

Università degli Studi di Torino
Facoltà di Scienze Matematiche, Fisiche e Naturali

TESI DI LAUREA

Sviluppo del test per l'analisi e la
qualifica dei moduli a microstrip di
silicio per il tracciatore
dell'esperimento CMS

Relatore : **Dott. Natale Demaria**

Candidato : **Lorenzo Scotti**

Anno Accademico 2001/2002

ai miei genitori,
ad Ale e Lucia

Indice

Introduzione	5
1 Fisica ad LHC	7
1.1 Il modello standard	7
1.2 Il bosone di Higgs	10
1.3 Particelle <i>supersimmetriche</i>	14
1.4 Violazione di <i>CP</i>	16
1.5 La fisica del quark <i>bottom</i>	17
1.6 La fisica del quark <i>top</i>	17
2 Il rivelatore CMS ad LHC	20
2.1 LHC	21
2.2 La struttura del rivelatore CMS	23
2.2.1 Il calorimetro elettromagnetico (ECAL)	25
2.2.2 Il calorimetro adronico (HCAL)	28
2.2.3 Il magnete	29
2.2.4 Il sistema per la rivelazione dei muoni	31
2.2.5 Il sistema di trigger e acquisizione dati	34
3 Tracker di CMS e rivelatori a silicio	36
3.1 Il rivelatore centrale di tracciamento	36
3.1.1 Elettronica di readout del Tracker	38
3.2 Proprietà dei sensori	39
3.2.1 Danni da radiazione	44
3.3 Il rivelatore di vertice a pixel	46
3.4 Il rivelatore di tracciamento a microstrip	47
3.4.1 I moduli a microstrip di silicio	52
3.4.2 Bonding	54
3.4.3 Elettronica di readout dei moduli	55
3.5 Prestazioni del tracciatore	66

4	Setup sperimentale	73
4.1	Il test dei moduli a microstrip di silicio	74
4.2	Backplane pulsing	77
4.3	Setup hardware	79
4.3.1	ARC	80
4.3.2	CMS-Like	80
4.4	Il software per il controllo dei test	84
5	Analisi Dati	89
5.1	Il software per l'analisi	89
5.1.1	Ftest	89
5.1.2	Comparison	93
5.1.3	BpPulseAna	94
5.2	Analisi del C-test	96
5.3	Analisi moduli	100
5.3.1	TIB prototype	101
5.3.2	TOB 09	102
5.3.3	TOB 11	110
5.3.4	TIB 12	111
5.3.5	TIB 13	112
	Conclusioni	121
	A Il metodo di deconvoluzione di un pulse shaping	122
	B Algoritmo di piedistallo e rumore	126
	Bibliografia	128

Introduzione

Questa tesi si inserisce nell'ambito dello studio dei rivelatori a microstrip di silicio per il rivelatore centrale di tracciamento (Tracker) dell'esperimento *CMS* [1], the Compact Muon Solenoid, che verrà installato presso l'acceleratore *LHC* (Large Hadron Collider) del *CERN* di Ginevra, a partire dalla fine del 2004 e prenderà i primi dati dal 2007.

In particolare, il lavoro svolto ha riguardato lo studio e lo sviluppo della catena di acquisizione ed analisi dati dei rivelatori stessi, in preparazione al lavoro sistematico di test per la qualifica dei moduli per il Tracker di CMS che dovrà essere svolto nei prossimi mesi presso la sezione dell'INFN di Torino.

Nel *primo capitolo* si darà una introduzione ad alcuni aspetti della fisica delle particelle delle alte energie, in particolare si vedranno quei processi che rientrano nell'ambito di ricerca dell'esperimento CMS ad LHC.

Nel *secondo capitolo* si presenteranno dapprima le caratteristiche di LHC, quindi verrà descritto nel suo insieme (con l'esclusione del tracciatore) il rivelatore CMS, uno dei quattro esperimenti che verranno montati a LHC, a cui questa tesi è espressamente dedicata.

Il *terzo capitolo* è dedicato al rivelatore centrale di tracciamento di CMS. Dopo un'introduzione sul tracciatore verranno descritti i moduli a microstrip di silicio. Se ne vedrà il layout generale, le motivazioni alla base delle scelte tecniche adottate e il funzionamento con particolare attenzione all'insieme di elettronica preposta per il readout dei dati raccolti. Verranno inoltre esposte le prestazioni del tracciatore.

Nel *quarto capitolo* si descriverà il setup sperimentale a disposizione pres-

so l'INFN di Torino, realizzato per lo studio della catena di acquisizione ed analisi dati per la qualifica dei rivelatori a silicio che in futuro verranno montati sul Tracker di CMS. Si approfondirà sia l'hardware che il software per il controllo della catena e l'elaborazione dati, su questi punti si sviluppa il lavoro di questa tesi.

Infine, nel *quinto capitolo*, si descriveranno le misure eseguite con il setup precedentemente descritto su diversi moduli e se riporta la qualifica. In questa tesi è stato sviluppato il software necessario per l'analisi di dati raccolti per la qualifica dei moduli a microstrip di silicio.

Seguiranno le conclusioni.

Capitolo 1

Fisica ad LHC

Lo sviluppo della Fisica delle Particelle Elementari è avvenuto storicamente in due periodi: il primo, antecedente all'avvento degli acceleratori di alta energia, risale al 1948, il secondo, successivo, è ancora oggi in via di sviluppo.

Nel primo periodo furono studiati i costituenti della materia con metodi sperimentali legati alla radiazione nucleare spontanea e ai raggi cosmici. Attualmente lo studio è legato allo sviluppo degli acceleratori delle alte energie.

In questo capitolo si danno dei cenni a quei temi della fisica moderna delle particelle elementari che rientrano nell'ambito di ricerca dell'esperimento CMS ad LHC.

1.1 Il modello standard

Negli anni Ottanta le particelle elementari vennero organizzate all'interno del cosiddetto modello standard (SM) [2], [3], [4], [5]. Esso consente di dare una valida spiegazione alla maggior parte dei fenomeni noti in questo ramo della fisica, sia per quanto concerne la classificazione del gran numero di particelle subnucleari che oggi siamo in grado di osservare e che danno origine alla materia che compone l'universo, sia per quanto riguarda le forze che intervengono tra queste particelle e che spiegano il comportamento della materia ad ogni livello di osservazione (escludendo però i fenomeni gravitazionali). Tuttavia è noto che il quadro della fisica delle particelle elementari che ci presenta tale teoria non si può ritenere completo. Vediamolo più in dettaglio.

La descrizione della materia che presenta il modello standard è sostanzialmente corretta fino alle dimensioni di circa 10^{-18} metri. Come accennato

esso contempla due categorie di particelle: quelle che costituiscono la materia e quelle che originano le forze di interazione tra di esse.

I costituenti della materia risultano essere divisi in due famiglie distinte: *leptoni* e *quark*, entrambe costituite da sei particelle. I quark sono soggetti all'interazione *forte*, *debole* ed *elettromagnetica*, mentre i leptoni all'interazione *debole* e, solo quelli carichi, a quella *elettromagnetica* (vedi fig. 1.1).

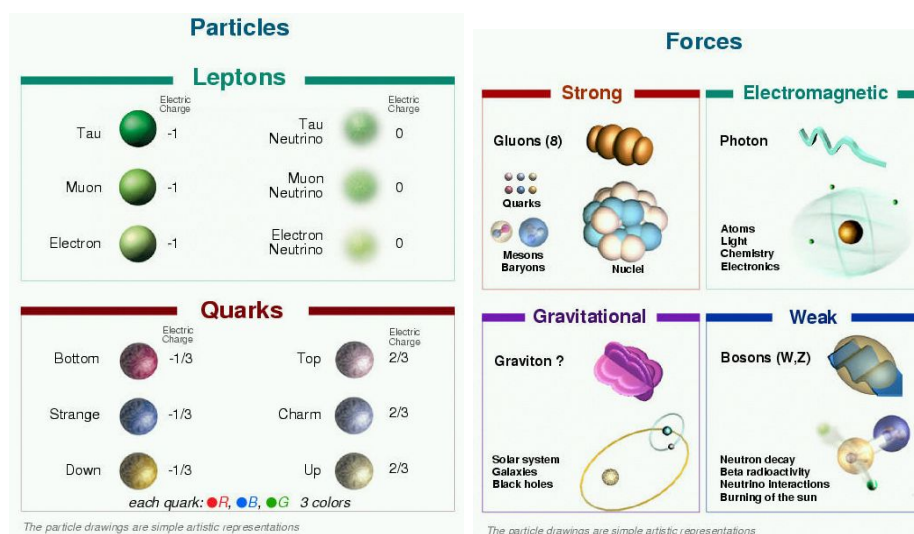


Figura 1.1: Particelle del modello standard.

Queste dodici particelle elementari possono essere suddivise in tre famiglie, ognuna delle quali composta da quattro particelle.

- la *prima* composta da quark up e down, elettrone e neutrino dell'elettrone,
- la *seconda* composta da quark charm e strange, muone e neutrino muonico,
- la *terza* composta da quark top e bottom, tau e neutrino del tau.

Tutta la materia oggi visibile nell'universo sembra essere composta da sole particelle della famiglia più "leggera": quark up e down, elettroni e neutrini elettronici. Gli adroni infatti si uniscono per formare tutti i nuclei atomici noti. Gli elettroni orbitano attorno ai nuclei grazie alla forza elettromagnetica e, in questo modo, si possono formare atomi e molecole. Le altre due famiglie di particelle esistono solo per tempi estremamente brevi (con l'esclusione dei

neutrini del μ e del τ) in seguito a collisioni ad altissima energia tra particelle stabili.

I *quark* ed i *leptoni* hanno spin semintero, per questo sono chiamati *fermioni*. Le interazioni tra *fermioni* fondamentali sono mediate tramite particelle di spin intero chiamate *bosoni vettori* (o di *gauge*). L'interazione *forte*, basata sulla simmetria $SU(3)$, viene mediata da otto *gluoni* privi di massa. Le interazioni *elettrodeboli*, descritte dalla simmetria $SU(2)_L \times U(1)$, vengono invece mediate, per quanto riguarda la componente debole, da due *bosoni vettoriali* massivi W^\pm e Z^0 , rispettivamente $m_W = 80,423 \pm 0,039 GeV$ e $m_{Z^0} = 91,188 \pm 0,002 GeV$ (Particle data Group, 13/06/2002) e, per quanto riguarda la componente elettromagnetica, da una particella priva di massa e di carica elettrica: il *fotone* (γ) (vedi fig. 1.1). L'interazione debole è la responsabile dei processi di decadimento di nuclei e dei processi di combustione nucleare (ad esempio nel Sole). L'interazione *gravitazionale*, data la sua estrema debolezza a livello di costituenti fondamentali, non è (ancora) propriamente inclusa nel SM. A completare il SM il bosone di Higgs viene introdotto per poter spiegare la massa delle particelle.

Misure eseguite per diversi anni presso il CERN a LEP e a LEP-2, verificano tutte le predizioni del modello standard, con precisione dello 0.1 % in Γ_{Z^0} e m_{Z^0} e del % su altre grandezze.

Sebbene sia uno dei più grandi risultati della fisica del XX secolo, il modello standard presenta alcune lacune, a cui si accenna di seguito.

- In tale modello vi sono alcune caratteristiche e alcuni parametri del tutto arbitrari non chiari teoricamente. Ad esempio non si spiega perché alcune particelle abbiano proprio la carica elettrica e la massa che noi misuriamo e non un'altra.
- Non si capisce perché non ci sia più traccia di antimateria nell'universo.
- Non risulta poi chiaro perché esistano tre famiglie di particelle di materia e non di più o di meno.
- Come si è detto, la teoria non unifica (ancora) al suo interno l'interazione gravitazionale con le altre tre forze descritte.
- Non si possono descrivere le interazioni ad energie dell'ordine del TeV poiché alcuni diagrammi, tra cui $H \rightarrow W^+W^-$, divergono.

La necessità di approfondire le conferme sperimentali del SM è stata la motivazione principale alla costruzione di un nuovo acceleratore al CERN

di Ginevra, che superi i limiti di precisione delle misure dati dalle macchine attualmente in funzione (vedi cap. 2), in tutto il mondo. Questo nuovo acceleratore, *LHC (Large Hadron Collider)* permetterà di accelerare fasci di protoni e di ioni pesanti ad energie mai raggiunte finora, accedendo quindi a tutta una classe di fenomeni e di esperienze nuove, che dovrebbero fornire risposte alle problematiche sopra esposte e aprire delle finestre su possibili estensioni dello stesso modello standard verso nuove ipotesi di fisica (es. teorie supersimmetriche o di grande unificazione).

Di seguito si accenna ad alcune possibili misure che si potranno effettuare in particolare con il rivelatore *CMS (Compact Muon Solenoid)* che verrà montato ad LHC, ed a cui si riferisce il lavoro di questa tesi. Riassumendo, possiamo dire che gli obiettivi primari della ricerca di CMS ad LHC saranno:

- la ricerca del bosone di Higgs previsto dal modello standard (SM Higgs) e di eventuali bosoni di Higgs supersimmetrici (Minimum Supersymmetric Standard Model Higgs, SMSM Higgs bosons);
- studio delle proprietà fisiche del quark *top*;
- analisi della violazione di *CP* nella fisica del quark *b*;
- possibili segnali di deconfinamento dei quark, attraverso misure fatte su urti tra ioni pesanti;
- ricerca di tutta una serie di nuove particelle previste dai modelli teorici di estensione del SM: particelle supersimmetriche, gluini e squark.

1.2 Il bosone di Higgs

Il cosiddetto bosone di Higgs è il principale ingrediente mancante del modello standard. La teoria prevede che determini, tramite il meccanismo di rottura spontanea della simmetria, la massa di tutte le altre particelle.

Nel Modello Standard la massa dei campi di Gauge (W^\pm , Z^0) viene generata dal fenomeno chiamato “*rottura spontanea di simmetria*” di un campo scalare. Questo meccanismo assicura che il fotone rimanga privo di massa, la teoria mantenga la rinormalizzabilità, ma a costo di introdurre una particella scalare (bosone di Higgs) non ancora osservata. L'accoppiamento della particella di Higgs con i fermioni e con i bosoni vettori massivi (W^\pm e Z_0), fa sì che anche quest'ultimi acquistino massa.

Nel Modello Standard [6], il valore della massa del bosone di Higgs, $m_{H^0} = \sqrt{2\lambda}v$, è proporzionale al valore di aspettazione del vuoto v tramite la costante di accoppiamento λ . La teoria però non prevede un valore per λ ma, grazie ad argomenti di auto-consistenza del SM, si possono fissare dei limiti, inferiore e superiore, per la m_{H^0} . Solo se il Modello Standard è consistente fino ad energie $\Lambda_{GUT} \approx 10^{16}$ GeV la m_{H^0} è compresa tra 130 e 190 GeV (vedi fig. 1.2).

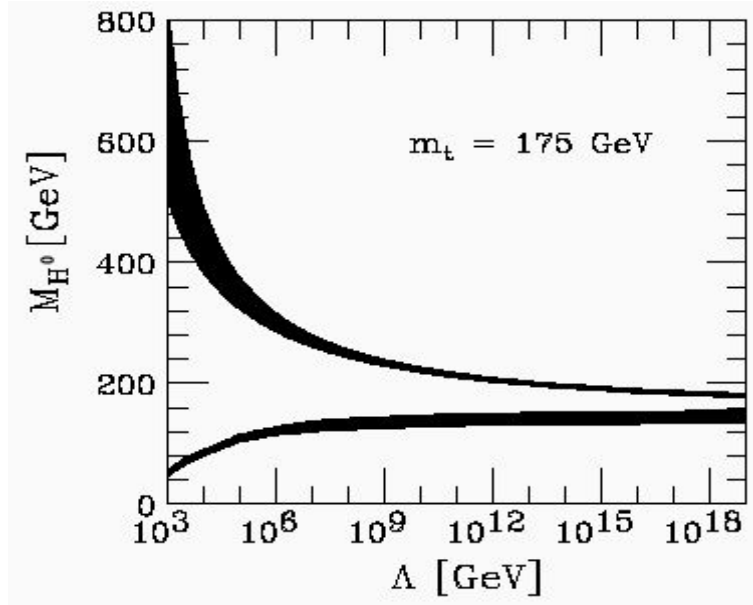


Figura 1.2: Limiti della massa del bosone di Higgs basati sull'autoconsistenza del SM.

Esperimenti indiretti forniscono dei limiti alla m_H : un limite inferiore è stato posto dalle ricerche effettuate al CERN tramite l'acceleratore LEP-2 (il collisore elettrone - positrone da poco smantellato), che indicano, che $m_{H^0} > 114.3$ GeV con un livello di confidenza del 95% (dato PDB aggiornato al 17/06/02). Il limite superiore è fissato all'interno della teoria SM grazie alle misure di Γ_{Z^0} da cui si riesce a definire che è $m_{H^0} < 196$ GeV ad un livello di confidenza pari al 95%.

La *produzione* del bosone di Higgs richiede l'interazione tra un leptone e un anti-leptone o di un quark e un anti-quark con un'energia nel centro di massa pari almeno a $\sqrt{s} = M_H c^2$. Di seguito vengono riportate, in ordine d'importanza, le interazioni che danno origine ad un bosone di Higgs a LHC (vedi fig. 1.3 [7]):

- a) fusione di due gluoni con loop di quark top.
 b) fusione tra bosoni W e Z .
 c) emissione per bremsstrahlung da parte di un bosone W o Z .
 d) fusione di un quark e un antiquark top, a seguito del decadimento di due gluoni.

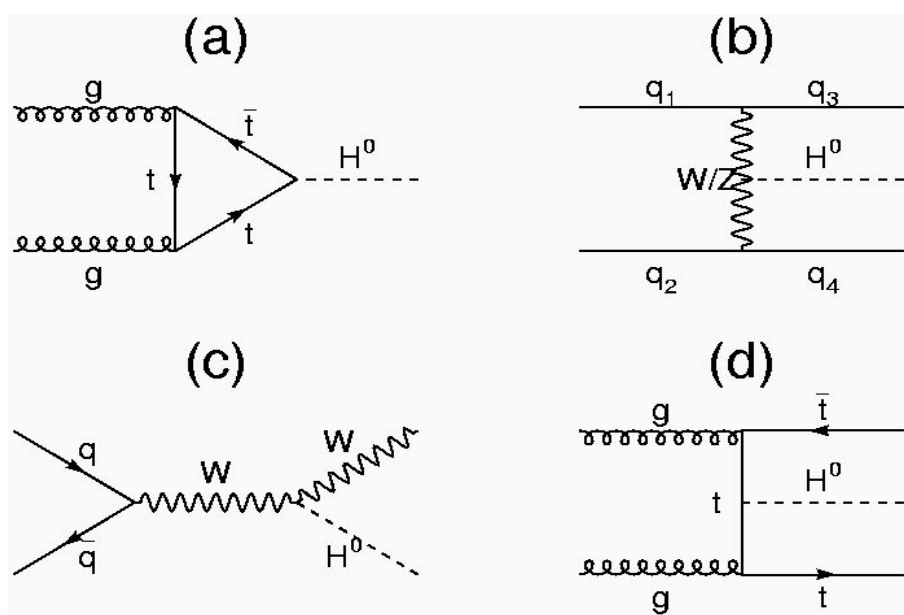


Figura 1.3: Diagrammi di Feynmann per i principali processi di produzione del bosone di higgs a LHC, vedi testo.

Nella figura 1.4 è riportata dipendenza delle sezioni di produzione del bosone di Higgs, in funzione della massa dello stesso bosone di Higgs (m_H).

I *decadimenti* del bosone di Higgs sono numerosi (vedi fig. 1.5) e il loro rapporto di decadimento dipende anche dalla effettiva massa che esso possiede.

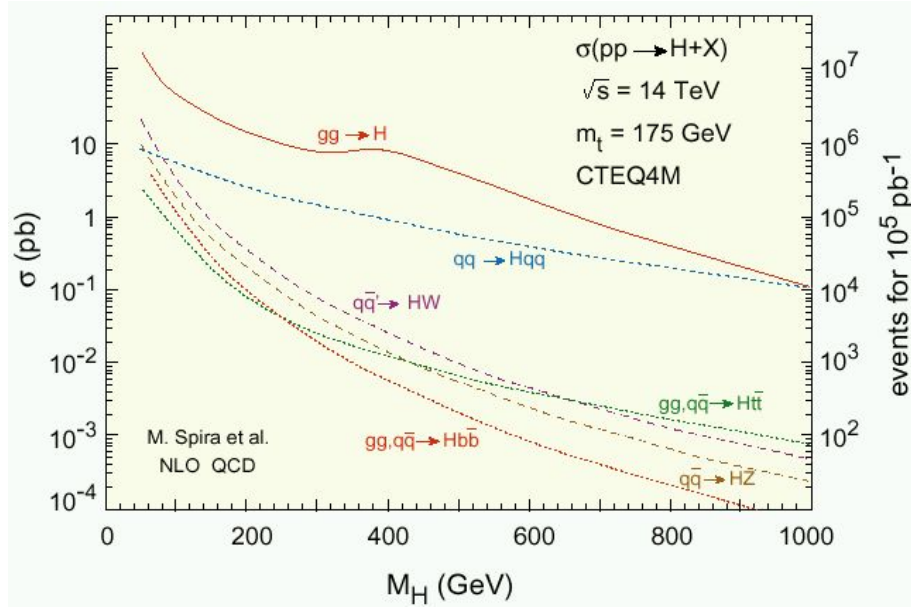


Figura 1.4: Andamento delle sezioni d'urto di produzione dell'Higgs, in funzione della m_H .

Le più importanti segnature sperimentali sono:

canale $H \rightarrow \gamma \gamma$ questo canale ha un branching ratio basso ($\approx 10^{-3}$), osservabile però con una certa facilità se la massa del bosone di Higgs è compresa nel range $100 < m_H < 150$ GeV. Per sfruttare questo canale sono necessari un'ottima risoluzione in energia, una larga accettazione da parte del calorimetro elettromagnetico (ECAL) e la capacità di isolare, dal fondo di altri segnali, le tracce dei due γ che interessano.

canali $H \rightarrow ZZ, ZZ \rightarrow 2l^+2l^-$ questi due canali sono quelli che danno una segnatura molto chiara nel caso di bosone di Higgs con valori di massa intermedia tra 130 e circa 600 GeV. In questo caso, la risoluzione in energia e in momento sul segnale dei leptoni è cruciale per la ricostruzione di m_H , come pure un'alta ermeticità del rivelatore a tracce di leptoni.

canale $H \rightarrow WW \rightarrow ll\nu\nu$ nel caso di valori di m_H prossimi a 170 GeV, la significanza del decadimento $H \rightarrow ZZ \rightarrow 2l^+2l^-$ è molto ridotta, a causa della soppressione del branching ratio di produzione di ZZ in favore della produzione di WW . Per $m_H = 170$ GeV ci si aspetta un valore del rapporto di decadimento di $H \rightarrow WW \rightarrow ll\nu\nu$ circa

100 volte superiore a quello del canale $H \rightarrow ZZ \rightarrow 4l$. Tuttavia con il canale ora considerato non si può fare una ricostruzione efficiente della massa dell' Higgs, a causa della presenza dei due neutrini che non vengono rivelati.

Nella figura seguente sono riportati i branching ratio dei decadimenti indicati, e di altri, in funzione della massa del bosone di Higgs.

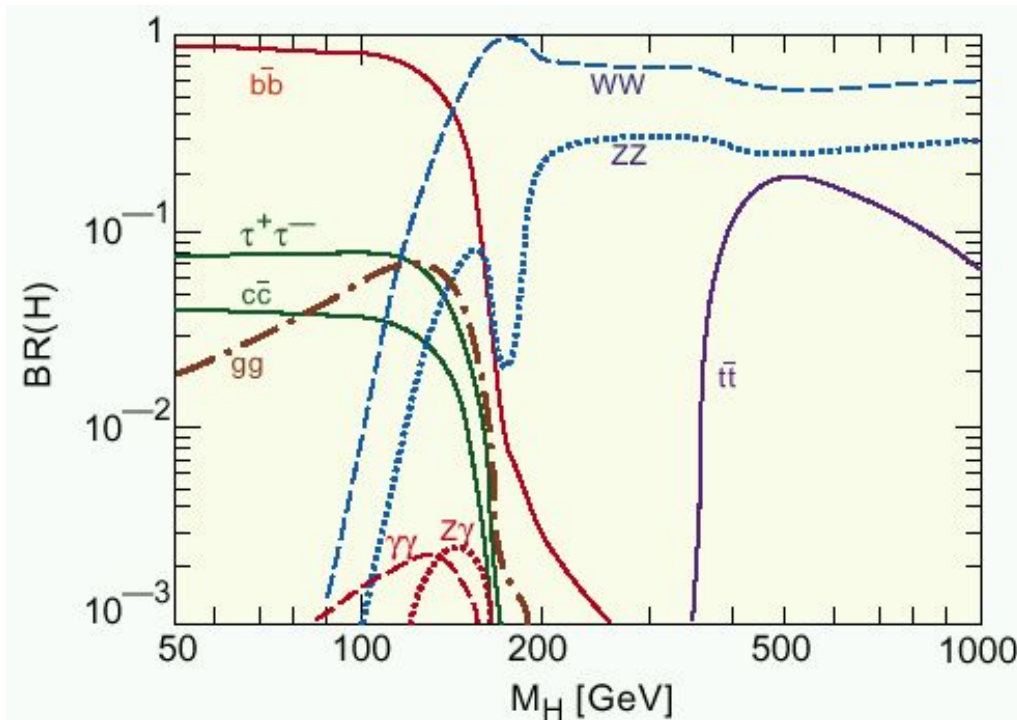


Figura 1.5: Rapporti di decadimento del bosone di Higgs in funzione della sua massa.

Questi parametri, uniti a considerazioni più precise sui singoli canali di decadimento dell'Higgs, sono stati fondamentali per le scelte sul design complessivo del rivelatore CMS e sulla progettazione di ogni sua singola componente.

1.3 Particelle *supersimmetriche*

La teoria di supersimmetria (SUSY) è la naturale estensione del Modello Standard [9]. La SUSY prevede che per ogni particella nota corrisponda una

compagna supersimmetrica detta *sparticella* o *superparticella*, che differisca dalla prima nello spin di mezza unità, in modo tale che ci sia perfetta simmetria tra *bosoni* e *fermioni* (vedi tab. 1.1). Nella tabella 1.1 sono indicate alcune sparticelle del modello supersimmetrico, con le differenze del rispettivo spin.

Particella	Spin	Sparticella	Spin
Quark Q	$\frac{1}{2}$	Squark \tilde{Q}	0
Leptoni l	$\frac{1}{2}$	Sleptoni \tilde{l}	0
Fotoni γ	1	Fotino $\tilde{\gamma}$	$\frac{1}{2}$
Gluoni G	1	Gluini \tilde{G}	$\frac{1}{2}$
W	1	Wino \tilde{W}	$\frac{1}{2}$
Higgs H	0	Higgsini \tilde{H}	$\frac{1}{2}$

Tabella 1.1: Alcune particelle supersimmetriche.

Questa teoria incorpora la gravità nella teoria delle interazioni elementari, e possiede al suo interno un metodo per cancellare tutte quelle divergenze che compaiono nel Modello Standard, senza peraltro inficiarne le predizioni. Un'evidenza di una possibile unificazione è data dal fatto che l'evoluzione delle costanti di accoppiamento elettrodeboli e forti prevista dalla SUSY è tale che queste diventino uguali ad un'energia di circa $10^{19} GeV$ [9].

Il modello supersimmetrico più semplice è detto modello supersimmetrico minimale (MSSM) e prevede l'esistenza di tutta una serie di nuove particelle, dette appunto "superparticelle" o "sparticelle", una, come già detto, per ogni particella nota del Modello Standard. Le sparticelle accoppiate con i bosoni sono però dei fermioni, (per es. gluini), viceversa le sparticelle accoppiate ai fermioni si comportano come dei bosoni (per es. squark e sleptoni). Si originano anche diversi bosoni di Higgs, h , H , A e H^\pm . Si ha così tutta una serie di nuove particelle le cui masse, decadimenti e accoppiamenti sono calcolabili a partire dalla teoria. Si arriva così alla necessità di introdurre un nuovo numero quantico, detto parità R che deve essere conservato e che definisce la proprietà di particella ($R=+1$) o sparticella ($R=-1$).

Questo fa sì che le *sparticelle* debbano essere prodotte in coppie e che la sparticella più leggera ipotizzata, il *neutralino* χ_1^0 , debba essere stabile e

quindi non rilevabile sperimentalmente [9].

Per quanto riguarda le masse delle *sparticelle*, non ci sono molte informazioni a nostro vantaggio. Da esperimenti compiuti su LEP si è riusciti a fissare un limite inferiore per la massa degli *sleptoni* intorno a 90-100 GeV, mentre al Tevatron si è riusciti a fissare il limite inferiore per la massa di *squark* e *gluini* intorno a 250 GeV. Per quanto riguarda *squark* e *gluini*, se cinematicamente accessibili, ci si aspetta che possano essere prodotti in dosi molto abbondanti in un collider adronico per interazione forte. Ci si aspetta che, se la loro massa è di circa 1 TeV, all'energia $\sqrt{s} = 14\text{TeV}$, la sezione d'urto della produzione di coppie è di circa 1pb che dovrebbe far osservare circa 10000 eventi all'anno. Dal momento che la supersimmetria prevede uno spettro di nuove particelle con masse dell'ordine di 1 TeV, LHC dovrebbe dare delle significative risposte su questa classe di teorie.

1.4 Violazione di CP

Ad LHC si studierà il fenomeno della *violazione di CP* che, tra i suoi risultati, potrebbe spiegare l'attuale asimmetria tra materia ed antimateria nell'universo.

Una trasformazione CP è l'applicazione delle operazioni combinate di coniugazione di carica C, in cui i segni di tutte le particelle cariche e i sapori dei numeri quantici vengono invertiti, e di parità P, in cui vengono invertiti i segni delle coordinate spaziali.

La violazione di CP fu messa in luce per la prima volta sperimentalmente nel 1964 da Christerson, Cronin e Fitch nel decadimento dei mesoni neutri *K*, di vita media lunga, in due pioni. Recenti risultati sperimentali, ottenuti dalle collaborazioni KTeV (Fermilab) e NA48 (Cern), hanno evidenziato la violazione diretta di CP nello studio delle asimmetrie di decadimento dei kaoni.

Il fenomeno della violazione di CP dipende dai parametri della matrice unitaria di Cabibbo, Kobayashi, Maskawa:

$$\mathbf{V}_{\text{CKM}} = \begin{pmatrix} V_{ud} & V_{us} & V_{ub} \\ V_{cd} & V_{cs} & V_{cb} \\ V_{td} & V_{ts} & V_{tb} \end{pmatrix}$$

che nel Modello Standard descrive l'accoppiamento di correnti cariche deboli tra i quark.

