  nel passaggio da un mezzo a un altro con diversa costante dielettrica, è proporzionale al fattore di Lorentz  $\gamma$ .

Nell'intervallo di quantità di moto da 10 a 300 GeV le particelle leggere (elettroni e positroni) hanno una certa probabilità di emettere fotoni TR mentre le particelle pesanti (protoni e antiprotoni) in questo intervallo hanno una probabilità di emissione TR nulla. Per un singolo cambio di mezzo la probabilità di emissione è dell'ordine di  $10^{-2}$ , quindi si utilizza una serie di numerosi strati di dielettrico separati dal vuoto.



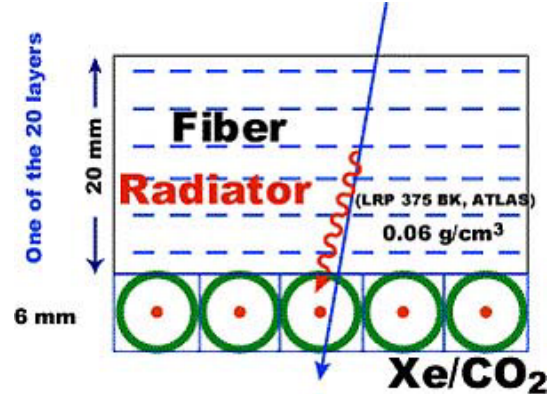


Figura 1.18: Principio di funzionamento per uno strato del TRD.

I fotoni TR sono rivelati con l'utilizzo di tubi a scarica riempiti con una miscela gassosa di Xe:CO<sub>2</sub>. Lo xeno ionizzato produce una scarica che viene rivelata ai capi del filo, mentre CO<sub>2</sub> serve per attenuare l'effetto valanga. La ionizzazione dello xeno è causata sia dalla particella carica che dai fotoni X, che spesso sono molto vicini alla traiettoria della particella incidente, quindi occorre esaminare la forma della distribuzione di carica per discriminare le particelle. L'efficienza richiesta per il TRD di AMS-02 ( $R_{p/e^+} < 10^{-3}-10^{-2}$ ) è raggiunta utilizzando radiatori composti da 20 strati (dello spessore di 20 mm) di fibre in polipropilene/poliestere. Ogni radiatore è accoppiato con tubi del diametro di 6 mm riempiti con una miscela 80%:20% Xe:CO<sub>2</sub> (figura 1.18).

I tubi sono raggruppati in moduli da 16. I 20 strati di fibre sono disposti in una struttura conica ottagonale. I 4 strati superiori e i 4 inferiori sono orientati parallelamente alla direzione del campo magnetico, mentre i 12 strati intermedi sono orientati perpendicolarmente al campo magnetico. Complessivamente il TRD è composto da 328 moduli con lunghezza che varia da 1.5 a 2.2 m, per un totale di 5248 tubi [34].

### 1.3.6 Il calorimetro elettromagnetico

Per raggiungere una buona separazione e/p ( $\sim 10^5$ ), essenziale per effettuare misure accurate dello spettro dei positroni da pochi GeV fino a  $\sim 300$  GeV, AMS-02 utilizza un calorimetro elettromagnetico a campionatura fi-





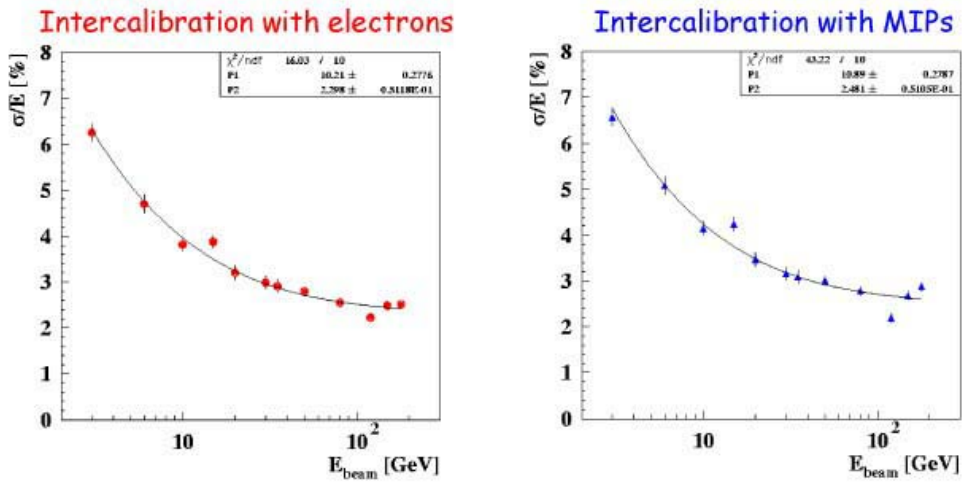
**Figura 1.19:** Il calorimetro elettromagnetico.

ne (ECAL) in grado di fornire immagini 3-D degli sciami prodotti, e di distinguere tra cascate adroniche e cascate elettromagnetiche.

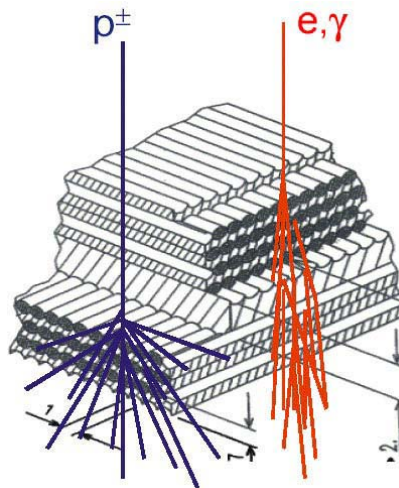
ECAL è caratterizzato da una precisione  $\sigma_E/E$  del 10% a 2 GeV fino al 2.5% oltre i 100 GeV (figura 1.20); effettua la discriminazione e/H con un fattore di rigetto  $\sim 10^3$  nell'intervallo da 1 GeV a 300 GeV. Per la rappresentazione 3-D delle cascate elettromagnetiche, la ricostruzione del punto d'impatto e della direzione viene realizzata con una risoluzione angolare minore di  $1^\circ$  per energie maggiori di 50 GeV nel caso elettromagnetico. Infine la funzione di trigger di raggi  $\gamma$  in modalità "stand-alone" ha un'efficienza superiore al 90% oltre i 2 GeV.

La componente sensibile di ECAL è realizzata con una struttura di fibre scintillanti (figura 1.21). La forma geometrica è quella di un parallelepipedo a base quadrata con lati di 65.8 cm, spesso 16.5 cm. È suddiviso in 9 "superlayer" spessi 18.5 mm, ognuno dei quali composto da 11 strati di piombo intervallati da fibre scintillanti con un diametro di 1 mm incollate con una resina epossidica (la densità media di un superlayer è  $\sim 6.8 \pm 0.3 \text{ g cm}^{-3}$ ).

Per la lettura delle fibre scintillanti vengono impiegati 324 PM *Hamamatsu R7600-00-M4*, ognuno dei quali è dotato di 4 anodi. In questo modo vengono monitorate 1296 celle, generando un'elevata granularità: 72 suddivisioni nel piano X-Y e 18 nella direzione Z [34].



**Figura 1.20:** Errore di ECAL commesso nella misura dell'energia. Risultati del test su fascio effettuato al CERN nel 2002 [36]. Si osserva l'andamento di  $\sigma_E \propto 1/\sqrt{E}$ .



**Figura 1.21:** Struttura interna di ECAL. A sinistra è rappresentata una cascata adronica, a destra una cascata elettromagnetica.

# Capitolo 2

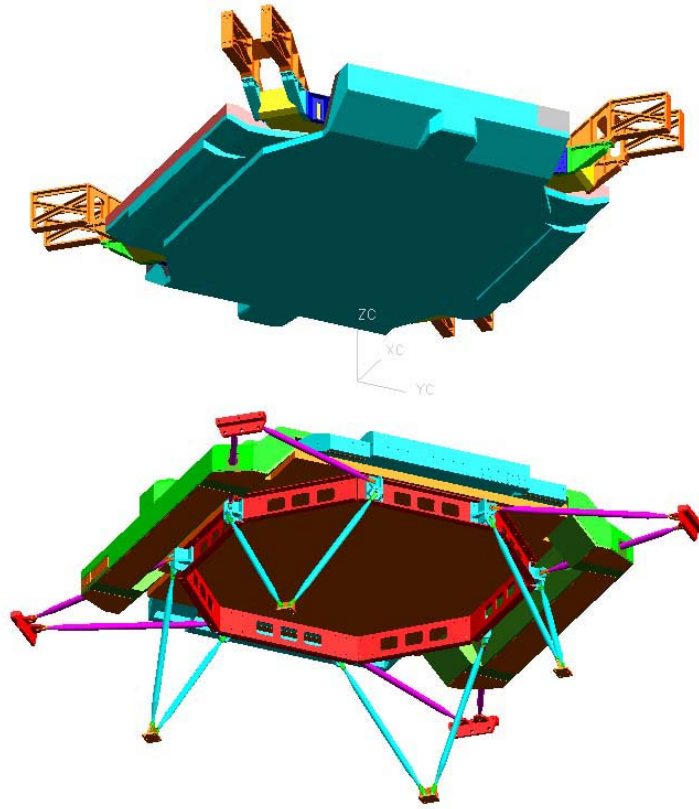
## Il sistema di tempo di volo

Il sistema TOF di AMS-02 è un rivelatore capace di raggiungere una risoluzione temporale di 140-150 ns su particelle di carica  $Z = 1$ , progettato e assemblato interamente nei laboratori INFN di Bologna. Il TOF servirà per:

- generare il *fast trigger* per tutto l'esperimento;
- misurare il tempo di volo delle particelle che attraversano il detector;
- distinguere il verso di percorrenza delle particelle che lo attraversano, che insieme alla misura della curvatura del tracker permetterà di ricavare il segno della carica;
- misurare il valore assoluto della carica delle particelle.

### 2.1 La meccanica

Il sistema TOF è composto da quattro piani di scintillatori plastici divisi in due coppie (figura 2.1), poste una sopra il magnete e una al di sotto (figura 1.10). Il numero di contatori di cui un piano è composto varia: 10 per il terzo e 8 per i piani restanti. I due contatori più esterni hanno una geometria diversa dagli altri. Questi contatori hanno 3 PM su ogni lato nei piani S1 e S4; 2 PM per lato nei piani S2 e S3. Ogni scintillatore ha una larghezza di 12 cm e uno spessore di 1 cm, e la lunghezza varia da 65 a 140 cm. Ciascun piano copre un'area di  $1.2 \text{ m}^2$ , e l'insieme dei 4 piani definisce l'accettanza geometrica di AMS-02:  $0.4 \text{ m}^2 \text{ sr}$ .



**Figura 2.1:** TOF di AMS-02: i primi due piani (in alto) sono meccanicamente accoppiati al TRD (non mostrato), mentre gli altri due (in basso) sostengono anche il radiatore del RICH (non mostrato).

Gli scintillatori di ogni coppia di piani sono stati posizionati ortogonalmente (figura 2.2), fornendo una griglia con granularità di  $11.5 \times 11.5 \text{ cm}^2$ , utilizzabile al primo livello di trigger.

La particolare geometria dei piani è stata studiata per avere la massima area sensibile senza appesantire troppo l'apparato. A causa dei limiti di peso stringenti imposti a tutto l'esperimento, il TOF non può superare i 250 kg, nei quali vanno considerati anche la struttura di supporto e l'alimentazione. Il consumo massimo consentito è di 150 W, utilizzati per alimentare i PM e l'elettronica di read-out.

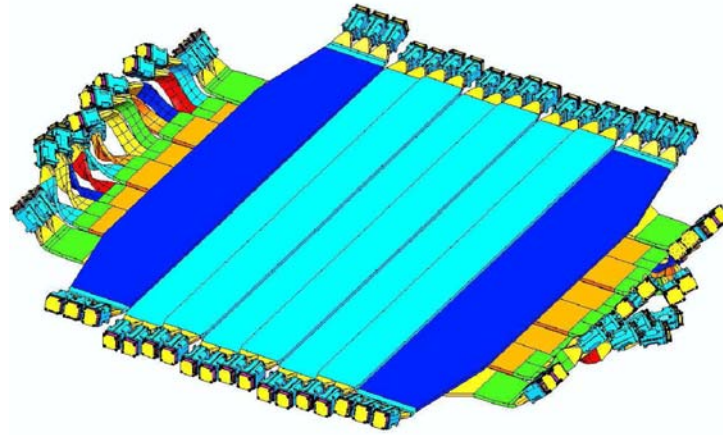


Figura 2.2: Primi due piani del sistema TOF.

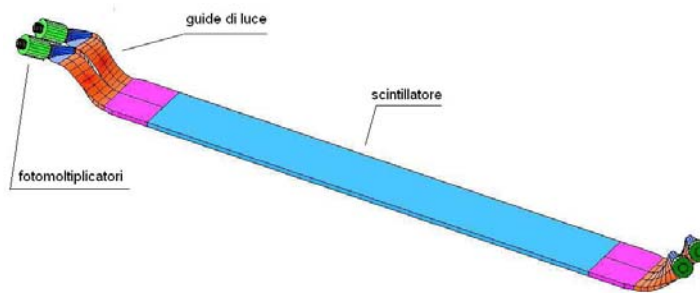


Figura 2.3: Contatore completo.

## 2.2 I contatori

Si definisce *luminescenza* il fenomeno per il quale una sostanza che ha assorbito energia (in questo caso per l'interazione con una particella carica, ma può essere anche luce o calore) la riemette sotto forma di luce. Si deve distinguere tra i due casi di luminescenza: la *fluorescenza* e la *fosforescenza*. Nel primo caso le molecole o gli atomi eccitati occupano stati instabili, dal decadimento dei quali vengono emessi i fotoni dopo un tempo inferiore ai  $10^{-8}$  s. Nel secondo caso gli stati eccitati sono stati metastabili, quindi l'emissione avviene dopo tempi dell'ordine di  $10^{-4}$  s e superiori.

Esistono due tipi di materiali scintillatori: quelli *organici* e quelli *inor-*



indice di rifrazione	1.59
tempo di risposta	0.9 ns
tempo di caduta	2.1 ns
lunghezza d'attenuazione	380 cm
lunghezza d'onda con massima emissione	425 nm

**Tabella 2.1:** Caratteristiche degli scintillatori Eljen EJ200. Misure effettuate su lastre 2 cm × 20 cm × 300 cm, <http://www.eljentechnology.com/>.

Un parametro importante per gli scintillatori è la *lunghezza d'attenuazione*, che indica lo spessore di materiale che per autoassorbimento, attenua la luce di  $1/e$ . Questo effetto è causato principalmente dalla parziale sovrapposizione dello spettro di emissione del materiale scintillante e lo spettro di assorbimento del *wavelength shifter*. L'attenuazione dipende anche dalla geometria dello scintillatore, e per i contatori del TOF si trova  $\lambda \approx 160$  cm.

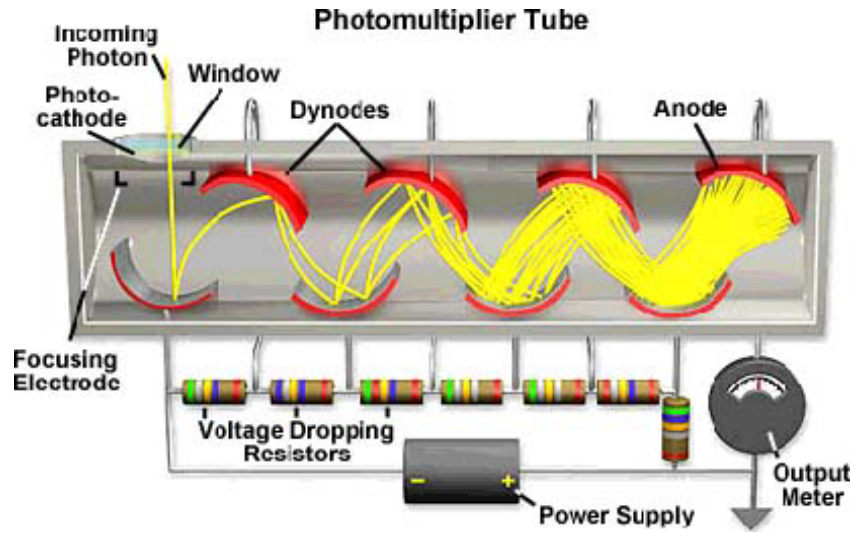
## 2.2.2 I fotomoltiplicatori

I fotomoltiplicatori (PM) sono dispositivi elettronici che convertono la luce incidente in un segnale elettronico adeguatamente amplificato (figura 2.4). Un fototubo può essere suddiviso schematicamente in quattro blocchi:

**fotocatodo:** converte la luce incidente in una corrente elettronica per effetto fotoelettrico. L'efficienza per la conversione fotoelettrica dipende dalla frequenza della luce incidente e dalla funzione lavoro del materiale fotosensibile. La risposta spettrale complessiva del PM è espressa dall'efficienza quantica del fotocatodo:

$$\eta(\lambda) = \frac{\text{n}^\circ \text{ di fotoelettroni emessi dal fotocatodo}}{\text{n}^\circ \text{ di fotoni incidenti sul fotocatodo } (\lambda)} ; \quad (2.2)$$

**sistema focalizzante:** è costituito da elettrodi che hanno la funzione di raccogliere gli elettroni emessi dal fotocatodo, accelerarli e focalizzarli sul primo dinodo (nei PM utilizzati dal TOF questo sistema non è presente);



**Figura 2.4:** Schema concettuale di un fotomoltiplicatore. Nella parte superiore si vede la catena moltiplicatrice di dinodi, nella parte inferiore il partitore resistivo.

**apparato moltiplicatore:** realizzato con una catena di elettrodi chiamati *dinodi*, ha il compito di raccogliere la debole corrente primaria, trasformandola, attraverso emissione secondaria, in un segnale misurabile. La teoria dell'emissione secondaria è simile a quella dell'emissione fotoelettrica. Dopo l'urto dell'elettrone, l'energia viene trasferita agli altri elettroni del dinodo, rendendone possibile l'emissione. Il rapporto elettroni emessi / elettroni incidenti di ogni stadio, viene definito *fattore di emissione secondaria*. La partizione di tensione sui dinodi fa sì che si generi un processo in cascata fino all'anodo;

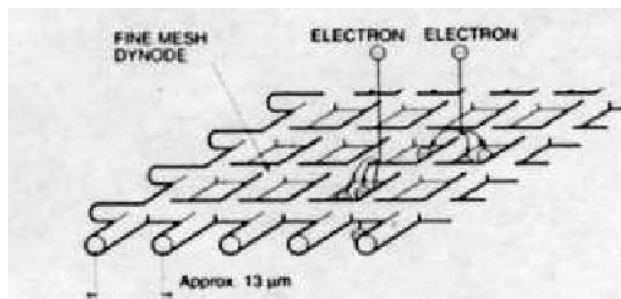
**anodo:** ha il compito di raccogliere la nube elettronica, producendo un segnale di corrente.