Tra i molti possibili decadimenti disponibili CMS studierà, in particolare, la violazione di CP nei decadimenti del mesone B_d^0 (vedi par. 1.5):

$$B_d^0 \rightarrow J/\Psi K_s^0, B_d^0 \rightarrow \pi\pi.$$

Altri possibili risultati che ci si attende dalla costruzione di LHC sono una misura diretta delle oscillazioni del mesone B_s^0 in \overline{B}_s^0 e poi l'analisi di tutta una serie di decadimenti molto rari previsti per il b dal modello standard, ma che ci si attende di osservare grazie alla grande statistica disponibile.

1.5 La fisica del quark *bottom*

Altro campo di grande interesse che si intende esplorare ad LHC, è relativo a studi di processi riguardanti particelle contenenti il quark *bottom*. Studi in questo campo sono già stati fatti anche in altri laboratori, ma per avere misure buone è necessaria una statistica il più grande possibile. Infatti, anche a bassa luminosità, l'acceleratore LHC sarà una grande fonte di questo tipo di quark, con una produzione attesa di circa 10^{12} coppie $b\overline{b}$ per anno. Il numero di eventi atteso è talmente grande che l'unico vero limite alla statistica sembra essere dato dalla quantità di dati che sarà effettivamente possibile registrare durante gli esperimenti.

I risultati che ci si aspetta nel campo del b sono molto vari, ma lo scopo principale di questo ramo della ricerca rimane sicuramente lo studio della *violazione di CP* (vedi par. 1.4) nei decadimenti deboli delle particelle, argomento di grande interesse sia per la fisica delle particelle che per la cosmologia.

Ci sono molti modi di ricavare misure sulla violazione di CP in un sistema di quark b , tutti riconducibili a differenze in larghezza del tipo

$$\Gamma(B^0 \rightarrow f) \neq \Gamma(B^0 \rightarrow \overline{f}).$$

1.6 La fisica del quark *top*

Un ulteriore ed importante obiettivo di LHC è quello di determinare con maggior precisione la massa del quark *top* (m_t), la cui scoperta venne resa pubblica il 26 Aprile 1994 dalla collaborazione Collider Detector at Fermilab

(CDF) del Tevatron di Chicago, che nell'autunno 1996 ne fissava la massa a $175.6 \pm 7.1 \text{ GeV}/c^2$. La misura più recente di m_t è fissata a $174.3 \pm 5.1 \text{ GeV}/c^2$ [8].

L'importanza della misura della massa del quark *top*, è nodale nella determinazione della massa del bosone di Higgs. Il quark *top* è uno dei fermioni più interessanti per via della sua elevatissima massa, per questo un'accurata misura giocherebbe un ruolo importante nelle correzioni radiative. In un Collider adronico il processo principale per la produzione del *top* è la produzione accoppiata:

$$q + \bar{q} \rightarrow t + \bar{t} + X$$

dove i quark che danno origine alla reazione sono contenuti nei protoni incidenti. Si presume che ad LHC verranno prodotti circa 10 quark *top* al secondo. Il sistema X rappresenta tutte le particelle prodotte nell'interazione tra i partoni dei protoni dei fasci incidenti, che determinano veri e propri *getti adronici*.

Gli eventi $t\bar{t}$ appaiono come la produzione di coppie W^+W^- accompagnate da due getti di quark b . Lo stato finale è quindi determinato dalle diverse possibilità di decadimento dei W :

canale leptonic doppio quando entrambi i W decadono in un leptone carico ed in un neutrino:

$$q + \bar{q} \rightarrow t + \bar{t} + X \text{ da cui}$$

$$t \rightarrow b + W^+ \text{ e } \bar{t} \rightarrow \bar{b} + W^- \text{ da cui}$$

$$W^+ \rightarrow l^+\nu \text{ e } W^- \rightarrow l^-\bar{\nu}$$

canale leptonic singolo quando uno dei due W decade

$$W \rightarrow l\nu$$

e l'altro

$$W \rightarrow q\bar{q}$$

canale adronico quando entrambi i W decadono secondo:

$$W \rightarrow q\bar{q}$$

Il canale migliore per la misura, si pensa che sia quello in cui il *top* avrà un decadimento muonico

$$t \rightarrow bW \rightarrow b\mu\nu$$

per la semplicità della topologia dell'evento. La precisione con cui verrà stimata massa del *top* ad LHC dovrebbe essere $\sim 1.5\text{GeV}$ dopo solo un anno di presa dati.

Capitolo 2

Il rivelatore CMS ad LHC

In questo capitolo verranno descritte, nella *prima parte*, le caratteristiche principali del nuovo acceleratore in progetto al CERN di Ginevra, *LHC* sulle cui potenzialità si basa la ricerca che verrà fatta nei quattro grandi esperimenti che verranno installati nei prossimi anni al CERN, tra cui CMS.

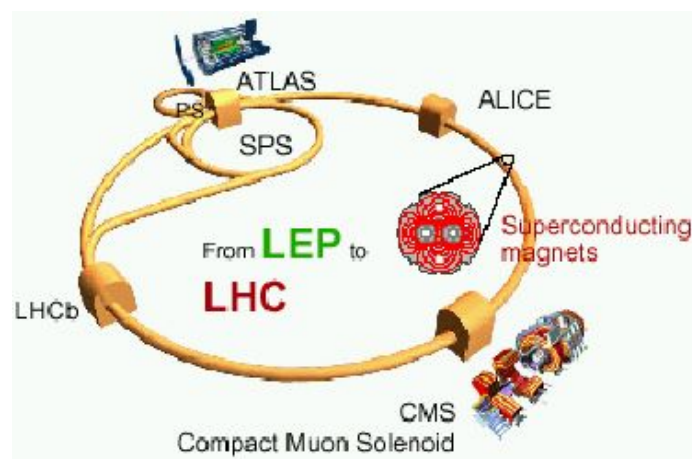


Figura 2.1: Vista schematica di LHC con gli esperimenti che vi saranno montati, vedi testo.

Nella *seconda parte* del capitolo si prende in esame proprio la struttura del rivelatore CMS, che verrà descritto in tutte le sue componenti.

2.1 LHC

LHC (acronimo di Large Hadron Collider) è il nuovo acceleratore in via di costruzione presso il laboratorio del CERN di Ginevra. LHC sarà un acceleratore che studierà la struttura della materia con una precisione mai raggiunta prima. Entrerà in funzione nel 2007 e sarà un collisore protone - protone, con energia nel centro di massa $\sqrt{s} = 14$ TeV. Sarà così possibile ottenere interazioni tra i partoni, i costituenti elementari del protone (quark e gluoni). Sarà inoltre possibile far circolare nella macchina fasci di nuclei di piombo che andranno in collisione con un'energia di 1150 TeV. Questi serviranno per lo studio del deconfinamento del plasma di quark.

circonferenza	26.659 Km
massima luminosità	$\sim 10^{34} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$
vita media della max luminosità	$\sim 10 \text{ h}$
campo di dipolo all'iniezione	0.5335 T
campo di dipolo all'energia max	8.3 T
radio frequenza	400.790 Mhz
tempo di accelerazione	20 min
energia del fascio all'iniezione	450 GeV
energia del fascio alla collisione	7 TeV
energia persa dal fascio ogni giro	7 KeV
numero di pacchetti per fascio	2835
protoni per pacchetto alla massima luminosità	10^{11}
spazio tra i pacchetti	$7.48 \text{ m} \Leftrightarrow 25 \text{ ns}$
lunghezza del pacchetto	$7.5 \text{ cm} \Leftrightarrow 0.25 \text{ ns}$
dim. trasverse del fascio	$0.375 \times 0.375 \text{ mm}^2$
dim. trasverse del fascio alla collisione	$15.0 \times 15.0 \mu\text{m}^2$
frequenza di rivoluzione dei pacchetti	11.25 Khz
vita media del fascio	$\sim 22 \text{ h}$

Tabella 2.1: Caratteristiche principali di LHC.

Su LHC saranno montati quattro esperimenti (vedi fig. 2.1):

- *CMS* (Compact Muon Solenoid a cui è dedicato il lavoro di questa tesi)
- *ALICE* (Large Ion Collider Experiment, specificatamente dedicato allo studio delle interazioni tra ioni pesanti)
- *ATLAS* (Toroidal LHC ApparatuS, esperimento con finalità e obiettivi simili a quelli di CMS)

- *LHC-B* (LHC Beauty experiment, specificatamente dedicato allo studio della fisica del quark b)

Il nuovo acceleratore sarà composto da un anello lungo 27 Km ricavato nella stessa galleria che ha ospitato fino ad un paio di anni fa LEP, il grande collider elettrone - positrone. Il primo problema che nasce nella costruzione di un acceleratore cosipotente è che per deflettere la traiettoria di un fascio di protoni di 7 TeV o di ioni pesanti lungo le curve del vecchio tunnel, saranno necessari campi magnetici molto più intensi di quelli usati finora in qualunque altro acceleratore. Tali campi saranno prodotti da 1232 magneti di 13 metri di lunghezza installati intorno all'85 % della lunghezza del tunnel. I magneti saranno alimentati da cavi superconduttori che lavoreranno con l'elio superfluido ad una temperatura di circa 2K. Saranno così capaci di trasportare correnti da 12000 Ampère, in grado così di creare campi magnetici da 8.3T.

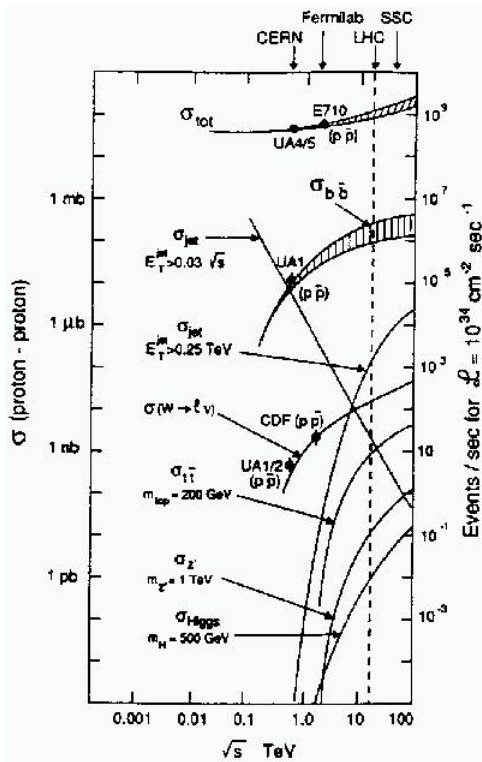


Figura 2.2: Sezione d'urto inelastica per l'interazione $p - p$.

La massima luminosità che si avrà ad LHC sarà $\mathcal{L} = 10^{34} \text{ cm}^2 \text{ s}^{-1}$ e la frequenza delle intersezioni dei pacchetti di particelle, detta frequenza di *bunch crossing* BX, dei fasci sarà di 40 Mhz, dando origine ad una intersezione ogni 25 ns. Ogni bunch sarà composto da circa 10^{11} protoni.

Nella figura 2.2 è riportato l'andamento della sezione d'urto di produzione di diverse particelle per interazione protone - protone. Sono anche indicate le energie raggiunte fino ad oggi da altri grandi acceleratori nel mondo, comparate con quella futura di LHC.

Come si vede in figura la altissima luminosità di LHC permetterà di avere circa 25 eventi sovrapposti per ogni BCO. Questo, unito ai 25 ns di BCO, però introduce la necessità di un trigger molto efficiente e molto veloce (vedi par. 2.10).

Nella tabella 2.1 sono riportati i principali valori dei parametri carat-

terizzanti LHC. Bisogna ancora notare che prima di raggiungere la luminosità massima, LHC funzionerà per un certo periodo con una luminosità di $\mathcal{L} = 10^{33} \text{ cm}^2 \text{ s}^{-1}$, corrispondente ad una luminosità integrata annua di $L = 10^4 \text{ pb}^{-1}$, assumendo 100 giorni di presa dati all'anno [10].

2.2 La struttura del rivelatore CMS

Il rivelatore CMS ha la classica geometria “a barile” degli esperimenti su acceleratori a collider. CMS è stato ottimizzato per rilevare fotoni, elettroni, muoni e getti adronici di alta energia che potrebbero essere i prodotti del decadimento del bosone di Higgs o di nuove particelle (vedi cap. 1). La risoluzione in energia per tutti i tipi di particelle dovrà essere migliore dell'1% per un ampio spettro di valori d'impulso. È importante ricordare che l'esperimento CMS è ottimizzato per il rivelamento di muoni. La caratteristica peculiare di CMS (Compact Muon Solenoid) è di avere il campo magnetico di 4T che rende compatto l'intero rivelatore.

Il rivelatore CMS (vedi fig. 2.3) ha una simmetria cilindrica, un diametro totale esterno di 15 m, una lunghezza di 21.5 m, per un peso complessivo di 12500 tonnellate. Per la sua complessità e le sue dimensioni collaborano al progetto ben 31 nazioni.

Esamineremo ora nel dettaglio il rivelatore, soffermandoci su ogni componente. In riferimento alla figura 2.3, e muovendoci dal punto di interazione verso l'esterno troviamo in ordine:

- ↪ un rivelatore di tracciamento (Tracker)
- ↪ un calorimetro elettromagnetico (ECAL)
- ↪ un calorimetro adronico (HCAL)
- ↪ un solenoide superconduttore che fornisce al suo interno un campo magnetico diretto lungo l'asse dei fasci
- ↪ un insieme di camere dedicate alla rivelazione dei muoni (camere a muoni)

L'apparato sperimentale può essere suddiviso in tre zone principali in base al valore di pseudorapidità¹: quella centrale (*barrel*) che si sviluppa attorno

¹La pseudorapidità è definita come:

$$\eta = -\ln \tan \left(\frac{\theta}{2} \right) \quad (2.1)$$

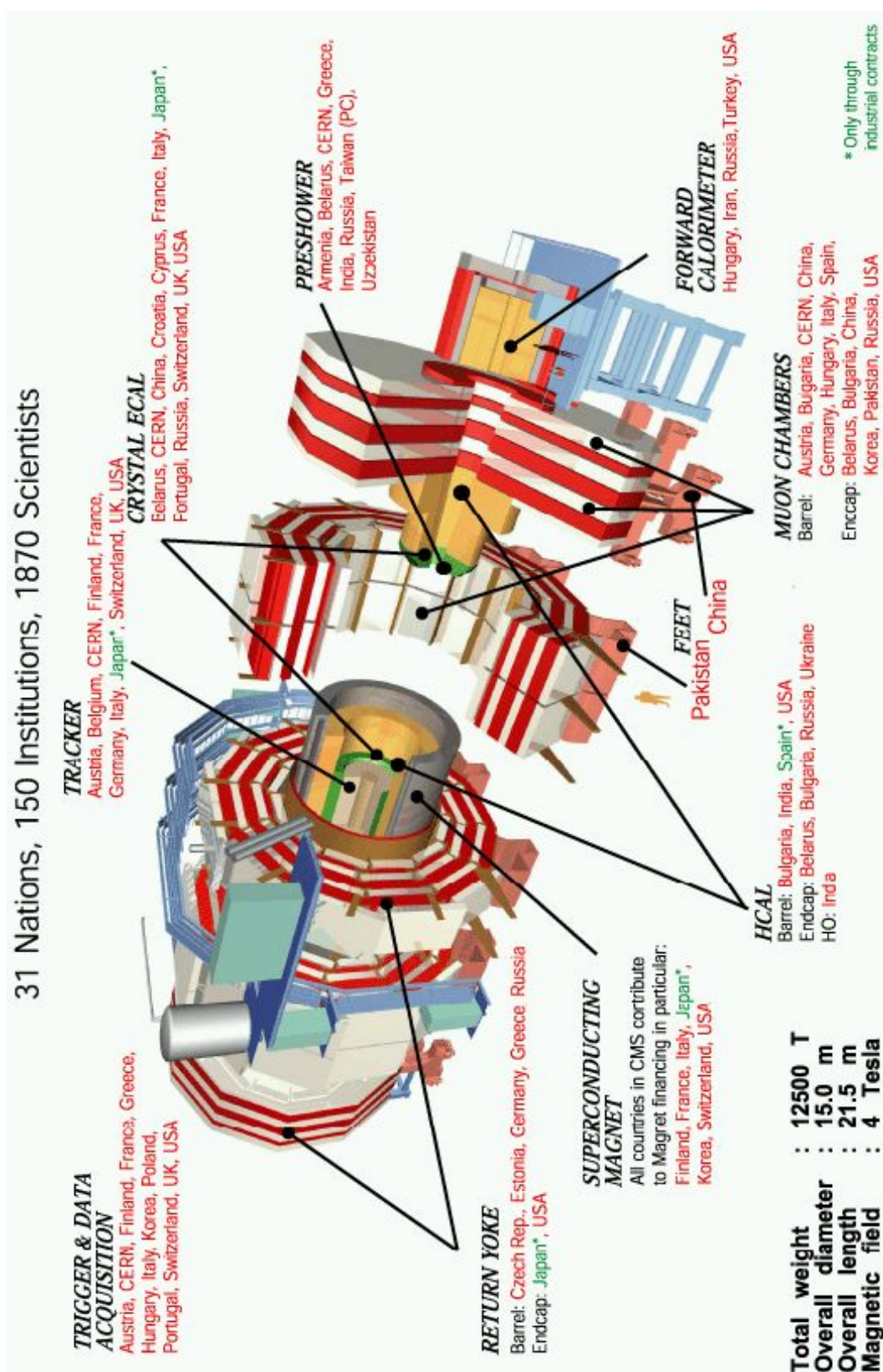


Figura 2.3: Visione tridimensionale del rivelatore CMS con la specifica di tutti i paesi partecipanti al progetto.

all'asse dei fasci e copre l'intervallo di pseudorapidità $|\eta| < 1.3$ e le due regioni terminali (*endcap*) con $0.9 \leq |\eta| \leq 2.4$

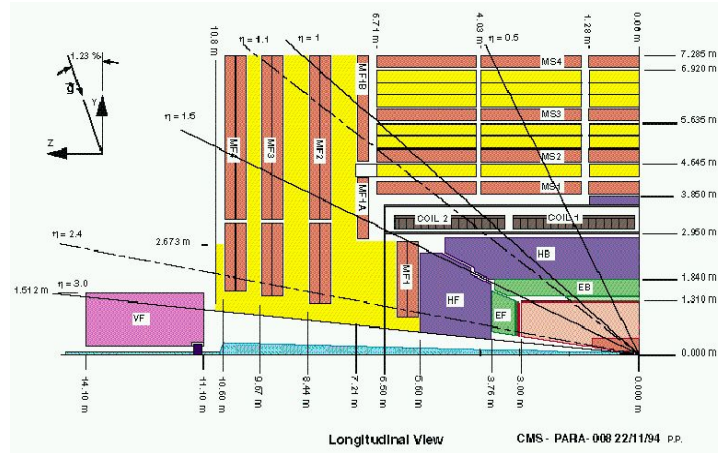


Figura 2.4: Vista della sezione longitudinale del rivelatore CMS.

Nella figura 2.5 è rappresentata la sezione trasversale del rivelatore.

Il rivelatore è progettato in maniera tale da coprire completamente la sezione longitudinale dell'acceleratore, consentendo così una buona efficienza di rivelazione su tutto l'angolo solido (vedi fig. 2.4).

Andiamo ora ad analizzare uno per uno i singoli componenti del rivelatore.

Partendo dal punto d'interazione dei due fasci, muovendoci verso l'esterno, il primo componente del rivelatore CMS che incontriamo è, come già detto, il tracciatore (tracker). Il tracciatore non sarà descritto in questo capitolo ma nel successivo.

2.2.1 Il calorimetro elettromagnetico (ECAL)

Il processo fisico che impone delle richieste severe sul calorimetro elettromagnetico è il decadimento del bosone di Higgs in due fotoni (vedi fig. 2.6). Per questo la risoluzione in energia risulterà fondamentale per il calcolo della massa invariante dei due fotoni rivelati, al fine di stimare la massa dell'Higgs [14]. La precisione nella misura della massa dipende dalla precisione della

dove θ è l'angolo tra la direzione del fascio e quella della particella uscente.

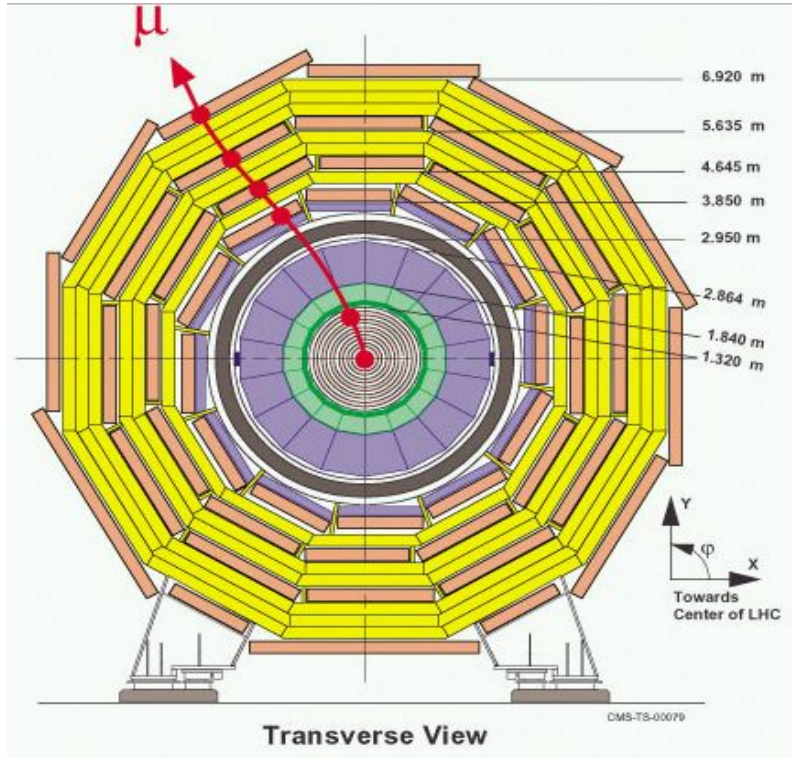


Figura 2.5: Vista della sezione trasversale del rivelatore CMS.

misura dell'energia dei due fotoni (E_1, E_2) e dalla loro separazione angolare (θ) ed è data dalla

$$\frac{\sigma_M}{M} = \frac{1}{2} \left[\frac{\sigma_{E_1}}{E_1} \oplus \frac{\sigma_{E_2}}{E_2} \oplus \frac{\sigma_\theta}{\tan(\theta/2)} \right] \quad (2.2)$$

dove \oplus significa *somma in quadratura*, e si intende espresso in GeV e θ in radianti.

La risoluzione in energia è solitamente parametrizzata secondo la:

$$\frac{\sigma_E}{E} = \left[\frac{a}{\sqrt{E}} \oplus b \oplus \frac{\sigma_N}{E} \right] \quad (2.3)$$

dove a è un termine stocastico, b è una costante dovuta alla calibrazione e σ_N è l'energia corrispondente al rumore.

Nella figura 2.6 è riportata la simulazione del decadimento di un bosone di Higgs in due fotoni e sono disegnate le tracce lasciate nel blocco del calo-

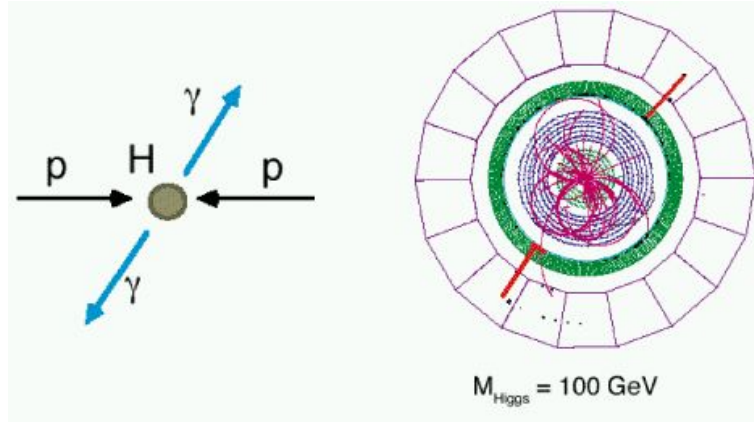


Figura 2.6: Simulazione del decadimento di un bosone di Higgs in due fotoni. Si ipotizza una massa di 100 GeV.

rimetro. Si noti che per questo specifico evento non c'è segnale dal tracker.

Il materiale sensibile usato per la costruzione del calorimetro elettromagnetico consiste in cristalli di tungstato di piombo ($PbWO_4$ dalla densità di $8.28 g/cm^2$), scelti per il basso valore della lunghezza di radiazione ($X_0 = 0.89 cm$) e del raggio di Moliere ($R_M = 2.0 cm$). Questo permette di contenere gli sciami elettromagnetici in uno o al massimo quattro elementi dell' ECAL stesso. I blocchi scintillanti sono lunghi $23cm$ (pari a $25.8 X_0$) e di sezione frontale di $20.5 \times 20.5 mm^2$. Hanno dimensioni trasverse $\Delta\eta \times \Delta\phi = 0.0145 \times 0.0145$ che assicurano una buona precisione di misura spaziale.

Inoltre il $PbWO_4$ è un materiale con una risposta velocissima al segnale fisico che lo attraversa: in $25 ns$ esso emette l'85 % della sua luce di scintillazione.

Come il rivelatore di tracciamento, anche l'ECAL ha una struttura composta da un barrel e da un endcap. La zona di barrel sarà composta da 92880 cristalli, mentre la zona di endcap da 16128. I cristalli nel barrel sono posizionati su cilindri dal raggio di $R = 1.44 m$ in modo tale da puntare verso il vertice d'interazione. La regione barrel dell'ECAL copre l'intervallo di pseudorapidità $|\eta| \leq 1.56$ mentre gli endcap coprono l'intervallo $1.65 \leq |\eta| \leq 2.61$. Il gap tra barrel ed endcap è sfruttato per portare i servizi al tracker ed ai *preshower* [14]. La presenza di *preshower*, composti da rivelatori a strip di silicio, sia nel barrel che nell'endcap, permette di migliorare la risoluzione spaziale.

Anche la zona calorimetrica sarà sottoposta ad un intenso bombardamen-

to di particelle durante l'attività di LHC. Per questo è prevista una zona di moderazione tra l'ECAL e la parte più esterna del rivelatore CMS, costituita da due strati di moderatore di 2.5 ed 1 cm nella zona di barrel e di 4 e 4 cm nella zona di endcap. Il ECAL parteciperà al primo livello di trigger (vedi par. 2.10).

2.2.2 Il calorimetro adronico (HCAL)

All'esterno del calorimetro elettromagnetico, ma prima di arrivare al magnete superconduttore, è posto il calorimetro adronico (HCAL). Il HCAL lavora in sinergia con il ECAL per permettere di misurare l'energia e la direzione di particelle e jet adronici, permettendo così anche di misurare l'energia trasversa mancante associata alla produzione di neutrini. La scelta di costruire i componenti attivi dell'ECAL (vedi par. 2.2.1) con cristalli di tungstano di piombo, influenza le performances ed in design dell'HCAL. Per questo saranno fondamentali parecchi test beam per l'ottimizzazione della combinazione ECAL/HCAL [14]. L'HCAL, come l'ECAL, parteciperà al primo livello di trigger (vedi par. 2.10).

Il HCAL è suddiviso anch'esso in tre parti, una nella zona del *barrel* e due negli *endcap*. È un calorimetro a campionamento, in cui strati di materiale assorbitore sono alternati a materiale scintillante. Il suo spessore è sufficiente a contenere i jet adronici che si originano nelle collisioni protone - protone. Il materiale assorbitore è un lega di rame e ferro mentre il materiale attivo è invece costituito da scintillatori plastici letti da fibre ottiche che portano il segnale all'esterno. La regione di accettazione geometrica è $|\eta| < 3.0$, coperta dai calorimetri adronici del barrel e dell'endcap. La granularità scelta è di $\Delta\eta \times \Delta\phi = 0.087 \times 0.087$ per valori di $|\eta| < 2$.

La scelta di questi materiali consente, oltre al contenimento degli sciame adronici, una discreta risoluzione in energia.

Il calorimetro nel barrel è suddiviso in 18 settori radiali ognuno composto da 34 strati di materiale attivo e passivo (19 strati) alternati. Lo spessore totale nel barrel è di circa 1 m. La risoluzione energetica del HCAL nel barrel è prevista essere

$$\frac{\sigma_E}{E} = \frac{65\%}{\sqrt{E}} \oplus 5\% \quad (2.4)$$

All'esterno degli endcap vi sono due calorimetri adronici chiamati *Very Forward Calorimeter*, (*VFCAL*), costituiti da fibre di quarzo parallele alla direzione del fascio e inserite in un blocco di rame. I VFCAL coprono la

regione $3.0 < |\eta| < 5.0$. Queste due ulteriori stazioni hanno una risoluzione di

$$\frac{\sigma_E}{E} = \frac{100\%}{\sqrt{E}} \oplus 5\% \quad (2.5)$$

Il HCAL è posto alla distanza di 11 m dal punto di impatto dei fasci. Il VFCAL permetterà la misura di getti adronici con bassissimo valore dell'impulso trasverso. Questi getti sono la caratteristica distintiva di alcuni importanti eventi fisici, come ad esempio, lo studio di produzione di quark top e di produzione del bosone di Higgs per $m_H \geq 500$ GeV nel canale $H \rightarrow ZZ \rightarrow ll\nu\nu$ e $H \rightarrow WW \rightarrow lvjj$.

2.2.3 Il magnete

La scelta del tipo di magnete è stata uno dei punti fondamentali del design del rivelatore CMS. È stato scelto un solenoide superconduttore di lunghezza pari a 13.48 m e diametro interno di 5.9 m, in grado di fornire al suo interno un campo magnetico uniforme di 4 Tesla. Il flusso del campo magnetico si chiude attraverso un giogo di ferro di 1.8 m di spessore che contiene e sostiene il sistema centrale delle camere a muoni.

Il costruire un unico grande magnete, semplifica molto il design delle altre componenti. Il diametro interno del solenoide superconduttore è abbastanza grande da permettere un adeguato inserimento al suo interno del tracker e dei due calorimetri. Essendo il magnete l'elemento principale di CMS in termini di dimensioni, peso e resistenza strutturale, viene anche usato come supporto meccanico di tutte le altre componenti.

Come si può vedere dalla figura 2.5 il giogo di ritorno del campo magnetico è una struttura dodecagonale su cui sono montate le camere per la rivelazione dei muoni. Nella figura 2.7 si nota poi come la struttura del barrel del magnete e delle camere a muoni sia scomponibile in cinque anelli, lungo la direzione del fascio. Ognuno di questi anelli è lungo circa 2.6 m e si può muovere su delle rotaie, permettendo così lo smontaggio di CMS, ad esempio per operazioni di manutenzione.

Ogni anello del barrel è a sua volta costituito da tre strati di materiale, quello più interno spesso 300 mm, quello intermedio 600 mm e quello più esterno 900 mm. Ogni strato è poi connesso agli altri in modo da formare una struttura unica della rigidità richiesta.

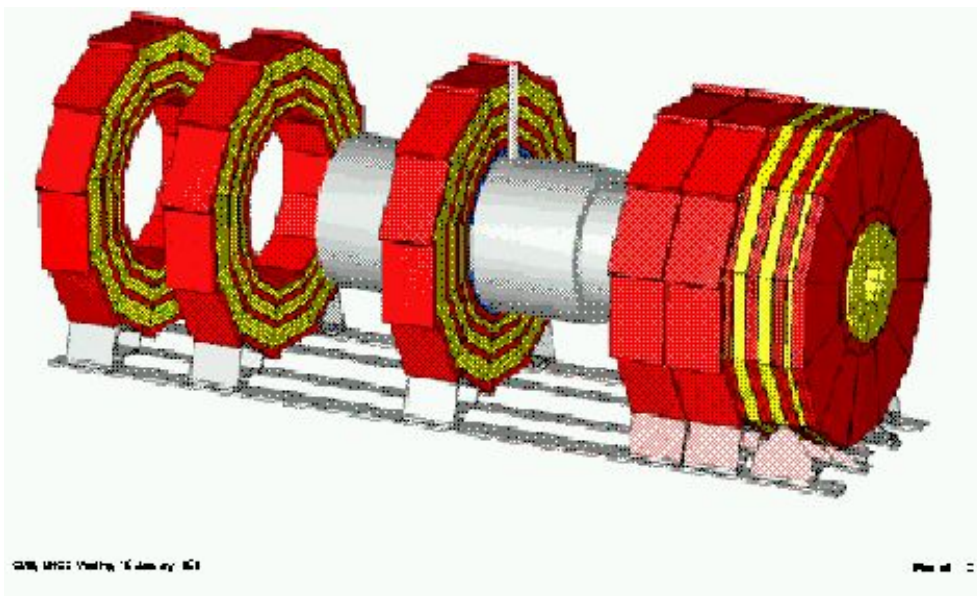


Figura 2.7: Vista del giogo di CMS aperto e della bobina di CMS fissata all'anello centrale.

Il solenoide è composto da un avvolgimento di cavo superconduttore Rutherford di lunghezza totale uguale a 43 Km. Il cavo è formato da 40 fili di $NbTi$ ricoperti da uno strato di alluminio ultrapuro e poi da una lega protettiva. Il tutto è mantenuto da un sistema criogenico alla temperatura dell'elio liquido. Grazie al fenomeno della superconduzione che si instaura a tale temperatura, si può ottenere una corrente pari a 20 kA. La tabella 2.2 mostra le caratteristiche della bobina di CMS.

Induzione magnetica nel punto di interazione	4.0 T
Lunghezza	12.48 m
Energia prodotta	2.52 GJ
Forza compressiva assiale nel piano mediano	122 MN
Corrente	20 kA
Induttanza	12.6 H
Numero totale di avvolgimenti	2112
Lunghezza totale del conduttore	43 km
Numero di sezioni assiali	4
Numero layers	4

Tabella 2.2: Caratteristiche magnetiche e parametri della bobina di CMS [14].

Date queste caratteristiche e dalla relazione $p_t = 0.3RB$ è possibile stimare facilmente il raggio di curvatura per particelle caratteristiche, dove p_t è l'impulso trasverso, R il raggio di curvatura e B è l'intensità del campo magnetico. Dal calcolo risulta come esempio:

$$\begin{aligned} R &= 0,8\bar{3} \text{ m} && \text{per } P_t = 1\text{GeV} \\ R &= 833,\bar{3} \text{ m} && \text{per } P_t = 1\text{TeV} \end{aligned}$$

2.2.4 Il sistema per la rivelazione dei muoni

Il sistema di rivelazione dei muoni a CMS serve per ricostruire le tracce di muoni provenienti da decadimenti del bosone di Higgs.

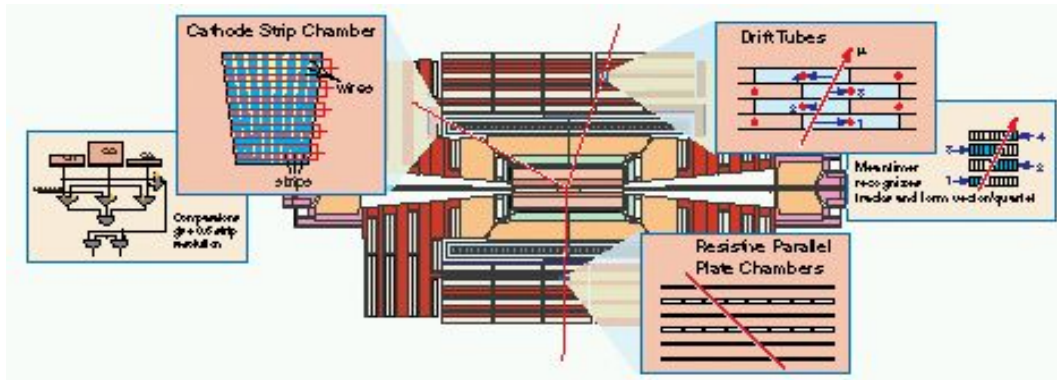


Figura 2.8: Sezione longitudinale del sistema di muoni del barrel di CMS.

Tale rivelatore è il più lontano dal punto di interazione dei fasci e deve essere in grado di ricostruire le tracce dei muoni su un grande intervallo di accettazione geometrica e di misurare il loro momento per valori che vanno da pochi GeV fino a qualche TeV. L'apparato copre intervalli di pseudorapidità $0 \leq |\eta| \leq 2.4$ ed è anch'esso suddiviso in tre parti indipendenti: il *barrel* e i due *endcap* (vedi fig.2.4 e 2.5).

Il sistema per la rivelazione dei muoni partecipa al primo livello di trigger (vedi par. 2.10) e raggiunge una risoluzione per l'impulso trasverso di $\Delta p_t/p_t \approx 15\%$ per valori di $p_t \approx 1$ TeV.

I rivelatori di muoni, consistono in stazioni per muoni inframezzate da strati di ferro (che consentono il ritorno del campo magnetico) che nel *barrel* sono costituiti da cilindri concentrici intorno alla linea del fascio, nelle regioni *endcap*, invece, sono dei dischi perpendicolari alla linea del fascio.

Questi strati di ferro (con l'aiuto del calorimetro adronico precedente vedi cap. 2.2.2) sono un ottimo materiale assorbitore che nessuna particella può attraversare, con l'eccezione di muoni e neutrini, per questo tali strati assicurano l'identificazione dei muoni.

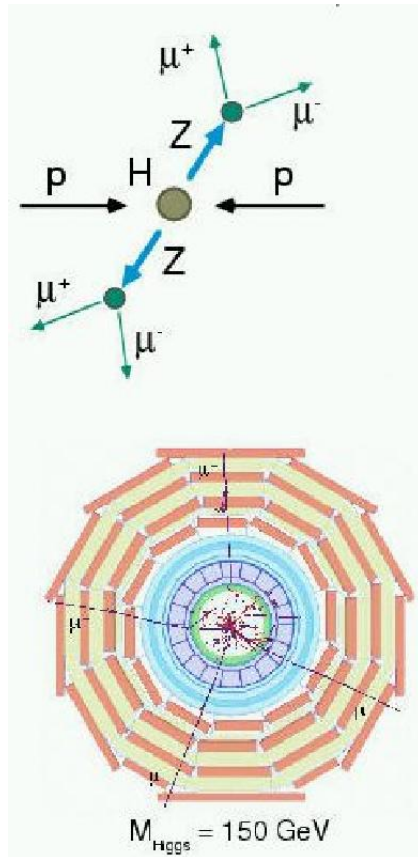


Figura 2.9: Simulazione del decadimento di un bosone di Higgs in quattro muoni. Si ipotizza una massa di $M_H \sim 150 \text{ GeV}$.

Camere a piani paralleli resistivi (RPC) usate sia nel barrel che nell'endcap [11]. Le RPC sono rivelatori a gas molto veloci, pensate per fornire informazioni al primo livello trigger (vedi par. 2.10) e per la misura del momento trasverso. Il loro impiego è sfruttato sia nella zona di barrel che di endcap. Le RPC combinano una buona risoluzione spaziale con una risoluzione temporale di 1 ns, paragonabile a quelle degli scintillatori.

Nella tabella 2.3 sono riassunte le principali caratteristiche tecniche degli

Il sistema di rivelazione dei muoni a CMS [11] usa tre tipi diversi di rivelatori di particelle (vedi fig. 2.8):

*Camere a deriva*² (DT) usate nella parte centrale del barrel. Il passaggio di un muone all'interno della cella produce degli elettroni per ionizzazione. Tali elettroni vengono accelerati dal campo elettrico presente tra gli elettrodi della cella e subiscono un processo di ionizzazione secondaria, causando la formazione di una valanga. Quest'ultima, una volta raggiunto l'anodo, induce un segnale elettrico su di esso. Dalla misura del tempo di formazione del segnale sull'anodo, si può risalire ad informazioni spaziali sul passaggio del muone all'interno della cella. La risoluzione spaziale delle celle è di circa $200 \mu\text{m}$.

Camere a strip catodiche (CSC) usate negli endcap. Le CSC [11] sono delle camere proporzionali a multifilo in cui ogni piano catodico è segmentato da strip che corrono ortogonalmente ai fili. Le CSC forniscono risoluzioni temporali e spaziali molto precise anche in presenza di un alto flusso di particelle e di un campo magnetico molto intenso.

Rivelatore	DT	CSC	RPC
η	0.0-1.3	0.9-2.4	0.0-2.1
Risoluzione spaziale (σ)	per filo $250 \mu m$ $R\Phi$ $100 \mu m$ Z $150 \mu m$	$R\Phi$ $75 \mu m$ (CSC esterne) $150 \mu m$ R $(15 - 50)/\sqrt{72} \mu m$	Dimensione della cella
Risoluzione temporale	$5 ns$	$6 ns$	$1 ns$

Tabella 2.3: Caratteristiche tecniche degli elementi del rivelatore di muoni.

elementi del rivelatore a muoni, comparate tra di loro.

Riassumendo, il sistema di rivelamento dei muoni consentirà una misura del momento dei muoni con le seguenti risoluzioni (per muoni nel barrel):

$$\frac{\Delta p_t}{p_t} \approx 6\% \text{ per } p_t \sim 10 \text{ GeV}$$

$$\frac{\Delta p_t}{p_t} \approx 7\% \text{ per } p_t \sim 100 \text{ GeV}$$

$$\frac{\Delta p_t}{p_t} \approx 15\% \text{ per } p_t \sim 1 \text{ TeV}$$

Mentre utilizzando in parallelo anche le informazioni del tracker (vedi cap 3) sarà possibile raggiungere risoluzioni maggiori, secondo le stime pari a:

$$\frac{\Delta p_t}{p_t} \approx 0.5\% \text{ per } p_t \sim 10 \text{ GeV}$$

$$\frac{\Delta p_t}{p_t} \approx 1\% \text{ per } p_t \sim 100 \text{ GeV}$$

$$\frac{\Delta p_t}{p_t} \approx 10\% \text{ per } p_t \sim 1 \text{ TeV}$$

Nella figura 2.9 si vede la ricostruzione di un evento in cui un bosone di Higgs è decaduto in quattro μ , le cui tracce attraversano tutto il rivelatore fino alle stazioni più esterne dell'apparato di rivelazione dei muoni. In questo caso è di fondamentale importanza è l'alta precisione nella misura di p_t nella ricostruzione della massa invariante del bosone di Higgs.

²Il gruppo CMS di Torino è anche impegnato nella realizzazione dello strato più esterno di DT.

2.2.5 Il sistema di trigger e acquisizione dati

Come tutti gli esperimenti di fisica delle particelle moderne, anche CMS è dotato di un sistema di trigger suddiviso su più livelli.

Il sistema di trigger del rivelatore ha il compito di decidere quali eventi osservati da CMS siano sufficientemente interessanti da essere presi in considerazione e registrati per una successiva analisi fisica. Data l'enorme quantità di dati prodotti ad ogni collisione dei fasci, non sarà possibile memorizzare tutti gli eventi prodotti, ma sarà necessario sceglierne soltanto alcuni, da processare successivamente. La velocità di produzione dei dati è poi talmente alta che la decisione se considerare un dato evento buono o meno non può essere presa in modo sincrono con il BCO, ma è necessario dilazionarla in passi successivi nel tempo. Il sistema di trigger e di acquisizione dati di CMS è mostrato in figura 2.10.

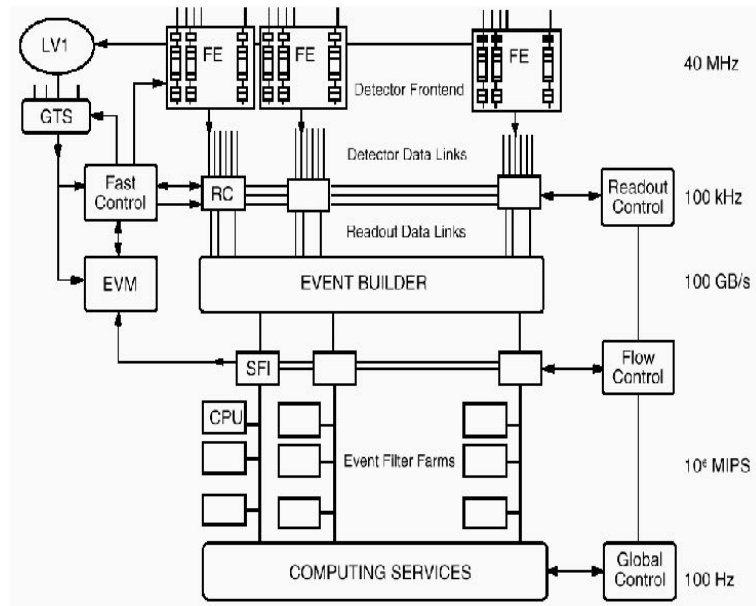


Figura 2.10: Il sistema di trigger ed acquisizione dati di CMS.

Alla luminosità nominale di LHC di $\mathcal{L} = 10^{34} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$, in media si attendono 20 interazioni di tipo inelastico ogni 25 ns, per un totale di 10^9 eventi al secondo. I dati interessanti al fine della ricerca saranno però molto pochi. Per questo il sistema di trigger di CMS dovrà essere in grado di ridurre di un fattore 10^7 la frequenza d'ingresso, portandola fino a 100 Hz , che è il massimo rate ammissibile per l'analisi off-line. La scelta di CMS è stata quella di ridurre tale rate in due passi successivi. Il primo livello di trigger (*LEVEL-1*

trigger) di tipo hardware dovrà ridurre la frequenza fino a 100KHz . Il tempo di decisione di questo livello di trigger è di $3\ \mu\text{s}$, ed in esso intervengono le camere a muoni e il calorimetro elettromagnetico. Il secondo livello di trigger (*LEVEL-2 trigger*) di CMS è realizzato completamente via software. Questo secondo livello ridurrà la frequenza a circa $100\ \text{Hz}$. La decisione primaria se tenere o meno i dati di un evento sarà quindi presa in $3\ \mu\text{s}$. Questo delay temporale, in cui si devono per forza memorizzare temporaneamente i dati acquisiti, influenza la scelta costruttiva di diversi apparati di CMS, tra cui ad esempio il design del chip di front-end del tracker, in cui è presente una memoria analogica (*pipeline*) capace appunto di registrare i segnali degli ultimi $192 \times 25\text{ns} = 4800\ \text{ns}$ (vedi prossimo capitolo).

In corrispondenza del *bunch-crossing* i dati dell'elettronica di front-end di ogni rivelatore, vengono memorizzati in moduli chiamati "Readout Unit" (RU), in attesa di decisioni del Trigger di Primo Livello. Simultaneamente, un sottoinsieme di dati, proveniente dal calorimetro e dal sistema di muoni, viene fornito al sistema di Trigger di Primo Livello, che invia una risposta sull'accettazione o meno dell'evento dopo $3.2\ \mu\text{s}$. Nel caso in cui l'evento sia accettato dal Trigger di Primo Livello, i dati delle RU vengono inviati ad altri moduli, "Builder Unit" (BU), altrimenti vengono cancellati. Una unità detta "Event Manager" (EVM) gestisce il flusso d'informazioni tra il sistema di Trigger di Primo Livello e le RU e la distribuzione dei dati tra le RU e le BU. I dati che sono così stati selezionati, vengono analizzati da una rete di computer dove, algoritmi di ricostruzione ed analisi, utilizzano i dati completi provenienti da tutti i rivelatori di CMS e correlano tra loro tali informazioni. Il risultato è una più accurata selezione degli eventi da archiviare su disco.

Capitolo 3

Tracker di CMS e rivelatori a silicio

Gli obiettivi della ricerca a CMS sono tali da imporre un'ottima misura dell'impulso delle particelle prodotte dalle collisioni protone-protone in LHC, come pure un'alta efficienza di ricostruzione dei vertici primari e secondari di interazione e quindi delle tracce delle singole particelle. Sarà necessario identificare e misurare con massima precisione muoni, elettroni e jet in un largo range di energie. Per poter raggiungere questi obiettivi, è fondamentale l'uso di un rivelatore di traccia ad altissime prestazioni. L'esperienza di altri esperimenti ha mostrato come la costruzione di un tracciatore robusto immerso in un forte campo magnetico e una dettagliata ricostruzione del vertice, siano strumenti molto potenti per il raggiungimento di tali obiettivi [12].

3.1 Il rivelatore centrale di tracciamento

Il tracciatore deve permettere la ricostruzione di tracce di particelle cariche isolate di elevato impulso con un'efficienza¹ maggiore del 95% e del 90% se all'interno di jet adronici nella regione in cui $|\eta| < 2.6$. L'efficienza di ricostruzione delle tracce di muoni dovrà essere del 98 % per muoni con $p_t > 1$ GeV. La risoluzione del momento di leptoni carichi isolati richiesta nella regione centrale di accettazione geometrica è $\Delta p_t/p_t \approx 0.1 p_t$ (con p_t in TeV), per permettere così una misura di un leptone fino a $p_t \approx 2$ TeV. Questa riso-

¹Questi valori di efficienza prescritti per il tracciatore non tengono in considerazione le interazioni ad alti Q^2 trasferiti che le particelle possono avere con il materiale del tracker. Si parla infatti di specifiche riguardanti l'algoritmo di ricostruzione che parte dal presupposto di avere 6 hits corrette per ogni traccia.

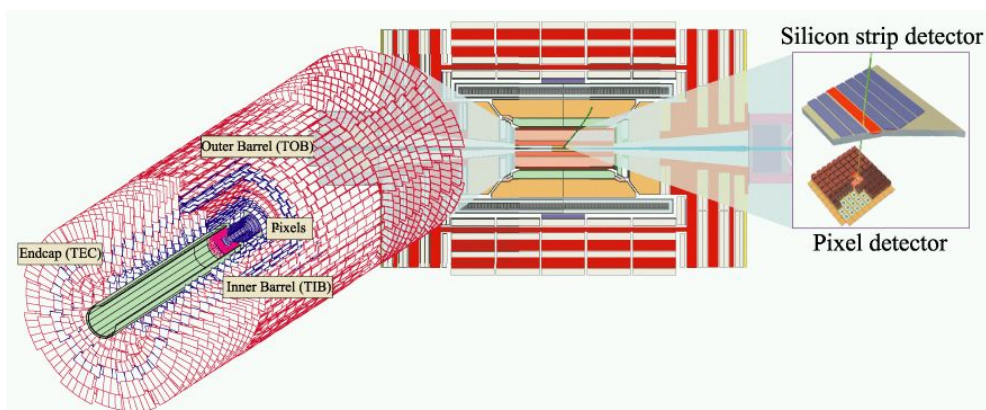


Figura 3.1: Visione tridimensionale del tracciatore di CMS [13], vedi testo.

luzione potrà ancora aumentare se collegata con le informazioni provenienti dalle camere a muoni.

Il tracciatore dovrà inoltre identificare gli adroni B , i cui prodotti di decadimento vengono prodotti in un vertice secondario separato dal primario (b -tagging). L'efficienza di ricostruzione e riconoscimento dei getti adronici di quark b dovrà passare da valori superiori al 50 % per la zona centrale a circa il 40 % per le regioni con $|\eta| \rightarrow 2.5$. La risoluzione per il parametro d'impatto nel piano perpendicolare ai fasci dovrà essere migliore di $35 \mu m$ e lungo la direzione dei fasci migliore di $75 \mu m$ per particelle con p_t superiore a $10 GeV/c$.

Per rispondere alle richieste sopra indicate e per ottenere un buon tracciamento anche ad alti livelli di luminosità occorrerà utilizzare rivelatori con alta risoluzione spaziale.

Il valore dell'occupanza² dovrà rimanere inferiore all' 1 % , mantenendo un elevato rapporto segnale / rumore.

La scelta fatta dalla collaborazione CMS è stata quella di un tracker instrumentato completamente con moduli a silicio, rispettivamente con la tecnologia dei **rivelatori a pixel** (vedi par. 3.3) per le zone più interne del tracker, e dei **rivelatori a microstrip** (vedi par. 3.4) per le zone più esterne. Il numero di canali di lettura previsti è dell'ordine di 10^8 .

Con riferimento alla figura 3.1, il tracker risulta essere un cilindro formato da più strati di rivelatori al silicio coassiali con la direzione dei fasci di particelle di LHC. Esso avrà una regione attiva di raggio 108 cm e lunghezza 270

²L'occupanza è definita come la frazione di canali di un modulo in cui, al segnale di trigger, è presente un segnale dell'evento fisico.

cm da entrambi i lati del punto d'interazione e sarà completamente immerso nel campo magnetico da 4 Tesla fornito dal solenoide superconduttore. La regione più interna sarà a soli 4.3 cm di distanza dal punto d'interazione dei fasci.

Il tracker di CMS non partecipa alla selezione degli eventi nel primo livello di trigger, ma solo a quelli del terzo livello, che è asincrono rispetto al BCO.

Nella regione di pseudorapidità centrale i moduli sono disposti in una geometria tale da coprire la superficie laterale di un cilindro (*barrel*), mentre nel rimanente intervallo di rapidità (*endcap*) sono disposti in dischi, segmentati in “petali” a simmetria radiale, a formare le basi del cilindro sopra detto. Nelle figure 3.1 e 3.2 è riportato lo schema generale del tracciatore.

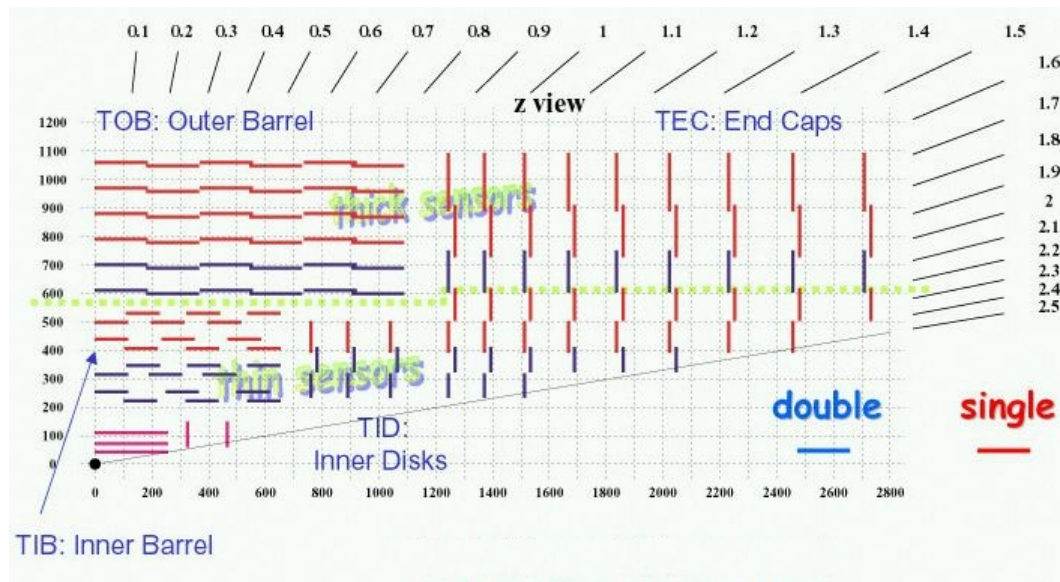


Figura 3.2: Visione completa del tracciatore di CMS.

Globalmente il tracker sarà formato da diverse migliaia di moduli al silicio per una superficie totale ricoperta di oltre $300 m^2$. I moduli a microstrip di silicio verranno descritti minuziosamente nel paragrafo 3.4.1.

3.1.1 Elettronica di readout del Tracker

Le richieste del sistema di readout dei dati del tracker sono piuttosto stringenti. L'elettronica deve permettere un accesso ai dati pur lavorando in un ambiente altamente radiativo per diversi anni, mantenendo sempre basso il livello di rumore. Fondamentale per l'elettronica del rivelatore centrale di

tracciamento è un'alta risoluzione nell'identificazione del bunch crossing dei fasci. La richiesta nel design del sistema di acquisizione dati è stata:

- Un livello di rumore ENC inferiore a 2000 elettroni per il chip di front-end (vedi par.3.4.3) , corrispondente ad un rapporto segnale / rumore: $S/N > 10$.
- Un consumo per il chip di front-end (vedi par.3.4.3) di circa 2 mW/canale.
- Precisione di lettura temporale dei dati dei rivelatori a silicio paragonabile al bunch crossing.
- Rate di dati in uscita di circa 100 KHz.
- Parametri costruttivi dei dispositivi a microstrip opportuni in modo da minimizzare i danni da radiazione (vedi par.3.2.1).

Inoltre la scelta della collaborazione CMS è stata quella di utilizzare un sistema di readout il cui primo stadio è basato su elettronica analogica.

3.2 Proprietà dei sensori

Il sensore è la parte sensibile del modulo a microstrip ed è composta principalmente in silicio. Il *silicio* è un solido semiconduttore la cui banda proibita al di sopra della banda di valenza risulta essere alta solo pochi elettronvolt: $E_{gap} = 1.1 eV$.

Una particella che incida su uno strato di silicio può, rilasciando energia al suo passaggio, fornire ad un elettrone energia sufficiente per superare la banda proibita, facendolo entrare in banda di conduzione. L'elettrone in banda di conduzione è libero di muoversi, per esempio sotto l'azione di un campo elettrico, e inoltre lascia una buca o "lacuna" in banda di valenza, che si comporta a tutti gli effetti come una carica positiva, anch'essa relativamente libera di muoversi.

L'energia che deve essere rilasciata nel silicio per estrarre una coppia elettrone - lacuna ($e - l$) è di $\Delta E = 3.6 eV$, dato che circa $2.5 eV$ sono dispersi in vibrazione del cristallo (fononi). Questo valore, come detto, è molto più basso di quello necessario per ionizzare un atomo di un rivelatore a gas ($\sim 30eV$).

Trattandosi di rivelatori a stato solido, quindi caratterizzati da una alta densità, essi sono dotati di un alto stopping power, maggiore di quello dei rivelatori a gas. Possono essere prodotti con spessori molto sottili, tipicamente

di $\sim 300 \mu\text{m}$, corrispondenti a circa $0.2 X_0$ ed hanno una velocissima risposta temporale al segnale che li attraversa, tipicamente dell'ordine di $\sim 10\text{ns}$. Queste ottime prestazioni sono dovute sia alle proprietà intrinseche del materiale usato, sia alla geometria con cui sono costruiti, nonché dall'elettronica di lettura dei segnali.

In questa tesi non è riportato il completo funzionamento dei meccanismi fisici alla base del funzionamento di un modulo a microstrip di silicio ma ci limiteremo a dare una descrizione della struttura dei moduli.

Lo schema generale di un modulo a microstrip di silicio è mostrato nella figura 3.3.

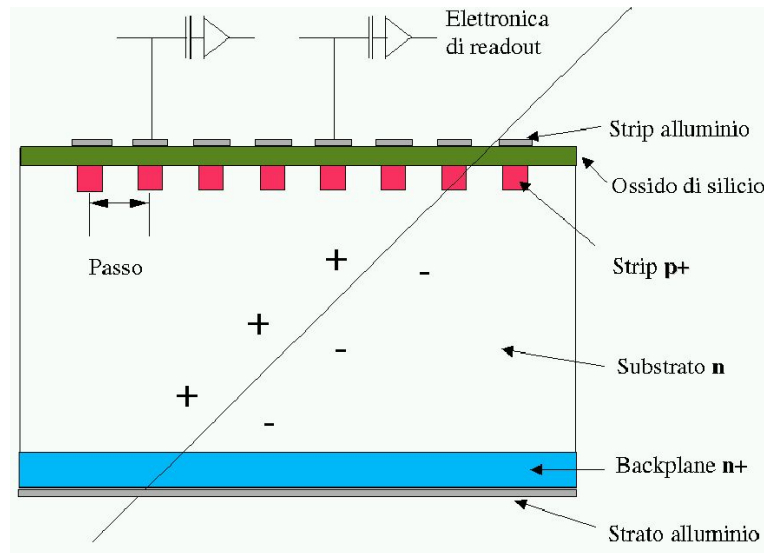


Figura 3.3: Schema di un modulo a microstrip.

Sostanzialmente il sensore di un modulo a microstrip è composto da molte giunzioni $p^+ - n$ polarizzate inversamente il modo da avere il substrato senza cariche libere (zona svuotata). Tali giunzioni sono realizzate prendendo un substrato (*bulk*) di silicio drogato di tipo n , e impiantando su di esso delle sottili strisce (*microstrip*) di silicio drogato di tipo p^+ . Le giunzioni così formate vengono poi polarizzate inversamente. Sulla faccia opposta del substrato (di solito chiamato con il termine inglese *backplane*) rispetto al quale sono state realizzate le giunzioni $p - n$, viene poi depositato uno strato di silicio drogato n^+ , che permette di realizzare un buon contatto ohmico, tale da isolare la zona attiva del sensore dall'esterno ed impedisce alla zona svuotata di toccare la superficie inferiore del sensore. Il segnale delle strip p^+

viene raccolto tramite linee di alluminio che vengono poi collegate all'elettronica di front-end. Analogamente si deposita una metallizzazione uniforme sul lato n^+ , in modo da garantire l'omogeneità di potenziale dell' n^+ stesso.

La distanza tra due strip adiacenti è detto *passo* (p) ed è fisso per tutto il sensore. Lo spessore di un sensore a microstrip è normalmente di circa $300 \mu m$, il passo tipicamente varia da $25 \mu m$ a $210 \mu m$ e il rapporto tra la larghezza delle strip (w) ed il passo è tipicamente

$$\frac{w}{p} \sim 0.2 \div 0.3.$$

Se lo strato di alluminio viene depositato direttamente sulle strip p^+ , esse sono dette in accoppiamento *DC*; invece se prima dell'alluminio viene impiantato uno strato di *biossido di silicio*, che funge da dielettrico della capacità di accoppiamento e impedisce il passaggio della componente continua della corrente (la corrente di buio, dovuta alla polarizzazione) all'ingresso dell'elettronica, l'accoppiamento è detto *AC*.