Tutte le componenti sono solitamente racchiuse in un tubo a vuoto. Per renderlo operativo è necessario applicare un'alta differenza di potenziale tra catodo e anodo, che verrà ripartita (attraverso un partitore resistivo) sulla catena di moltiplicazione.





**Figura 2.5:** Confronto tra un PM del tipo *fine mesh* utilizzato per il TOF di AMS-02 (a sinistra) ed un PM *venetian blind* utilizzato in AMS-01 (a destra).

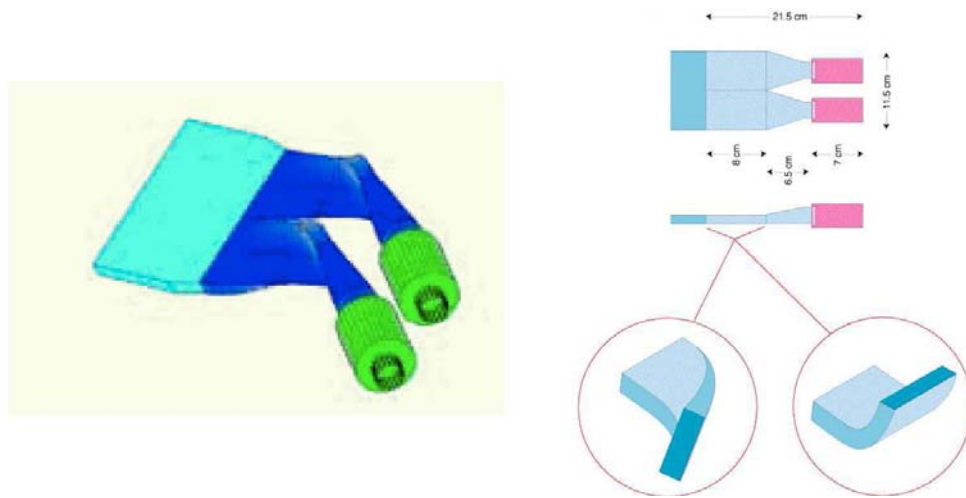


**Figura 2.6:** Dinodo *fine mesh*.

### PM fine mesh

I PM del TOF devono lavorare in presenza di un forte campo magnetico ( $1 \div 3$ ) kG. Per risolvere questo problema si è deciso di utilizzare fototubi Hamamatsu R5946 (figura 2.5) con dinodi di tipo *fine mesh* composti da materiale bialcalino Sb-Rb-Cs, che permettono di lavorare in un campo magnetico con intensità fino a 15 kG.

Gli elettroni all'interno di PM *fine mesh* sono poco influenzati dalla componente del campo magnetico lungo la direzione del campo elettrico acceleratore. Quando un elettrone urta la parte superiore della “mesh” (sostanzialmente una griglia, figura 2.6), grazie al materiale depositato si ha l'emissione

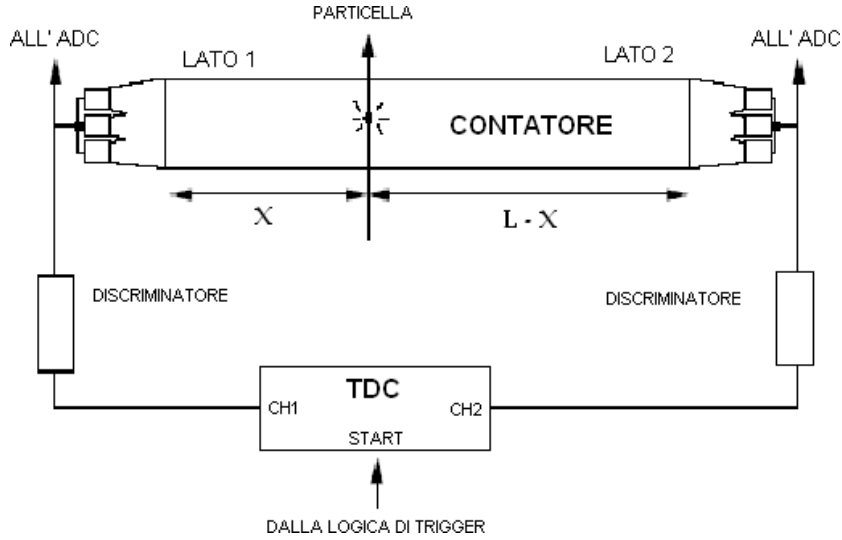


**Figura 2.7:** A sinistra un esempio di guida di luce storta, a destra le possibili geometrie delle guide di luce utilizzate nel TOF di AMS-02.

di elettroni secondari e il processo si ripete fino all'ultimo dinodo. L'insensibilità al campo magnetico è dovuta principalmente alla maglia fine della griglia di cui è composto il dinodo, che consente una minor spaziatura tra gli elettrodi successivi e quindi una minore perturbazione della traiettoria degli elettroni.

### 2.2.3 Le guide di luce

I fototubi del TOF sono posizionati in un campo magnetico molto intenso e con andamento non uniforme. È stato quindi necessario studiare una disposizione spaziale che minimizzasse l'angolo tra l'asse di ciascun fototubo e la direzione del campo magnetico. Per questo motivo le guide di luce, che hanno lo scopo di convogliare nei PM la luce proveniente dagli scintillatori, possono assumere forme molto complesse (figura 2.7).



**Figura 2.8:** Schema del setup per la misura del tempo di transito di una particella che attraversa un contatore del TOF.

## 2.3 Misura del tempo di volo con i contatori a scintillazione

Il tempo di volo di una particella è il tempo che intercorre tra il passaggio attraverso due scintillatori a distanza  $D$  fissata. Se  $L$  è la lunghezza di uno scintillatore, il punto di attraversamento dista  $x$  da un lato e  $L - x$  dall'altro. Supponendo che la luce si propaghi con una velocità effettiva  $v_{\text{eff}}$ , il tempo di arrivo agli estremi dipenderà dal punto di attraversamento.

La luce che arriva all'estremità dello scintillatore viene convertita in un impulso elettrico attraverso l'uso di fotomoltiplicatori. Tale impulso arriva in un discriminatore a soglia, la cui uscita è collegata ad un TDC (time to digital converter), che misura il tempo di arrivo del segnale rispetto ad un segnale di riferimento generato dalla logica di trigger (figura 2.8). I due tempi che vengono misurati ai due lati di uno scintillatore saranno:

$$T_L = T_0 + \frac{x}{v_{\text{eff}}} + C_L \quad T_R = T_0 + \frac{L - x}{v_{\text{eff}}} + C_R \quad (2.3)$$

dove:

- $T_0$  = tempo assoluto di transito della particella nel contatore;
- $T_L$  = tempo misurato sul lato sinistro del contatore;
- $T_R$  = tempo misurato sul lato destro del contatore;
- $C_L$  = costante di tempo che dipende dal PM e dai cavi (lato sinistro);
- $C_R$  = costante di tempo che dipende dal PM e dai cavi (lato destro).

Combinando insieme i due tempi si possono ottenere due quantità molto importanti [37]:

- la posizione del punto d'impatto:

$$x = \frac{v_{\text{eff}}}{2} \cdot (T_L - T_R) + \text{cost.} ; \quad (2.4)$$

- il tempo assoluto di passaggio della particella:

$$T_0 = \frac{T_L + T_R}{2} + \text{cost.} ; \quad (2.5)$$

Le costanti determinate dall'elettronica sono fissate all'inizio e rimangono tali durante tutto l'esperimento.

Ripetendo la stessa misura sul secondo contatore a distanza  $D$  fissata, si ottiene il tempo in cui è avvenuto il passaggio della particella su quest'ultimo. La differenza tra i due tempi assoluti, fornisce il *tempo di volo*  $\Delta T$  della particella da cui si può ricavare la velocità  $v = D/\Delta T$ .

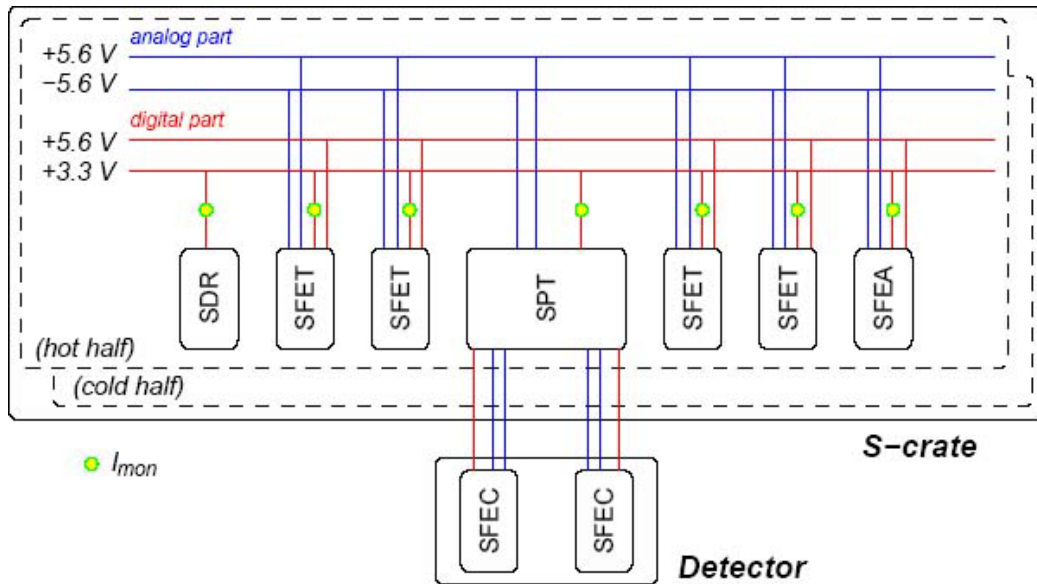
## 2.4 L'elettronica di lettura

Le schede elettroniche del detector AMS-02 sono alloggiare in differenti crate. Le schede del TOF e dell'ACC sono alloggiare negli S-crate, con la sola eccezione delle schede SFEC, poste direttamente sul detector TOF.

### Slow control

Le temperature dei crate e dei detector sono lette dalle schede USCM esterne al S-crate [38]. Le temperature della SFET2 e della SFEA2 sono lette dalle schede stesse e vengono raccolte dalla SDR2 [39].

I settaggi del HV sono trasmessi dalla SDR2 al SHV attraverso linee LVDS (LeCroy bus: clock+data) [40].



**Figura 2.9:** Schema d'alimentazione dell'elettronica degli scintillatori di AMS-02 [40].

Le correnti sulle linee 3.3 V (figura 2.9) sono monitorate dal backplane e lette dalla SDR2. Lo status di ogni scheda è controllato dalla SDR2. Anche il controllo/monitoraggio delle soglie analogiche della SFET e della SFEA viene eseguito dalla SDR2 [40].

### Alimentazione

Ogni S-crate è alimentato dai moduli *tracker and scintillator power distributor* (TSPD) e *scintillator and RICH power distributor* (SRPD) [41], che contengono i convertitori DC/DC necessari per alimentare le schede con linee differenti. Le schede SFEC ricevono le linee LV dalla SPT2. Le linee +3.0 V e -2.0 V, dedicate alla parte analogica, sono ottenute dalle linee  $\pm 5.6$  V sulla SPT2.

L'alimentazione per i fototubi del TOF e del ACC è compito del modulo SHV. Per ogni metà del modulo (connessa a una diversa linea 28 V) è presente lo high voltage elevator (HVE), un convertitore DC/DC che fornisce una differenza di potenziale di -2300 V a regolatori lineari (LR) differenti. I LR hanno un valore di riferimento hardware che può essere regolato dal

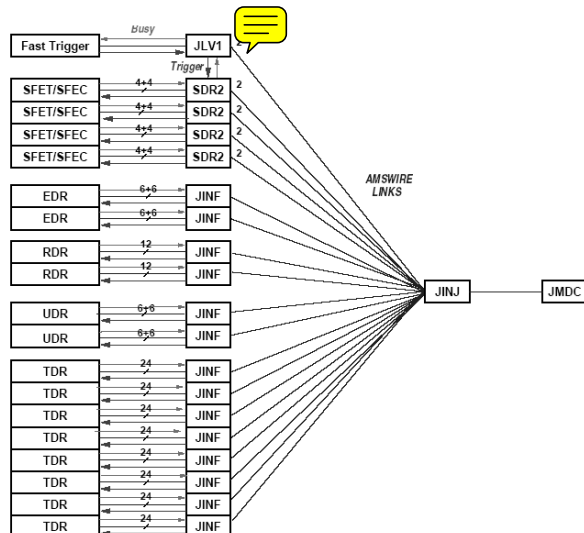


Figura 2.10: Schema generale del DAQ di AMS-02 [43].

controller SHV con un DAC a 8-bit, in un range che va da  $-2300$  V a  $-1200$  V, tramite step minimi di  $\approx 4$  V [42].

### 2.4.1 Sistema di acquisizione del TOF

I moduli di front-end sono posti sulle schede SFEx2 (ogni scheda contiene due moduli SFEx, quello caldo e quello freddo) e SFEC. I dati dalle SFEx sono raccolti dal corrispondente modulo SDR attraverso link seriali point-to-point, e quindi trasmessi al livello gerarchico superiore (4 schede chiamate JINJ) attraverso connessioni punto-punto (link seriale AMSwire) (figura 2.10).

I dati riguardanti il tempo sono inviati attraverso un link seriale chiamato “TOFwire”, che viene usato anche per inviare i comandi alla SDR2 alle SFEx. I dati della carica sono letti in modo differente, usando uno strobe comune mandato dall’SDR2 [44].

Ogni modulo SDR2 (un modulo è metà della scheda SDR2) è connesso serialmente (attraverso il backplane, con protocollo TOFwire) ai moduli SFEx corrispondenti e al rispettivo modulo SPT (un modulo SFEx è metà della scheda SFEx2; un modulo SPT è metà della scheda SPT2). Inoltre, ogni SDR2 è connessa (attraverso linee LVDS, con protocollo seriale AMSwire)

alle quattro schede JINJ (ogni scheda JINJ è connessa a entrambi i moduli SDR2, quello caldo e quello freddo) e al SHV tramite LeCroy link [40].

Il modulo SFET riceve quattro ingressi analogici negativi (anodi TOF). Il segnale dell'anodo è diviso in due parti: la frazione minore è utilizzata per misurare la carica, la maggiore è utilizzata per generare il *fast trigger* e per la misura del tempo di attraversamento della particella [44]. Il modulo SFEA è simile a quello SFET, ma è adattato al segnale del ACC.

In aggiunta alla misura dell'anodo del TOF e del ACC, viene eseguita anche la lettura del dinodo del TOF da parte del modulo SFEC (si veda il capitolo 4).

La scheda SPT2 riceve i 4+4 segnali LVDS per il FT che arrivano dalle JLV1x. Questi segnali sono convertiti in segnali TTL 3.3 V, sommati sulla scheda, e successivamente, vengono inviati alle SDR2, alle SFET2, alle SFEA2 e alle SPT2 attraverso il backplane (figura 2.11) [40].

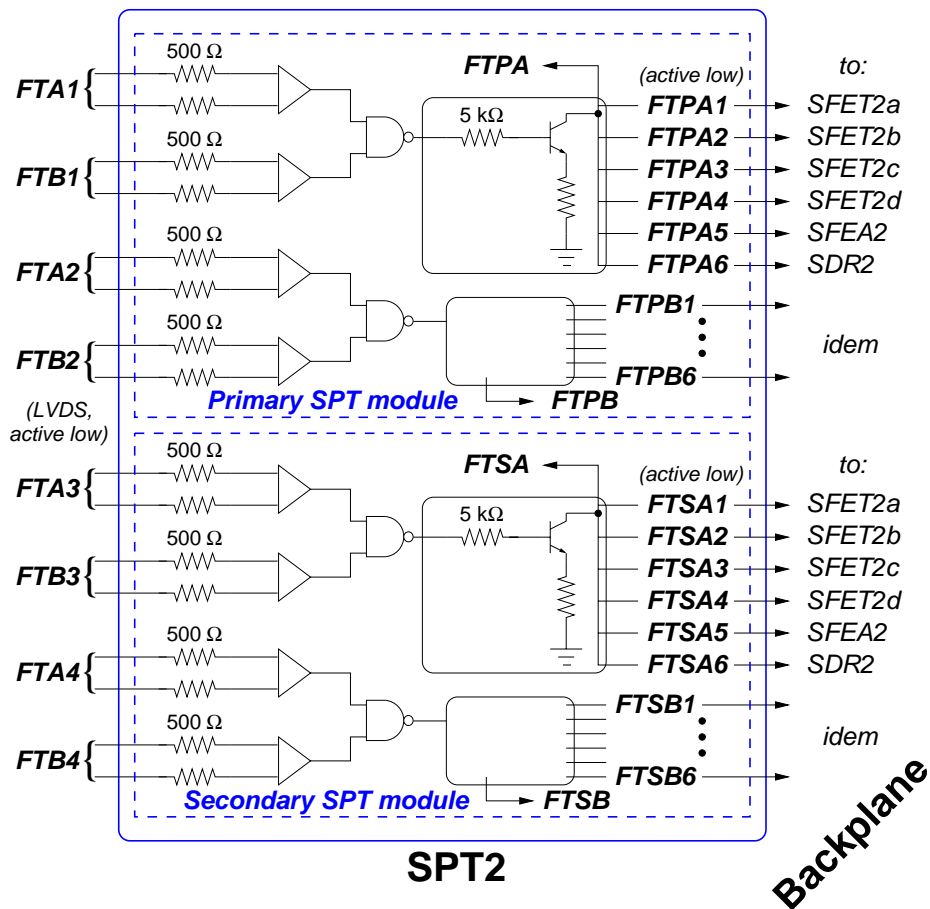
## 2.4.2 S-crate

I quattro “scintillator crate” o S-crate contengono l'elettronica di front-end per il TOF e le anticoincidenze, e la logica di “pre-trigger”, che precede la logica di trigger sulle schede JLV1A e JLV1B [40].

Ogni S-crate gestisce due mezzi piani del TOF e quattro fotomoltiplicatori dell'ACC. La sola differenza tra i crate superiori e quelli inferiori consiste nel numero di canali del TOF: i piani superiori (S1 e S2) hanno 8 contatori ognuno, come il quarto piano (S4), mentre il terzo piano (S3) ha 10 scintillatori (come abbiamo visto nel § 2.1).

Ogni S-crate contiene lo stesso numero e lo stesso tipo di schede: una unità chiamata SDR2 (*scintillator data reduction*), quattro schede di front-end per gli scintillatori del TOF, chiamate SFET2, una scheda di front-end per gli scintillatori dell'ACC, chiamata SFEA2 e una scheda di *pre-trigger* chiamata SPT2.