Nella figura 3.13 (nel par.3.4.2) è fotografata dall'alto una parte di un rivelatore a microstrip di silicio (TIB13). Oltre agli elementi già descritti si vedono l'*anello di guardia* e l'*anello di bias*.

L'*anello di bias* circonda tutto il perimetro del sensore, e collega tramite delle resistenze costituite da una serpentina di *polisilicio* (bias resistors), ognuna delle strip collegandole a terra, la tensione che permette lo svuotamento della giunzione è fornita al backplane che è ad un potenziale positivo.

Intorno all'anello di bias vengono realizzati uno o più *anelli di guardia* (guard ring) che permettono di modellare il campo elettrico ai bordi del sensore ed interrompere le correnti superficiali.

Alle estremità delle linee di alluminio sono realizzati dei "pads" (o "piazze"), che sono dei contattai metallici particolarmente larghi, che permettono la microsaldatura tra le strip e i canali dell'elettronica di front-end (vedi par. 3.1.1).

Una particella ionizzante, attraversando la zona svuotata del sensore, perde energia³ e produce coppie elettrone - lacuna. Quest'ultime si spostano dentro il silicio a causa del campo elettrico e, arrivando sulle strip p^+ , inducono un segnale elettrico sulle strip di alluminio, segnale che viene raccolto dall'elettronica bondata al sensore. Dal segnale raccolto sulle strip è dunque

³Sappiamo che una m.i.p. (particella al minimo di ionizzazione) perde mediamente nel silicio $\langle \frac{dE}{dx} \rangle \sim 390 \frac{eV}{\mu m}$ che corrispondono a ~ 108 coppie/ μm ; per cui se il sensore ha uno spessore di $300 \mu m$ una m.i.p. crea ~ 32000 coppie $e^- - lacuna$.

possibile capire se una particella ha attraversato il sensore. Non solo, ma ricostruendo la posizione geometrica delle strip colpite, è possibile sapere, con grande precisione, dove la particella è passata. Con la tecnica convenzionale di lettura, un amplificatore è collegato ad ogni strip: la risoluzione attesa è di $\sigma = p/\sqrt{12}$, dove p è il passo tra le due strip. In realtà se c'è ripartizione di carica tra strip adiacenti si ottiene una risoluzione migliore calcolando il *centro di gravità* della carica rilasciata. Ad esempio se il passo è di $60 \mu m$, con la divisione di carica si ottiene anche $\sigma \sim 10 \mu m$ mentre $60/\sqrt{12} = 17.3 \mu m$.

Il fatto poi che il rivelatore a microstrip sia di dimensioni trasversali molto ridotte, consente da un lato una velocissima raccolta delle cariche prodotte per ionizzazione dalla particella incidente (si parla di tempi dell'ordine della decina di ns) e dall'altro di disturbare il meno possibile la particella stessa nel suo cammino, minimizzando i fenomeni di scattering multiplo.

Per un rivelatore a microstrip altri parametri importanti sono la *tensione di svuotamento*, la *capacità di backplane* e la *capacità interstrip*.

La *tensione di svuotamento* V_{bias} è la tensione a cui lavora il rivelatore ed è quella applicata alla giunzione $p^+ - n$ del rivelatore per svuotare completamente il substrato n da cariche libere in esso presenti.

La *capacità di backplane* C_{back}^{riv} è la capacità che si forma nella giunzione $p^+ - n$ in seguito allo svuotamento del substrato n, che tende a comportarsi come un condensatore a facce piane parallele.

Un ulteriore parametro da ricordare è la *capacità interstrip*, C_{int}^{riv} definita come la capacità che viene a formarsi tra le strip. Essa, una volta che il rivelatore è posto in tensione ed è quindi svuotato dalle cariche libere, si comporta infatti rispetto a due strip affiancate come un dielettrico e quindi genera una capacità. Il contributo principale a tale capacità è dato dalla capacità tra la strip in esame e le prime due adiacenti. Si ottiene sia per la capacità interstrip C_{inter}^{riv} che per la capacità totale $C_{tot} = C_{inter} + C_{back}$ un andamento proporzionale con il rapporto dato dalla larghezza della strip w sul passo p :

$$C_{tot} = \left(0.8 + 1.6\frac{w}{p}\right) \frac{pF}{cm}, [16] \quad (3.1)$$

I valori tipici di capacità interstrip C_{int} normalizzata rispetto alla lunghezza della strip sono di $1.5 pF/cm$. Per la capacità di backplane si hanno valori di circa $0.3 pF/cm$.

Supponendo di essere nel caso di un accoppiamento AC, l'elettronica di lettura del segnale e il comportamento circuitale del rivelatore a microstrip possono essere schematizzati come nella fig. 3.4:

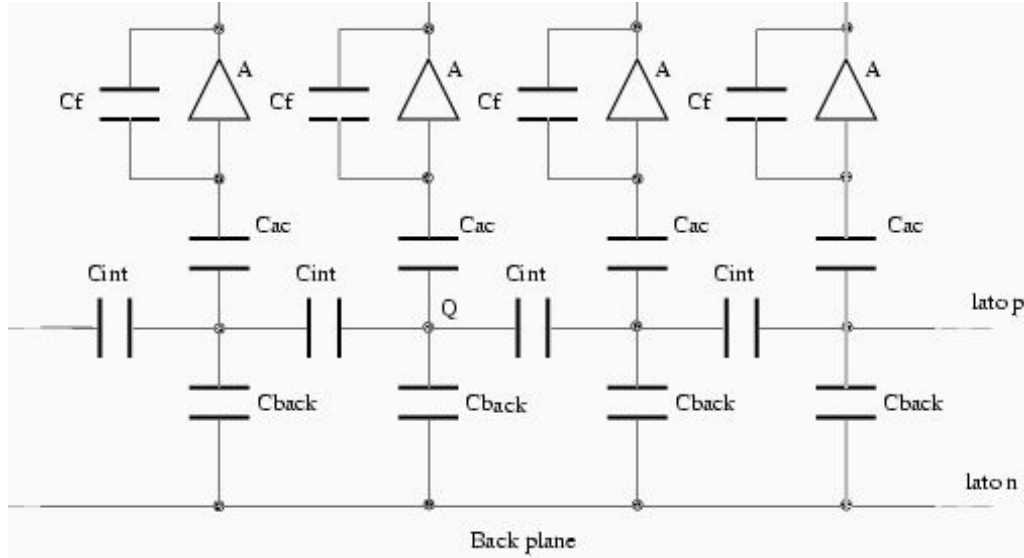


Figura 3.4: Schema circuitale di un rivelatore a microstrip.

La capacità C_{ac} è detta *capacità di accoppiamento* ed è dovuta allo strato di biossido di silicio interposto tra il silicio e la parte metallica della strip. Il blocco A rappresenta la parte di amplificazione dell'elettronica di lettura e la capacità C_f (capacità di *feed-back*) è associata a tale elettronica.

Si può dimostrare che, affinché il rivelatore operi in modo efficiente, deve essere soddisfatta la condizione:

$$C_{ac} \gg C_{int} \gg C_{back}$$

Infatti il passaggio di una particella ionizzante comporta l'iniezione di una carica Q_{tot} nel punto di contatto delle 4 capacità (punto Q della figura 3.4). La quantità di carica raccolta dal circuito elettronico Q_{racc} è una frazione di Q_{tot} pari a:

$$\frac{Q_{racc}}{Q_{tot}} = \frac{C_{ac}}{C_{ac} + 2C_{int} + C_{back}} \quad (3.2)$$

da cui si vede che una grande capacità interstrip e una grande capacità di backplane riducono l'efficienza di raccolta della carica.

Sintetizzando tutte le caratteristiche elencate, l'uso di rivelatori a microstrip di silicio per il rivelatore centrale di tracciamento, permette:

- un'alta risoluzione spaziale nella ricostruzione delle tracce delle particelle uscenti dal punto di collisione dei fasci, che risulta essere dell'ordine della decina di μm . Attraverso questa si può ottenere un'alta efficienza di ricostruzione dei vertici primario e secondario di interazione e un'alta risoluzione nella misura del momento delle particelle stesse.
- un'alta velocità di raccolta del segnale ($< 20 ns$) e quindi un'alta risoluzione temporale sull'istante in cui avviene il passaggio della particella.
- un basso contributo allo scattering multiplo, grazie alla piccola quantità di materiale interposto.

Per ulteriori informazioni sui rivelatori a microstrip di silicio, si può fare riferimento all'ampia letteratura sull'argomento, tra cui segnaliamo [17] e [18].

3.2.1 Danni da radiazione

Come già detto il tracker di CMS sarà sottoposto ad un elevato livello di radiazione, di circa 10^{14} particelle / cm^2 per diversi anni di funzionamento previsto (cfr. figura 3.5).

I sensori di silicio, sottoposti a questa radiazione, vengono danneggiati, per due motivi:

- la radiazione genera delle cariche intrappolate nel rivelatore dentro l'interfaccia tra ossido e semiconduttore (*danno di superficie*).
- la radiazione porta ad una variazione nelle caratteristiche effettive del substrato del rivelatore (*danno di volume*).

Nel primo caso l'effetto è quello della creazione di uno strato di cariche che possono diminuire l'isolamento delle strip, permettendo una diffusione dei segnali raccolti tra strip adiacenti. Questo comporta un aumento della capacità interstrip, quindi di C_{tot} e per questo una diminuzione delle performances del rivelatore in termini di rapporto segnale / rumore.

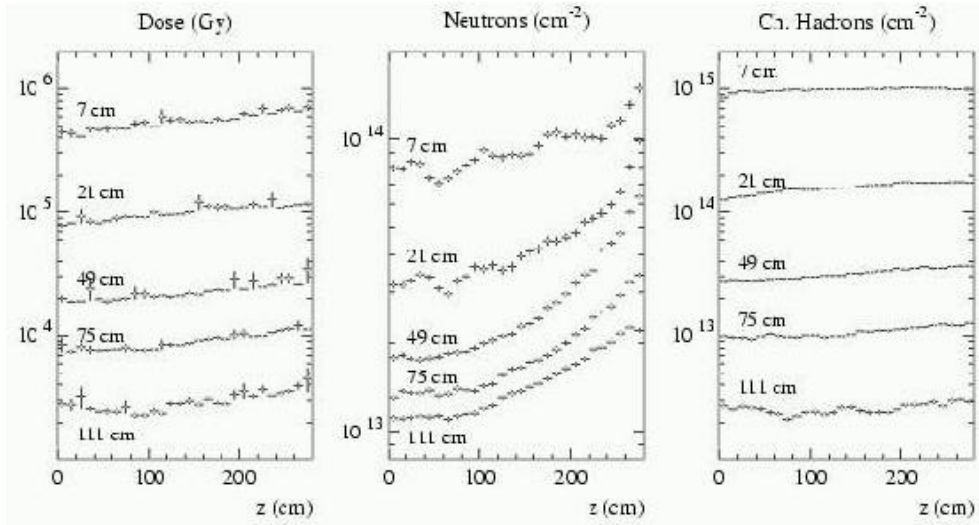


Figura 3.5: Livello di radiazione atteso per il tracker.

Nel secondo caso si hanno più conseguenze: aumento della corrente di polarizzazione inversa, la corrente di buio (che passa da circa 1 nA per strip fino a 1mA per strip), diminuzione dell'efficienza di raccolta della carica, diminuzione del drogaggio n effettivo del substrato.

Un substrato di tipo n , diventa, con l'aumento della fluenza, progressivamente sempre meno di tipo n , a causa del danneggiamento del reticolo cristallino, con formazione di livelli energetici profondi nella banda proibita di Fermi, che si comportano di fatto come un drogaggio di tipo p . Ad un certo punto avviene l'*inversione di tipo*, e il substrato si comporta come un materiale di tipo p . Nella figura 3.6, è riportato l'andamento della tensione di svuotamento che si pensa di avere nei rivelatori di CMS al variare del tempo e quindi della fluenza ricevuta.

Per i primi anni di funzionamento di LHC la V_{depl} diminuisce; ciò è una conseguenza dei danni di volume.

Facciamo notare che i rivelatori possono comunque funzionare anche dopo l'inversione di tipo. La giunzione si sposta dalle strip p^+ al backplane n^+ . Si ottiene una giunzione n^+/p , che si può polarizzare inversamente senza cambiare la polarità della tensione applicata.

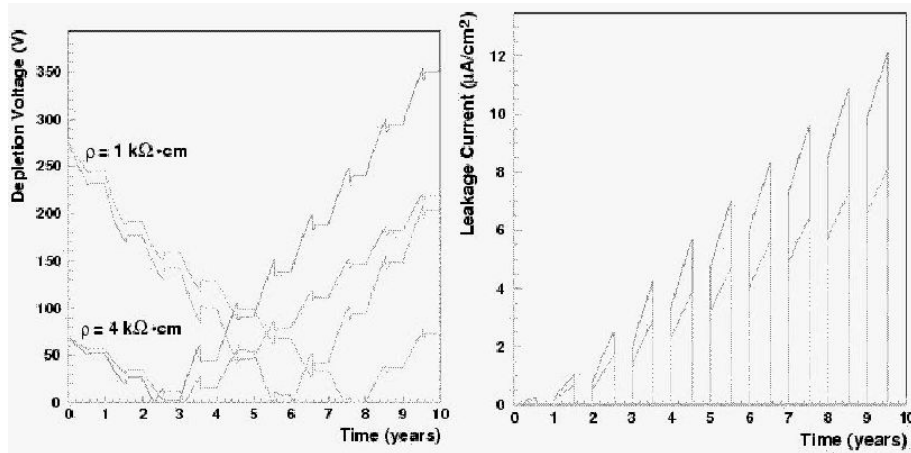


Figura 3.6: A sinistra: evoluzione temporale prevista di V_{depl} per due diverse resistività iniziali del substrato ($1 \text{ K}\Omega \text{ cm}$ e $4 \text{ K}\Omega \text{ cm}$). Sono riportati gli andamenti per due diverse fluenze: $3 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-2}$ e $4.5 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-2}$. A destra: evoluzione temporale della corrente di buio.

3.3 Il rivelatore di vertice a pixel

Il rivelatore a pixel é composto da circa 45 milioni di pixel. Si tratta del componente più vicino al punto di interazione di tutto l'esperimento CMS. É progettato per fornire una alta risoluzione tridimensionale delle tracce, in modo da agevolare la ricostruzione di vertice e l'identificazione del quark b .

Per quanto riguarda la tecnologia dei rivelatori a pixel di silicio, il discorso sul funzionamento fisico è del tutto analogo a quello dei sensori a microstrip, solo che adesso la geometria dell'apparato è differente. Gli impianti p^+ non costituiscono più delle strisce lunghe e sottili, ma sono a forma di quadrato (detti *pixel*) e coprono uniformemente la superficie del rivelatore. Ogni rivelatore a pixel è composto da pixel della dimensione di $125 \times 125 \mu\text{m}$. Il rivelatore a pixel consente la determinazione effettiva del passaggio di una particella in tre coordinate, e non solo due come è per il rivelatore a microstrip. Si tratta quindi della tecnologia più adatta per avere le più alte risoluzioni possibili nel tracciamento delle particelle. Il problema di tali rivelatori è che essi necessitano di un numero enorme di canali di readout, uno per ogni pixel. Questo numero diventa insostenibile tecnicamente per superfici troppo ampie. La scelta di CMS è stata quella di utilizzare i rivelatori a pixel solo per la parte più interna del Tracker.

Il rivelatore a pixel è composto a sua volta da due sezioni, un barrel e un endcap (vedi figura 3.7), e consente di registrare due o tre punti per per ogni

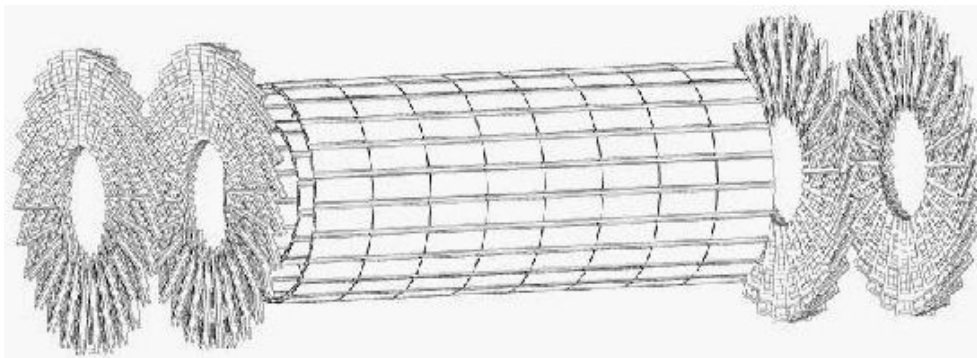


Figura 3.7: Vista prospettica del rivelatore a pixel del tracker.

traccia di una particella che lo ha attraversato, senza alcuna sovrapposizione o ambiguità. In particolare il rivelatore a pixel sarà composto da tre cilindri nel barrel e da due dischi nel endcap. I tre cilindri sono ad una distanza radiale, dall'asse del fascio, di 4.1, 7.0 e 9.9 cm, hanno una lunghezza di 65 cm e coprono un intervallo di $|\eta| < 1.75$. I due dischi dell'endcap coprono l'intervallo di $1.76 < |\eta| < 2.5$. La risoluzione raggiunta sarà di $12 \div 15 \mu m$ nel piano perpendicolare all'asse dei fasci, e di $12 \div 15 \mu m$ nel piano longitudinale. A causa della estrema vicinanza al punto d'impatto, il livello di radiazione a cui esso saranno sottoposti i rivelatori a pixel sarà molto alto. Si prevede una sostituzione dello strato più interno dopo circa 6 anni di lavoro di LHC.

3.4 Il rivelatore di tracciamento a microstrip

Tutta la zona del tracker esterna al rivelatore centrale di tracciamento a pixel sarà instrumentata con rivelatori a microstrip di silicio.

Su questa parte, il design complessivo è stato più volte ottimizzato, in seguito a numerosi studi fatti per minimizzare il più possibile la quantità di materiale (vedi fig.3.25) che le particelle si troveranno ad attraversare prima del loro arrivo nei calorimetri, senza però perdere in precisione di misura.

Nella figura 3.2 è presentata una vista in sezione del rivelatore a microstrip che ne evidenzia le diverse componenti ⁴.

I rivelatori a microstrip di silicio coprono la regione più esterna del tracker, compresa tra 20 e 108 cm dall'asse del fascio. Anche per il tracciatore a

⁴Lo schema riportato è quello considerato definitivo al momento in cui si scrive. La collaborazione CMS ha deciso di instrumentare il tracciatore completamente con rivelatori a silicio.

microstrip la geometria è sempre quella di una sezione cilindrica a più sezioni a forma di disco alle estremità. Si distinguono:

- un barrel interno (TIB), che si estende in lunghezza fino a 70 cm dal punto di interazione e copre la regione di raggio compresa tra 25.5 e 52.0 cm.
- un mini-endcap interno (o zona dei minidischi) (TID), esteso lungo l'asse dei fasci per distanze comprese tra 70 e 100 cm e costituisce la "base" del barrel interno.
- un barrel esterno (TOB), che si estende in lunghezza tra 120 e 270 cm dal punto di interazione e copre la regione con raggio tra 61.0 a 108.0 cm.
- una regione endcap esterna (TEC), che rappresenta le basi del cilindro formato dal barrel esterno e si estende fino a 270 cm da entrambi i lati del punto di interazione.

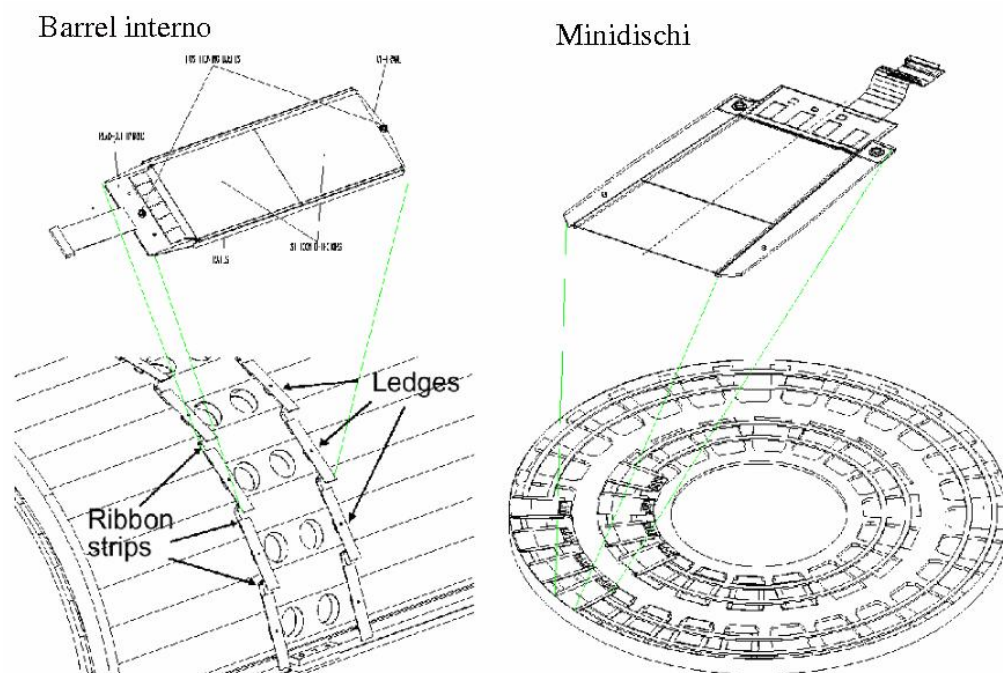


Figura 3.8: A sinistra: vista di un modulo a microstrip di silicio della zona di barrel e sua collocazione sulla struttura di supporto del tracker. A destra: vista di un modulo a microstrip della zona di endcap e sua collocazione sui minidischi.

Il barrel più interno (TIB) è composto da quattro strati cilindrici di materiale sensibile, i due piani più interni montano moduli a doppia faccia, i due più esterni moduli a singola faccia (vedi par.3.4.1). In questa zona lo spessore dei rivelatori è di $320 \mu m$.

Il barrel più esterno (TOB) è composto da sei piani di moduli. Nei primi due piani alloggiano moduli a doppia faccia, nei successivi più esterni moduli a singola faccia(vedi par.3.4.1). In questa zona è stato deciso di utilizzare dei moduli con strip più lunghe che però introducono un rumore maggiore. Per ovviare a questo problema in questa zona i sensori sono più spessi, infatti lo spessore dei sensori è di $500 \mu m$ che permette un segnale maggiore, mantenendo così inalterato il rapporto segnale/rumore.

La parte a minidischi (TID) è costituita da tre dischi di tre anelli ciascuno. L'endcap (TEC) è composto da nove dischi; i tre più vicini al punto di intersezione dei fasci sono formati da sette anelli, i tre seguenti da sei anelli, i due successivi da cinque anelli, l'ultimo da solo quattro anelli.

Sia i minidischi che i dischi dell'endcap ospitano rivelatori sottili negli anelli più interni, e rivelatori spessi negli altri.

Ci sono 10 strati coassiali alla direzione del fascio di rivelatori nella regione di barrel, e 12 dischi in ogni regione endcap.

La disposizione effettiva dei moduli sul volume del tracker e lo schema della struttura di un singolo modulo, sono delineati nella figura 3.8.

La figura 3.9 riporta i valori scelti per il passo e per la larghezza delle strip dalla collaborazione CMS. I rivelatori di CMS saranno caratterizzati tutti da un substrato con l'orientazione del silicio di tipo $\langle 100 \rangle$, accoppiamento AC delle strip di readout di alluminio, resistori in polisilicio per polarizzare le strip p^+ , particolari accorgimenti nella scelta della geometria delle strip e degli anelli di guardia e di bias per ottimizzarne la stabilità ad alta tensione.

Complessivamente sul tracker di CMS vi saranno rivelatori di diversa geometria, variabile a seconda della zona del tracker che andranno ad instrumentare. Nella figura 3.10 sono riportati i disegni dei diversi tipi di moduli in progetto; si noti la varietà di forme e dimensioni.

I dettagli delle specifiche dei moduli sono riportati nelle tabelle 3.1 e 3.2.

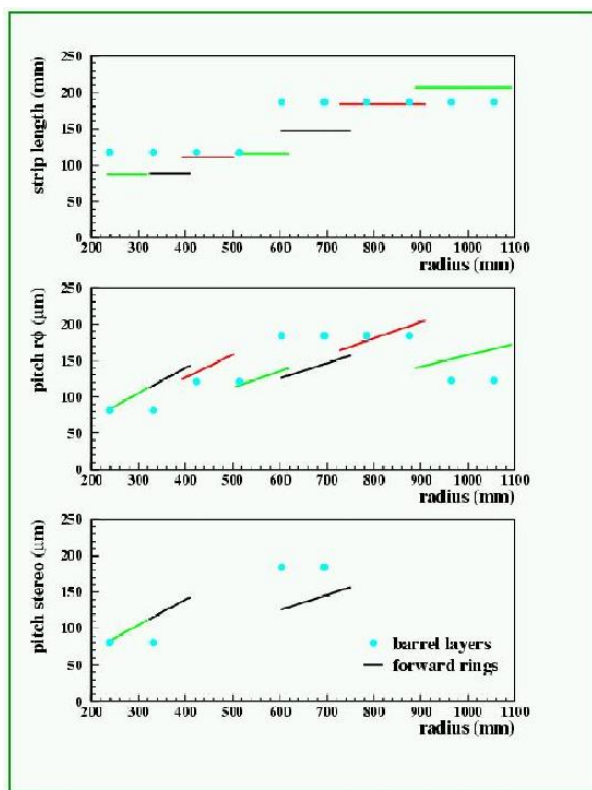


Figura 3.9: Lunghezza delle strip e pitch per i vari strati della zona di barrel del tracker (punti) e per la zona a dischi (linee).

Layer #	Nome	raggio (mm)	# tot. moduli	APV per ogni modulo
1	TIB 1	255	672	6 + 6 (double side)
2	TIB 2	340	432	6 + 6 (double side)
3	TIB 3	430	540	4
4	TIB 4	520	648	4
5	TOB 1	610	1008	6 + 4 (double side)
6	TOB 2	696	1152	6 + 4 (double side)
7	TOB 3	782	648	4
8	TOB 4	868	720	4
9	TOB 5	965	792	6
10	TOB 6	1080	888	6

Tabella 3.1: Dettagli del barrel.

Anello	Nome	# anelli	# tot. moduli per anello
1	TID	3	24 - 24 - 40
2	TID	3	24 - 24 - 40
3	TID	3	24 - 24 - 40
4	TEC	7	24 - 24 - 40 - 56 40 - 56 - 80
5	TEC	7	24 - 24 - 40 - 56 40 - 56 - 80
6	TEC	7	24 - 24 - 40 - 56 40 - 56 - 80
7	TEC	6	24 - 40 - 56 - 40 - 56 - 80
8	TEC	6	24 - 40 - 56 - 40 - 56 - 80
9	TEC	6	24 - 40 - 56 - 40 - 56 - 80
10	TEC	5	40 - 56 - 40 - 56 - 80
11	TEC	5	40 - 56 - 40 - 56 - 80
12	TEC	4	56 - 40 - 56 - 80

Tabella 3.2: Dettagli dei dischi. In **grassetto** i rings con sensori double side.

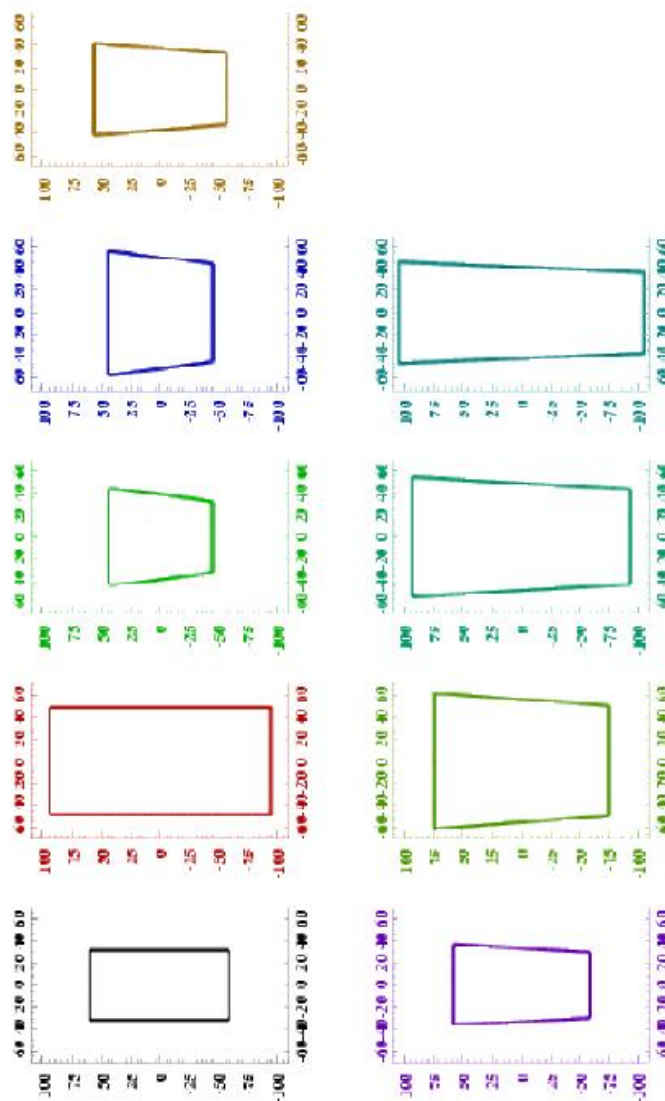


Figura 3.10: Forma e dimensioni dei diversi tipi di moduli previsti per il tracker di CMS. Si noti la forma trapezoidale convergente per i moduli destinati ad instrumentare le regioni di endcap.

3.4.1 I moduli a microstrip di silicio

I moduli a microstrip di silicio sono rivelatori di particelle a stato solido, il cui principio di funzionamento è stato descritto nel par.3.2.

I moduli a microstrip di silicio sono formati da molte parti che vengono assemblate. Nella figura 3.11 è mostrato un modulo completamente smontato, per poter capire quali sono le componenti che lo compongono.

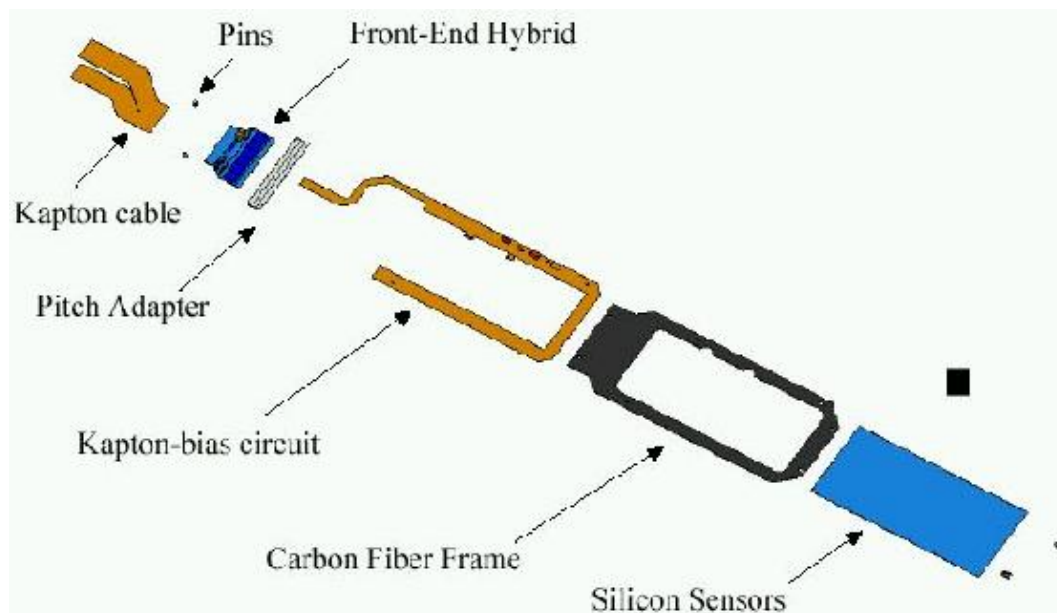


Figura 3.11: Schema di un modulo (TIB) a microstrip per il tracker di CMS.

Nella figura 3.11 sono messi in evidenza i seguenti componenti:

Sensore: descritto nel paragrafo 3.2

Supporto in fibra di carbonio: sul quale viene montato il sensore

Circuito di bias: porta la tensione necessaria al sensore per un corretto funzionamento

Pitch adapter: connette (tramite microsaldature) il sensore con l'ibrido (vedi par. 3.4.2)

Ibrido: (vedi fig.3.16) è la parte di elettronica di front-end. Sull'ibrido sono montati gli APV25, l'APVMUX, PLL e la DCU (vedi par. 3.1.1).

Cavi: necessari per portare i segnali elettrici all'esterno del modulo

I singoli rivelatori a silicio, vengono ricavati da wafer a 4" o 6" e possono avere uno spessore di 320 o 500 μm . Essi verranno montati su degli appositi telai in fibra di carbonio (vedi fig. 3.11), che forniranno anche la tensione

di alimentazione. Sui telai si possono montare rivelatori a microstrip su solo una o su entrambe le facce. Su ognuna delle facce del telaio possono poi trovare posto uno o due rivelatori a microstrip, di 768 strip ciascuno. La struttura così formata è detta *modulo*. Nei moduli a doppia faccia i rivelatori verranno assemblati con le strip ruotate di 100 mrad (vedi fig. 3.12) tra di loro, in modo da fornire nel piano del rivelatore due coordinate spaziali ed, allo stesso tempo, minimizzare le ambiguità.

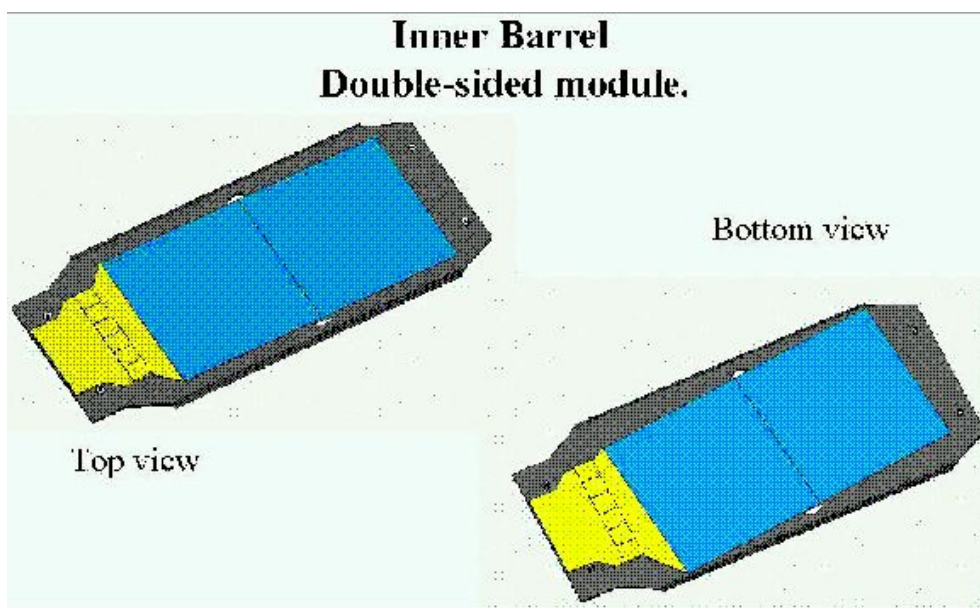


Figura 3.12: Visione di un modulo TIB double-side.

Su ogni modulo, all'estremità di un lato delle strip, è posto l'*ibrido* (vedi fig.3.16) che contiene l'elettronica di readout dei segnali, cioè una serie di microchip appositamente ideati.

Sul telaio vi è anche un circuito di raffreddamento, che mantiene il tutto alla temperatura di -10°C , in modo da minimizzare i danni da radiazione e dissipare il calore prodotto dal funzionamento del rivelatore stesso e dell'elettronica di lettura.

3.4.2 Bonding

Il bonding è quell'operazione di microsaldatura che permette di collegare gli APV con il pitch-adaptor ed il pitch-adaptor con il sensore. Nello stesso

laboratorio dell'INFN di Torino, dove vengono testati e qualificati i moduli a microstrip di silicio, viene effettuata l'operazione di bonding della linea di bias e di bonding tra il pitch-adaptor ed il sensore, solo per i moduli di tipo TIB viene eseguito anche il bonding del backplane.

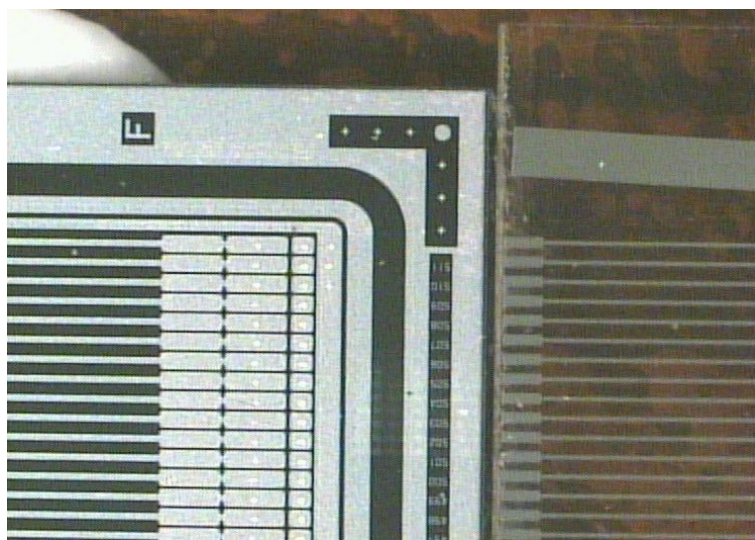


Figura 3.13: Foto del sensore affiancato al pitch adapter pronto per il bonding. Si riconoscono le strip di Al che terminano con due basette per il bonding. Inoltre si possono notare l'anello di bias e l'anello di guardia.

Il bond viene fatto dalla piazzola del pitch adapter ad una della strip interessata, le strip infatti sono dotate di due piazzole. Si usa un filo di alluminio dallo spessore di $25\mu m$ che viene saldato facendolo fondere tramite l'utilizzo di ultrasuoni.

Nella figura 3.13 è stato fotografato il sensore allineato con il pitch adapter. In questa fotografia si possono notare bene le due piazzole sulle strip, una è stata aggiunta per poter ri-bondare in caso di fallimento del primo bond. Nella foto è ben riconoscibile l'anello di guardia e l'anello di bias. Nella figura 3.14 è mostrato lo stesso modulo dopo l'operazione di bonding. Nella foto si notano i bond delle strip e, in primo piano, i quattro bond per la tensione di bias.

3.4.3 Elettronica di readout dei moduli

Nella figura 3.15 è schematizzato la catena di elettronica per la raccolta dei dati dai rivelatori a microstrip del tracker.

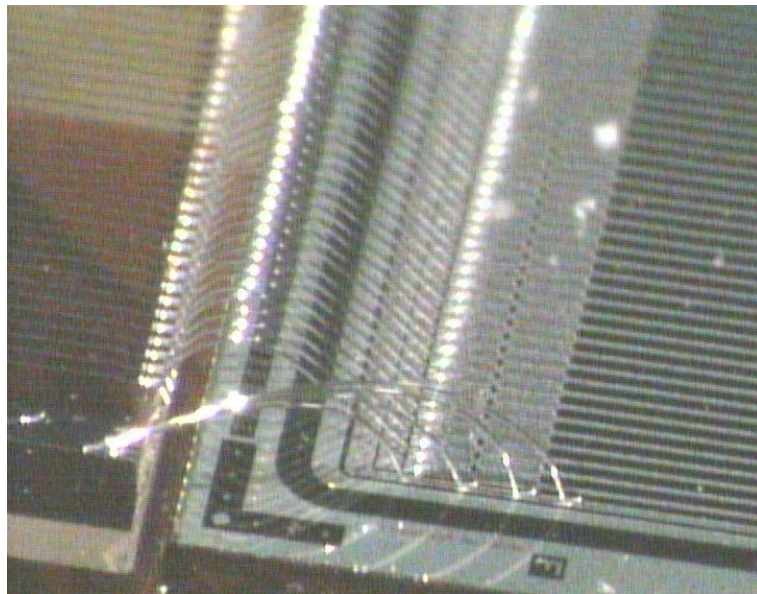


Figura 3.14: Foto del sensore bondato al pitch adapter, in primo piano i bond della V_{bias} .

Dopo il rivelatore vero e proprio (*detector*), montato sull'ibrido (vedi fig.3.16), c'è il chip di front-end, chiamato *APV25*, che dispone di una linea di lettura per ogni strip del detector. Nell'*APV25* ogni strip viene letta da un amplificatore con costante di tempo di 50 ns, la cui uscita in tensione viene campionata alla frequenza di bunch crossing, 40 MHz. I campioni vengono immagazzinati in una memoria analogica, la *pipeline*, in attesa di un segnale dal primo livello di trigger, che deve arrivare entro $2.3 \mu s$. Solo i segnali selezionati dal trigger di primo livello vengono passati alla parte successiva della catena di elettronica. Questi ultimi, a gruppi di 128, vengono multiplexati a 20 MHz prima dallo stesso chip di readout, poi da un ulteriore stadio di multiplexer, a 40MHz, stadio che unisce i dati di due APV insieme: l'**APV MUX**. Così serializzati i dati vengono inviati ad un convertitore laser, che li trasforma in segnali ottici e li invia su una unica linea di fibra ottica lunga circa 100 m al successivo stadio di elaborazione, posto al di fuori della caverna sotterranea in cui si trova il rivelatore CMS, nella "counting room".

Nella counting room si trova l'elettronica di acquisizione, basata su schede con bus VME. I dati provenienti dal chip di front-end vengono riconvertiti in segnali elettrici e inviati ad un flash ADC a 10 bit detto *Front End Driver*

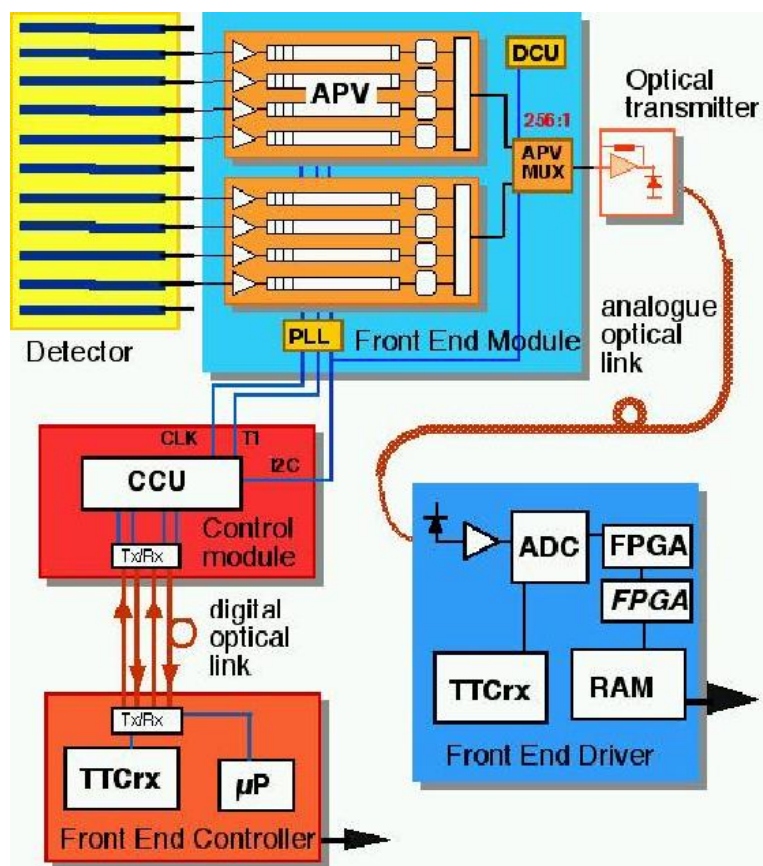


Figura 3.15: Diagramma del sistema di readout dati del tracker.

(FED). Il FED oltre a digitalizzare i dati, può operare su di essi alcune operazioni di analisi prima di scrivere i dati su un disco locale per la successiva elaborazione off-line.

Un ulteriore modulo VME, sempre presente in counting room, è il *Front End Controller* (FEC). La sua funzione è quella di distribuire a tutti i dispositivi il segnale di clock primario e il segnale di trigger di primo livello provenienti dal sistema *Timing Trigger and Command* (TTC). In realtà il passaggio di questi segnali all'elettronica di front-end dei moduli non è diretta: anche gli impulsi di trigger e clock vengono convertiti in segnali ottici ed inviati su fibra ottica. Un ulteriore stadio di elettronica, il *Communication and Control Unit* (CCU), posto nella caverna del rivelatore, è preposto alla riconversione di tali segnali in impulsi elettrici e al loro smistamento ai vari moduli del tracker.

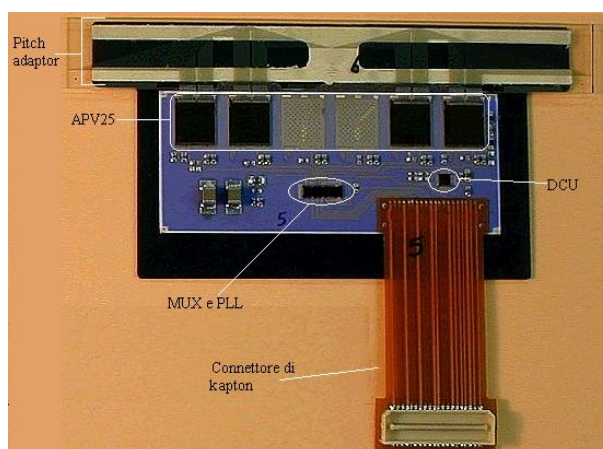


Figura 3.16: Fotografia dell'ibrido, si possono 4 APV25 con due posti ancora disponibili al centro, inoltre si vedono la PLL, MUX e DCU.

Su ogni modulo del tracker è poi presente un chip, *Phase Locked Loop* (PLL) che processa i segnali provenienti dal CCU in modo da assicurarne la massima stabilità temporale.

Si noti che la linea di trasmissione dati in fibra ottica è fondamentale per sistema di tracciamento di CMS, in quanto permette di trasferire i dati fuori dal tracker con il minimo ingombro di materiale, e permette un disaccoppiamento tra l'elettronica di front-end e quella nella counting room. Inoltre un sistema ottico è immune da eventuali interferenze elettromagnetiche. La linea di trasmissione ottica lavorerà comunque con un carico di dati inferiore alla sua ampiezza massima di banda, in modo da assicurare un'ottima linearità nel trasferimento dei dati analogici.

Il microchip APV25s1

L'architettura del sistema di read-out di CMS è basata su processi analogici. Il chip VLSI a tecnologia $0,25 \mu\text{m}$, è costituito da 128 canali di lettura, ognuno dei quali dotato di uno stadio iniziale di preamplificazione / shaping che produce in output un segnale la cui forma è approssimativamente quella di un circuito integratore CR-RC ideale con costante di tempo di 50 ns. Segue una memoria analogica, la pipeline, suddivisa in 192 locazioni per ogni canale. La pipeline viene riempita campionando il segnale in uscita dal preamplificatore alla frequenza di 40 MHz (pari alla frequenza di bunch

crossing di LHC). Nella figura 3.17 è riportato lo schema circuitale appena descritto.

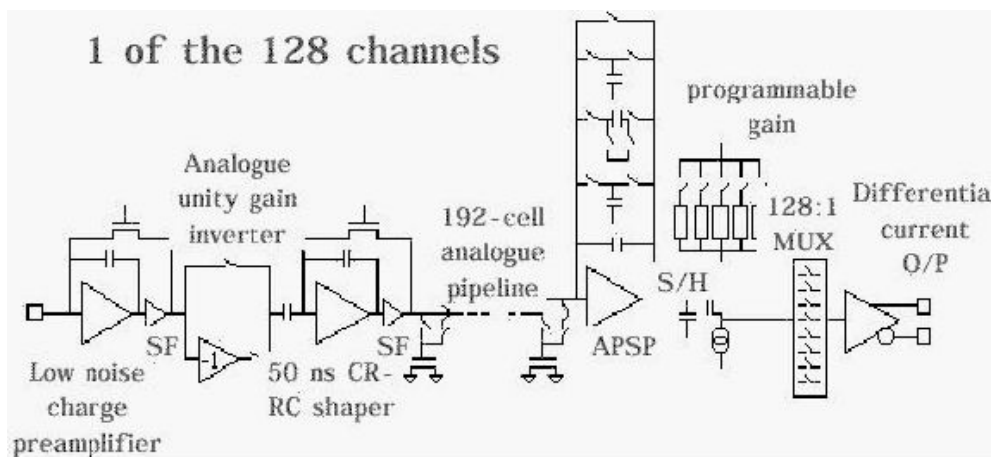


Figura 3.17: Schema circuitale di un canale dell'APV.

Ogni canale della pipeline viene poi letto da un filtro, *APSP*, che può lavorare in tre modalità distinte (vedi tabella 3.3).

peak mode: in cui viene letto soltanto un campione per ogni cella della pipeline, temporalmente sincronizzato con il massimo dell'impulso prodotto dal preamplificatore.

deconvolution mode: in cui sono presi tre campioni successivi della pipeline, e l'output è una somma pesata dei tre. L'operazione di deconvoluzione non è banale e viene descritta con più cura nell'appendice A. Riassumendo banalmente possiamo dire che l'azione del filtro deconvolutore è sostanzialmente quella di riformare l'impulso, ottenendone uno con una larghezza di picco di 25ns e rapidamente discendente a zero.

multi-mode: in cui, in seguito al trigger, vengono letti tre samples.

Di fatto vengono utilizzati solo i primi due modi di lettura.

Dopo lo stadio di *APSP* si trova una serie di multiplexer, la cui funzione è di serializzare i dati provenienti dai 128 canali della pipeline su una unica linea di uscita. Il multiplexer lavora a 20 MHz e usa tre livelli successivi. La scomposizione del multiplexer su più livelli assicura da un lato una maggiore semplicità costruttiva, dall'altro, "allontanando" il segnale proveniente da canali adiacenti, si evita che il rumore presente su un canale possa influenzare quelli geometricamente vicini sul rivelatore.

È importante precisare, che, a causa dell'architettura di multiplexer a più livelli, la sequenza di dati che si ottiene in uscita dall' APV25s1, ad esempio dopo una digitalizzazione, *non* corrisponde più alla sequenza originale di canali sul rivelatore a cui è saldato il chip. Questo ha delle grosse ripercussioni sulla parte di elettronica successiva: prima di qualunque elaborazione dati, si devono riordinare i valori che fornisce l'APV25s1.

Nella figura 3.17 sono poi specificate anche altre zone del chip, tra cui una zona preposta alla generazione di una serie di segnali per la calibrazione dell'APV25s1 stesso (*Internal Calibration Pulse System*).

L'APV25s1, è programmabile dall'esterno, tramite il protocollo di comunicazione Philips I2C. In questo modo, tramite un software apposito, è possibile controllare il chip: monitorarne il funzionamento, trovare le condizioni di errore, settare i diversi parametri interni, pilotare il sistema di calibrazione.

Solo sei bit (degli otto disponibili) sono usati dall'APV25s1 per programmare il "Mode Register", tali settaggi sono riportati nella tabella 3.3.

Bit	Funzione	Value = 0	Value = 1
7	Not Used	-	-
6	Not Used	-	-
5	Polarità preamplificatore	Non-Inverting	Inverting
4	Frequenza di read-out	20 MHz	40MHz
3	Modo di read-out	Deconvoluzione	Picco
2	Inhibit Calibrazione	OFF	ON
1	Modo Trigger	3-simple	1-simple
0	Analogue Bias	OFF	ON

Tabella 3.3: Definizioni di "mode register".

Nella figura 3.18 è mostrato un frame di dati dell'APV25s1, dopo la digitalizzazione, come indicato dalla letteratura pubblicata sull'argomento ([19] e [20]).

Nel raw data frame della figura 3.18 i dati non sono ancora stati riordinati. Nel secondo plot della figura 3.18 si vede invece un frame in cui i segnali sono stati opportunamente riordinati, in modo da avere la giusta sequenza di canali fisici del rivelatore da cui provengono. Prova del riordinamento è data dallo spostarsi, da un plot all'altro, del segnale corrispondente ad una MIP.

Il primo plot mostra il segnale direttamente in uscita dall'APV25s1 dopo un colpo di trigger.

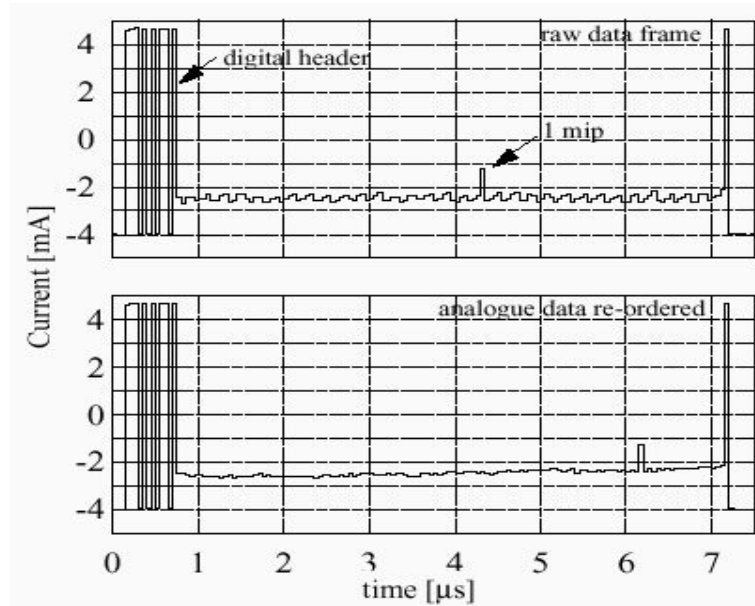


Figura 3.18: APV25 output data stream.

La struttura di un tipico segnale dell'APV25s1 è la seguente (vedi fig. 3.19):

- 1) Un header formato da 3 livelli logici consecutivi.
- 2) Un'ulteriore serie di 8 livelli logici, che identificano la colonna della pipeline da cui proviene il frame di dati.
- 3) Un bit di errore. Se il livello di tale bit è "basso" significa che si è verificato un errore nel funzionamento del chip e i dati che seguono sono privi di senso.
- 4) I 128 livelli analogici dei canali, serializzati dal multiplexer.
- 5) In fine c'è un segnale che viene chiamato "tick mark" (o segnale di sincronizzazione), responsabile della sincronizzazione tra l'APV e l'elettronica di lettura.

La durata di tutto il segnale così composto è di circa $7 \mu s$.

Nella figura 3.20 è mostrata la risposta ad un impulso di calibrazione per le strip bondate, in funzione della capacità d'ingresso.

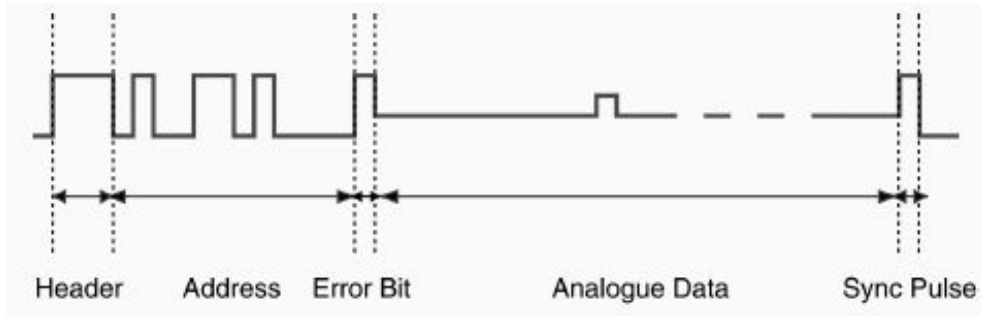


Figura 3.19: Formato standard dell'output dell'APV25s1.

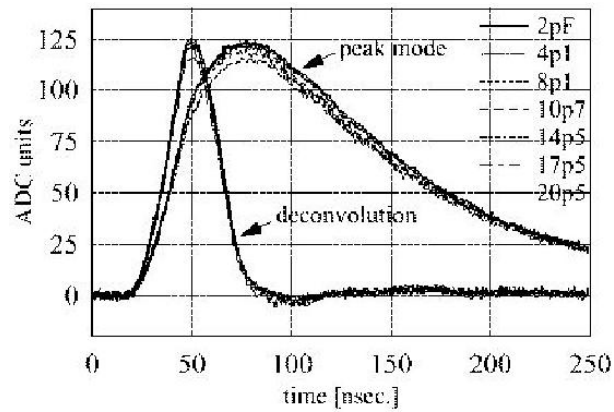


Figura 3.20: Pulse shape dell'APV25s1 in picco ed in deconvoluzione al variare della capacità d'input.

In modo picco il circuito d'amplificazione funziona come un ideale CR-RC con costante d'integrazione di 50ns .

Dell'APV25s1 sono note anche le caratteristiche di rumore, linearità e uniformità della pipeline. In particolare in figura 3.21 è mostrato l'andamento del noise misurato su 3 canali. La misura è stata effettuata con una capacità d'ingresso di 25pF .

Si può parametrizzare il rumore dell'APV25s1, espresso in termini di carica equivalente, come

$$\begin{aligned} (270 + 38/pF) e^- & \quad \text{in modo picco} \\ (430 + 61/pF) e^- & \quad \text{in modo deconvoluzione} \end{aligned}$$

Si nota dalla figura 3.21 che il rumore in modo deconvoluzione sia nettamente più alto che in modo picco. Questa è una caratteristica del filtro

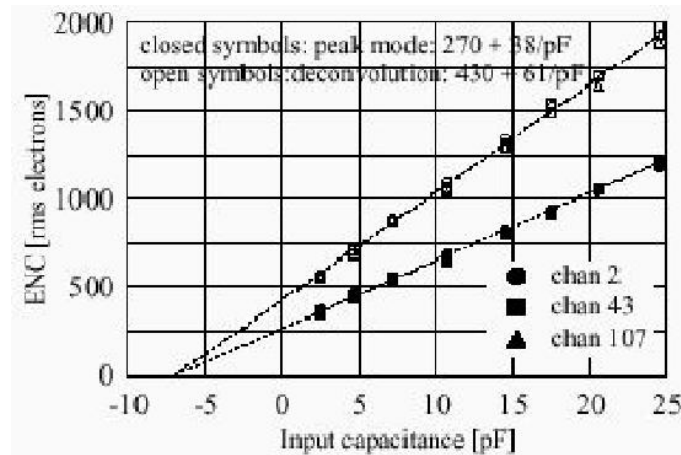


Figura 3.21: APV25s1 noise performance.

deconvolutore APSP, in quanto il segnale che si ottiene dopo l'APSP è più piccolo ed il contributo del noise entra in gioco più volte, una per ogni sample preso dall'APSP. Le specifiche richieste da CMS sono di avere un rumore < 2000 elettroni.

Tramite bus I2C è possibile inviare all'APV25s1 un segnale di *reset*, il cui effetto è quello di azzerare tutti i valori contenuti nella pipeline, che ricomincia da quel momento ad essere nuovamente riempita a partire dalle celle della prima locazione. Oltre a quelli indicati nella tabella precedente, un altro parametro estremamente importante dell'APV25s1 è la *latenza*. La latenza è un numero intero, compreso tra 0 e 191, che specifica il ritardo a cui viene letto il campione di segnale nella pipeline, rispetto all'impulso di trigger, in unità di 25 ns [19].

Front End Driver (FED)

Il FED (Front End Driver)[21] è il convertitore analogico-digitale (l'ADC) a 8 canali, basato su una scheda PCI Mezzanine. Il diagramma riportato nella figura 3.23 mostra le parti principali di cui è composta la scheda.

Il FED ha 8 canali di input, che possono essere configurati per utilizzare sia ingressi differenziali che non. Su ogni canale di input si trova un flash ADC a 9 bit, capace di digitalizzare i dati a frequenza compresa tra 2 e 40 MHz.

I dati provenienti dagli 8 ADC sono memorizzati in blocchi contigui all'interno di una *Dual Port Memory* (DPM). La DPM è capace di memorizzare

contemporaneamente i dati di 250 chip APV. I dati digitalizzati vengono poi letti attraverso il bus PCI (32 bit e 33 MHz di frequenza). Dal pannello frontale si possono ricevere segnali di trigger e clock in formato LVDS.

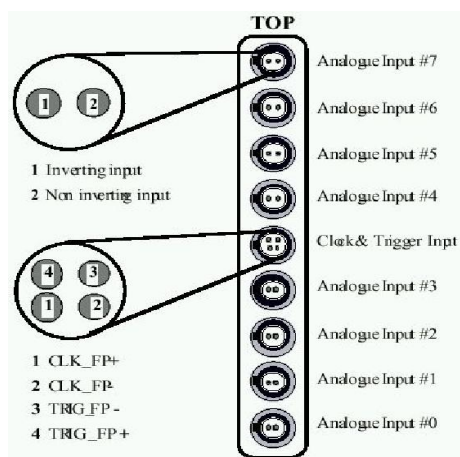


Figura 3.22: Pannello frontale del FED-PMC.

Nello schema riportato si nota poi: una *FIFO*, in cui sono bufferizzati i puntatori alla zone della memoria in cui si trovano i dati, e un *CPLD* che elabora i segnali di trigger e clock e permette di programmare un piccolo sfasamento tra i due, in modo da selezionare il miglior punto di digitalizzazione del segnale. A scopo di test, è possibile generare internamente un segnale di trigger, mentre come clock si può utilizzare quello interno della scheda (33 MHz).