Le linee ad alta tensione che alimentano i fototubi del TOF e dell'ACC provengono da un modulo chiamato SHV (*Scintillator High Voltage*), posto fuori dal S-crate. Le linee a bassa tensione provengono da convertitori DC/DC posti nei quattro TSPD (*Tracker & Scintillator Power Distribution*) e SRPD (*Scintillator & RICH Power Distribution*) crate. Questi convertitori sono alimentati da due linee indipendenti a 28 V.



**Figura 2.11:** Schema di distribuzione del fast trigger nel S-crate: i segnali FTAn e FTBn sono i fast trigger inviati rispettivamente dalla JLV1A e JLV1B, ricevuti da ogni scheda SPT2 e distribuiti alle altre schede come segnali FTPxn (primario) e FTSxn (secondario). FTPA e FTPB sono i FT per il modulo SPT primario. FTSA e FTSB sono i FT per il modulo SPT secondario.

Per ogni unità funzionale dell’elettronica del TOF e dell’ACC<sup>1</sup> (SDR, SFET, SFEA, SPT, LV e HV), è presente una copia identica, in modo da avere sempre una unità in funzione (“calda”) e una non alimentata (“fred-

<sup>1</sup>Tranne che per le schede SFEC.





Figura 2.12: Disegno del pannello frontale [40].

da”), pronta per entrare in funzione qualora si presentassero problemi sulla prima. Per massimizzare la ridondanza, le due metà del S-crate sono completamente separate: non è presente alcun tipo di collegamento incrociato, nemmeno nel HV brick e nei DC/DC converter, nè sul lato delle alimentazioni nè su quello delle comunicazioni, fatta eccezione per le linee LVDS e LV della SFEC sulla SPT2. Solo una delle linee a 28 V sarà accesa, determinando quale metà del crate è attiva.

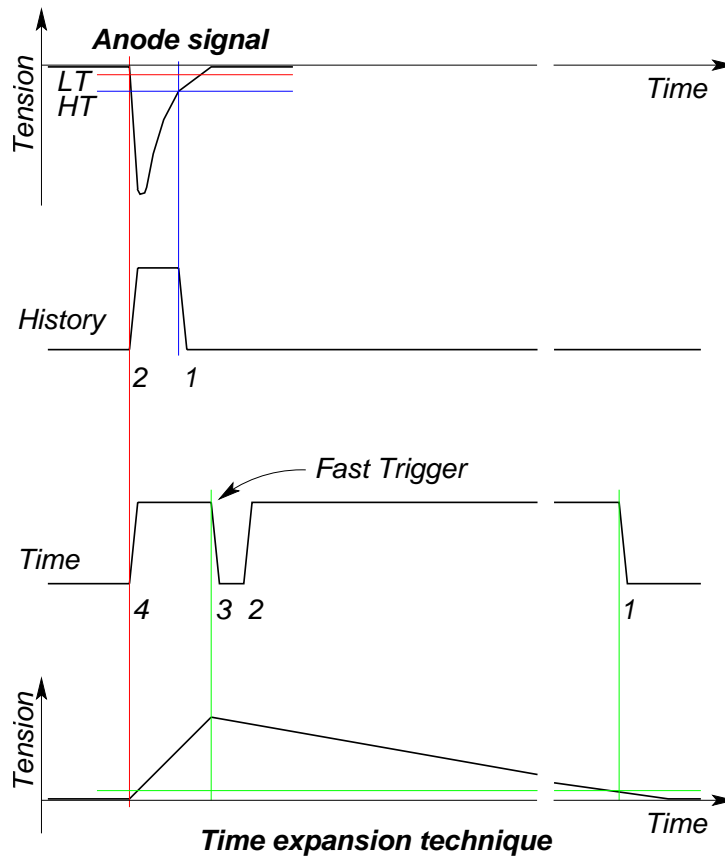
La comunicazione tra le schede del S-crate avviene attraverso un backplane, che viene utilizzato anche per le linee di alimentazione dai DC/DC converter alle schede (i cavi sono avvitati sul backplane). I connettori sul pannello frontale sono utilizzati per la comunicazione tra il crate e l’esterno (figura 2.12).

### 2.4.3 La misura di tempo

I segnali analogici che arrivano all’unità di misura del tempo sono comparati a tre soglie fissate, definite “low treshold” (LT,  $-20$  mV), “high treshold” (HT,  $-60$  mV) e “super-high treshold” (SHT,  $-350$  mV) [44]. I segnali digitali prodotti dai comparatori saranno utilizzati per iniziare la misura di tempo (LT), per mandare un segnale (chiamato “charged particle”) alla logica di fast trigger (HT), e per mandare un segnale (“big charge”) alla logica di trigger di livello 1 (SHT). Inoltre, LT e HT sono utilizzate dal TDC, che ha due buffer per canale, chiamati “time” e “history”.

Per migliorare la risoluzione temporale, il tempo trascorso tra il superamento della LT e l’arrivo del FT (utilizzando la numerazione della figura 2.13, questo tempo è il “4-3”) è moltiplicato per un fattore  $M = 25-30$  (“time expansion”) e viene misurato un’altra volta (in figura il tempo “3-1”). Definita la risoluzione intrinseca del TDC come  $\sigma_{\text{TDC}}$ , la risoluzione temporale è  $\sigma^2(\Delta t/M) = (\sigma_{\text{TDC}}/M)^2 + (\Delta t \sigma_M/M^2)^2$ , ma se le fluttuazioni su  $M$  sono trascurabili, la risoluzione temporale dopo la time expansion è  $\sigma \approx \sigma_{\text{TDC}}/M$ .

Per misurare il tempo  $\Delta t$  trascorso tra la LT e il FT (“4-3” in figura 2.13), si procede con la carica lineare di una capacità durante questo intervallo. All’arrivo del FT, inizia un processo di scarica lineare su un circuito con un maggiore tempo caratteristico. Per produrre una carica/scarica lineare vengono utilizzati dei limitatori di corrente. Il profilo triangolare del potenziale ai capi del condensatore è comparato a una soglia fissata, e il “tempo espanso” corrisponde al ritardo tra l’ultimo punto di attraversamento e la LT (“4-1”



**Figura 2.13:** Schema della misura di tempo [44]. Il segnale analogico è comparato alle soglie fissate, e la precisione della misura di tempo è migliorata con la tecnica della time expansion.

in figura 2.13). Se  $M$  è il rapporto tra “3–1” e “4–3”, il tempo totale “4–1” equivale a  $(M + 1)\Delta t$ .

#### 2.4.4 La generazione del fast trigger

Il fast trigger è il riferimento temporale per la registrazione degli eventi da parte dell'elettronica per l'acquisizione dati (DAQ) di AMS-02. Il FT viene generato quando almeno un lato di un contatore produce un impulso che supera la HT in tre piani del sistema TOF. Le soglie più alte (SHT) vengono

utilizzate come indicatore di eventi con una grande perdita di energia negli scintillatori, presumibilmente prodotti da particelle con carica  $Z \geq 2$ .

Ci sono due schede di trigger identiche, JLV1A e JLV1B, per ridondanza [45]. Queste non operano direttamente sui segnali logici prodotti dal superamento delle soglie HT e SHT: questi segnali sono invece combinati inizialmente in ogni S-crate dalla scheda SPT2, che invia i risultati alle JLV1x.

La SPT2 riceve i segnali logici corrispondenti alle HT e SHT per ogni canale TOF letto nel S-crate e esegue le somme logiche [45, 46, 44]:

1. l'OR delle HT dei lati di tutti i contatori del primo mezzo piano;

2. l'OR delle HT dei lati di tutti i contatori del secondo mezzo piano;

(queste combinazioni sono definite “charged particle” o segnali CP)

3. l'OR delle HT dei lati del contatore centrale del primo mezzo piano del TOF;

4. l'OR delle HT dei lati del contatore centrale del secondo mezzo piano del TOF;

(queste combinazioni sono definite “central charged particle” o CT)

5. l'OR delle SHT dei lati di tutti i contatori del primo mezzo piano;

6. l'OR delle SHT dei lati di tutti i contatori del secondo mezzo piano;

(queste combinazioni sono definite “particle with big charge” o BZ).

I segnali CT, CP e BZ corrispondenti a ogni semipiano vengono inviati alle schede JLV1A e JLV1B dalla scheda SPT2. I segnali CP e CT sono utilizzati dalle schede JLV1x per generare il fast trigger, mentre il segnale BZ sarà utilizzato per generare un fast trigger di tipo BZ.

### 2.4.5 Il modulo SFET

La scheda SFET2 è costituita da due moduli SFET identici, montati fisicamente sulla stessa scheda. Durante le normali operazioni, solo un modulo è operativo. Ogni modulo è suddiviso in due unità: la misura del tempo e la

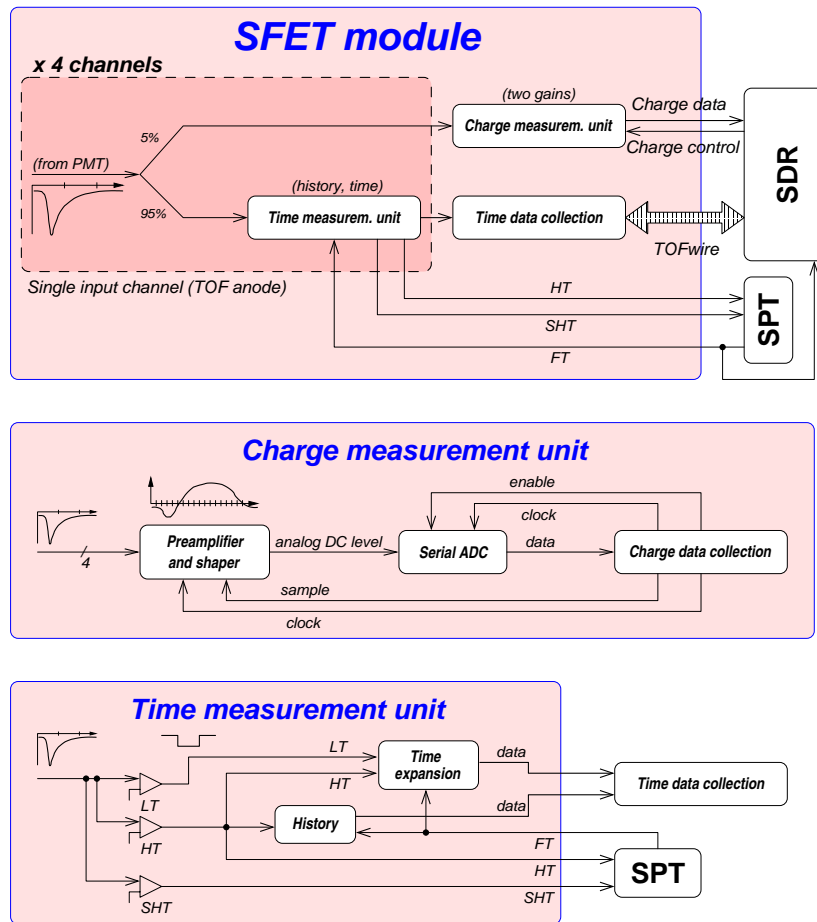


Figura 2.14: Schema a blocchi del modulo SFET [44].

misura di carica (figura 2.14) [44]. Le quattro linee analogiche in ingresso, che trasportano il segnale degli anodi del TOF, sono ripartite in due: la frazione maggiore è diretta all'unità per la misura del tempo; la frazione minore viene utilizzata per la misura di carica.

L'unità di misura del tempo utilizza la tecnica della time expansion (§ 2.4.3). Il TDC LeCroy, modello MTD135, è dotato di due buffer indipendenti profondi 16 fronti per ogni canale in ingresso, definiti history e time buffer. Quest'ultimo memorizza i quattro fronti della time expansion e li congela. Tuttavia può contenere coppie di fronti più vecchie, prodotte dagli

impulsi che superano la LT ma non sono seguiti dal FT entro il ritardo massimo. Il secondo buffer, definito history, è attivo anche dopo l'arrivo del FT, e mantiene traccia delle coppie di fronti che corrispondono al superamento della HT [44].

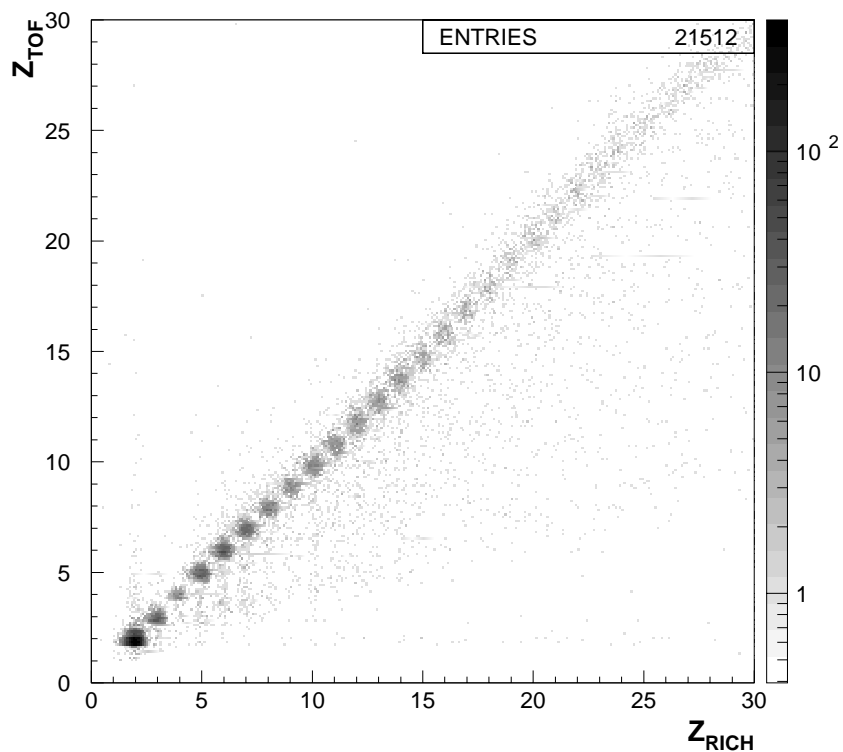
Sulla SFET2 è presente un clock a 100 MHz, ma all'interno del TDC è presente un moltiplicatore con fattore 8 che permette di raggiungere un periodo di 1.25 ns. Il TDC utilizza parole di 14-bit, quindi il massimo intervallo misurabile è di 20  $\mu\text{s}$  [44]. Tutte le parole del TDC esprimono il numero di intervalli (di 1.25 ns) trascorsi tra ogni fronte e l'arrivo del segnale di common stop (CS), generato con un ritardo fissato rispetto all'arrivo del FT. Il CS è prodotto utilizzando un processo di scarica lineare di una capacità simile a quello utilizzato per la time expansion: il ritardo è circa 6.5  $\mu\text{s}$ . Lo history buffer registra tutti i superamenti della HT da 13.5  $\mu\text{s}$  prima del FT, a 6.5  $\mu\text{s}$  dopo il FT [44].

Quando un impulso supera la LT, il modulo attende al massimo  $\Delta t_{\text{max}} = 250$  ns per l'arrivo del FT, quindi inizia automaticamente la scarica del condensatore per la time expansion. Quindi un impulso non seguito dal FT entro  $\Delta t_{\text{max}}$  pone in busy il canale per un tempo  $\Delta t_{\text{busy}} = (M + 1)\Delta t_{\text{max}} = 6.2 - 7.5$   $\mu\text{s}$  (per  $M = 25-30$ ) che intercorre tra il superamento della LT e la scarica completa del condensatore [44]. Tuttavia non viene generato nessun segnale di busy esterno alla SFET. È importante controllare il time buffer per verificare la presenza di un fronte precedente al 4, e se presente, che sia almeno  $\Delta t_{\text{busy}}$  precedente al FT. Se un fronte è precedente alla LT di un tempo minore di quest'ultimo, la fase di carica della time expansion inizia con una deviazione che produrrà un ritardo più lungo rispetto al FT. Normalmente questi eventi vengono rigettati nell'analisi dati.

Il canale di history è utilizzato come indicatore che siano passate altre particelle nel detector entro i 6–7  $\mu\text{s}$  successivi al FT. Il processo di integrazione della carica dei diversi subdetector di AMS-02 necessita di alcuni microsecondi, e il passaggio di altre particelle può introdurre deviazioni sistematiche nella misura.

## 2.5 Test su fascio di ioni

Nel 2002 e nel 2003 sono stati realizzati al CERN due test su fascio di ioni a cui hanno partecipato il prototipo del RICH, 6 strati di microstrip di silicio

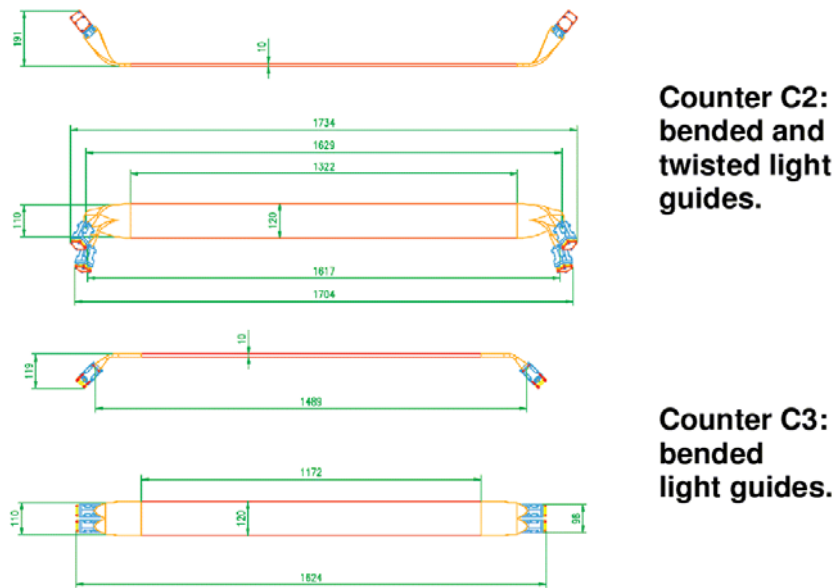


**Figura 2.15:** Misura della carica effettuata dal RICH e dal TOF, test su fascio 2002 [34].

del tracker e alcuni contatori a scintillazione del TOF.