Il cuore del FED-PMC è una *Field Programmable Gate Array* (FPGA). In essa sono memorizzate la maggior parte delle funzionalità della scheda, mantenendo in questo modo una certa flessibilità nell'hardware.

Nella figura 3.22 è riportato lo schema del pannello frontale del FED. Si riconoscono gli 8 input analogici e l'ingresso per i segnali di trigger e di clock (con le adeguate polarità). Gli 8 input sono raggruppati in due gruppi da 4. Gli input differenziali lavorano in un range di 0-3 V e sono terminati su 100 Ω . Essendo ogni canale dotato di un ADC a 9 bit, un sample del segnale in ingresso viene tradotto in un intero compreso tra 0 e 511.

Come detto è possibile inserire un ritardo tra il fronte del clock e il momento della digitalizzazione, con una precisione di 2.5 ns. Questa operazione si esegue tramite la manipolazione di un apposito parametro (*delay setting*) registrato nella FPGA, parametro che può variare tra 1 e 10, incrementando di 2.5 ns ogni unità.

Una volta attivato, il FED incomincia a digitalizzare i segnali che trova sugli otto input, senza interruzioni. Alla ricezione di un segnale di trigger (sia esterno che interno), un numero di campioni prestabilito viene memorizzato dentro la DPM. È importante notare che il FED è costruito per salvare sempre in memoria i dati di tutti e 8 gli input, e che inoltre i dati vengono memorizzati dentro la DPM in un formato compresso, in cui in una singola parola di 32 bit sono contenuti in realtà i valori di due input. Gli otto input

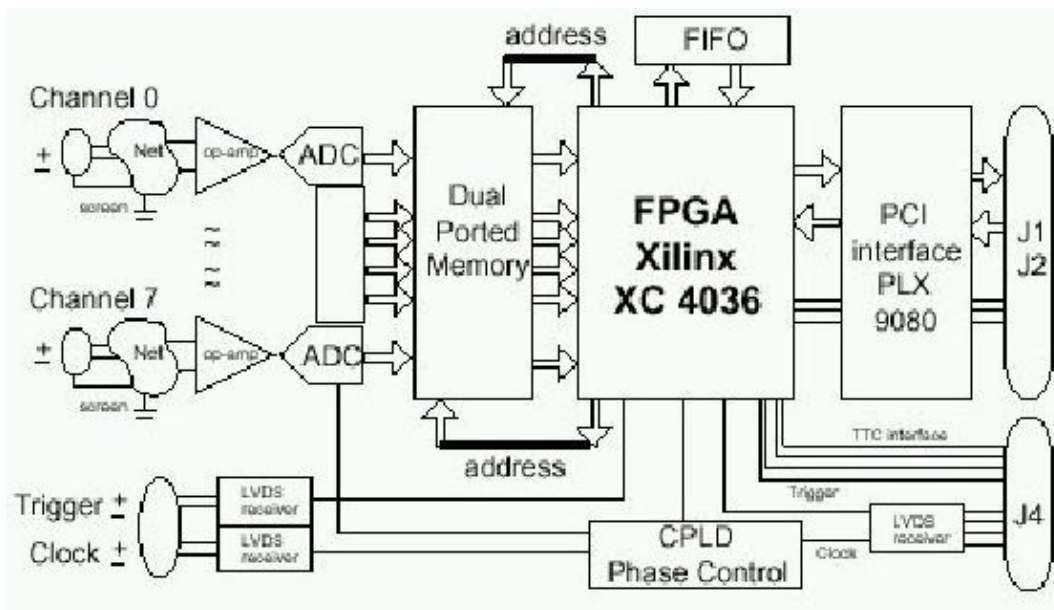


Figura 3.23: Diagramma a blocchi del FED-PMC.

sono quindi visti come 4 parole a 32 bit consecutivi nella DPM. L'insieme dei dati degli 8 input, per tutti i sample, è detto *evento*. Il FED riceve dal FEC, che ora descriveremo, i segnali di clock e trigger.

Front End Controller (FEC)

Il FEC ([22]) è il modulo di front end control per lo slow control sul bus I2C del tracker di CMS (vedi par. 3.15). La sua funzione è quella di distribuire a tutti i dispositivi il segnale di clock primario e il segnale di trigger di primo livello provenienti dal sistema *Timing Trigger and Command* (TTC) e di ricevere i dati di monitoraggio attraverso linee ottico digitali. Tali segnali sono detti di *timing* e vengono poi inoltrati alle **CCU** che hanno il compito di indirizzarli ai vari moduli, ogni CCU può indirizzare questi segnali a 6 moduli. I segnali di timing sono la somma di due segnali, uno di clock ed uno di trigger: il segnale di trigger corrisponde ad un'assenza di segnale di clock, come mostrato in figura 3.24. Questo segnale sarà poi riconvertito in due segnali distinti di clock e trigger dalla **PLL** sull'ibrido del modulo (vedi fig.3.16).

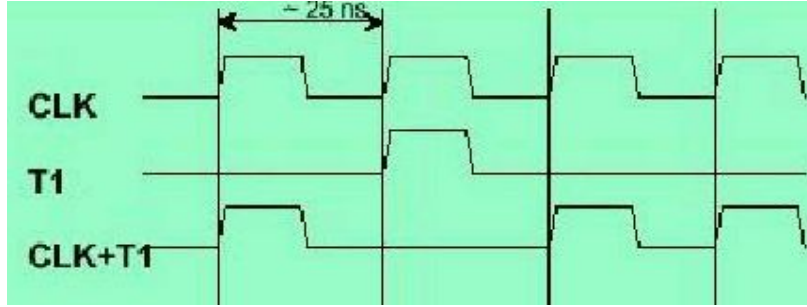


Figura 3.24: Struttura del segnale di clock e trigger, vedi testo.

3.5 Prestazioni del tracciatore

Il tracciatore, come detto, deve essere in grado di ricostruire tracce con un'efficienza elevatissima, inoltre deve poter misurare precisamente il momento delle particelle che lo attraversano. La misura del momento trasverso (vedi fine par.2.2.3 del cap.2) riveste una fondamentale rilevanza ed ha un'imprecisione che dipende, principalmente, da due parametri: la *sagitta* e lo *scattering multiplo*.

La **sagitta** è quella distanza di cui la traiettoria curva di una particella si discosta da una traiettoria ideale diritta. Ricordando che l'impulso trasverso si calcola come $p_t = 0.3RB$, la sagitta ed il suo errore è data da:

$$S = \frac{L_T^2}{8R_T} \text{ con } \sigma_S = a_n \cdot \sigma_{R\phi} = \sqrt{\frac{720}{n+4}} \sigma_{R\phi} \quad (3.3)$$

dove L_T è la lunghezza della traiettoria effettiva, R_T è il raggio di curvatura (vedi fine par.2.2.3 del cap.2), n il numero di punti raccolti (per il tracciatore sono 10) e $\sigma_{R\phi} = 20\mu m$. Si nota subito dalla 3.3 che l'incertezza σ_S non dipende da nessun parametro dinamico, per questo l'errore relativo $\frac{\sigma_S}{S}$ cresce al crescere di P_t . Il contributo dell'incertezza su S alla precisione di misura del P_t è dato da:

$$\left(\frac{dP_t}{P_t} \right) \Big|_S = \frac{a_n \sigma_{R\phi}}{L_T^2 0,3B} P_t \quad (3.4)$$

dove B è l'intensità del campo magnetico. L_T lo si trova con elementari considerazioni trigonometriche, tutte le altre grandezze sono note.

Lo **scattering multiplo** è quel fenomeno per cui una particella che attraversa del materiale, scattera, perdendo energia, con gli atomi del materiale e con i loro campi elettromagnetici. Questo fenomeno diventa particolarmente

importante per bassi valori di P_t . Il contributo all'incertezza sulla misura di P_t è dato da:

$$\left(\frac{dP_t}{P_t}\right)\Big|_{SM} = \frac{0,015}{\beta 0,3BR_T} \cdot \sqrt{\frac{\Delta L}{X_0}} \quad (3.5)$$

Dove β è il noto parametro relativistico e $\frac{\Delta L}{X_0}$ è il rapporto spessore del materiale attraversato sulla lunghezza di radiazione della particella. Per questo calcolo è stata considerata solo la parte di “profondo” barrel (vedi fig.3.25), $\eta < 0,2$, nella quale si può considerare $\frac{\Delta L}{X_0} = 0,3$. Tutti gli altri parametri sono noti. Il valore effettivo di $\left(\frac{dP_t}{P_t}\right)$ è ben stimato dalla somma in quadratura di 3.4 e 3.5:

$$\left(\frac{dP_t}{P_t}\right) = \left(\frac{dP_t}{P_t}\right)\Big|_S \oplus \left(\frac{dP_t}{P_t}\right)\Big|_{SM} \quad (3.6)$$

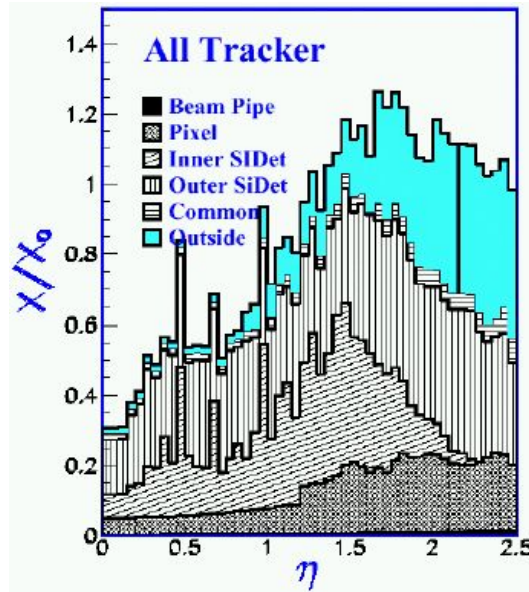


Figura 3.25: Quantità di materia del tracciatore in funzione della pseudorapidità.

Nel l'addendum del TDR (“The Tracker Project Technical Design Report”) si possono trovare le specifiche riguardanti i valori di $\frac{dP_t}{P_t}$. In figura 3.26 (di sinistra) possiamo leggere i valori stimati per ogni valore di η , mentre in quella di destra possiamo vedere i risultati di simulazioni finalizzate

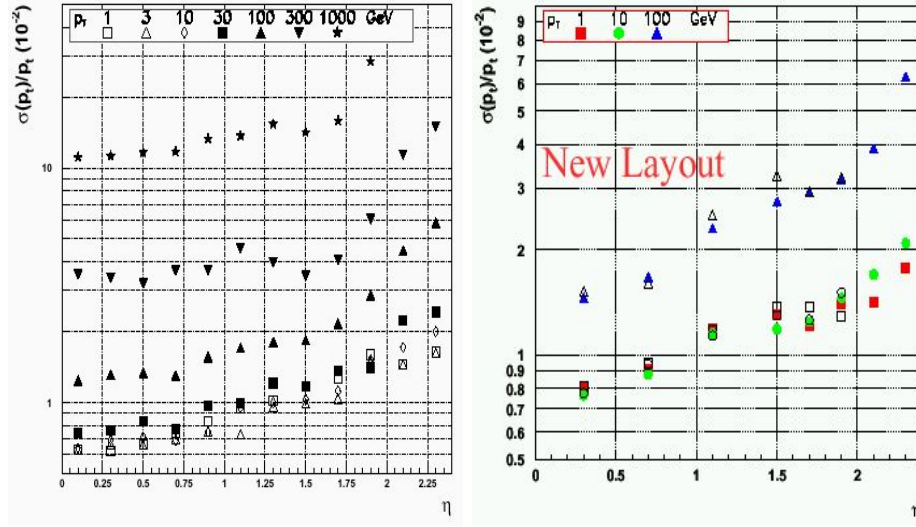


Figura 3.26: Sinistra: valori di $\frac{dP_t}{P_t}$ in funzione della pseudorapidità indicati dal “TDR”, si considerano muoni singoli con $P_t = 1, 3, 10, 30, 100, 300, 1000 \text{ GeV}$. Destra: simulazione di misura $\frac{dP_t}{P_t}$ in funzione della pseudorapidità, si considerano muoni singoli con $P_t = 1, 10, 100 \text{ GeV}$.

all’ottimizzazione di tutti i parametri che entrano in gioco per la misura di $\frac{dP_t}{P_t}$, simulazioni effettuate dal “PRS tracker b tau grup⁵”, [23].

Sfruttando le 3.3, 3.4 e 3.5 si è pensato di verificare questi valori indicati. Nella tabella 3.4 sono riportati i risultati dei conti effettuati.

Nel TDR si possono trovare le specifiche riguardanti l’efficienza di ricostruzione di traccia singola, questi valori tengono conto della bontà dell’algoritmo e di tutte le interazioni ad alto Q^2 che le particelle, soprattutto adroni a basso p_t , possono avere con il materiale del tracker. Nella figura 3.27 e 3.28 sono riportate tali specifiche.

La stima dei pioni che interagiscono con urti profondamente anelastici con il materiale del tracciatore varia tra il 17,5% per $p_t^\pi = 1 \text{ GeV}/c$ ed il 14% per $p_t^\pi = 5 \text{ GeV}/c$ in una regione $\eta < 2, 4$.

Sono state svolte [23] dal “PRS tracker b tau grup”, al fine di verificare le specifiche del TDR, delle simulazioni anche sulla ricostruzione di tracce da parte del tracciatore. Sono state implementate due simulazioni dalle caratteristiche fisiche assai differenti. Il primo: eventi singoli di muoni o pioni con $P_t = 1, 10, 100 \text{ GeV}/c$; il secondo: un jet $b\bar{b}$.

Nel grafico 3.29 di sinistra sono riportati i valori dell’efficienza di ricostruzione della traccia in funzione di η , la pseudorapidità. Si può notare come

⁵Il “PRS (Physics Reconstruction and Selection) tracker b tau grup” è il gruppo responsabile dell’implementazione e della documentazione delle simulazioni, ricostruzioni, allineamento del tracker e degli strumenti usati dal tracker per la ricostruzione della tracce e dei vertici. Questo lavoro risulta fondamentale per l’investigazione della fisica di CMS e, in particolare, di quei canali che includono gli stati finali dei quark b e τ .

P_t	Sagitta (μm)	$\frac{\sigma_S}{S}$	$\left(\frac{dP_t}{P_t}\right)_S$	$\left(\frac{dP_t}{P_t}\right)_{SM}$	$\left(\frac{dP_t}{P_t}\right)$
1GeV	$189 \cdot 10^3$	0,08%	0,01%	0,87%	0,8%
10GeV	$16 \cdot 10^3$	0,9%	0,1%	0,09%	0,2%
100GeV	$1,6 \cdot 10^3$	8,9%	1,1%	0,01%	1,2%
1TeV	160	89%	11%	0,001%	12%

Tabella 3.4: Si può notare come questi valori, calcolati con conti espressi precedentemente, si accordino sia con specifiche del TDR che con le simulazioni effettuate. Si vede bene come per bassi valori di P_t domini il contributo di *scattering multiplo*, mentre alti valori di P_t domini il contributo introdotto dalla *sagitta*.

per una traccia “pulita” come quella di un muone, la ricostruzione sia molto semplice. Da notare la consistente inefficienza del tracciatore in prossimità di valori di $\eta > 2$. Questo fenomeno è dovuto al fatto che per quelle zone il rivelatore a pixel perde gran parte della sua possibilità di ricostruzione (vedi fig. 3.2). Da notare anche come l’efficienza rimanga sostanzialmente invariata al variare di P_t .

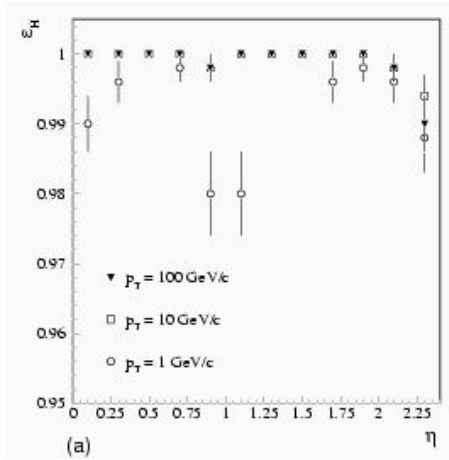


Figura 3.27: In questo grafico si considerano singole tracce di muoni con $P_t = 1, 10, 100 \text{ GeV}/c$. È riportata la probabilità di ricostruzione di traccia assumendo che si abbiano 6 hits buone, si stima la bontà dell’algoritmo di ricostruzione.

Nel grafico 3.29 di destra invece è riportato l’andamento dell’efficienza nella ricostruzione di una traccia di un pione per i tre diversi valori di P_t . In questo caso l’efficienza risulta essere mediamente più bassa rispetto al caso precedente, in particolare per pioni con energie basse per cui lo scattering multiplo diventa un fenomeno ben visibile. Inoltre si può notare una consistente diminuzione dell’efficienza in per valori di pseudorapidità $1 < \eta < 1.5$, regione in cui avviene il cambio della geometria del tracker: da barrel e endcap. Anche in questo caso si può notare la consistente perdita d’informazione da parte del rivelatore a pixel nella regione $\eta > 2$.

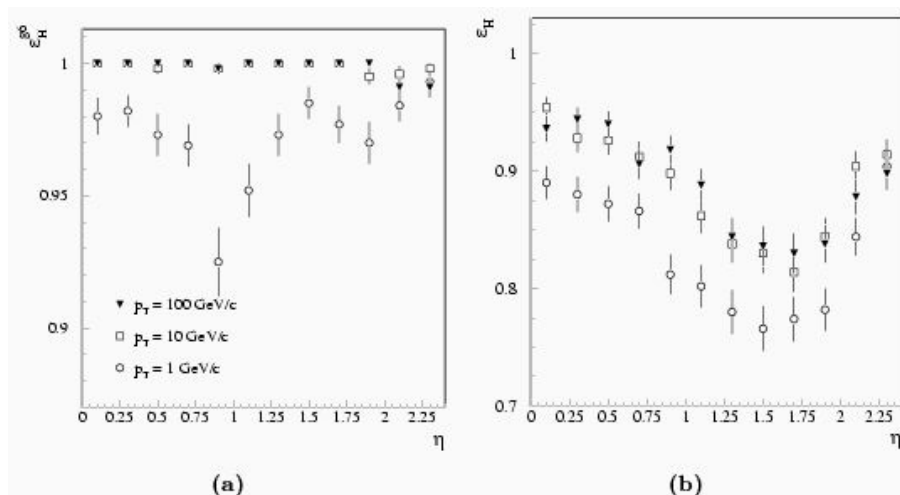


Figura 3.28: In questi grafici si considerano singole tracce di pioni con $P_t = 1, 10, 100 \text{ GeV}/c$. Nel grafico (a) è riportata la probabilità di ricostruzione di traccia assumendo che si abbiano 6 hits buone, si stima la bontà dell'algoritmo di ricostruzione. Nel grafico (b) si considera anche che le particelle possano avere urti profondamente anelastici col materiale del tracker.

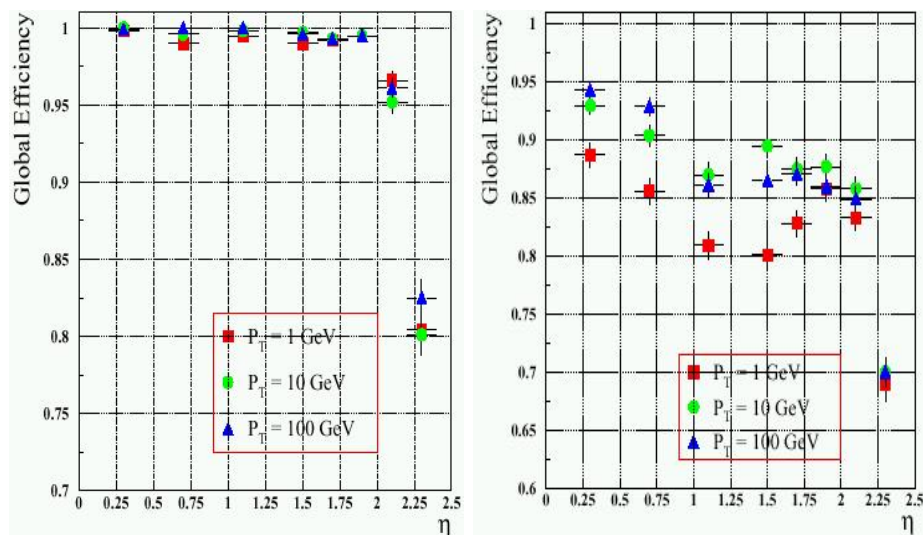


Figura 3.29: Simulazione della ricostruzione della traccia di un muone a sinistra e di un pione a destra, vedi testo.

La seconda simulazione (vedi grafici della fig. 3.30) effettuata riguarda, come anticipato, jet $b\bar{b}$ con $E_t = 50, 200 \text{ GeV}$. Le specifiche del TDR indicano

due algoritmi di ricostruzione di cui solo uno è stato usato per queste simulazioni. Tale algoritmo di ricostruzione chiamato *CM-FKF* prevede almeno la presenza di 6 hits ed indica un'efficienza del tracker pari a:

$$\begin{aligned} \text{Barrel:} & \sim 93\% \\ \eta > 1,6: & \sim 83 \div 85\% \end{aligned}$$

Per quanto riguarda le tracce “fantasma”, nel TDR sono riportati i seguenti valori:

$$\begin{aligned} p_t = 50\text{GeV}/c: & \sim 0,1\% \\ p_t = 200\text{GeV}/c: & \sim 0,5\% \end{aligned}$$

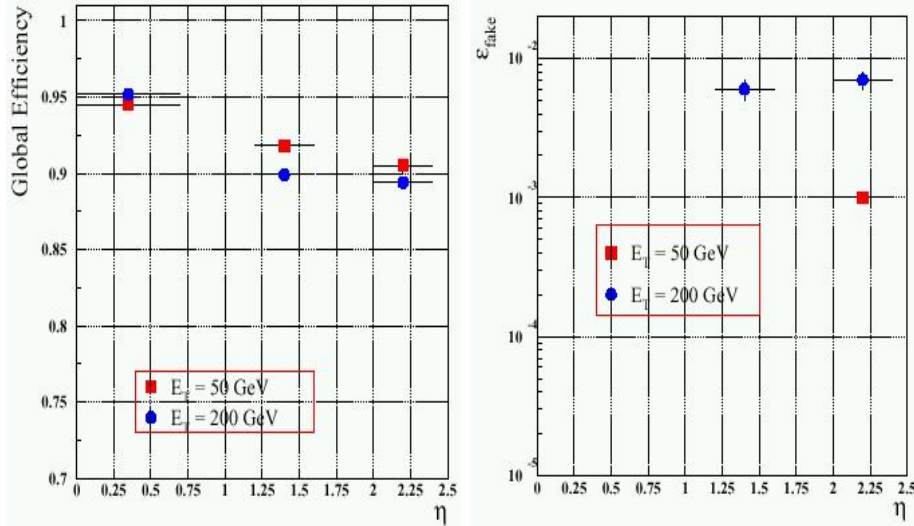


Figura 3.30: a sinistra: simulazione della ricostruzione della traccia di un jet $b\bar{b}$; a destra: stima delle tracce “fantasma” presenti nei due jet.

In questa simulazione sono state selezionate solo le tracce all’interno di un cono $R(\phi, \eta) < 0.4$. Innanzi tutto si può notare come per questa simulazione, vista la complessità di un simile jet, siamo stati presi solamente 3 punti per ogni valore di E_t . Si riesce ad apprezzare una significativa differenza nella ricostruzione di traccia per i due jet, si nota una minore efficienza per il jet con $E_t = 200\text{GeV}$. Questa differenza è data dal fatto che il jet a $E_t = 200\text{GeV}$ produce delle tracce che sono sostanzialmente molto più dense rispetto al jet $E_t = 50\text{GeV}$ che possiede un bust significativamente minore. Nel caso di un jet con $E_t = 50\text{GeV}$ inoltre, come mostra il plot in figura

3.30 di destra, si nota la una sensibile diminuzione delle ambiguità che introducono delle tracce dette “ghost” che infittiscono ancora di più una già densa ricostruzione di traccia. Anche in questo caso sono state selezionate solo tracce all’interno del cono $R(\phi, \eta) < 0.4$. Ricordiamo che un jet può essere generato da un quark b ma anche da un qualunque quark; queste sono simulazioni per testare l’algoritmo di ricostruzione di jet ma non permettono il riconoscimento del quark che l’ha generato.

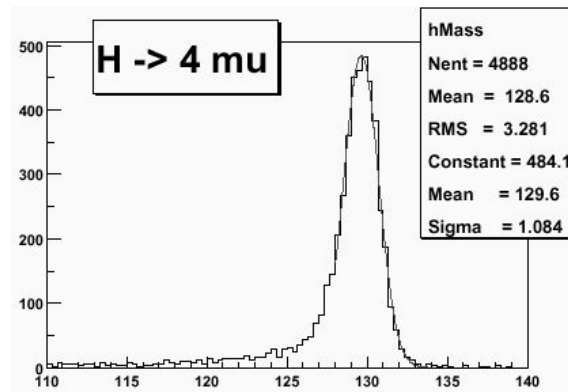


Figura 3.31: ricostruzione della massa del bosone di Higgs che decade in 4 muoni.

Come spiegato nel cap.1, il canale di decadimento dell’Higgs più pulito è quello $H \rightarrow 4\mu$.

Proprio per questo è stato simulata la ricostruzione della massa dell’Higgs simulando decadimenti in 4μ . Nel grafico 3.31 è riportato il picco della massa invariante dell’Higgs. Come si può notare i risultati confermano le aspettative teoriche fornendo una massa $m_H = 129.6 GeV$ con una risoluzione di $1.1 GeV$. Questi dati, infatti, sono stati ricostruiti con una efficienza del $(97.8 \pm 0.2)\%$.

Capitolo 4

Setup sperimentale

Questo capitolo riguarda il lavoro sperimentale svolto in questa tesi. Dapprima si delinea la problematica del test dei moduli a microstrip di silicio che dovranno essere montati sul tracker di CMS. Successivamente verrà descritto il setup sviluppato per questo obiettivo. Inizialmente verrà descritta la catena di elettronica montata, poi la parte di software necessaria per l'acquisizione e quella scritta per l'analisi dei dati.

Nel capitolo precedente si è parlato dei rivelatori a microstrip e del progetto del rivelatore di tracciamento di CMS che farà ampio uso di questa tecnologia. Il tracker di CMS verrà comunque realizzato e montato per il 2007, anno in cui si prevede l'inizio del funzionamento di LHC e quindi degli esperimenti ad esso collegati.

La realizzazione effettiva del tracker è suddivisa in più fasi ed è iniziata ormai da un paio d'anni. La collaborazione CMS ha fatto delle scelte precise sulla definizione dei sensori che sono entrati ormai in fase di produzione, (vedi par. 3.2). Una volta definite le specifiche costruttive dei rivelatori, si procede alla costruzione dei primi moduli per il tracker, dove un modulo consiste in un sensore a microstrip di silicio, incollato sul telaio in fibra di carbonio, assieme all'ibrido (vedi fig. 3.11 e cfr. par. 3.2).

Una volta realizzati i moduli vanno accuratamente testati e controllati prima di assemblarli in maniera definitiva nel tracker.

Il gruppo *CMS Tracker* di Torino è attualmente impegnato nella fase che concerne il test dei primi moduli a microstrip in versione definitiva. Seguirà una fase ulteriore in cui si dovrà procedere al test sistematico di un gran numero di moduli costruiti apposta per il tracker.

In questa tesi il lavoro principale è consistito nello sviluppo hardware e software del test per l'analisi e la qualifica dei moduli che dovranno essere

montati sul tracciatore di CMS.

4.1 Il test dei moduli a microstrip di silicio

I moduli assemblati arriveranno presso i Module Bonding and Test Centers, tra cui Torino, il cui compito all'interno della collaborazione CMS Tracker è quello di:

- 1) Bondare il rivelatore a silicio al pitch adapter;
- 2) Testare la funzionalità del rivelatore assemblato;
- 3) Capire la natura degli eventuali danni;
- 4) Qualificare il modulo con i parametri decisi;
- 5) Raccogliere tutte le informazioni acquisite in un Data Base;
- 6) Spedire i moduli buoni ai centri di assemblaggio, che provvederanno a montarli fisicamente sul tracker.

La spedizione dei moduli rimane una tra le operazioni più delicate, infatti è proprio in questa fase che si possono danneggiare irreparabilmente i moduli.

Durante le procedure di test i moduli dovranno essere tenuti in un ambiente controllato, quindi in una camera pulita, con valori di variabili ambientali quali temperatura ($20 - 25^{\circ}C$) ed umidità, mantenuti entro limiti costanti tali da non compromettere il loro stato. I test verranno effettuati con l'APV25 che lavora sia in modo picco che in modo deconvoluzione. Nella figura 4.1 è riportato lo schema che si seguirà per la qualifica dei moduli. I singoli test saranno descritti in seguito. La procedura dei test è stata definita in [24].

Test prima del bonding

Appena arrivati i moduli dovranno essere controllati, in particolare verrà testata la funzionalità dell'ibrido, solo in seguito a questo test si procederà al bonding.

L'ispezione ottica consiste in un controllo al microscopio di tutta la superficie del modulo, per riconoscere eventuali difetti, ad esempio un danneggiamento delle strip del rivelatore in seguito ad un cattivo trasporto. È facile rendersi conto di quanto possa essere difficile trovare danni a vista.

La misura della curva $I - V$ (corrente vs. tensione) sul rivelatore permette di controllare le caratteristiche del substrato. La tensione viene

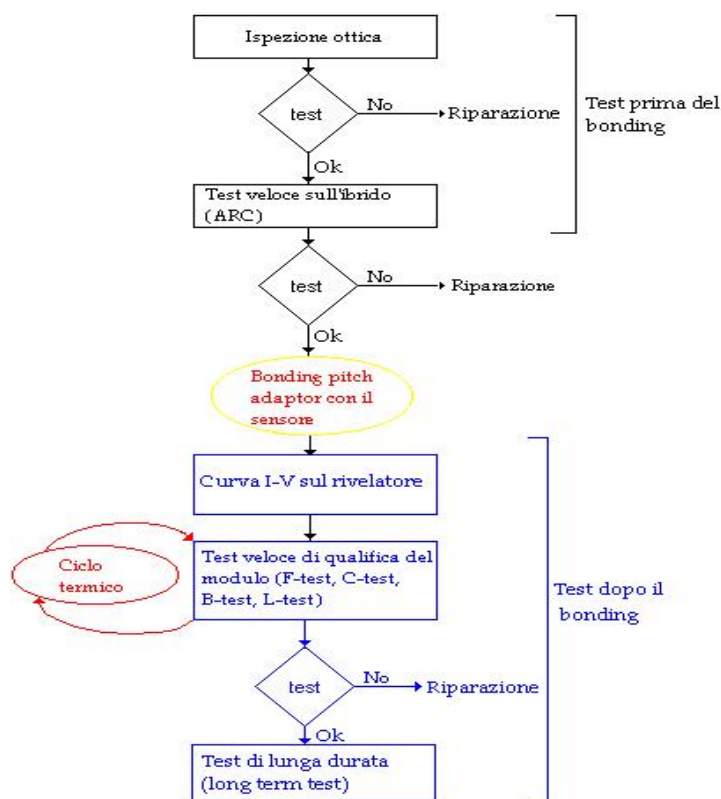


Figura 4.1: Diagramma a blocchi della procedura di test dei moduli a microstrip di silicio.

aumentata ad una velocità massima di 10V/s per evitare danni. Arrivati a V_{max} bisogna tenerla fissa per un minuto e poi incominciare la discesa.

Il *Basic test* è la parte fondamentale del test dell'ibrido e del modulo. Consiste di tre diversi test:

H0-test (hybrid) sono testate le corrette funzionalità dei componenti montati sull'ibrido (APVMUX, APV25, DCU, PLL).

F-test (fast), questo test consiste nella misura di piedistallo, rumore prima e dopo la sottrazione di rumore comune (l'algoritmo di calcolo è riportato in appendice B), con una presa dati di almeno 1000 eventi. Durante il F-test il segnale di reset può essere non inviato all'APV.

C-test (Calibration) misura la risposta dell'APV ad un impulso di calibrazione all'input del preamplificatore. Viene analizzata quindi tutta la curva di shape che fornisce un monte informazioni molto alto. Infatti è possibile riscontrare variazioni di guadagno e linearità del circuito di shaping o del multiplexer dell'APV. Questo test è principalmente sensibile a cortocircuiti tra strip.

Se questi due test risultano essere positivi si passa al bonding del modulo. Il bonding (cfr. cap. 3.4.2) è quell'operazione di microsaldatura per connettere elettricamente il pitch adapter con le strip del sensore.

Test dopo il bonding

La misura della curva $I - V$ viene effettuata anche dopo il bonding mantenendo le stesse regole descritte precedentemente.

Il **Basic test** viene effettuato con le stesse modalità sopra elencate.

Il **“backplane pulsing test”** (B-test) consiste nell'iniettare un impulso elettrico sul backplane attraverso l'accoppiamento AC con l'alta tensione, in modo da indurre un segnale uniforme su tutte le strip. Questo test mette facilmente in luce le strip non bondate che forniscono un segnale molto diverso da quello fornito dalle strip correttamente bondate (cfr. par.4.2).

Il **“test with light”** (L-test) è pensato per verificare la risposta del silicio a segnali fisici. La luce può essere generata da led o da un laser. Questo test effettuato con luce continua (non pulsata) molto defocalizzata, è molto efficace per il riconoscimento di pinhole¹.

Il **ciclo termico** (Thermal cyle) consiste nello sottoporre il modulo a cicli termici che facciano oscillare la temperatura tra la temperatura ambiente e $-10^{\circ}C$ (temperatura di lavoro quando i moduli saranno montati sul tracker). È un test d'invecchiamento.

Dopo il ciclo termico vengono ripetuti i I-V test, Basic test, B-test e L-test.

¹Un *pinhole* è un piccolo forellino che si crea sull'ossido di silicio quando viene fatto crescere sopra l'impianto p^+ . Questo forellino crea un corto circuito tra la strip di alluminio e l'impianto p^+ . Il pinhole è riconoscibile per via del continuo aumentare del rumore (su quella strip) dovuto all'aumentare della corrente di buio causata dalla luce continua, unico rimedio è la rimozione del bond.

Il test di lunga durata (long term test) consiste in una serie di test ripetuti parecchie volte nel giro di alcuni giorni, con il modulo testato a temperatura ambiente ed a basse temperature. Questi test verranno effettuati nella *cold box* (vedi par. 4.3). I test saranno:

- 1) I-V, Basic test, B-test con $T_{plate} = 25^{\circ}C$
- 2) I-V, Basic test, B-test con $T_{plate} = -20^{\circ}C$

Dove T_{plate} è la temperatura delle piastre all'interno della cold box.

Per ogni tipo di test sono previsti degli intervalli di aspettazione dei vari parametri misurati (es: valore del noise per strip non superiore ad un certo limite in ENC). Se i valori trovati rientrano in questi intervalli la procedura di test può continuare allo step successivo. Un modulo è considerato buono se supera con esito positivo tutti i test previsti.

4.2 Backplane pulsing

Il gruppo di Torino è stato il primo, ed al momento l'unico, a progettare ed effettuare il test inviando un gradino di tensione sul backplane, traendone dati importanti ed unici per la qualifica dei moduli. Per questo motivo viene dedicata un'apposita sezione per la descrizione di questo test.

Come brevemente descritto precedentemente, il test di backplane consiste nell'immettere una carica sul backplane del modulo, attraverso la linea d'alta tensione, al fine di indurre una carica elettrica uniforme su tutte le strip.

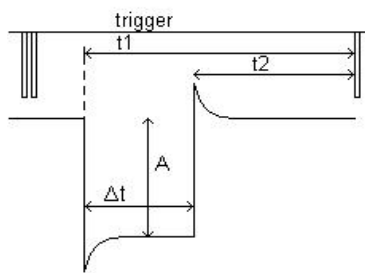


Figura 4.2: Timing del backplane pulse.

Questo test è stato pensato per mettere facilmente in luce le strip non collegate all'elettronica per un errore sulla microsaldatura, strip che forniscono una risposta molto differente dalle altre. Tipicamente la loro risposta è molto simile a quella che le strip "buone" danno quando si fa una semplice misura di piedistallo. L'impulso di backplane viene inviato sul backplane tramite la linea di alta tensione da un'impulsatore che ha la possibilità di regolarne la durata e l'ampiezza. Il funzionamento si può riassumere spiegando che il modulo, le strip, sono sensibili a *variazioni* di tensioni, per cui del gradino inviato ciò che induce sulle strip una carica è il fronte di salita ed il fronte di discesa. Per questo motivo ci deve essere una perfetta sincronizzazione tra gradino

Questo test è stato pensato per mettere facilmente in luce le strip non collegate all'elettronica per un errore sulla microsaldatura, strip che forniscono una risposta molto differente dalle altre. Tipicamente la loro risposta è molto simile a quella che le strip "buone" danno quando si fa una semplice misura di piedistallo. L'impulso di backplane viene inviato sul backplane tramite la linea di alta tensione da un'impulsatore che ha la possibilità di regolarne la durata e l'ampiezza. Il funzionamento si può riassumere spiegando che il modulo, le strip, sono sensibili a *variazioni* di tensioni, per cui del gradino inviato ciò che induce sulle strip una carica è il fronte di salita ed il fronte di discesa. Per questo motivo ci deve essere una perfetta sincronizzazione tra gradino

inviato e trigger, infatti bisogna andare a leggere nella pipeline solo quelle celle relative a risposte dovute al fronte di salita del gradino. Se indichiamo con Q la carica raccolta dalla strip, con C_b la capacità di backplane e con ΔV_{back} l'ampiezza dell'impulso di backplane (chiamata A in fig.4.2), sappiamo che $Q = C_b \cdot \Delta V_{back}$. Nella figura 4.2 viene indicato proprio questo: si può notare come il segnale di trigger venga inviato all'APV molto dopo l'invio del fronte di salita.

Come descritto in figura 4.3 il modulo possiede un filtro “passa basso”, con una costante di tempo $\tau = 220\mu s$, progettato appositamente per opporsi a scalini di tensione inviati sulla linea di alta tensione. Per il funzionamento del filtro “passa basso” sappiamo che il segnale in uscita sale più velocemente della costante di tempo, ma rimane comunque un largo range di valori di latenza utili per poter vedere il segnale in risposta al gradino. Questo range può essere stimato intorno a $30 \div 40$ colpi di latenza.

Sempre in riferimento alla figura 4.3 si vede che per disaccoppiare la linea dell'alta tensione con l'impulsatore, è stata progettata e realizzata un'apposita scatola dove la resistenza da 50Ω serve per adattare l'uscita dell'impulsatore ed i due condensatori, in particolare il “B”, disaccoppia l'alta tensione dall'impulsatore ma permette, per via dei suoi $470nF$, di far passare gradini di tensione sufficientemente rapidi sulla linea dell'alta tensione

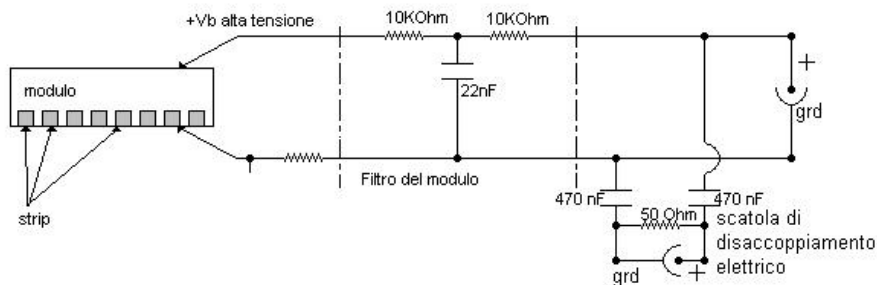


Figura 4.3: Schema elettrico del filtro del rivelatore posto sulla linea di alta tensione e della scatola di disaccoppiamento elettrica connessa necessaria per l'invio dell'impulso sul backplane.

I test che sono stati effettuati con l'invio di un impulso elettrico sul backplane sono di due tipi: *delay scan* e *amplitude scan*. Il primo si riferisce al tempo all'inviare il gradino facendo variare il tempo t_1 (vedi fig. 4.2), mantenendo fissa la latenza di lettura e l'ampiezza. Il secondo test consiste nel far variare l'ampiezza del gradino mantenendo fissi la latenza di lettura

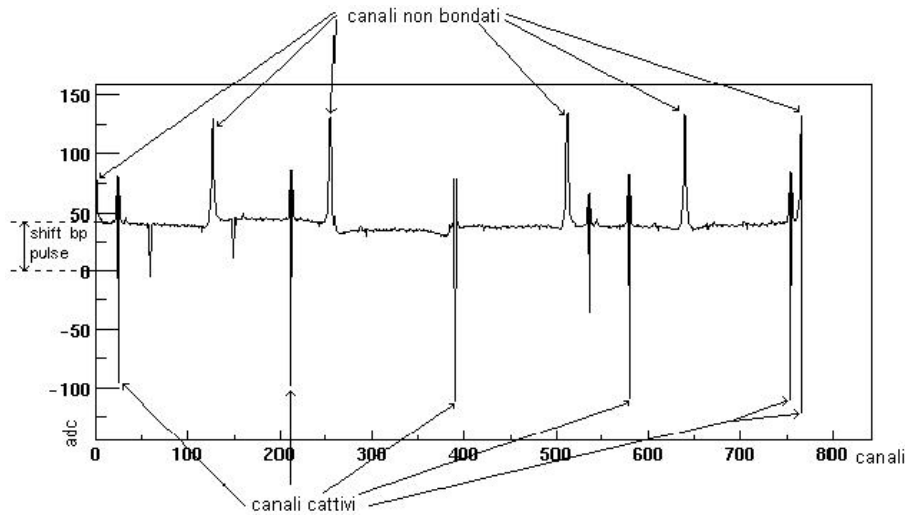


Figura 4.4: Differenza di pedestalli successiva ad un delay scan, il ritardo t_1 settato è di $3,5\mu s$.

ed il tempo t_1 . Sono stati acquisiti dati anche eliminando il filtro “passa basso” del modulo, per avere un fronte di salita del gradino di tensione sul backplane molto più rapido, nell’ordine del ns. Tutti queste diverse acquisizioni devono però avere una misura di piedistallo (“normale”) di riferimento che viene sottratta per poter apprezzare lo shift dei valori delle strip, come mostra la figura 4.4.

Il programma “BpPulseAna” (cfr. 5.1.3 del cap 5) è in grado di analizzare tutti e tre questi scan, test che sono stati effettuati ed analizzati come viene spiegato nel capitolo successivo. In conclusione il test di backplane permette di identificare i canali non bondati ed è molto veloce; inoltre è facilmente implementabile nei laboratori di test dei moduli senza introdurre delle spese.

4.3 Setup hardware

Come detto in precedenza i setup che vengono usati sono due: *ARC* e *CMS-Like*. Entrambi i setup sono realizzati interamente all’interno di una camera pulita, in cui un sistema di aerazione forzata e un condizionatore mantengono bassa la concentrazione di polveri e di umidità nell’aria, e stabilizzano la temperatura ambiente. Di seguito vengono descritti entrambi.

4.3.1 ARC

ARC (Apv Readout Control) [25] è il setup voluto per il test veloce dell'ibrido prima di essere bondato. Questo test consiste in una serie di prove eseguite sul sistema di readout del modulo per verificarne il corretto funzionamento: invio di una serie di comandi sul bus I2C, misura di un pedestallo, rumore, rumore non coerente (l'algoritmo di calcolo di pedestallo e rumore è riportato in appendiceB) e di calibrazione per tutti i canali di lettura, sia in modo picco che deconvoluzione, ricerca di eventuali condizioni di errore nell'elettronica.

Il modulo ARC consta di una doppia scheda del formato standard Euro Format PCB. Per grossi setup la scheda può essere montata su un crate a 19", mentre per i piccoli setup, come nel caso di Torino, può essere usata come scheda device. La scheda è completamente pilotata da un PC connesso ad essa tramite un connettore a 50 pin e da una interfaccia PCMIO.

Anche questo setup è provvisto di una scatola nera, di dimensioni molto ridotte rispetto a quella di CMS-like, nella quale viene posto il modulo che deve essere testato. ARC è in grado di effettuare tutti i Basic test che CMS-like effettua, questo anche perché si è notata l'importanza di avere un setup di backup sul quale poter effettuare ogni tipo di test.

4.3.2 CMS-Like

CMS-like è il setup necessario per la qualifica dei moduli, al momento il cui si scrive è completamente montato solo nel laboratorio dell'INFN di Torino. Nella figura 4.5 è riportato lo schema del setup CMS-like.

Nella figura 4.5 è riportato lo schema del setup CMS-like di cui ora descriveremo solo le componenti non descritte nel capitolo precedente:

PC-industriale: è il computer che controlla tutti i test e tutte le variabili ambientali (temperatura ed umidità) interessanti. "MainMonitor" è il programma che gestisce il tutto, permette infatti sia la presa dati che la contemporanea monitorizzazione delle variabili ambientali. Su questo PC è montato il FEC (Front End Controller) che è la scheda responsabile dell'invio dei segnali di trigger, clock e settaggi dell'apv (vedi fig. 4.5). Sul PC è anche montato il FED (Front End Driver) che ha il compito di ricevere tutti i dati che i moduli, tramite l'apv, mandano al PC. MainMonitor ha la possibilità di controllare completamente la "cold box": tramite un power supply che fornisce tensione ai due piani

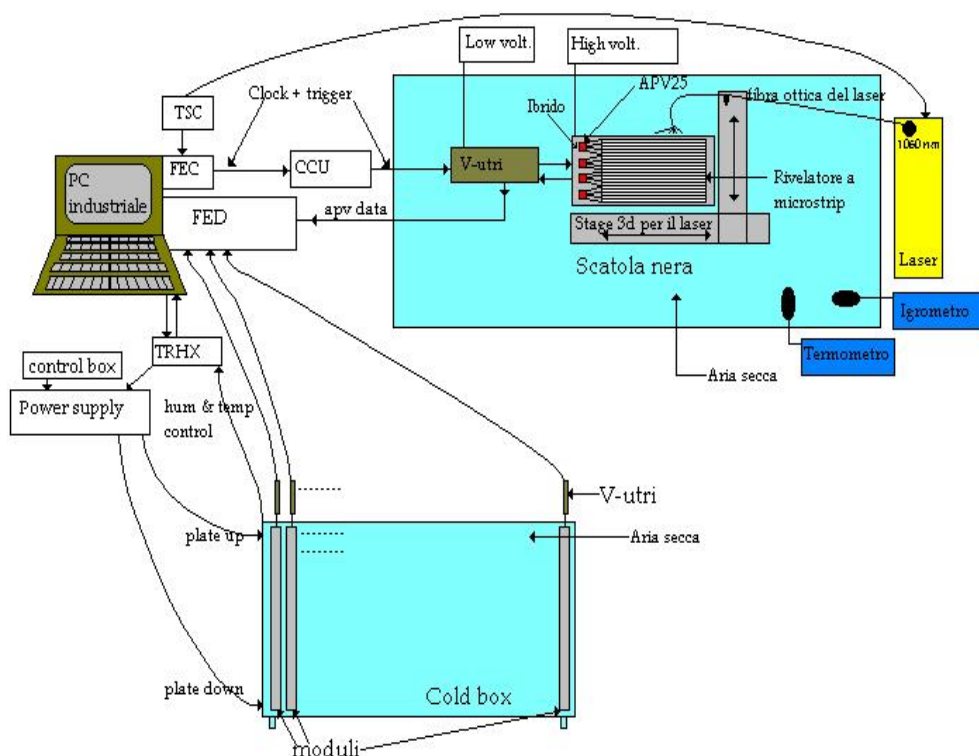


Figura 4.5: Diagramma a blocchi del setup hardware utilizzato. Vedi testo.

della scatola fredda e tramite il TRHX che è responsabile della lettura delle variabili ambientali all'interno della stessa cold box.

Scatola nera: (vedi fig.4.6) è una scatola metallica di 1m x 1,5m per 30cm di altezza nella quale vengono effettuati Basic-test, B-test e L-test. La scatola può contenere fino a tre moduli che vengono testati in condizioni di buio completo. Nella scatola sono contenuti:

- Un sistema di movimentazione in x, y e z su cui è montato un supporto per la fibra ottica del laser (vedi fig.4.6). Questo sistema permette movimenti con una precisione del decimo di micron.
- La *VUTRI* (vedi fig.4.6) è la scheda necessaria per trasmettere al modulo tutti i segnali clock, trigger e setting. La *VUTRI* serve inoltre per inviare tutti i dati al FED. Ogni modulo che viene testato è connesso all'hardware di test tramite una scheda *VUTRI*.
- Termometro ed igrometro per tenere sotto controllo le variabili ambientali.

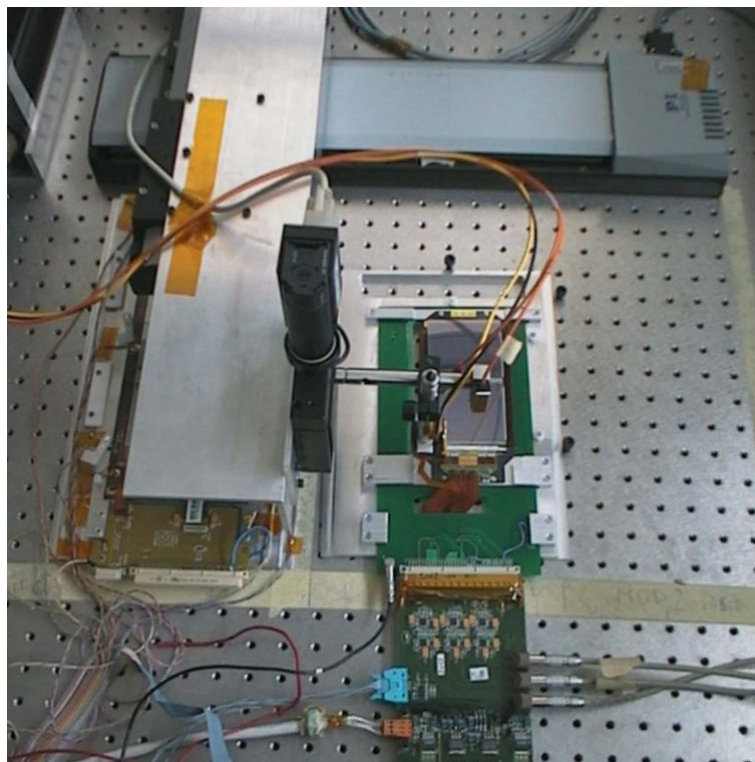


Figura 4.6: Fotografia del setup interno alla scatola nera. Si nota il sistema in 3 dimensioni per il supporto della fibra ottica del laser, un modulo (modello TIB) montato con la scheda Vutri da cui partono i cavi che vanno al FED (a destra), mentre a sinistra (in azzurro) arrivano i cavi dalla CCU. Sempre da sinistra si vede il grosso cavo bianco della tensione per la Vutri.

Cold box: è stata pensata per testare i moduli a microstrip di silicio sottoposti a cicli termici. Il funzionamento è basato su due circuiti “Peltier” raffreddati ad acqua. Questo sistema permette alla scatola di raggiungere temperature comprese tra -30° e $+70^{\circ}C$. È stato sviluppato anche un appropriato power supply ed una box chiamata TRHX (con una interfaccia al PC industriale) necessaria per monitorare il power supply, temperature ed umidità [26]. Ogni modulo, all’interno della scatola, deve essere montato su un supporto metallico che lo sostenga in posizione verticale. Sul fondo c’è l’adattatore per la VUTRI che si trova all’esterno della box. All’interno della scatola c’è la possibilità di testare fino a 10 moduli contemporaneamente. Nella figura 4.7 sono riportate le performances della cold box.



Figura 4.7: Performances della cold box.

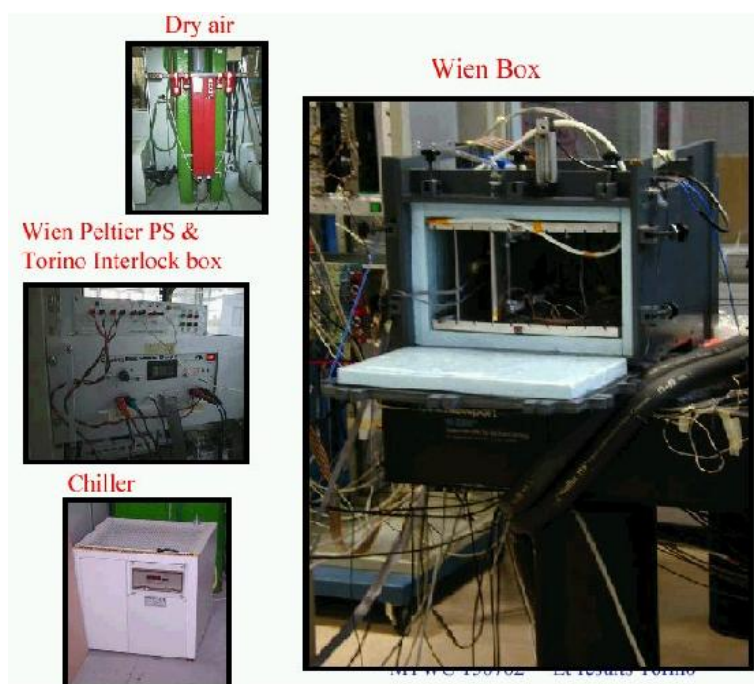


Figura 4.8: Foto della cold box, power supply, chiller e dispositivo per l'aria secca.

Scheda Laser

Nel setup utilizzato è presente una scheda per la generazione di impulsi laser, che viene utilizzata come sorgente di segnale da inviare sul rivelatore a microstrip. Questa scheda è stata progettata e realizzata completamente dal gruppo di Torino. Essa è realizzata fisicamente come scheda sul crate VME.

La scheda consta di 5 canali (A, B, C, D, E) di cui i primi quattro sono tripli, due uscite ottiche ed una elettrica, mentre il quinto è singolo ed è elettrico.

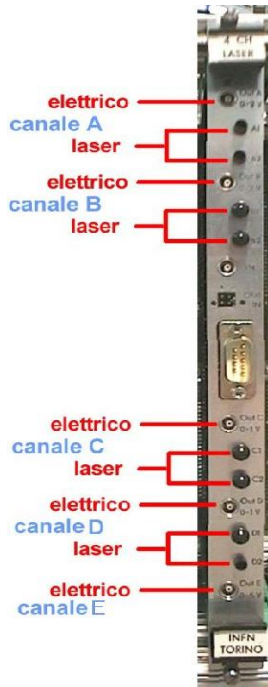


Figura 4.9: Pannello frontale della laser board.

Le due uscite ottiche emettono un laser con una lunghezza d'onda di 850 nm (infrarosso) mentre l'uscita elettrica può fornire degli impulsi con un'ampiezza che può variare da 0 a 2V per le uscite A e B e di ampiezza compresa tra 0 e 1V per la C e la D. L'ampiezza delle uscite ottiche e di quella elettrica, una volta settata, risulta essere uguale per tutte e tre. Nella figura 4.9 sono indicate le 4 uscite ottico / elettriche. La comunicazione con la scheda può avvenire tramite interfaccia seriale o direttamente dal VME ed i canali sono settati tramite una parola da 24 bit. Le uscite elettriche, dei primi quattro canali, sono pensate per pilotare il laser a 1060nm o per fornire, ad altri moduli, un segnale di trigger. L'uscita è puramente elettrica, può fornire un gradino di tensione variabile tra 0 e 5V e di durata dell'ordine del μs . Questa uscita è stata pensata per poter effettuare il test di Backplane.

Trigger Sequencer Card (TSC)

La TSC ([27]) è una scheda, montata sul PC industriale, che è stata pensata appositamente per assumere gli aspetti temporali nelle stazioni di test del tracciatore a microstrip di silicio di CMS. In particolare la TSC ha il compito di generare il segnale di clock e trigger. Questo segnale, attraverso una linea ottica, viene fornito al FEC che lo distribuisce alla CCU.

4.4 Il software per il controllo dei test

Il lavoro di questa tesi è rivolto in maggioranza al setup CMS-like, per questo motivo verranno approfondite le problematiche riguardanti questo setup e saranno in parte tralasciate quelle relative ad ARC.

La catena di hardware descritta nei paragrafi precedenti è gestita da un software capace di:

- controllare ogni parte dell'hardware
- eseguire una acquisizione dati completa del segnale di output del modulo a microstrip
- eseguire sul modulo tutta la serie di misure previste dalla procedura di test, analizzare e visualizzare i dati raccolti.

È stato scritto, a tal fine, un solo programma rivolto all'acquisizione che si chiama MainMonitor e si basa sull'esperienza acquisita da precedenti programmi tra i quali HybridDialog. MainMonitor consente di effettuare tutti i test desiderati sul modulo ma la qualifica verrà effettuata separatamente con un programma differente (chiamato "Ftest") a cui è rivolta gran parte di questo lavoro di tesi.

MainMonitor

MainMonitor nasce come nuova versione del programma ufficiale per l'acquisizione dati per il setup CMS-Like. MainMonitor si basa sull'esperienza acquisita da HybridDialog da cui ha ereditato solo gli algoritmi di acquisizione. MainMonitor è basato su Linux (versione del kernel 2.2) ed è stato scritto in C++² avendo ereditato delle classi di Root³, che permettono l'analisi e la visualizzazione dei dati, e di Qt⁴ con le quali è stata costruita l'interfaccia grafica. I files di setting e di configurazione sono scritti in formato XML. MainMonitor permette di testare fino a 10 moduli contemporaneamente. Il programma permette di gestire e monitorare tutte le schede hardware necessarie per l'acquisizione di dati.

Sono stati implementati nel programma i seguenti test:

PedRun : è il test (F-test) con il quale si acquisiscono dati relativi al pedestallo e calcola raw noise e noise CMS (dopo la sottrazione di rumore comune; l'algoritmo di calcolo è riportato in appendice B). Il test sfrutta il trigger interno al TSC, la latenza è fissata e di default non viene mandato il segnale di reset, che comunque è possibile inviare.

²Il C++ è un linguaggio di programmazione object-oriented derivato dal C.

³Root è un interprete C++ scritto appositamente per l'analisi di dati di NA49 un esperimento svolto al CERN di Ginevra, ma poi usato in larga scala nell'ambito della fisica delle alte energie.

⁴Qt è una raccolta di librerie che servono per la realizzazione di interfacce grafiche per i programmi scritti in C++.

CalRun : il circuito shaper fornisce un impulso di calibrazione (di ampiezza regolabile) alle strip ed il programma va a memorizzare il valore della risposta ad un determinato valore di latenza della pipeline settato. Il reset è abilitato.

CalProfRun : è il C-test. Vengono lette celle di memoria della pipeline per valori di latenza compresi tra *latstart* e *latend* che sono due parametri settabili. Il reset è abilitato.

LatencyScan : il programma esegue uno scan leggendo il contenuto della memoria della pipeline per ogni valore di latenza e sfrutta, per farne la differenza, i pedestalli già acquisiti. Il reset è abilitato.

LedRun : questo test è ancora da implementare completamente ma sarà uno dei L-test che sfrutta la luce generata da una matrice di led.

BPlaneRun : è il B-test descritto precedentemente.

Al momento in cui si scrive non è ancora stato implementato, all'interno di *maniMonitor*, il test con il laser a cui si sta attualmente lavorando. Nella figura 4.10 si può notare come da *mainMonitor* sia possibile controllare anche la HV bias, pilotando il SY 127 della C.A.E.N., del modulo e la temperatura della cold box tramite il TRHX.

Con *mainMonitor* si possono effettuare dei singoli test ma è anche possibile creare delle procedure di test (vedi tab. 4.1) di test che, una volta caricati, il programma esegue.

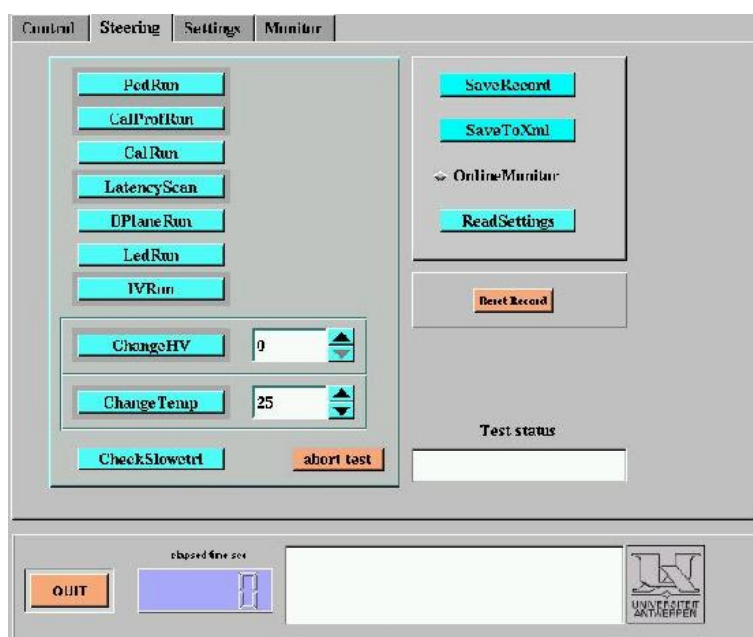


Figura 4.10: Vista della schermata di steering di mainMonitor, schermata nella quale è possibile vedere quali test sono implementati nel programma.