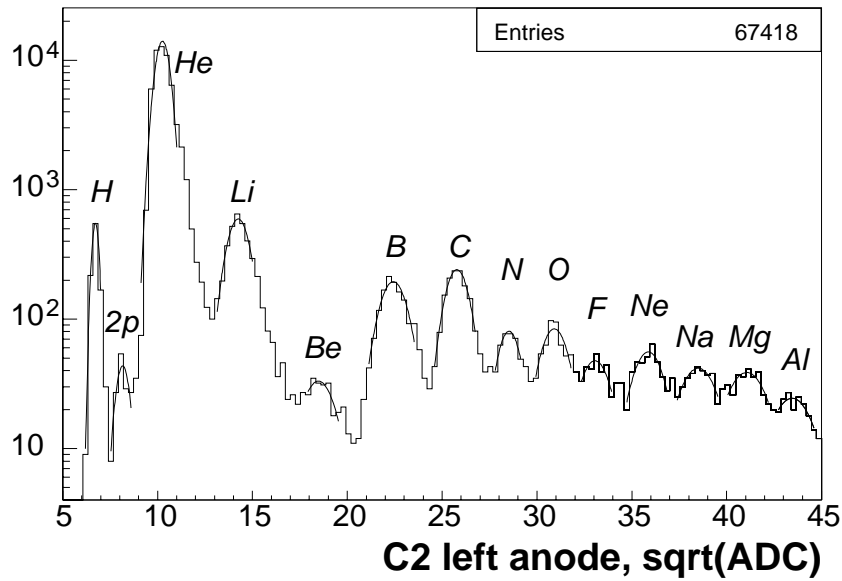
Gli scopi del test effettuato nel 2002 erano due: il primo era valutare le prestazioni degli scintillatori plastici Eljen Technologies confrontandoli con quelli della Bicron (utilizzati in AMS-01), il secondo consisteva nel valutare le prestazioni dei PM Hamamatsu fine mesh. I risultati di questo test sono riportati nel grafico in figura 2.15 (per maggiori dettagli è possibile consultare [47] e [48]).

Il test del 2003 aveva lo scopo di testare i contatori con guide di luce storti (figura 2.16) e di confrontarne i risultati con quelli ottenuti con i contatori a guide di luce dritte. Un esempio di risultati ottenuti è riportato nel grafico in figura 2.17, nel quale sono distinguibili i diversi picchi in funzione della carica (maggiori dettagli sono riportati in [49]).



**Figura 2.16:** I contatori C2 e C3 con guide di luce storte, testati su fascio al CERN SPS nel 2003 [34].





**Figura 2.17:** La radice quadrata dell'integrale della carica, misurata con gli anodi e i dinodi, mostra i picchi corrispondenti alle diverse particelle del fascio. Il picco “2p” è prodotto da due particelle singole che attraversano il contatore contemporaneamente [34].



## Capitolo 3

### La misura della carica

Una particella carica che attraversa un mezzo materiale ha una perdita d'energia proporzionale allo spessore del materiale, secondo la formula di Bethe-Bloch [50]:

$$-\frac{dE}{dx} = 2\pi N_A r_e^2 m_e c^2 \rho \frac{Z}{A} \frac{z^2}{\beta^2} \left[ \ln \left( \frac{2m_e \gamma^2 v^2 W_{\max}}{I^2} \right) - 2\beta^2 - \delta - 2\frac{C}{Z} \right] \quad (3.1)$$

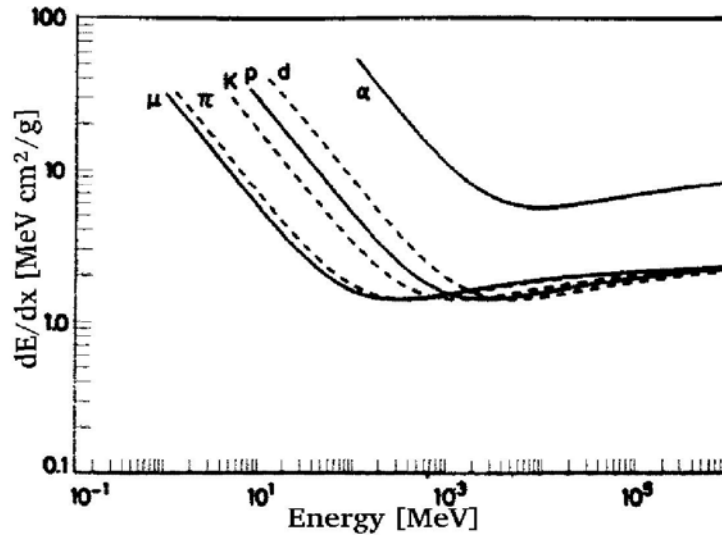
dove  $N_A$  è il Numero di Avogadro ( $6.023 \times 10^{23} \text{ mol}^{-1}$ ),  $r_e$  è il raggio classico dell'elettrone ( $2.817 \times 10^{-13} \text{ cm}$ ),  $m_e$  è la massa a riposo dell'elettrone,  $c$  è la velocità della luce nel vuoto,  $\rho$  è la densità del mezzo,  $Z$  il numero atomico del mezzo,  $A$  è il peso atomico del mezzo,  $z$  il numero atomico della particella,  $\beta = v/c$ , dove  $v$  è la velocità della particella incidente,  $W_{\max}$  è la massima energia trasferita in una collisione singola,  $I$  è il potenziale medio di eccitazione,  $\delta$  è la correzione che tiene conto dell'effetto densità,  $C$  è la *shell correction*, che riguarda solo le basse energie e  $\gamma = 1/\sqrt{1 - \beta^2}$ .

Per gli elettroni ad alta energia assume importanza la *bremsstrahlung* (irraggiamento per frenamento), e la perdita d'energia diventa:

$$\frac{dE}{dx} = N E_0 \Phi_{\text{rad}} \quad (3.2)$$

dove  $N$  = densità di atomi del materiale attraversato,  $E_0$  è l'energia iniziale dell'elettrone o del positrone considerato, e  $\Phi_{\text{rad}}$  è funzione solo del materiale attraversato.

La particella interagisce con il materiale rilasciando una frazione della propria energia proporzionale a  $z^2$  e inversamente proporzionale a  $\beta^2$ , che a  $z$  fissato assume la forma descritta dalla formula di Bethe-Block (3.1).

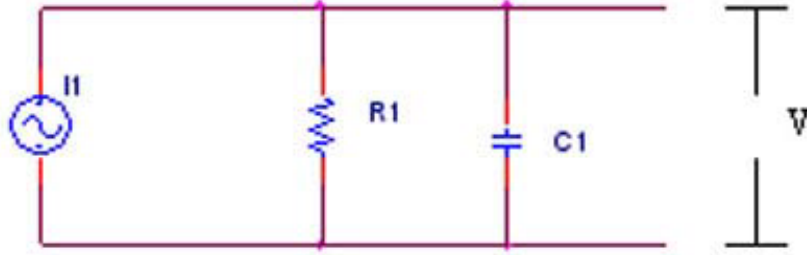


**Figura 3.1:** La perdita di energia di una particella all'interno di un materiale, a parità di velocità d'attraversamento dipende direttamente dal quadrato della carica [51].

Come si può vedere in figura 3.1 la perdita d'energia decresce all'aumentare di  $\beta$  fino a che  $\beta$  non raggiunge un valore di circa  $0.96c$ , che rappresenta un minimo della funzione, dopo di che inizia ad aumentare lentamente (risalita relativistica). Una particella con questo valore di  $\beta$  e  $z = 1$  viene definita *minimum ionizing particle* o MIP.

### 3.1 Risposta luminosa di uno scintillatore

Nell'interazione tra una particella carica e uno scintillatore, questa trasferisce al mezzo una frazione della sua energia  $dE/dx$  data dalla formula 3.1 ( $x$  è la sezione di materiale attraversata). La funzione di risposta dello scintillatore è stata derivata da Birks (1951) [51]. Il modello di Birks ipotizza che la risposta di uno scintillatore ideale sia lineare, e che il diverso andamento di uno scintillatore reale sia dovuto alla presenza di molecole eccitate sulla traiettoria della particella incidente: queste interagiscono come *quencher*, ovvero assorbono i fotoni prodotti, e queste interazioni sottraggono energia che altrimenti si manifesterebbe come luminescenza. La luce emessa per unità di



**Figura 3.2:** Circuito equivalente per un PM (letto in tensione).

cammino dipende quindi dalla perdita di energia secondo questa legge:

$$\frac{dL}{dx} \simeq \frac{S\left(\frac{dE}{dx}\right)}{1 + kB\left(\frac{dE}{dx}\right) + C\left(\frac{dE}{dx}\right)^2} \quad (3.3)$$

dove  $B dE/dx$  è la densità specifica di molecole ionizzate ed eccitate lungo la traiettoria della particella,  $B$  è una costante e  $k$  è il parametro di quenching; il parametro  $C$  moltiplicato per la perdita di energia al quadrato rappresenta un'ulteriore correzione che assume importanza per  $dE/dx$ , ovvero  $z$ , elevate.

Secondo la formula di Bethe-Bloch (3.1), la perdita di energia per unità di cammino per particelle che attraversano lo stesso mezzo dipende solo dalla carica elettrica e dalla velocità della particella:

$$\frac{dE}{dx} = Z^2 f(\beta) \quad (3.4)$$

Fissata  $\beta$  si può riscrivere l'equazione (3.3) nel modo seguente [51]:

$$\frac{dL}{dx} = \frac{\alpha Z^2}{1 + \gamma Z^2 + \delta Z^4} \quad (3.5)$$

## 3.2 Risposta di un fototubo

Come detto nel § 2.2.2, il segnale in uscita dall'anodo è un impulso di corrente la cui carica totale è proporzionale al numero di elettroni emessi dal fotocatodo. Un PM soddisfa tutte le condizioni di un generatore di corrente ideale. Dal punto di vista circuitale, un PM può essere rappresentato dallo schema in figura 3.2: un generatore di corrente con una resistenza e un

condensatore in parallelo, che rappresentano le resistenze e le capacità intrinseche dell'anodo e degli altri componenti del circuito in uscita, la resistenza di carico dell'anodo, i cavi, eccetera.

Analizzando il comportamento del segnale in uscita dal circuito, se si assume che il segnale luminoso sia un generato da un decadimento esponenziale, la corrente dell'anodo sarà:

$$I(t) = \frac{GNe}{\tau_s} \exp\left(\frac{-t}{\tau_s}\right) \quad (3.6)$$

dove  $G$  è il guadagno del PM,  $N$  il numero di fotonelettroni emessi dal catodo,  $e$  è la carica dell'elettrone e  $\tau_s$  la costante di decadimento dello scintillatore.

L'equazione del circuito rappresentato è:

$$I(t) = \frac{V}{R} + C \frac{dV}{dt} \quad (3.7)$$

le cui soluzioni sono:

$$V(t) = \begin{cases} -\frac{GNeR}{\tau - \tau_s} \left[ \exp\left(\frac{-t}{\tau_s}\right) - \exp\left(\frac{-t}{\tau}\right) \right], & \tau \neq \tau_s; \\ \left(\frac{GNeR}{\tau_s^2}\right) t \exp\left(\frac{-t}{\tau_s}\right), & \tau = \tau_s. \end{cases} \quad (3.8)$$

dove  $\tau = RC$ .

Per  $\tau \gg \tau_s$ , l'ampiezza del segnale diventa grande, ma aumenta anche il tempo di decadimento che in questo caso viene determinato dal  $\tau$  del circuito di output. Tuttavia, il tempo di salita è determinato da  $\tau_s$ . Questo modo di funzionamento è detto "in tensione", perchè ora  $V(t)$  è determinato dalla tensione ai capi di C1, ovvero in pratica si ha un'integrazione della corrente da parte di C1.

Generalmente si preferisce il modo in tensione, perchè grazie all'integrazione fatta da C1, esso fornisce un segnale più largo e meno sensibile alle fluttuazioni. Un tempo di decadimento lungo però limita la frequenza di conteggio a  $\simeq 1/\tau$  [51].

Poichè la luminosità è strettamente connessa al segnale in carica  $Q$  uscente dai PM, è possibile, riprendendo l'equazione (3.5), esprimere la dipendenza di  $Q$  da  $Z^2$  nel modo seguente:

$$Q = \frac{P_1 Z^2}{1 + P_2 Z^2 + P_3 Z^4} \quad (3.9)$$

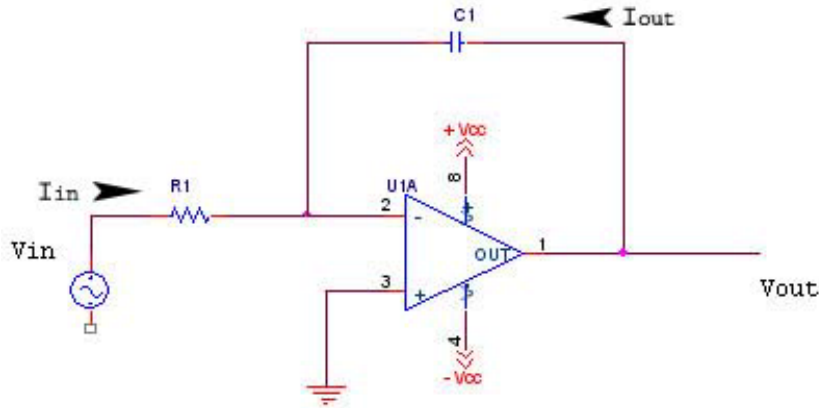


Figura 3.3: Schema circuitale di un integratore.

### 3.3 Elettronica di front-end

Definita una correlazione tra carica della particella incidente sullo scintillatore e la carica elettrica trasportata dal segnale in uscita dall'anodo (equazione 3.9), è necessario un metodo per tradurre il valore della carica in un valore digitale che possa essere gestito dal sistema di DAQ (schematizzato in figura 2.10).

Per ottenere un valore digitale dell'area sottesa al segnale, sono necessarie due fasi: la prima consiste nel generare un segnale analogico in uscita che sia l'integrale di un segnale analogico in ingresso. Ottenuto il segnale analogico si procede alla digitalizzazione attraverso un ADC, un circuito che traduce il valore analogico in ingresso in una parola digitale di  $n$  bit.

Il segnale analogico in ingresso all'ADC viene creato da un circuito integratore (figura 3.3) la cui tensione in uscita  $V_{out}$ :

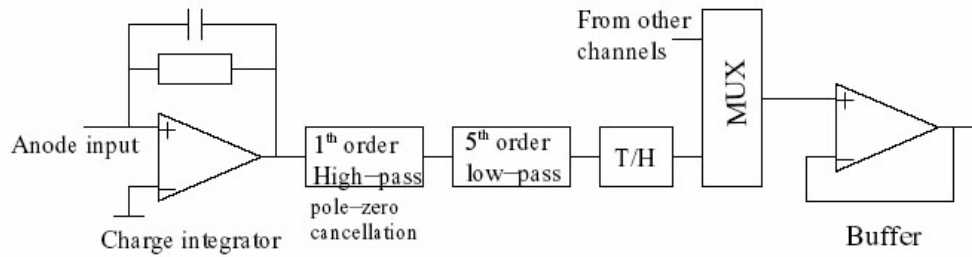
$$V_{out} = V_{C1} = \frac{Q}{C}, \quad Q = \int I_{out}(t) dt \quad (3.10)$$

ma

$$I_{out}(t) = -I_{in}(t) = -\frac{V_{in}}{R_1} \quad (3.11)$$

$$V_{out} = -\frac{1}{R_1 C} \int V_{in}(t) dt \quad (3.12)$$

dove,  $C$  è la capacità di  $C1$ ,  $V_{in}$  è la tensione all'ingresso e i punti 2 e 3 sono posti a massa virtuale.



**Figura 3.4:** Architettura di un singolo canale della spectrometry chain, si distinguono il circuito integratore e i filtri per l'elaborazione del segnale analogico [52].

## 3.4 Sviluppo della scheda prototipo

### 3.4.1 Il chip di front-end

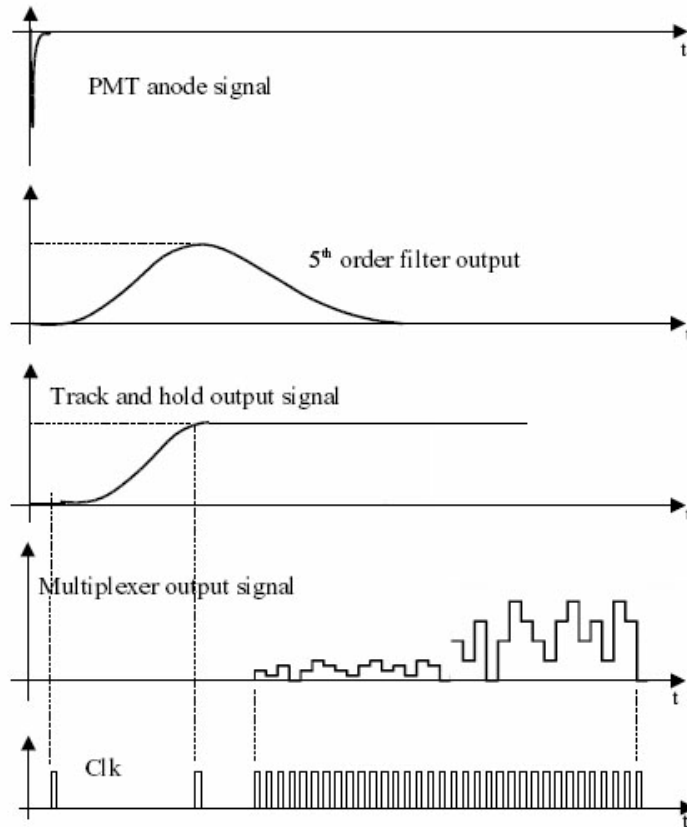
La necessità di acquisire un elevato numero di segnali di anodo e dinodo (in totale sono installati 160 fotomoltiplicatori, 144 per il TOF e 16 per l'ACC), ha favorito l'impiego di un circuito integrato già utilizzato nel RICH per uno scopo simile: l'AICPPP (Analog Integrated Circuit for PM Pulses Processing [52]). Operare nello spazio impone condizioni molto restrittive: la necessità di operare in presenza di radiazioni intense, di avere un consumo necessariamente basso e un'elettronica di front-end molto compatta. Tutto ciò rende necessaria la realizzazione di un circuito integrato ad hoc.

Per limitare il consumo, è stata utilizzata una tecnologia CMOS. Per acquisire la carica dell'impulso in ingresso si è scelto di integrare direttamente il segnale attraverso un circuito detto *spectrometry chain*. La spectrometry chain (figura 3.4) è composta da un circuito integratore (figura 3.3), da un filtro passa-alto del primo ordine che cancella la presenza di eventuali zeri o poli della funzione di trasferimento, e da un filtro passa-basso del quinto ordine<sup>1</sup> [52]: il risultato è un impulso quasi gaussiano (figura 3.5) [53]. La costante di tempo del circuito usato nel sistema (200 ns) è abbastanza ampia: ciò rende semplice campionare il segnale sul massimo. L'ampiezza del picco è direttamente proporzionale alla carica totale.

Il circuito integrato AICPPP integra parallelamente 16 canali indipendenti. L'uscita analogica di ogni canale è memorizzata da un circuito di

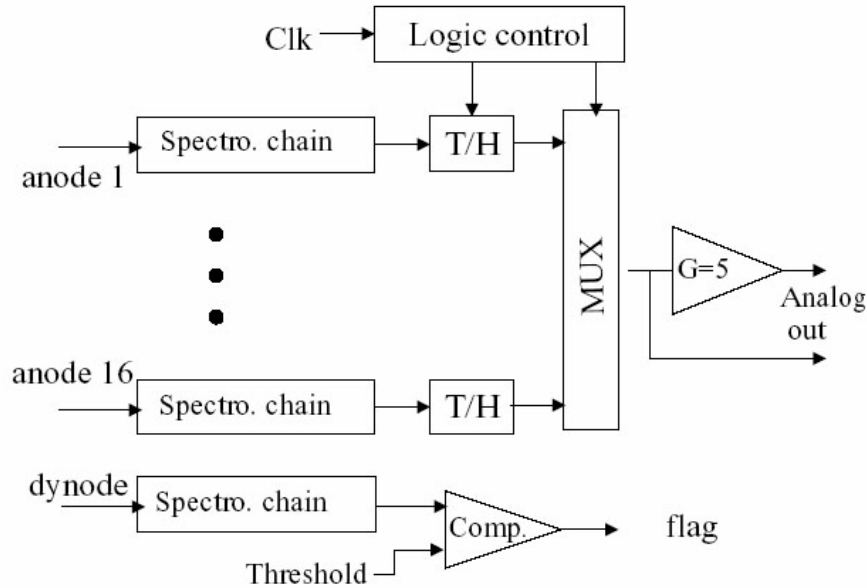
<sup>1</sup>L'ordine di un filtro è definito come il numero di poli della funzione di trasferimento.





**Figura 3.5:** Cronogramma del circuito AICPPP [52]. Si notano i primi due fronti necessari per iniziare il processo e campionare il segnale in uscita, seguiti dalla serie di fronti necessaria per azionare il multiplexer.

sample-and-hold (S/H, circuito che mantiene in uscita il valore presente in ingresso all'arrivo del segnale di controllo), e le 16 uscite vengono lette sequenzialmente attraverso un multiplexer, in modo da ridurre il numero di pin per l'output (figura 3.6). Il multiplexer analogico 16:1 in realtà è realizzato con quattro multiplexer 4:1 in parallelo, in serie ad un altro multiplexer 4:1, in modo da ridurre la capacità di carico su ogni canale analogico [52]. Per migliorarne il range dinamico, ogni interruttore è realizzato con una coppia di CMOS (*Coupled Metal Oxide Semiconductor*). Inoltre a ogni interrutto-



**Figura 3.6:** Architettura del circuito AICPPP [52]. Si notano i 16 circuiti indipendenti per l'integrazione, la logica di controllo e il multiplexer che seleziona il segnale in uscita.

re sono stati aggiunti, in ingresso e in uscita, due “dummy” transistor, per minimizzare il *clock feedthrough*<sup>2</sup>.

Per aumentare la risoluzione dei segnali piccoli, è stato aggiunto in uscita un amplificatore con guadagno cinque volte maggiore. In questo modo viene aumentato l'intervallo di funzionamento. Un interruttore seleziona l'uscita G1 ( $8.8 \times 10^{-3}$  pC/ch) o l'uscita G5 ( $0.176 \times 10^{-3}$  pC/ch) [52]. Senza questo doppio sistema, per ottenere la stessa dinamica, sarebbe necessario un ADC con uscita a non meno di 14 bit, difficilmente compatibile con la velocità d'acquisizione che il sistema vuole raggiungere, il basso consumo e le ridotte dimensioni richieste.

Per ridurre il numero di pad in ingresso, il controllo logico avviene attraverso un solo segnale di clock. Il primo fronte di clock è il comando di hold per il canale di tagging (nella configurazione utilizzata nel TOF questa

<sup>2</sup>La presenza di capacità parassite e di una resistenza non nulla per un transistor MOS non ideale, causa una sovratensione sul drain per transizioni veloci del gate, effetto noto come “clock feedthrough”.

Alimentazione	-2 V; +3 V
Consumo	0.7 mW/channel
Intervallo in ingresso	0-36 pC
Intervallo in uscita	0-2.8 V
Non linearità integrale	$\pm 0.5\%$ (guadagno 1); $\pm 0.25\%$ (guadagno 5)
Crosstalk	$< 10^{-3}$
Numero di pin di I/O	28 (senza le alimentazioni)
Frequenza massima	1.5 MHz

**Tabella 3.1:** Caratteristiche tecniche del chip AICPPP [52].

opzione non è utilizzata). Il secondo fronte di clock è il segnale di hold per gli altri 16 canali, e i successivi 32 fronti di clock servono per fare commutare il multiplexer (figura 3.5). Il ritardo del secondo segnale di hold deve essere calibrato in modo tale da campionare i segnali in uscita sui loro massimi.

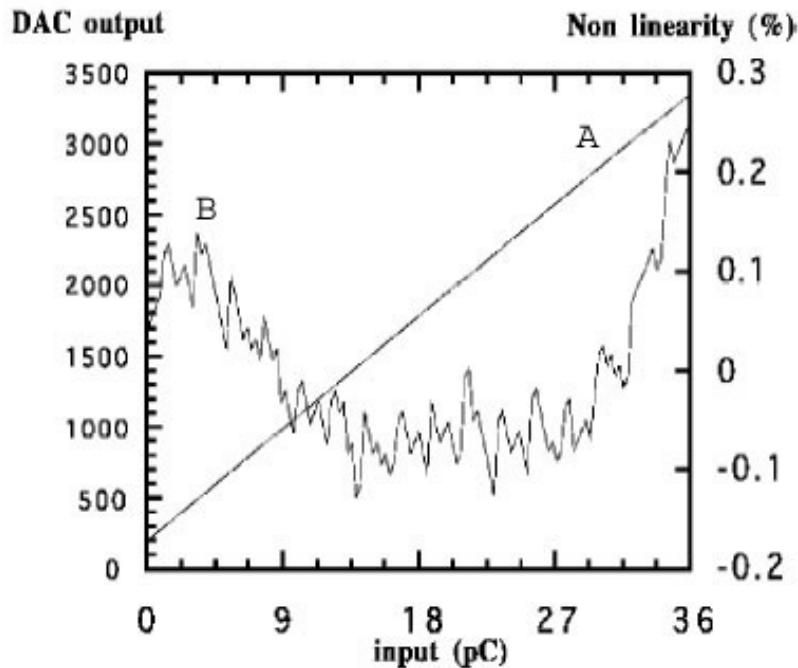
Il circuito è stato implementato con la tecnologia CMOS 0.6  $\mu\text{m}$  (ha fornito gli stessi risultati di un prototipo realizzato con la tecnologia BiCMOS 0.8  $\mu\text{m}$  per alte radiazioni). È stata posta particolare attenzione sulla minimizzazione del rumore di accoppiamento tra la parte analogica e quella digitale. Le due parti del circuito sono separate, e così anche per i pin dell'alimentazione. Il circuito è ottimizzato per avere il minor consumo possibile. Alcune caratteristiche sono riportate nella tabella 3.1.

Nel grafico riportato nella figura 3.7, è rappresentata la non-linearità integrale di un singolo canale. Si può vedere la risposta in canali ADC del circuito integratore in funzione della carica in ingresso (scala verticale sinistra, curva A). La linearità è buona, limitata all'intervallo  $-0.1\% \div 0.2\%$ , come mostrato dalla curva B di figura 3.7 (scala verticale destra).

### 3.4.2 L'ADC

Per la realizzazione della scheda di acquisizione della carica, è stato scelto l'ADC seriale dell'Analog Device AD7476<sup>3</sup>, un ADC a 12 bit ad alta velocità e basso consumo. Questo componente può lavorare con alimentazione da 2.35 V a 5.25 V, e raggiunge una frequenza massima di lavoro di 1 MHz. Il circuito contiene un circuito di *track-and-hold* (T/H) per gestire segnali in ingresso con una frequenza superiore a 6 MHz (figura 3.8). I processi di conversione

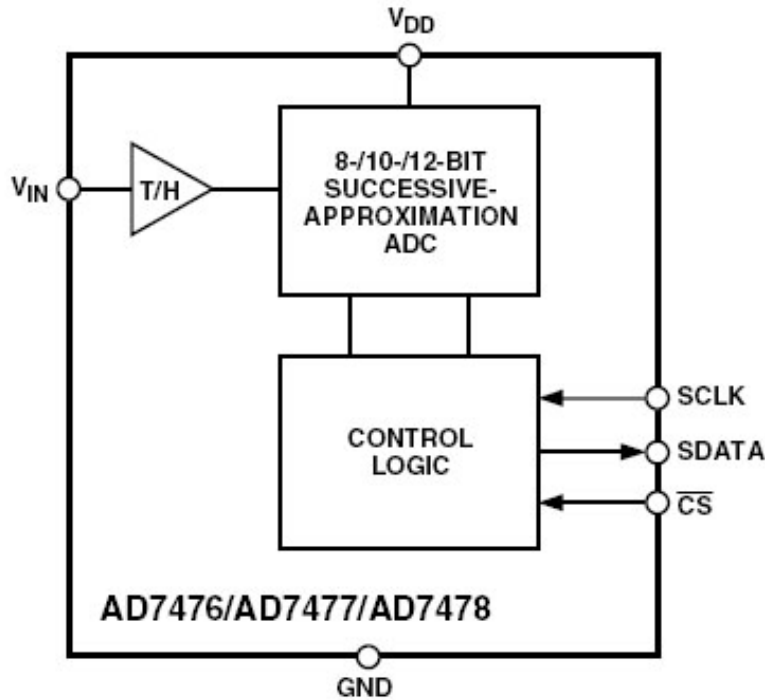
<sup>3</sup>[http://www.analog.com/UploadedFiles/Data\\_Sheets/749075410AD7476\\_7\\_8\\_d.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/749075410AD7476_7_8_d.pdf)



**Figura 3.7:** Linearità e non linearità integrale del chip AICPPP [52]. La linea A rappresenta la risposta del circuito (la cui scala è riportata sull'asse verticale sinistro) in funzione della carica in ingresso. La linea B rappresenta la non linearità integrale in percentuale (scala verticale destra).

e di acquisizione dei dati sono controllati attraverso i segnali (figura 3.9)  $\overline{CS}$  (*chip select* attivo basso, segnale che abilita l'ADC) e il SCLK (serial clock). Il segnale in ingresso è campionato sul fronte di discesa di  $\overline{CS}$ : la conversione inizia a questo punto. Il massimo valore convertibile corrisponde alla tensione di alimentazione  $V_{DD}$ . La massima frequenza di conversione è determinata da SCLK ed è possibile raggiungerla con una frequenza di impulsi SCLK pari a 20 MHz.

L'ADC AD7476 è un convertitore analogico-digitale che procede per approssimazioni successive. La figura 3.10 a) mostra l'ADC durante la fase d'acquisizione: SW2 è chiuso e SW1 è nella posizione A, il comparatore è mantenuto in una condizione di equilibrio e il condensatore campiona il segnale su  $V_{IN}$ . Quando l'ADC inizia la conversione (figura 3.10 b) SW2 si



**Figura 3.8:** Diagramma funzionale dell'ADC AD7476 [54].

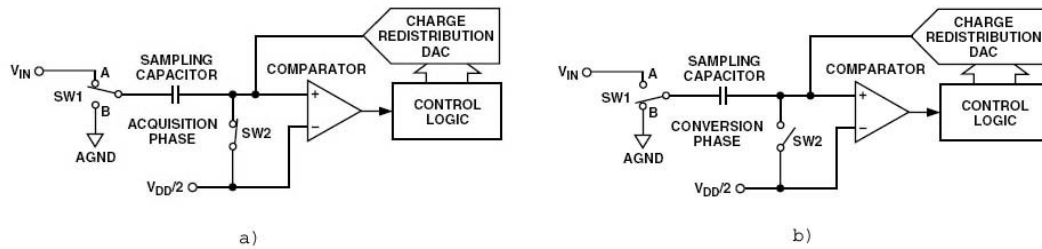
apre e SW1 commuta in posizione B, sbilanciando il comparatore. La logica di controllo e il distributore di carica DAC hanno la funzione di sommare o sottrarre quantità fissate di carica al condensatore per riportare il comparatore in condizione d'equilibrio. Quando il comparatore viene riequilibrato, la conversione è completa [54].

### 3.4.3 L'apparato di test

Ho eseguito la prima lettura del chip AICPPP grazie ad un apparato di test che ho realizzato in laboratorio, composto da tre elementi:

1. il PC su piattaforma Windows utilizzato per sviluppare il codice VHDL, programmare il FPGA e acquisire i dati. Il codice VHDL per la procedura di lettura della testing board è stato sviluppato con il software Quartus II, prodotto dall'Altera, che è stato utilizzato anche per la





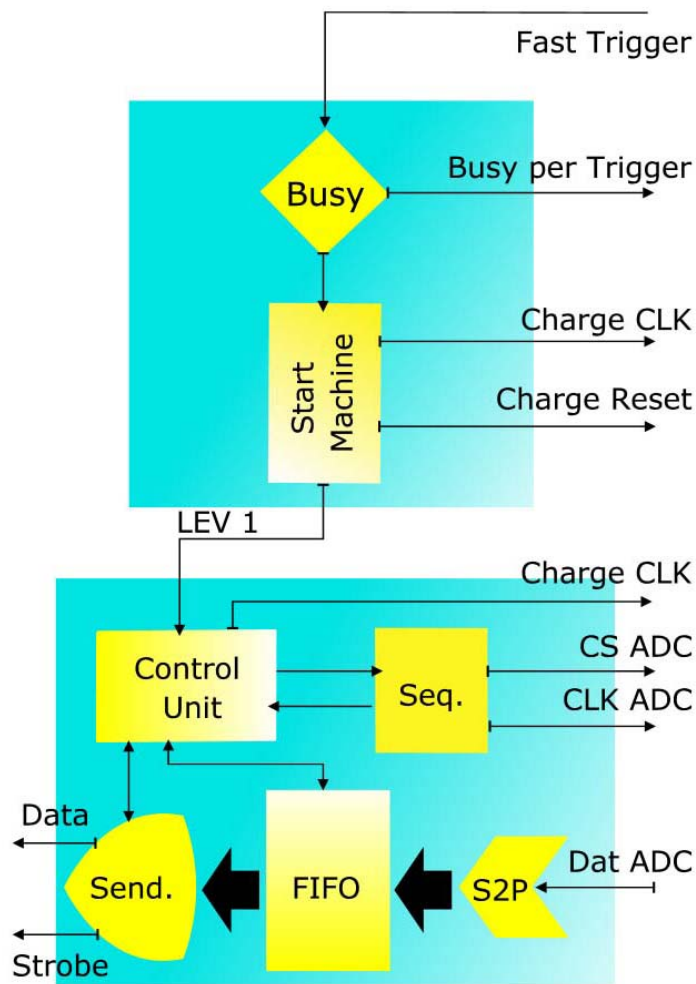
**Figura 3.10:** Funzionamento dell'ADC AD7476 [54]: a) fase di acquisizione, b) fase di conversione.

sintesi del codice e l'implementazione su FPGA attraverso il protocollo JTAG. Per quanto riguarda l'acquisizione dei dati, è stato sviluppato a Bologna un apposito programma di lettura attraverso la porta seriale;

2. la scheda S-9007, su cui è installata una FPGA dell'Altera, modello Apex2 EP20K400EBC652, un DSP Analog Devices modello ADSP-2187L e diversi driver con ingressi e uscite TTL, LVDS, RS232 ecc.;
3. la Testing Board (TB, figura 3.9), su cui sono stati montati un chip AICPPP e un ADC modello AD7476 b version, i connettori necessari per le alimentazioni (+3.3 V, -2.2 V) e per la comunicazione con la scheda S-9007.

I canali di comunicazione tra S-9007 e TB sono 6 linee TTL:

- *SCLK ADC*, è la linea sulla quale passa il clock dell'ADC;
- *CHARGE RESET*, il segnale di reset del chip AICPPP;
- *CHARGE CLOCK*, il segnale mandato al chip AICPPP per campionare i segnali e commutare i canali in uscita;
- *SEUIL*, un segnale che può essere usato per modificare la soglia di riferimento del chip AICPPP, che nel test non viene utilizzato;



**Figura 3.11:** Diagramma a blocchi della logica di lettura per il chip AICPPP.

- *CS ADC*, è il segnale di chip select per l'ADC;
- *DATA ADC*, la linea sulla quale viaggiano i dati dell'ADC per essere letti dalla scheda S-9007.

Per favorire l'utilizzo del sistema, è stata realizzata una piccola console, sulla quale sono presenti due pulsanti, 8 switch e un ingresso LEMO.



Il processo di lettura inizia, se non è presente il veto interno (segnale che il sistema sta acquisendo dati) quando il segnale di trigger, arriva al processo definito “start machine” (figura 3.11), che abilita il veto per la logica di trigger e dà inizio all’acquisizione dati. Per le prime misure, il trigger è stato generato manualmente attraverso l’uso di un pulsante, in seguito è stato utilizzato un segnale generato esternamente da una logica di trigger. La start machine ha il compito di generare i due fronti di clock per il chip AICPPP necessari per il campionamento dei segnali. A questo punto viene generato il segnale chiamato trigger di livello 1 (figura 3.11), che ha il compito dare inizio alla procedura di lettura dei canali.

La parte definita Control Unit (CU) riceve il level1, e inizia la generazione di segnali necessari all’ADC e al chip AICPPP. La CU ha il controllo diretto di quattro processi:

- **sequencer**, che ha il compito di generare tutti i segnali per la lettura di un singolo canale;
- **S2P converter**, che deve acquisire i 16 bit seriali in arrivo dall’ADC per ogni canale, deve eliminare i 4 zeri iniziali e parallelizzare il tutto in una parola da 12 bit;
- **la FIFO** nella quale vengono memorizzate tutte le 32 (16 canali, 2 guadagni) parole da 12 bit di ogni ciclo di lettura;
- **sender**, che ha il compito di leggere i dati dalla FIFO e spedirli al PC in parole da 8 bit (come previsto dal protocollo seriale RS-232).

È la CU che ha il compito di organizzare il lavoro e le temporizzazioni del sistema principale, dovendo generare i segnali che sincronizzano tutti gli altri apparati. Per interfacciare la scheda S-9007 con il PC, è stato implementato sulla S-9007 un sistema di trasmissione con il protocollo seriale RS 232.

#### 3.4.4 Risultati

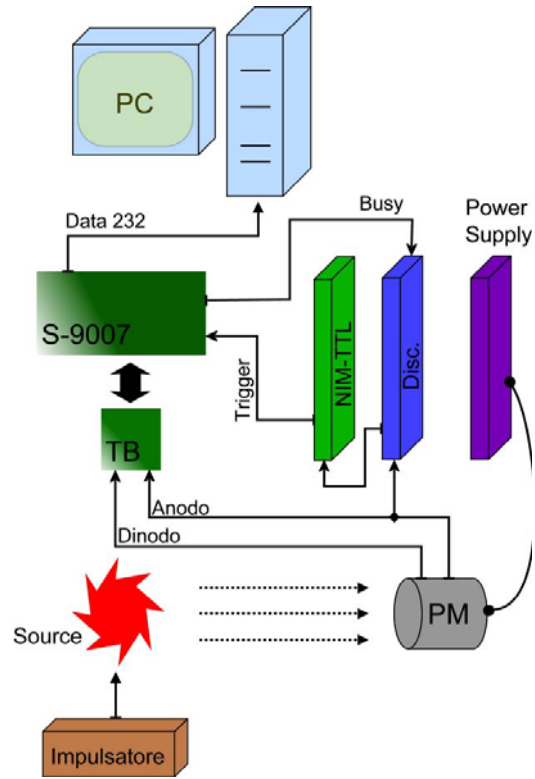
Inizialmente si è deciso di effettuare una lettura del solo ADC con un valore analogico fissato in ingresso, in modo da verificare il processo di lettura dell’ADC e la scelta dei tempi necessari per la conversione, cercando di raggiungere la massima frequenza possibile con questo convertitore. Successivamente è stata realizzata l’acquisizione dei piedistalli con l’AICPPP, per verificare

che tutta la procedura di lettura del chip di front-end fosse corretta, oltre ad avere una statistica dei piedistalli. Queste operazioni sono state eseguite utilizzando la consolle manuale.

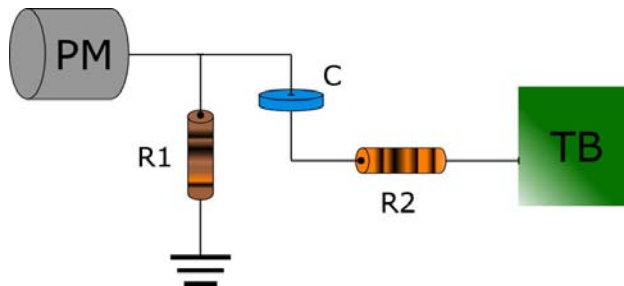
I primi segnali analogici in ingresso al chip di front-end, sono stati generati con un impulsatore. Sfruttando la scheda S-9007, si è implementato un sistema che fosse azionato manualmente con un pulsante, e che oltre a dare il via alla procedura di lettura mandasse all'uscita LEMO un segnale, utilizzato dall'impulsatore come trigger. In questo modo si è potuto verificare la risposta del chip e il corretto funzionamento della logica di lettura, compresa la procedura per evitare problemi di memoria del chip AICPPP: in caso di impulsi elevati, il circuito tende infatti a non scaricarsi completamente. Per evitare ciò si utilizza un metodo che prevede l'invio, immediatamente dopo l'arrivo del segnale di trigger, di due segnali al clock del chip di front-end, e uno di reset del chip: in questo modo il circuito acquisisce un segnale di zero, e al reset si scarica completamente. Sfruttando il ritardo tra l'arrivo dei segnali e l'inizio della procedura di lettura (circa  $1 \mu\text{s}$ ), si possono inviare questi segnali senza interferire con la vera procedura di acquisizione.

Questo genere di test non ha potuto fornire informazioni accurate sulla risposta del chip AICPPP, ma è stato sfruttato per sviluppare e verificare il sistema di lettura. Infatti, il circuito integratore è stato progettato per segnali dell'ordine di poche decine di ns, mentre l'impulsatore utilizzato non ha permesso di generare segnali più brevi di qualche centinaio di ns. È stato quindi deciso di passare a segnali generati da un PM.

Per poter effettuare questo genere di test si è reso necessario l'allestimento di un setup composto da un PM, un LED (*Light Emitting Diode*) e un generatore d'impulsi, e un crate NIM nel quale sono inseriti un discriminatore, un convertitore NIM-TTL e un generatore di alta tensione (figura 3.12). Il generatore di alta tensione è necessario per alimentare il PM, mentre il generatore d'impulsi ha funzionato come LED driver. Il segnale in uscita dall'anodo viene mandato ad un discriminatore che ha il compito di generare il segnale di trigger. Questo segnale viene poi convertito da NIM a TTL e mandato alla scheda S-9007 per dare inizio alla lettura del chip di front-end. Le prime misure sono state effettuate sui dinodi, il cui segnale viene iniettato con una capacità di  $820 \text{ pF}$  in serie e con una resistenza verso massa. In seguito a diverse analisi dati è stato deciso di utilizzarne una da  $33 \text{ k}\Omega$  (figura 3.13).



**Figura 3.12:** Disegno del setup allestito per i test del chip AICPPP e della logica di lettura.



**Figura 3.13:** Schema d'accoppiamento tra il segnale in uscita dal PM e il chip AICPPP. R1 è la resistenza da 1 MΩ verso massa, C è il condensatore da 820 pF, R2 la resistenza in serie da 33 kΩ



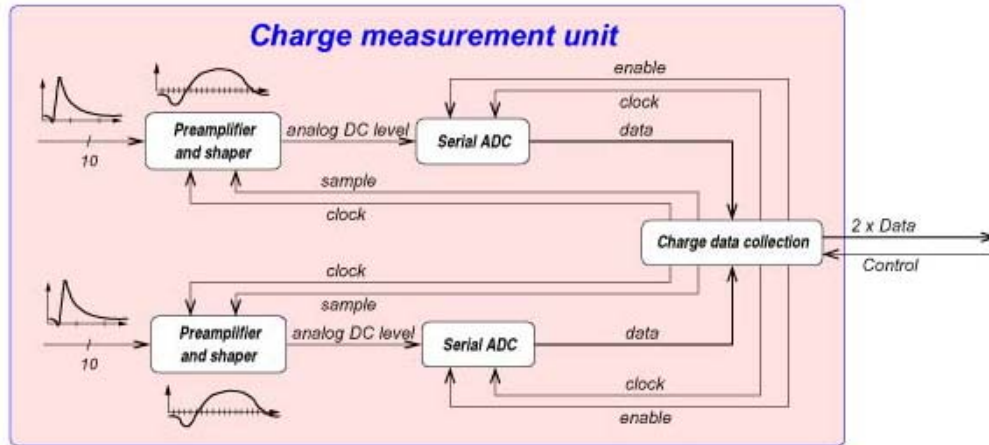
## Capitolo 4

# Il sistema per l'acquisizione della carica

L'elettronica di front-end degli scintillatori di AMS-02 sfrutta il circuito analogico integrato AICPPP, illustrato nel capitolo 3, per misurare la carica prodotta sia dagli anodi che dai dinodi dei PM di TOF e ACC (per questi ultimi si leggono solo gli anodi). L'unica differenza è dovuta al fatto che mentre le correnti anodiche sono negative, i segnali di dinodo sono positivi. Sono state prodotte quindi due versioni del chip AICPPP. La lettura degli anodi è integrata sulla scheda SFET2 e sulla SFEA2, mentre la lettura dei dinodi è localizzata sulle schede SFEC.

Un controllo centrale (posto sulla scheda SDR2) ha il compito di ricevere il segnale di trigger, e di generare i segnali di controllo che vengono mandati a tutte le schede SFEC che possiedono un AICPPP (figura 4.1). Acquisiti i dati, questi vengono mandati alla SDR2, che ha il compito di dialogare con il resto del sistema di acquisizione di AMS-02. La decisione di utilizzare un solo controllo e tanti charge data collector (CDC) delocalizzati ha reso necessaria l'implementazione di due nuovi blocchi di codice VHDL diversi da quello sviluppato per i test.

Ogni scheda SFEC (figura 4.1) è composta da due chip AICPPP, ognuno dei quali riceve 10 dinodi (ogni scheda deve monitorare un lato di un piano del TOF), e comunica con un ADC modello AD7476, e un CDC. Quest'ultimo è realizzato implementando un blocco di codice VHDL in un device Actel A54SX08A dedicata a questo scopo. Per ciò che riguarda il controllo centrale, è anch'esso realizzato con codice VHDL, implementato su un device Actel



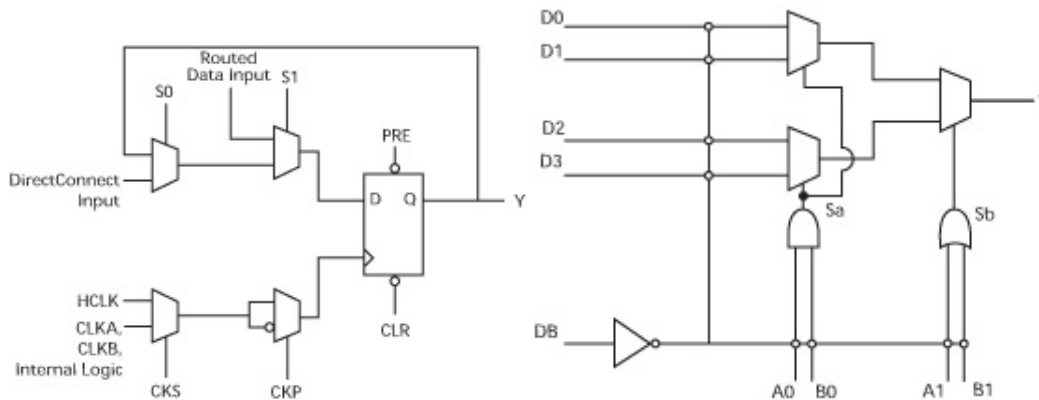
**Figura 4.1:** Diagramma a blocchi della parte di front-end della SFEC. Con “preamplifier and shaper” sono indicati i circuiti integrati nel chip AICPPP.

che si trova fisicamente sulla scheda SDR2.

## 4.1 I gateway programmabili della Actel

I device Actel della famiglia SX-A, sono FPGA (Field Programmable Gate Array) caratterizzate da una struttura definita “mare di moduli”. L’architettura è caratterizzata da due tipi di moduli logici, quelli combinatori (C-cell, figura 4.2 sinistra) e i registri (R-cell, figura 4.2 destra). Le risorse per l’interconnessione e la comunicazione tra le celle sono localizzate negli strati metallici sopra i moduli logici, ottimizzando l’utilizzo del silicio. Questo criterio costruttivo fa sì che il piano del device sia coperto da una griglia ininterrotta di moduli logici (da qui la definizione a “mare di moduli”), la quale riduce le distanze che i segnali devono percorrere tra un modulo e l’altro. Per minimizzare il ritardo nella propagazione dei segnali, vengono utilizzate risorse per la comunicazioni sia locali sia globali [55].

Le interconnessioni tra i moduli logici sono ottenute con elementi isolanti (*antifusibili*) posti tra gli strati metallici e rimuovibili una sola volta con la programmazione (figura 4.3). Gli antifusibili normalmente sono circuiti aperti, ma diventano connessioni a bassa impedenza quando programmati [55].

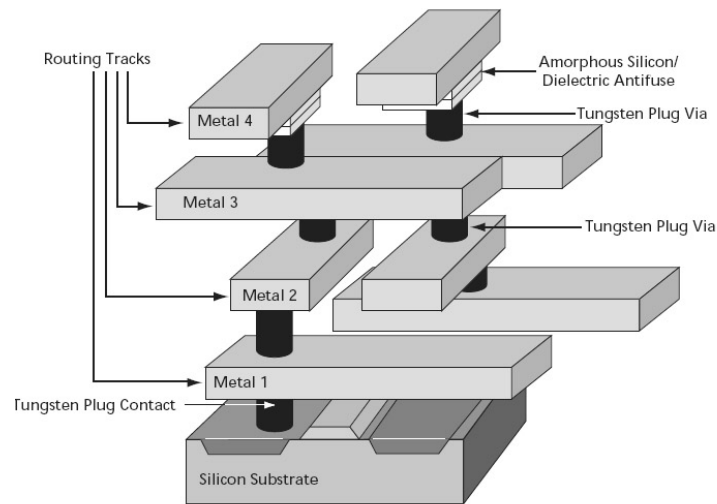


**Figura 4.2:** Strutture dei componenti logici di un FPGA Actel SX-A: a sinistra un registro (R-cell), a destra un modulo combinatorio (C-cell) [55].

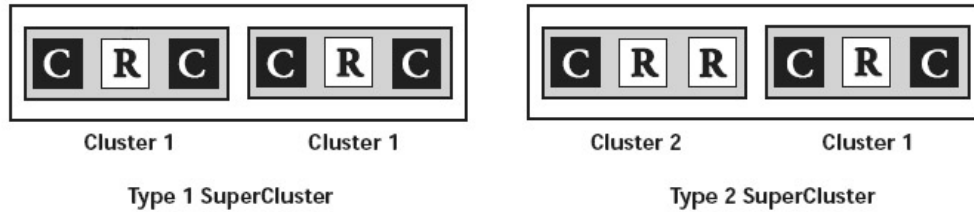
Una cella R contiene un flip-flop con clear e preset asincroni, con un clock che abilita i segnali di controllo (usando le linee S0 e S1, figura 4.2). Una cella C può implementare funzioni combinatorie con 5 ingressi. Con l'aggiunta dell'input DB, associato alla funzione di inversione, è possibile realizzare un'ampia gamma di combinazioni con un singolo modulo, oltre alla possibilità di implementare funzioni con una certa complessità. Ad esempio è possibile realizzare uno XOR logico a 3 ingressi con una sola C-cell [55].

I moduli logici di C-cell e R-cell sono organizzati in blocchi orizzontali chiamati *cluster*. Ci sono due tipi di cluster: il tipo 1 contiene due C-cell e una R-cell, mentre il tipo 2 contiene una C-cell e due R-cell [55]. I cluster sono successivamente organizzati in *supercluster*, per migliorare l'efficienza e le prestazioni del disegno (figura 4.4). Il supercluster di tipo 1 è l'unione di due gruppi di cluster di tipo 1, il supercluster di tipo 2 è l'unione di un cluster di tipo 1 e un cluster di tipo 2. Nei device della famiglia SX-A sono presenti più supercluster di tipo 1, poichè tipicamente si ha un maggior utilizzo di logiche combinatorie che di flip-flop.

Questa famiglia di FPGA è realizzata con una tecnologia CMOS 0.22  $\mu\text{m}$  [55]. Gli antifusibili posti tra gli strati metallici sono composti da una combinazione di silicio amorfo e materiale dielettrico con una barriera metallica, hanno una resistenza programmata (nello stato "on") di 25  $\Omega$  con una capacità di 1.0 fF per segnali a bassa impedenza.



**Figura 4.3:** Struttura di un device A54SX72A [55]. Sono presenti 4 strati di metallo con il dielettrico fondibile tra gli strati 3 e 4. Invece il device A54SX32A ha 3 strati di metallo con il dielettrico tra gli strati 2 e 3.



**Figura 4.4:** Organizzazione dei supercluster del FPGA Actel: con C sono indicate le C-cell, con R le R-cell [55].

La scelta della tecnologia costruttiva, oltre a garantire dimensioni ridotte e buone prestazioni per potenza e velocità, ha dato un ulteriore vantaggio: il basso consumo. Gli antifusibili hanno una resistenza molto bassa e l'architettura non richiede circuiti attivi per compensare eventuali perdite di carica, riducendo problemi nel disegno delle alimentazioni e nella dissipazione del calore, inoltre in caso di stand-by del sistema il consumo è praticamente nullo. Infine questi device sono radiation hard, caratteristica fondamentale per



un rivelatore come AMS-02, sottoposto ad un costante flusso di radiazioni anche a energie elevate.

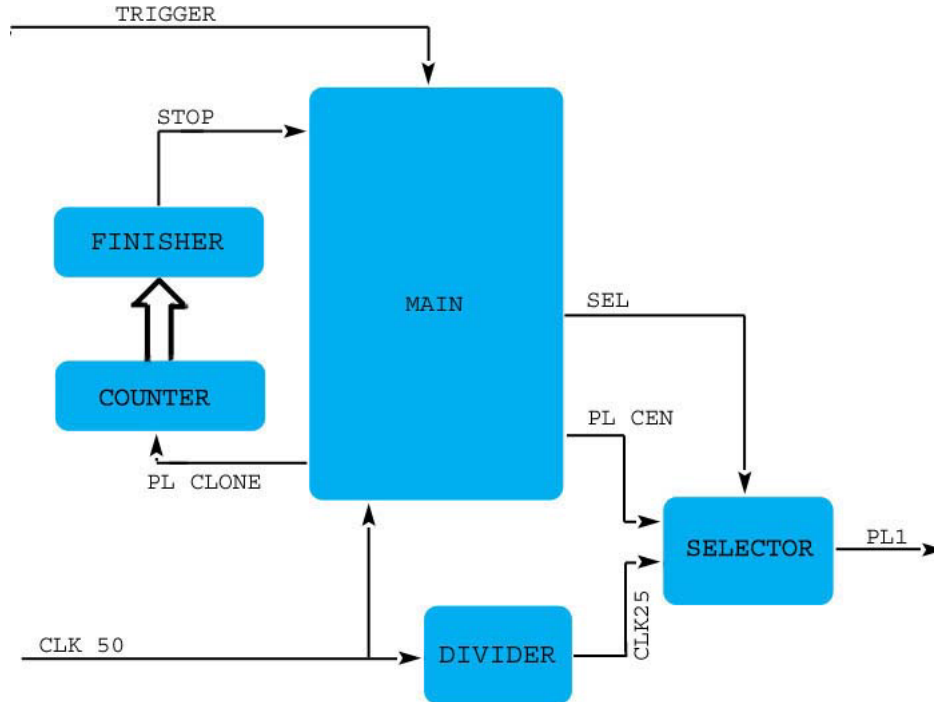
## 4.2 Modalità di lettura dei dati di carica

Come detto nel capitolo 3, è possibile pensare il codice VHDL, implementato per la gestione dell'elettronica di front-end, come due blocchi separati. Il blocco di controllo è comune a tutte le unità di misura di cariche attive in un crate, è definito charge control block (CBC) e risiede nella scheda SDR2. Questo blocco riceve i dati dai charge data collector (CDC) presenti sulle schede di front-end.

### 4.2.1 Il Charge Control Block

Il CBC è quel componente della lettura di carica condiviso da tutti i CDC e implementato sulla SDR2. Lo scopo di questo componente è la generazione del treno d'impulsi che viene inviato a tutti i CDC, sulla linea PL1, necessario per la sincronizzazione delle procedure di lettura dei chip AICPPP. Il processo ha inizio all'arrivo del segnale di fast-trigger (figura 4.5). Per prima viene generata una serie di sei fronti di clock entro un tempo di 450 ns, utilizzati per eliminare l'effetto memoria. Contemporaneamente viene attivato un processo che funge da contatore per stabilire un ritardo di 2  $\mu$ s (progettato per operare con un clock a 50 MHz): dopo di che vengono mandati altri cinque fronti di clock, utilizzati per generare i primi due fronti da mandare all'AICPPP, necessari per il sample. Parallelamente è stato implementato un processo definito CLOCK DIVIDER, che ha lo scopo di generare un clock a 25 MHz partendo dal clock presente di 50 MHz.

Un processo denominato SELECTOR ha il compito di selezionare il segnale che viene posto su PL1 (figura 4.5): per primi i quattro fronti di clock generati dopo l'arrivo del fast trigger e dopo l'intervallo di 2  $\mu$ s viene selezionato il segnale definito PL CEN, successivamente viene posto su PL1 il clock a 25 MHz (figura 4.6). Un processo definito COUNTER ha il compito di contare i fronti di clock in uscita su PL1. Esso è sensibile al segnale PL CLONE che replica esattamente PL1. La variabile di conteggio viene costantemente monitorata dal processo definito FINISHER, che raggiunto il valore predefinito genera il segnale STOP che termina e fornisce il reset a tutto il sistema. È molto importante che il numero di fronti sia quello corretto,

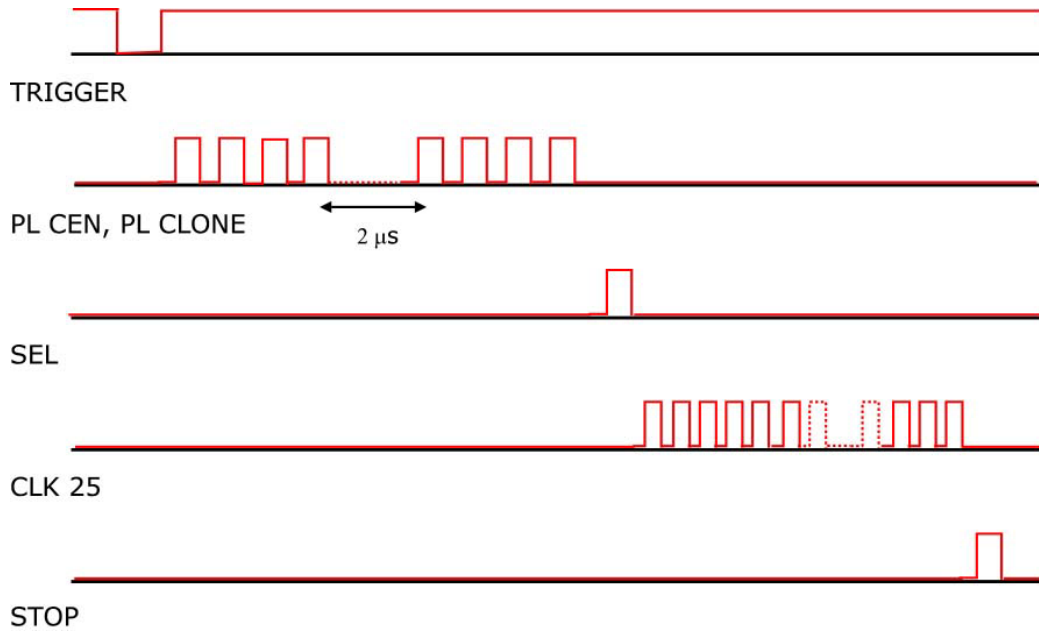


**Figura 4.5:** Schema a blocchi del controllo centrale implementato sulla SDR2. La freccia più spessa indica un monitoraggio sulla variabile del contatore.

poichè i CDC lavorano sul fronte di salita del segnale PL1 e il ciclo di lettura riprende dopo un numero ben definito di fronti.

#### 4.2.2 Il Charge Data Collector

Il *charge data collector* (CDC) ha il compito di generare i segnali necessari alla lettura dei dati digitalizzati e di inviarli SDR2. È stata fatta la scelta di non utilizzare un clock a bordo delle schede di front end, in modo da ridurre il consumo e il rumore elettronico. Viene invece utilizzato un solo clock a 50 MHz sulla SDR2 per tutte le schede di front-end per la lettura della carica. Il CDC è pensato come una macchina a stati che genera i segnali di controllo per l'ADC e il chip AICPPP (il MAIN in figura 4.7), e un sistema (definito SEND in figura 4.7) che legge i dati e li trasmette attraverso il protocollo ChargeWire (§ 4.2.3). Nella SFEC ci sono due blocchi SEND1 e SEND2

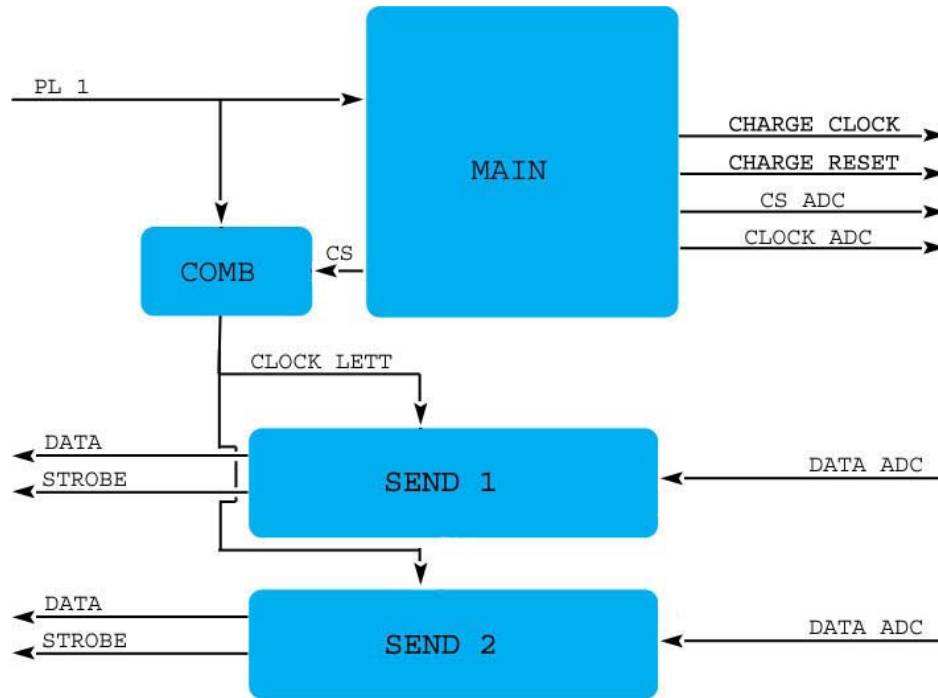


**Figura 4.6:** Diagramma temporale dei segnali nel controllo centrale. Sulla linea PL1 si avrà il segnale PL CEN fino al fronte di salita di SEL, dopo di che si ha il segnale CLK 25 fino al fronte di salita di STOP.

esattamente identici, perchè questa scheda deve acquisire i dati di due chip AICPPP.

La macchina a stati è attiva sul fronte di salita del segnale PL1. Inizialmente vengono generati i segnali di trigger, di hold e di reset per il chip AICPPP, con lo scopo di scaricare l'eventuale memoria di impulsi precedenti. Successivamente vengono generati i segnali di trigger e hold per la procedura di lettura del chip, con il segnale di hold sincronizzato per attivarsi 2 µs dopo che il segnale analogico sia arrivato in ingresso al chip AICPPP. A questo punto inizia la lettura sequenziale di tutti i canali a guadagno G1 prima e a guadagno G5 poi. Per velocizzare il processo di lettura, si vanno a leggere solo i 10 canali utilizzati e non tutti i 16 disponibili.

Parallelamente alla macchina a stati per la generazione dei segnali di controllo, il processo SEND bufferizza i dati dell'ADC, genera il segnale di strobe corrispondente e trasmette i dati istantaneamente senza nessun tipo di analisi. Il processo definito COMB serve per generare, attraverso l'utilizzo



**Figura 4.7:** Schema a blocchi del CDC implementato sulla SFEC.

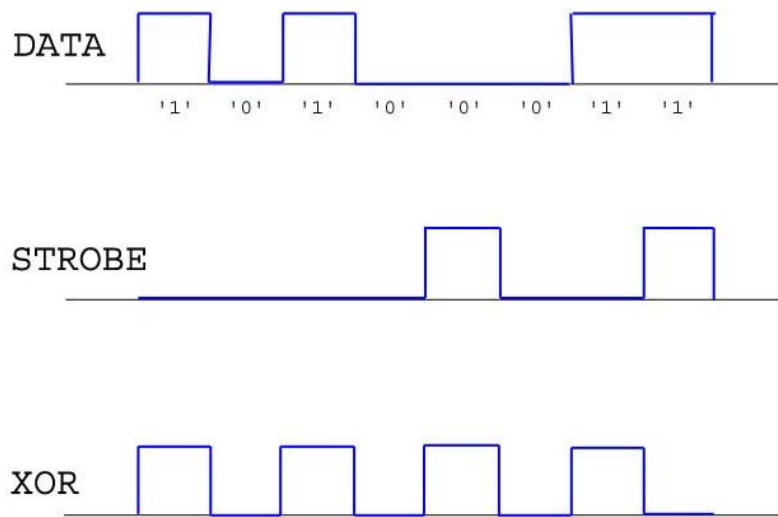
dei segnali interni al MAIN, un clock interno per il processo di lettura.

L'assenza di un filo di reset, causata da motivi di spazio sui connettori, rende necessaria la creazione di un time out realizzato con un circuito RC con una costante di tempo di circa 50  $\mu$ s.

### 4.2.3 Il protocollo ChargeWire

Il ChargeWire è un protocollo seriale pensato appositamente per la trasmissione dei dati di carica. Il flusso di dati avviene in un unico bit stream (non sono previsti bit di controllo, di start o di stop) che viene decodificato in parole di 12 bit. In tale modo ogni parola corrisponde al dato di un singolo canale del chip AICPPP.

Questo protocollo utilizza due linee di trasmissione unidirezionali: data e strobe (figura 4.8). Con questa tecnica è possibile la comunicazione asincrona tra due oggetti senza la necessità di linee di sincronizzazione o la presenza di segnali di handshaking. Sulla linea data viaggia il dato serializzato, mentre



**Figura 4.8:** Esempio di trasmissione data-strobe a 8 bit. La terza linea rappresenta lo XOR tra le linee data e strobe.

sulla linea strobe viaggia un segnale generato appositamente affinché lo XOR logico tra i due input generi un segnale utilizzabile come clock. È questo il segnale che viene utilizzato per sincronizzare il ricevitore con il trasmettitore.

Il modulo SDR2 manda il segnale di sample-and-hold e i segnali di strobe, in modalità TTL 3.3 V, ai driver LVDS posizionati sulla SPT2, dove le linee TTL calde e fredde sono sommate prima di essere convertite in segnali LVDS.

I moduli SFEC mandano i dati alla SPT2 attraverso le linee LVDS definite data-strobe; queste linee vengono convertite sulla SPT2 in linee TTL 3.3 V calde e fredde che arrivano alla SDR2 tramite il backplane [39].

### 4.3 Il nodo SDR2

Il sistema di acquisizione dati di AMS-02 colleziona dati da oltre 200000 canali analogici associati a diversi subdetector. L'intero DAQ consiste in 300 nodi computazionali basati su ADSP-2187L Digital Signal Processing unit e da tre Main DAQ Computer. I nodi sono interconnessi con link seriali punto-punto. Il software realizzato per ogni nodo è divisibile in due parti: una serie



**Figura 4.9:** Flusso dei dati in AMS-02, per il TOF non è presente il nodo JINF.

di routine comuni a tutti, indipendenti dal detector e definite CDP (common digital part), e una serie di routine specifiche, diverse per ogni rivelatore.

La struttura a albero del DAQ è rappresentata in figura 2.10: la gerarchia del sistema è definita da un protocollo di comunicazione master-slave, che stabilisce le relazioni tra i vari nodi. I dati vengono inviati dallo slave solo su richiesta del master, e questa convenzione è valida per tutti i nodi del DAQ. Nel caso del TOF, il nodo che interfaccia il TOF con il DAQ generale è realizzato con la scheda SDR2, che ha come master il nodo JINJ e come slave le schede di front-end SFET2, SFEA2, SPT2 e SFEC.

Dopo l'arrivo del segnale di trigger dalla scheda JLV1, inizia l'acquisizione dei dati dall'elettronica di front-end, che sono memorizzati nella CDP buffer memory. Durante l'acquisizione viene generato un segnale di busy per la scheda JLV1.

Il flusso di dati dal front-end alla SDR2 avviene dopo l'arrivo del trigger di primo livello alla SDR2, la quale invia alla SFET2 la richiesta per la spedizione dati, e genera la serie di fronti che permetteranno ai CDC (presenti su SFET2, SFEA2 e SFEC) l'invio dei dati. I protocolli utilizzati sono il TOFWire e il ChargeWire. Dopo l'acquisizione e la memorizzazione dei dati raw, si avvia una procedura di riduzione dei dati da parte del DSP della SDR2, che si occupa di eliminazione degli zeri, e altre procedure di compressione dei dati in un formato che comprenda dati di tempo e di carica. La richiesta di invio dei dati viene effettuata dal nodo JINJ attraverso un comando inviato con il protocollo AMSWire (§ 4.3.2).

### 4.3.1 La CDP

I nodi xDR e JINx sono basati su DSP ADSP-2187L. Il nodo SDR2 è schematizzabile con il diagramma della logica comune (CDP) a tutti i nodi xDR rappresentato in figura 4.10. Le operazioni del nodo xDR sono incentrate sul buffer di memoria SRAM, al quale accedono, tramite l'hardware implemen-

tato sull'Actel, il DSP, il FE sequencer (la logica specifica per ogni detector che si occupa della comunicazione con l'elettronica di front-end) e i ricevitori/trasmittitori AMSWire [43]. Il trigger viene ricevuto dal sequencer, che dà inizio ai processi per la lettura delle schede di front-end, invia il trigger al CBC, ai CDC, e la richiesta di dati temporali a SFET2, SPT2 e SFEA2. I dati vengono ricevuti da ricevitori data-strobe, e memorizzati nella SRAM. A questo punto il DSP legge la memoria, elabora i dati e li riscrive in memoria, dopo di che, quando arriva la richiesta dal nodo JINJ, il trasmettitore AMSWire inoltra la richiesta di lettura della memoria e spedisce i dati richiesti.

A gestire le comunicazioni con la memoria è il blocco definito Memory Controller nello schema di figura 4.10, realizzato sul FPGA. Esso stabilisce le priorità di accesso al fine di impedire conflitti tra i diversi sistemi. Sono stati realizzati anche alcuni algoritmi per verificare l'integrità dei dati dopo le diverse fasi di scrittura e lettura, che nello schema sono indicati con il blocco CRC.

### 4.3.2 Il protocollo di trasmissione AMSWire

La comunicazione tra i diversi nodi del DAQ di AMS-02 (figura 2.10) avviene attraverso un collegamento seriale punto-punto definito AMSWire [43]. Questo protocollo di comunicazione utilizza il concetto di “master-slave”. Un nodo slave non può inviare nessuna risposta se non ha ricevuto precedentemente una richiesta da un suo master. La trasmissione dati avviene con la codifica data-strobe: i dati vengono trasmessi direttamente, mentre il segnale di strobe cambia quando quello di data rimane uguale al bit precedente (figura 4.8). I segnali utilizzano linee differenziali a basso voltaggio LVDS [56]. Quando non c'è trasmissione, i segnali LVDS vengono mantenuti alti. Dopo l'accensione o il reset, il trasmettitore mantiene alti sia il filo di data che quello di strobe. Il rate di trasmissione è fissato a 100 Mbps in entrambe le direzioni.

È stato definito GAP (figure 4.11 e 4.12) uno stato statico che prevede sia il segnale data che il segnale strobe alti per otto fronti di clock. Il primo bit trasmesso dopo lo stato di GAP è uno “0”, generando la prima transizione sul filo di data [45].

La trasmissione dati avviene nel formato schematizzato nella figura 4.11. La trasmissione di ogni pacchetto inizia e termina con un GAP seguito da due

caratteri definiti SYNC per stabilire la sincronizzazione tra trasmettitore e ricevitore. Un carattere di controllo (CTRL) viene spedito prima di qualsiasi carattere di dati; un altro CTRL viene trasmesso dopo i dati. TC è un carattere trasmesso per passare in uno stato di GAP.

La ricezione dati avviene solo se è rispettato il formato illustrato nella figura 4.12: per iniziare sono necessari un GAP e un carattere SYNC; il secondo carattere di SYNC viene interpretato come un carattere NULL; il primo carattere dopo il NULL viene identificato come il CTRL iniziale; dopo il carattere di controllo finale il ricevitore ignora altri eventuali caratteri e aspetta uno stato di GAP [56].

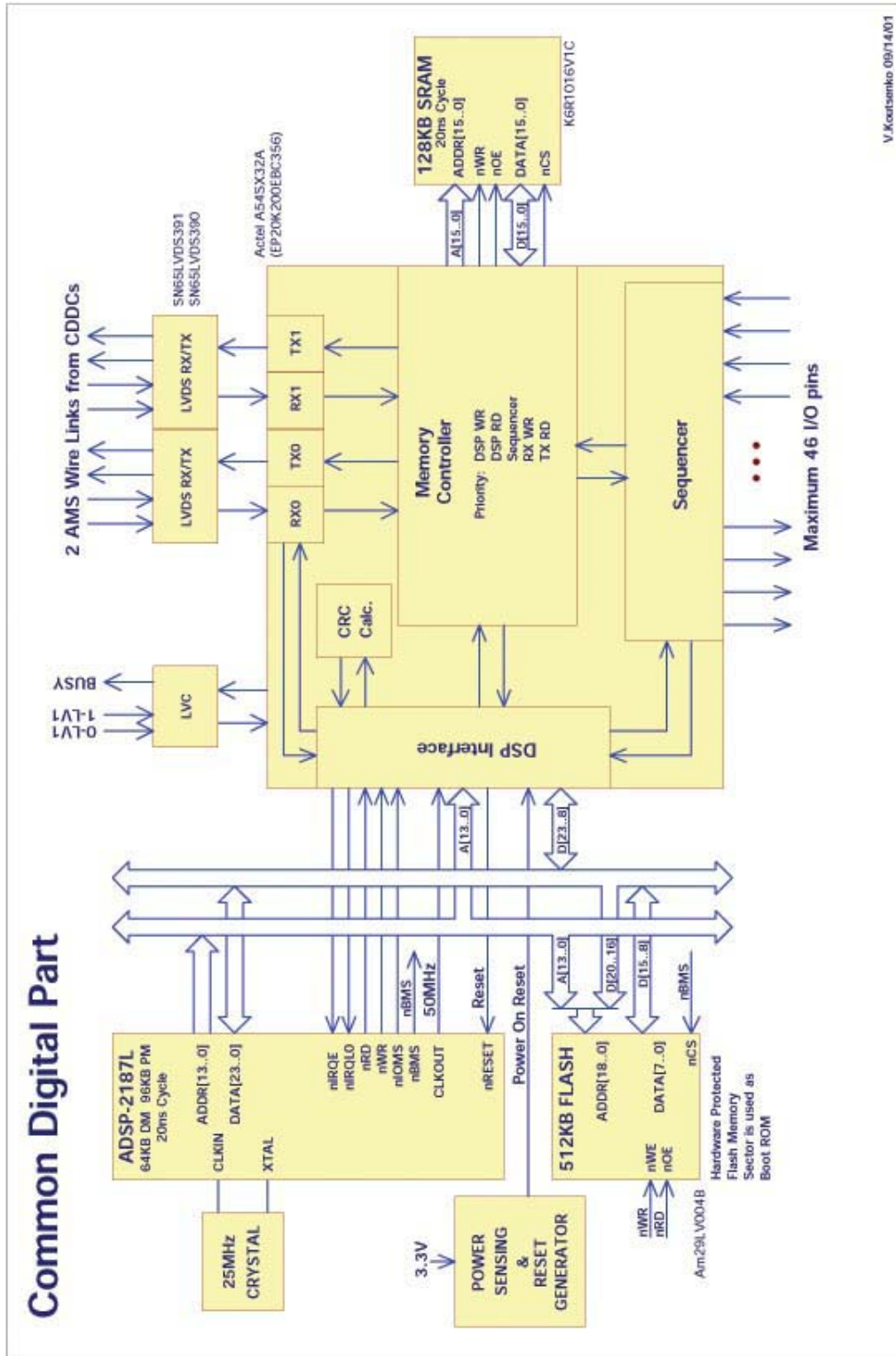
Le parole vengono sempre inviate iniziando dal bit più significativo. I dati sono trasmessi in blocchi di lunghezza variabile [56]: ogni blocco è costituito da una sequenza di pacchetti e contiene solo caratteri di dati. I caratteri di controllo vengono aggiunti o separati dai trasmettitori o dai ricevitori del DAQ. I pacchetti che costituiscono un blocco possono essere di quattro tipi (figura 4.13): il pacchetto iniziale, quello finale, un pacchetto nel mezzo di una serie o un blocco composto da un solo pacchetto.

## 4.4 Stato attuale

Attualmente il prototipo della SFEC è in costruzione. Una volta ultimato si dovrà modificare il codice VHDL per poterlo implementare sul device Actel. A questo punto il prototipo sarà ultimato: dovranno essere eseguiti diversi test con i quali verificare l'insorgere di eventuali problemi, in modo da poter apportare le ultime modifiche per la realizzazione del modello di volo.

È in fase di realizzazione anche un prototipo della xDR: si sta interfacciando una CDP con le schede di front-end del TOF, attraverso una modifica del codice VHDL già esistente, in particolare lavorando sul blocco definito FE sequencer. Per simulare il nodo superiore del DAQ viene utilizzata una scheda, interfacciata al PC, chiamata EPPCAN-box, realizzata dalla collaborazione appositamente per questa funzione.



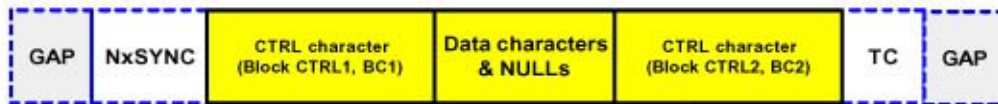


V.Kozlovskiy 09/14/01

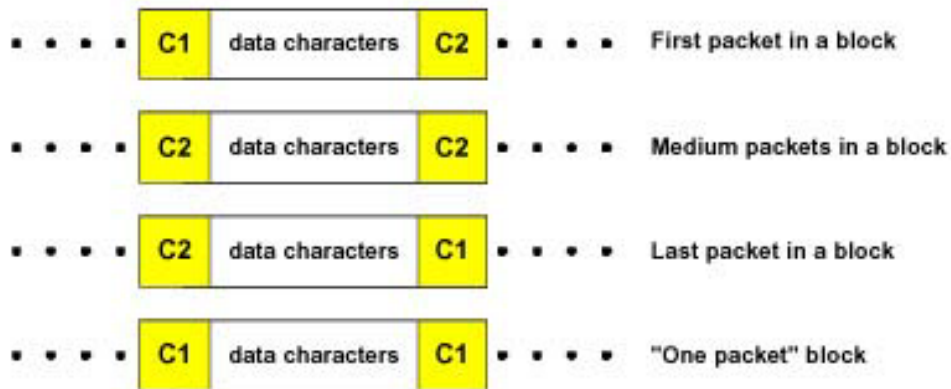
Figura 4.10: Diagramma a blocchi della CDP [43].



**Figura 4.11:** Formato per la trasmissione dati nel protocollo AMSWire [56].



**Figura 4.12:** Formato per la ricezione dati nel protocollo AMSWire [56].



**Figura 4.13:** Formato dei diversi tipi di pacchetti presenti in un blocco [56].

# Conclusioni

Durante il periodo di tesi trascorso nel gruppo AMS di Bologna mi sono occupato del sistema di acquisizione di carica e di altri componenti dell'elettronica del TOF dello spettrometro spaziale AMS-02.

Inizialmente ho messo a punto un sistema per compiere test sulle diverse componenti della scheda SFEC: il chip AICPPP e l'ADC AD7476. Ho realizzato la logica di controllo che rendesse possibile la lettura dei dati dall'ADC e generasse le procedure necessarie per il funzionamento dell'AICPPP. Per poter acquisire i risultati ottenuti ho realizzato un'interfaccia seriale RS-232 per la trasmissione dati a un PC, sul quale un programma appositamente realizzato ha il compito di convertirli in formato testo; il tutto è stato sviluppato utilizzando il codice di programmazione VHDL, successivamente implementato in una FPGA Altera modello Apex II. Il setup necessario per i test è composto da un crate con diversi moduli NIM, da alcuni PM e da un contatore del TOF di AMS-02.

L'esperienza acquisita nell'utilizzo delle diverse componenti ha reso possibile la progettazione e la realizzazione della scheda per la lettura della carica SFEC. Prima di poter considerare ultimata questa scheda saranno necessari ulteriori test per poterla integrare nel sistema di acquisizione dati del TOF. Inoltre sarà interessante poterla studiare in un test su fascio (previsto per l'autunno) effettuato in una configurazione il più possibile simile a quella definitiva, in modo da valutare eventuali ritardi o disturbi che possono sorgere a causa della lunghezza dei cavi o della presenza di altri moduli e in modo da verificare la risposta per cariche elevate.

Infine ho partecipato anche alla progettazione della scheda SDR2, la quale costituisce il nodo tra l'elettronica di front-end del TOF e il resto del sistema di acquisizione dell'intero esperimento. Anche per questa scheda ancora in fase di realizzazione dovranno essere definiti alcuni aspetti relativi ai diversi timing e alla gestione dei dati in memoria. Successivamente saranno indi-

## CONCLUSIONI

---

spensabili diversi test dei link seriali e dei relativi protocolli di comunicazione oltre a una verifica finale dell'intero sistema. Il test su fascio previsto in autunno sarà molto utile per verificare il funzionamento globale della nuova elettronica: con questa prova sarà possibile rilevare problemi che possono sorgere dall'integrazione e dall'utilizzo complessivo delle diverse schede.

# Ringraziamenti

Alla conclusione di questo lavoro non mi resta che ringraziare tutti coloro con i quali ho avuto il piacere di lavorare durante questa esperienza.

Il Prof. Federico Palmonari per la fiducia dimostrata nei miei confronti, l'immane disponibilità e per la capacità di stemperare le tensioni anche nei momenti più difficili. Il Dr. Diego Casadei per l'aiuto nella stesura di questa tesi. Un grosso ringraziamento va a tutti gli altri componenti del gruppo di AMS: la Dr. Cristina Sbarra per la simpatia dimostrata e l'indimenticabile classifica dei "belloni di AMS", a Alberto in ricordo di una cena giapponese, Francesca, Luca, Lucio e Roberto per aver dimostrato di essere un gruppo anche quando le cose non vanno, in fine volevo ringraziare Veronica per la proficua collaborazione e per tutte quelle volte nelle quali lo sconforto è stato superato con una risata. Un grandissimo grazie va a Mauro Lolli per tutto l'aiuto fornito, una lista dettagliata sarebbe troppo lunga. Voglio ringraziare anche Matteo Rizzi per essere sempre stato presente quando fossero richieste le sue competenze. Infine, ma non per grado d'importanza, vorrei ringraziare il Dr. Federico Cindolo, dal quale, nonostante la brevità dei momenti insieme, ho imparato molte cose.

Vorrei ringraziare tutta la mia compagnia: Frengo, Kappa, il Leso, Robbi, Schiva, Ste (il nero) e il Tonno perché i momenti passati insieme mi hanno aiutato a superare i periodi più bui e perché hanno sempre pensato che questo momento sarebbe arrivato anche quando la strada era ancora lunga, inoltre ricordo ancora quella mattina di settembre nella quale sono andato con Schiva all'università di Parma e ho deciso di scegliere la facoltà di Fisica.

Non posso dimenticare di ringraziare tutti i ragazzi della Galileo: Tino, l'Elli, Foffi, Gigi, Raffa, Willi, Lucone, Alle e tutti gli altri per avermi insegnato tanto, sportivamente e non solo, per avermi sempre aiutato e perché "mens sana in corpore sano".

Un grazie va anche a tutti coloro che non sono in questa lista per motivi

## RINGRAZIAMENTI

---

logistici, e sono tanti, ma che non dimentico.

Infine un grandissimo grazie va ai miei genitori, senza i sacrifici e l'amore dei quali tutto ciò non sarebbe stato possibile, e all'Anna che ha saputo starmi vicino durante tutto il cammino universitario, nei momenti belli, ma anche e soprattutto in quelli più difficili.

# Bibliografia

- [1] H.J. Völk. Gamma-ray astronomy of cosmic rays. In *Invited, Rapporteur, and Highlight papers of ICRC 2001*, pages 3–17, Hamburg, Germany, 2002.
- [2] Malcolm S. Longair. *High Energy Astrophysics*, volume 1, 2. Cambridge University Press, 2 edition, 1992, 1994.
- [3] E.N. Parker. *Planetary Space Science*, 9:13, 1965.
- [4] K. Hagiwara, T.K. Gaisser, and T. Stanev. Cosmic Rays. *Physical Review D*, 66:010001, 2002.
- [5] T.K. Gaisser and R.K. Schaefer. Cosmic-ray secondary antiprotons: a closer look. *The Astrophysical Journal*, 394:174–183, 1992.
- [6] B. Wiebel-Sooth, P.L. Biermann, and H. Meyer. Cosmic Rays VII. Individual element spectra: prediction and data. *The Astrophysical Journal*, 474:479–489, 1997.
- [7] G. Gilmore, R. F. G. Wyse, and K. Kuijken. Kinematics, chemistry, and structure of the Galaxy. *Ann. Rev. Astron. Astrophys.*, 27:555–627, 1989.
- [8] E. Fermi. *Phys. Rev.*, 75:1169, 1949.
- [9] T.K. Gaisser. *Cosmic Rays and Particle Physics*. Cambridge, 1990.
- [10] A. Ahlen *et al.* An antimatter spectrometer in space. *Nucl. Instrum. Methods Phys. Res.*, A350:351–367, 1994.
- [11] K. Hagiwara, K.A. Olive, and J.A. Peacock. Big-Bang Cosmology. *Physical Review D*, 66:010001, 2002.

## BIBLIOGRAFIA

---

- [12] A. Braccesi. *Dalle stelle all'Universo*. Zanichelli, 1999.
- [13] A. A. Penzias and R. W. Wilson. Measurement of the flux density of cas a at 4080 mc/s. *The Astrophysical Journal*, 142:1149, October 1965.
- [14] S. Weinberg. *I primi tre minuti*. Mondadori, 1977.
- [15] G. Steigman. Observational tests of antimatter cosmologies. *Ann. Rev. A&A*, 14:339–372, 1976.
- [16] F. W. Stecker, J. I. Vette, and J. I. Trombka. Cosmic &  $\gamma$ -rays-Extragalactic origin for 1 to 6 MeV flux proposed. *Nature Physical Science*, 231:122, June 1971.
- [17] F. W. Stecker and A. W. Wolfendale. Antiparticles in the extragalactic cosmic radiation. *19th Intern. Cosmic Ray Conf., Vol. 2 p 354-357 (SEE N85-34006 22-93)*, 2:354–357, August 1985.
- [18] AMS Collaboration. The Alpha Magnetic Spectrometer (AMS) on the International Space Station: Part 1 - Results from the test flight on the space shuttle. *Physics Reports*, 366/6:331–404, Aug. 2002.
- [19] AMS collaboration. Helium in near Earth orbit. *Phys. Lett.*, B494:193, 2000.
- [20] S. M. Faber and J. S. Gallagher. Masses and mass-to-light ratios of galaxies. *Ann. Rev. A&A*, 17:135–187, 1979.
- [21] V. Trimble. Existence and nature of dark matter in the universe. *Ann. Rev. A&A*, 25:425–472, 1987.
- [22] P.J.E. Peebles. *Principles of Physical Cosmology*. Princeton University Press, 1993.
- [23] N. Bachall. Dark Matter. [astro-ph/9611080](#), preprint PRINCETON-OBSERV-P-693, November 1996.
- [24] K. Griest *et al.* Galactic microlensing as a method of detecting massive compact halo objects. *The Astrophysical Journal*, 366:412, 1991.
- [25] R.J. Nemiroff *et al.* Probing galactic halo dark matter with microlensing. *Astronomy and Astrophysics*, 247:73, 1991.



## BIBLIOGRAFIA

---

- [26] B.J. Carr *et al.* *Ann. Rev. A&A*, 32:531, 1994.
- [27] M.S. Turner *et al.* *Phys. Lett.*, D42:1001, 1990.
- [28] G. Jungman *et al.* Supersymmetric Dark Matter. *Phys. Rev.*, 267:195–373, 1996.
- [29] D.N. Spergel and others. First Year Wilkinson Microwave Anisotropy Probe (WMAP) Observations: Determination of Cosmological Parameters. In *Astrophys. J. Suppl. Sess.*, number 148, page 173, June 2003.
- [30] AMS collaboration. Cosmic Protons. *Phys. Lett.*, B494:193–202, 2000.
- [31] AMS collaboration. Protons near Earth. *Phys. Lett.*, B472:215–226, 2000.
- [32] AMS collaboration. Leptons in near Earth orbit. *Phys. Lett.*, B484:10–22, 2000.
- [33] M.H. Harrison and others. Cryogenic System for a Large Superconducting Magnet in Space. Technical report, Space Cryomagnetics Ltd., 2002.
- [34] AMS Collaboration. The construction of the Alpha Magnetic Spectrometer (AMS) for the International Space Station. in preparation, June 1, 2004.
- [35] M. Buénerd et AMS-RICH collaboration. The AMS-02 RICH Imager Prototype In-Beam Tests with 20 GeV/c per Nucleon Ions. *Astropart. Phys.*, 1, June 2003.
- [36] F. Cervelli and others. A reduced scale e.m. calorimeter prototype for the AMS-02 experiment. *Nucl. Instrum. Methods Phys. Res.*, 490(1-2):132–139, September 2002. 01689002.
- [37] D. Alvisi *et al.* A high resolution, low power Time-Of-Flight system for the space experiment AMS. *NIM*, A 437:212–221, 1999.
- [38] K. Hangarter C. Camps, V. Commichau. Universal Slow Control Module USCM V03/S3b for AMS-02. Technical report, September 2002. Flight Version 1.4.

## BIBLIOGRAFIA

---

- [39] D. Casadei et al. The AMS-02 scintillators data acquisition. 2004. in preparation.
- [40] D. Casadei et al. S-crate physical connections. AMS Internal Note, version 2.13, <http://ams.cern.ch/AMS/Electronics/SubD/Scint/>, May 24, 2004.
- [41] M. Capell. Flight Design Summary.  
<http://ams.cern.ch/AMS/Electronics/FlightDesign.html>.
- [42] S.D'Arigliano L.Fontani. "Analisi sul range di tensione di uscita del brick TOF". Technical report, CAEN, March 2004.
- [43] V. Koutsenko A. Kounine. AMS-2 DAQ software organisation, xDR and JINx nodes. Technical report, European organization for nuclear research, march 2003.
- [44] D. Casadei et al. The AMS-02 scintillator front-end electronics. AMS Internal Note, version 0.06, <http://ams.cern.ch/AMS/Electronics/SubD/Scint/>, May 6, 2004.
- [45] C.H. Lin. Interface Control Document for Trigger System, jun 26 2003. <http://linch.home.cern.ch/linch/>.
- [46] A. Contin. "Local TOF trigger specification", Dec. 7, 2002. AMS-Bologna Internal Note Trigger-01.
- [47] D. Casadei. *Direct measurement of galactic cosmic ray fluxes with the orbital detector AMS-02*. PhD thesis, Università degli Studi di Bologna, 2003.
- [48] F. Giovacchini. *Studio degli ioni intermedi nei raggi cosmici primari mediante la misura combinata di TOF e RICH di AMS-02*. Laurea thesis, Università di Bologna, 2003.
- [49] A. Oliva. *Riconoscimento di raggi cosmici con numero atomico  $Z < 20$  con gli scintillatori plastici del sistema TOF di AMS-02*. Laurea thesis, Università di Bologna, 2004.
- [50] K. Hagiwara, D.E. Groom, H. Bichsel, and S.R. Klein. Passage of Particle through matter. *Physical Review D*, 66:010001, 2002.

- [51] William R. Leo. *Techniques for Nuclear and Particle Physics Experiments. A How-to Approach*. Springer-Verlag, 1987.
- [52] O. Rossetto M. Yamouni L. Gallin-Martell, J. Pouxé. A 16 channel analog integrated circuit for PMT pulses processing. February 2002. 10.1109/TNS.2202.801533.
- [53] P. W. Nicholson. *Nuclear electronics*. Wiley e Sons ed., 1974.
- [54] Analog Devices Inc. AD7476/AD7477/AD7478. Technical report, One technology Way, P.O. Box 9160, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A., 2004. [www.analog.com](http://www.analog.com).
- [55] Actel Corporation, Stierlin Court, 2061, Mountain View, CA 94043-4655, U.S.A. *SX-A Family FPGAs*, v. 2.0 edition, September 2003. [www.actel.com](http://www.actel.com).
- [56] C.H. Lin. AMS Wire, AMS-02 DAQ link protocol. Internal note for AMS DAQ group 3.0, NCU Taiwan, January 2001. <http://linch.home.cern.ch/linch/>.