Timing	Comando	apv mode
1	Start	0
10	PedRun	i2cpedpeakinv
100	LatRun	i2cpedpeakinv
1000	CalProfRun	i2ccalpeakinv
4500	SaveFile	../data/PkCalInv
4510	PedRun	i2cpeddecinv
4600	LatRun	i2cpeddecinv
5500	CalProfRun	i2ccaldecinv
8500	SaveFile	../data/DecCalInv
8050	Stop	

Tabella 4.1: Esempio di uno scenario file nel quale vengono effettuate le acquisizioni di piedistallo e vengono effettuati uno LatencyScan ed un CalProfRun in modo picco e poi in modo deconvoluzione sempre in modo invertente.

Sono stati creati delle procedure standard di test che implementano ogni tipo di test richiesto divise in due grosse categorie: *fast* e *long* nelle quali

si suddividono delle sottocategorie per differenziare test effettuati in modo picco o in modo deconvoluzione, test con l'inverter on o con l'inverter off.

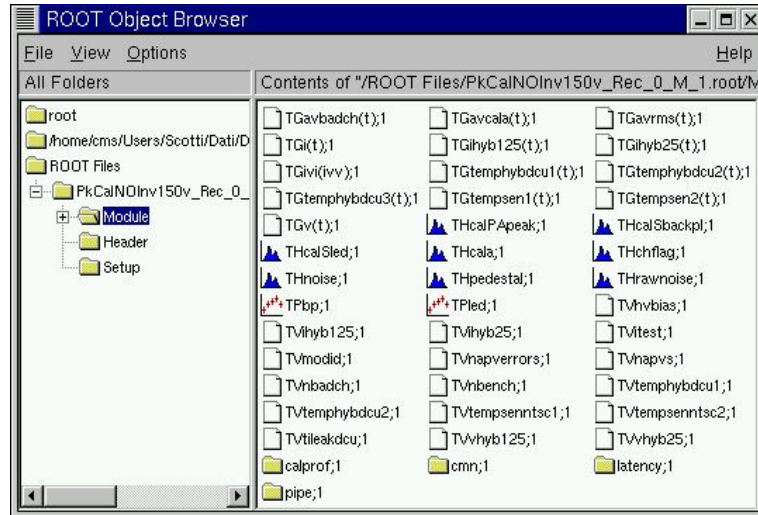


Figura 4.11: Si può notare la struttura dei dati salvati.

Come si nota nelle figure 4.10, 4.11 e in tabella 4.1, è possibile salvare i dati raccolti in un formato apposito di comoda lettura. Per il salvataggio su disco mainMonitor sfrutta alcune librerie di Root con le quali è possibile salvare i dati sottoforma di istogrammi (TH1⁵). Nella figura 4.11 è riportato lo schema degli istogrammi salvati.

MainMonitor è ancora affetto da vari problemi tra cui, il più grave, è la lentezza con la quale acquisisce dati. MainMonitor risulta molto più lento di HybridDialog in qualunque test, nel futuro si dovrà sicuramente mettere mano a questo problema per poter procedere più speditamente nella fase di qualifica. Nella tabella 4.2 sono riportati i tempi di acquisizione di MainMonitor per i test più importanti.

Test	Tempo impiegato
PedRun	~ 80 s
CalRun	~ 50 s
CalProfRun	~ 3000 s
LatRun	~ 800 s

Tabella 4.2: Tempi dei più importanti test effettuati con MainMonitor.

⁵TH1 è la classe di Root histogram uno-dimensionale.

Capitolo 5

Analisi Dati

Nella *prima parte* di questo capitolo si descrivono i programmi scritti appositamente per l'analisi dei dati che sono stati raccolti.

Nella *seconda parte* invece si dà spazio alle misure effettuate sui moduli ed alla loro qualifica. Verranno riportati tutti i test più significativi effettuati con le relative analisi che hanno permesso un progresso nella tecnica di test e nella diretta conoscenza dei moduli. L'analisi riportata è l'esplicito sviluppo per l'analisi ed la qualifica dei moduli a microstrip di silicio.

5.1 Il software per l'analisi

Una delle specifiche del lavoro di questa tesi è stata la scrittura dei programmi di analisi dei dati raccolti. Sono stati scritti diversi programmi: “**Ftest**”, “**Comparison**” e “**BpPulseAna**”, programmi che ora saranno descritti.

5.1.1 Ftest

Il programma, chiamato “*Ftest*”, è stato scritto in C++ sfruttando alcune librerie di Root per quanto concerne la parte di analisi numerica e di grafica. Del programma esiste una versione compilata, “Ftest” appunto, ma può anche girare sotto Root sfruttando il file *RootFtest.C*.

È il programma sfruttato per l'analisi e la qualifica dei moduli ma può essere anche usato per la qualifica degli ibridi.

Ftest, al momento, è in grado, infatti, di analizzare i dati acquisiti con ARC, con HybridDialog e con MainMonitor. Il programma necessita della corretta compilazione di un file di configurazione (“*configurationTest.dat*”) nel quale si specificano i files da analizzare e le specifiche per la qualifica. *Ftest* Analizza e paragona due files (vedi fig. 5.1) relativi allo stesso modulo,

files relativi allo stesso test effettuato due volte con gli stessi parametri ad eccezione del modo dell'APV: Il primo in modo picco ed il secondo in modo deconvoluzione.

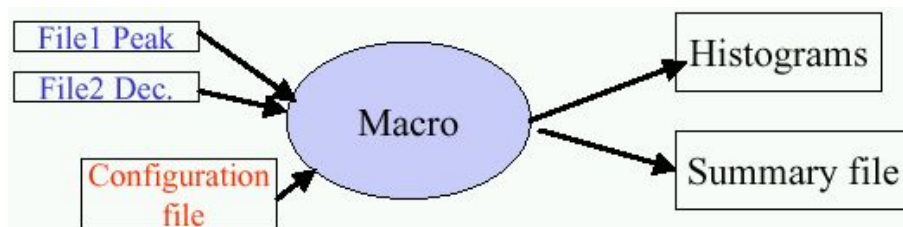


Figura 5.1: Il programma necessita di due file di dati, uno in modo picco e l'altro in modo deconvoluzione e produce i grafici delle variabili lette ed un summary file.

Ftest produce una serie di grafici relativi a tutte le variabili analizzate ed un summary file in cui sono riportati medie ed rms, per ogni grandezza misurata, calcolati chip per chip.

Vediamo nello specifico il funzionamento di *Ftest*.

“Configuration file”

Come detto per il corretto funzionamento di *Ftest* è necessario completare correttamente il file chiamato “configurationTest.dat” (vedi fig. 5.2).

Il programma legge il configuration file con una classe chiamata “configurator” che immagazzina tutte le informazioni specificate.

- Necessaria è la corretta specifica della directory dove si trovano i files da analizzare ed il loro nome. In caso di non esistenza dei files specificati il programma abortisce stampando un messaggio di errore.
- Importante per l'analisi è la specifica del numero di chip del modulo testato con l'ordine in cui sono stati montati i cavi che arrivano al FED. Il programma in ogni caso controlla, nei dati raccolti, che il numero specificato sia corretto. Nel caso in cui i due numeri non coincidano, “Ftest” manda un avvertimento ma procede l'analisi con il numero specificato.
- “X axis scale method:” è una specifica relativa agli istogrammi che vengono prodotti in output, ciò verrà più diffusamente spiegato più avanti.

```

Directory: Tib13/MainMonitor/Long/NOInv/
File name 1: PkCalNOInv150v_Rec_0_M_1.root
File name 2: DecCalNOInv150v_Rec_1_M_1.root
Number of chips:4
ordering of chip data:0 1 3 4 ;

X axis scale method:0
per value:3

Cut method: Pedestal: 1 low .1 high .1
RNoise: 1 low .2 high .2
Noise: 1 low .2 high .2
Calibration: 1 low .2 high .1

Name of results test file: Prova.dat

have a calibration data: y

Dump all data: n

Want the fit on calibration shape data (only for Inv OFF): y

Save plots file.ps: n

Reload data from result file: n (y or n)

```

Figura 5.2: Il file di configurazione deve essere completamente e correttamente riempito.

- Nella sezione “Cut method:” vengono specificate le modalità l’entità dei tagli che devono essere applicati per la qualifica. I tagli vengono effettuati su pedestalli, rumore, rumore dopo la sottrazione CMN, calibrazione ad un tempo fissato. Le possibilità di tagli sono tre:
 - 1) *Cut method: 1 low “n” high “n”* : fissa due soglie che sono definite come la media $\pm n\%$ media.
 - 2) *Cut method: 2 low “n” high “n”* : fissa due soglie che sono definite come la media $\pm n$ rms.
 - 3) *Cut method: 3 low “n” high “m”* : fissa due soglie che sono definite con valori assoluti: soglia alta = m e soglia bassa = n.

Fissate le due soglie il test, per la definizione del canale, è immediato. Il programma va a leggere strip per strip il valore della grandezza in esame e la confronta con le soglie fissate: se rimane all’interno la strip è etichettata come “buona”, se non rientra in questa fascia è etichettata come “cattiva”. Sono stati fissati i tagli standard che prevedono:

```

Cut method: Pedestal: 1 low .1 high .1
RNoise: 1 low .2 high .2
Noise: 1 low .2 high .2
Calibration: 1 low .2 high .1

```

- *Ftest* produce, come visto in fig. 5.1, un file di risultati di cui deve

essere specificato il nome nella riga “Name of results test file:”.

- È stata prevista la possibilità di effettuare dei test solo di piedistallo e rumore, per questo i files di dati relativi risulterebbero sprovvisti di dati di calibrazione; al fine di un’analisi corretta bisogna quindi settare ‘y’ o ‘n’ alla riga “have a calibration data:”.
- *Ftest* ha anche la possibilità di scrivere nel summary file tutti i dati relativi a tutte le strip attivando (con ‘y’) la riga “Dump all data:”.
- Con ‘y’ in “Reload data from result file:” il programma analizza i dati partendo da un summary file nel quale è stato stampato il dump di tutte le strip.
- “Want the fit on calibration shape data (only for Inv OFF):” attiva o meno una funzione di fit che dà a fittare tutti gli shape di calibrazione con una appropriata funzione:
modo picco la funzione è:

$$f_{peakmode}(t) = B + A \cdot e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} \cdot e \cdot \frac{t-t_0}{\tau} \quad (5.1)$$

modo deconvoluzione la funzione è:

$$f_{decmode}(t) = A \cdot e^{(\frac{t}{\sigma})^2} \quad (5.2)$$

Per chiare ragioni, con queste funzioni, è possibile effettuare un fit solo su dati presi con l’APV settato con l’inverter off.

- “Save plots file.ps:” fornisce la possibilità di salvare o meno su disco tutti i plot prodotti in formato Post Script

Output - Summary file

Il programma di analisi produce diversi output, iniziamo la descrizione dal **summary file**. È un file tipo testo (il cui nome è specificato nel configuration file) che contiene: media ed rms, chip per chip, di: pedestalli, raw rms, rms, massimo dell’ampiezza dello shape (maxAmp), tempo a cui è arrivato il massimo (maxTime), tempo di salita (riseTime), tempo di discesa (fallTime)¹, larghezza a metà altezza (fwhm), ed ampiezza ad un tempo prefissato

¹Tempo di salita definito come quel tempo necessario per passare dal 10 al 90% dell’ampiezza massima; tempo di discesa definito come quel tempo necessario per passare dal 90 al 10 % della massima ampiezza dello shape.

(maxFixTime). Accanto a medie ed rms sono presenti anche le medie troncate e gli rms troncati che non sono altro che medie ed rms calcolati non su tutti i canali ma solo su quelli rientrano media $\pm 3\sigma$. Infatti ogni volta che il programma calcola la media troncata fissa due soglie: una *soglia alta* ed una *soglia bassa* definite da media troncata (che inizialmente coincide con la media) + (soglia alta) o - (soglia bassa) $3 * \text{rms}$ troncato (che inizialmente coincide con l'rms) La media e l'rms troncati vengono così calcolati con i canali che rientrano all'interno di queste soglie. Il processo viene ripetuto 3 volte e si è visto che 3 loop sono sufficienti affinché il processo si stabilizzi.

Nel file di risultati sono poi riportati i canali “cattivi”, quelli cioè che non hanno superato i test specificati nel configuration file relativi a piedistallo, rumore, rumore dopo la sottrazione CMN e calibrazione ad un tempo fissato. Nel summary file queste strip sono accompagnate da un numero che specifica in quali test le strip hanno fallito:

$$\begin{aligned} \text{Strip status flag} = & 1 * \text{Pedestal status flag} + \\ & 2 * \text{Raw Noise status flag} + \\ & 4 * \text{Noise status flag} + \\ & 8 * \text{Calibration status flag} \end{aligned}$$

dove lo status flag è 0 se il test è andato a buon fine ed è 1 se non è andato a buon fine.

Output - Plots

Ftest produce anche parecchi grafici che possono essere salvati su disco. Per ogni grandezza (pedestalli, rumori, maxFixtime, maxAmp, maxTime, riseTime, fallTime, fwhm, parametri dei fit, latenza) il programma produce un grafico che rappresenta il valore di tale grandezza per ogni strip e, nel caso di pedestalli, rumori e calibrazione al tempo fissato, anche l'istogramma dei valori raccolti chip per chip come mostra la figura 5.3.

5.1.2 Comparison

Anche “*Comparison*” è nato dalla necessità di dover paragonare dei moduli tra loro. Anche questo programma è stato scritto in C++ sfruttando apposite librerie di Root per quanto concerne la parte grafica. Questo programma infatti mette a confronto un certo numero di files di acquisizioni producendo un file ps composto da 14 pagine ognuna delle quali contenente due istogrammi. *Comparison* necessita di un file di configurazione nel quale devono essere specificati tutti i files, con le relative directory, che vogliono essere confrontati (vedi fig. 5.4).

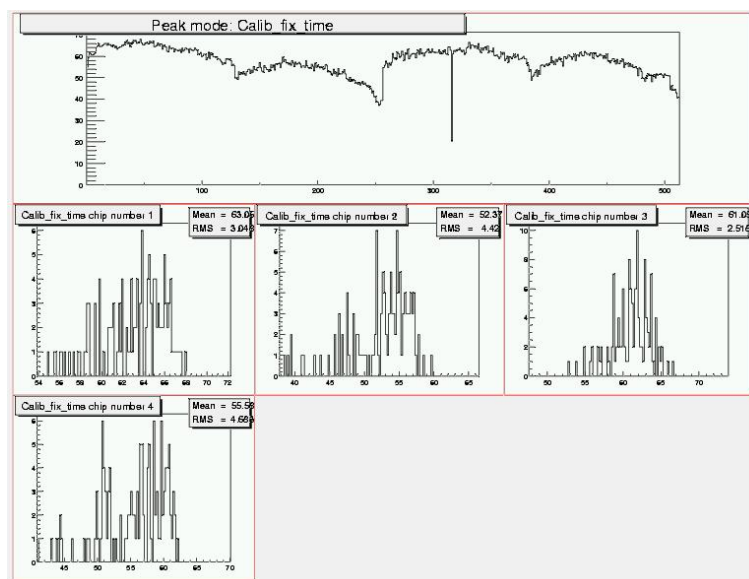


Figura 5.3: Grafico prodotto da “Ftest” relativo all’ampiezza dell’impulso di shape ad un tempo prefissato.

Gli istogrammi prodotti, per ogni pagina, sono due: il primo indica il profilo dei valori della grandezza in esame strip per strip, inserendo i tutti i valori di tutti i files; il secondo indica il profilo dei valori medi chip per chip della stessa grandezza. Il programma sfrutta parti del codice già scritto per “Ftest”, in particolare tutte quelle funzioni che servono alla manipolazione dei dati: lettura, memorizzazione, calcolo di medie e di rms. Anche questo programma effettua il fit delle curve di shape in risposta ad un impulso di calibrazione, sfruttando esattamente lo stesso codice scritto per “Ftest”. Le pagine del file .ps di istogrammi comprende i seguenti grafici: pedestalli, rumore prima e dopo la sottrazione di CMN, maxFixtime, maxAmp, maxTime, riseTime, fallTime, fwhm, parametri dei fit.

Del programma esiste una versione compilata, “comparison” appunto, ma può anche girare sotto Root sfruttando il file *RootCompar.C*.

5.1.3 BpPulseAna

“BpPulseAna” è il programma in grado di analizzare i dati relativi ad un test di backplane. Il programma, scritto in stretta collaborazione con il dott.

```
Select_files_mode_(write_'peak'_or_'dec'): peak
*****
Directory1: /home/scotti/Dati/
File1: tob009-90v-100902_Rec_0_M_1.root
*****
Directory2: /home/scotti/Dati/
File2: tob009-100v-100902_Rec_1_M_1.root
*****
Directory3: /home/scotti/Dati/
File3: tob009-101v-100902_Rec_2_M_1.root
*****
Results_file_name:
/home/scotti/Dati/prova.ps
```

Figura 5.4: File di configurazione di “Comparison” nel quale devono essere specificati i files da analizzare, il modo di acquisizione (Peak or Dec) ed il nome del file .ps che raccoglie tutte le pagine di grafici.

Gianni Favro², è scritto in C++, con l’utilizzo di alcune classi di root per quanto concerne la parte di analisi e grafica.

Questo programma nasce dalla necessità di analizzare dati relativi al test di backplane di diversa natura. Infatti è possibile analizzare sia i dati relativi a scan in ritardo, che in ampiezza (vedi par. 4.2 nel cap. precedente).

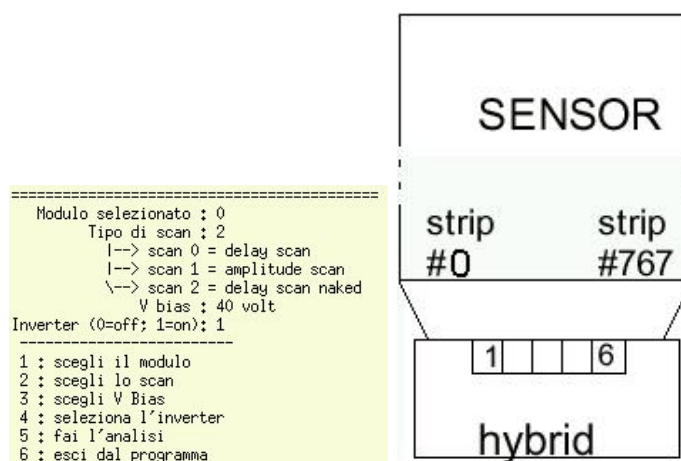


Figura 5.5: Sinistra: Schermata iniziale di “BpPulseAna”. Destra: Schema della numerazione adottata nell’analisi.

Nella figura 5.5 di sinistra è riportata la schermata iniziale che appare

²Dottorando presso l’università degli studi di Torino, ha lavorato per quattro anni nei gruppi CMS tracker di Torino.

sul terminale, si notano nella prima parte i parametri settati, mentre nella seconda le funzioni implementate. Si nota la possibilità di analizzare file relativi alle tre configurazioni di test di backplane con la possibilità di settare la corretta tensione V_{bias} a cui è stato eseguito il test. Questo programma, però, al contrario degli altri, ha avuto uno sviluppo limitato per via delle non numerose esecuzioni del test di backplane. I grafici prodotti da questo programma sono riportati più avanti, nella sezione di analisi dei moduli.

Del programma esiste una versione compilata, “BpPulseAna” appunto, ma può anche girare sotto Root sfruttando il file *MainBpMacro.C*.

Passiamo ora alla descrizione dei test effettuati sui cinque moduli che il gruppo di Torino ha avuto in consegna, il lavoro si è svolto nel corso di un anno per questo motivo verrà dato più peso, quindi più spazio, a quei moduli testati più di recente.

In questa parte di analisi è stata adottata la numerazione delle strip che è stata adotta nei programmi di analisi, la prima strip, a partire da sinistra, è la 0, come descritti nello schema in figura 5.5 di destra.

5.2 Analisi del C-test

L’analisi riportata in questa sezione non vuole testare o qualificare un modulo in particolare ma vuole studiare il reale funzionamento del circuito di calibrazione presente, e già descritto, all’interno dell’APV25. Nell’appendice A (fig.A.1) sono stati riportati i grafici relativi alla risposta di un impulso di calibrazione. Queste forme d’onda, però, sono differenti da quelle osservate sperimentalmente soprattutto per quanto riguarda la parte iniziale della salita. Nei grafici in fig.5.6 sono riportati gli shape ideali calcolati analiticamente sovrapposti agli istogrammi misurati.

Come si può notare in figura 5.6 le differenze sono parecchie. La prima che si nota è relativa, come già accennato, alla parte iniziale della salita. Se consideriamo il caso ideale, la cui equazione è la eq. 5.1, la salita inizia con una retta, mentre nel caso reale si nota come l’andamento sembri iniziare con una curva di tipo parabolico. Il secondo problema è che il valore massimo della curva in deconvoluzione è più bassa del circa 10% (ma in altri casi si è notato un abbassamento anche del 20%, queste percentuali sono estrapolate dai dati di tutti i moduli testati, vedi sezioni successive). Questi problemi sono stati interpretati con la comprensione di due effetti fino a questo punto sottovalutati.

Il **primo** è dato dal fatto che durante un *C-test* i dati letti all’uscita

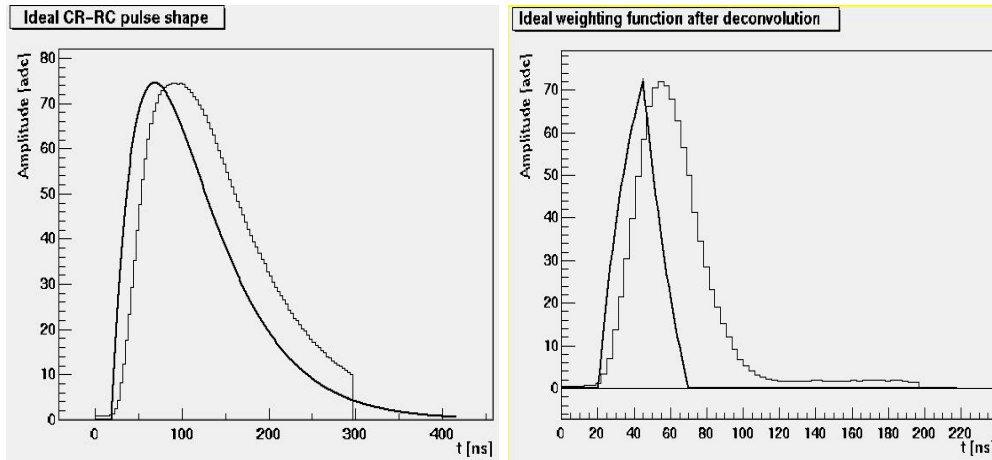


Figura 5.6: A sinistra: sono messi a confronto i dati raccolti (istogramma a “scalini”) con la curva teorica ideale in modo picco. A destra: sono messi a confronto i dati raccolti (istogramma a “scalini”) con la curva teorica ideale in modo deconvoluzione. In entrambi i casi si notano parecchie differenze, vedi testo.

dell’amplificatore non sono letti in un tempo infinitesimo ma avviene una lettura campionata con un ben determinato tempo di campionamento, per forza di cose, diverso da zero.

Volendo interpretare analiticamente questo primo fatto, possiamo considerare che la funzione di output dell’amplificatore non è quella ideale indicata in A.1 ma diventa:

$$v(t) = \frac{1}{\tau_{sample}} \cdot \int_0^{\tau_{sample}} \left(\frac{t-t'}{\tau} \right) e^{-\frac{t-t'}{\tau}} dt' \quad \text{con } t-t' > 0 \quad (5.3)$$

Il **secondo** problema è dovuto al fatto che la risposta ideale scritta nella forma 5.1 vale se l’impulso di calibrazione è una δ di Dirac, ma è chiaro che nel caso reale questo sia un impulso non possibile. Nel caso reale infatti tale impulso sarà, verosimilmente, un gradino di tensione della durata (dt_{cal}) di alcuni *ns*.

Volendo interpretare analiticamente questo secondo problema, possiamo considerare il segnale di calibrazione come un gradino di tensione di ampiezza V_0 e durata dt_{cal} :

$$s(t) = \begin{cases} V_0 & \text{se } 0 < t < dt_{cal} \\ 0 & \text{altrove} \end{cases} \quad (5.4)$$

considerando le A.1 e A.2 la risposta dell’amplificatore lineare a questo impulso è data da:

$$v(t) = eV_0 \int_0^{dt_{cal}} \left(\frac{t-t'}{\tau} \right) e^{-\frac{t-t'}{\tau}} dt' \text{ con } t-t' > 0 \quad (5.5)$$

Semplicemente guardando le due espressioni 5.3 e 5.5, si capisce che i due effetti hanno conseguenze molto simili, per questo, presi distintamente, portano lo stesso contributo. È possibile così considerare indistintamente l'uno o l'altro per giungere alle stesse conclusioni:

1) $\tau_{sample} \neq 0$ nel caso in cui si consideri un impulso di calibrazione come una δ di Dirac ($dt_{cal} \rightarrow 0$),

2) $dt_{cal} \neq 0$ se consideriamo un tempo di campionamento $\tau_{sample} \rightarrow 0$.

Di seguito sono riportati solo i conti riguardanti il primo caso, ma il risultato non cambierebbe considerando solamente il secondo.

Data la struttura a tratti della eq.A.2 si capisce che la funzione integrale soluzione dell'eq.5.3 sarà anch'essa definita a tratti. Questa funzione è stata correttamente ricavata e si è verificata la sua bontà. Per semplicità qui riportiamo il conto effettuato integrando per punti, secondo la:

$$V(t_i) = \frac{1}{\tau_{sample}} \sum_{j=0}^{\tau_{sample}} \left(\frac{t_i - j}{\tau} \right) e^{-\frac{t_i - j}{\tau}} \quad (5.6)$$

con $V(t_i) = 0$ se $t_i - j < 0$. Il parametro τ_{sample} è stato fatto variare tra 0 e 28 ns, valori corrispondenti ad un abbassamento del massimo in deconvoluzione che varia tra 0% ÷ ~ 25%.

Nella fig.5.7 sono riportate le curve di shape calcolate con diversi τ_{sample} che variano da 0ns a 28ns a passi di 2ns. Si può notare come il crescere di questo parametro influisca in modo consistente sulla salita in modo picco, in deconvoluzione invece cambia proprio tutto: la salita e la discesa cambiano concavità, la larghezza aumenta ed il massimo diminuisce.

Grazie a queste considerazioni si è capito che andare a fittare tutti i dati dello shape con le equazioni 5.1 e 5.2 non è del tutto corretto. Le possibilità sono due:

1) si potrebbe calcolare la primitiva della eq.5.3, oppure

2) si potrebbe far variare il range su cui fittare escludendo la prima parte della salita.

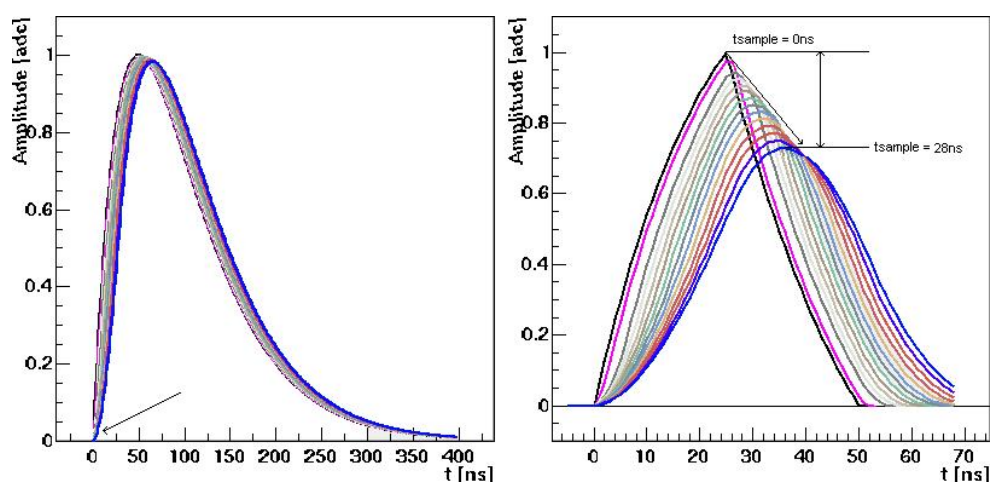


Figura 5.7: Si notano le variazioni dal caso ideale delle curve di shape al variare del τ_{sample} . A sinistra: modo picco, a destra: modo deconvoluzione, vedi testo.

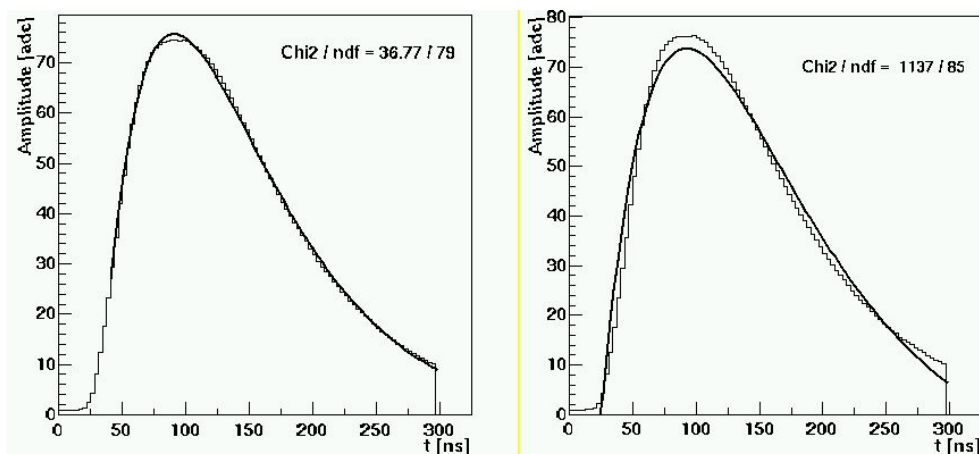


Figura 5.8: Confronto di due fit effettuati su due range differenti. A sinistra: il range è $40\text{ns} \div 300\text{ns}$, a destra il range è $20\text{ns} \div 300\text{ns}$.

Il metodo adottato è il secondo: infatti si è fatta l'attenzione d'inserire un range su cui viene effettuato il fit che non parte dai primi dati ma che inizia dal $\sim 40\%$ del massimo del picco, in questo modo si sono eliminati i problemi legati alla salita. Nella figura 5.8 sono affiancati due fit effettuati con la medesima funzione (eq. 5.1) ma su range differenti, il primo, di sinistra, ha un range $20\text{ns} \div 300\text{ns}$ mentre il secondo $40\text{ns} \div 300\text{ns}$. Si vede bene

come “l’attacco” della curva non lineare si discosti dal caso ideale creando problemi per il fit.

È importante sottolineare che a livello di analisi dati ciò che è importante è il valore in ampiezza ed in tempo del massimo che, nel caso di modo picco, non subisce variazioni dai due contributi descritti. Nel modo deconvoluzione invece si nota un abbassamento medio del massimo che varia tra $\sim 10\%$ $\div \sim 20\%$.

5.3 Analisi moduli

In questa sezione vengono riportati tutti i test effettuati sui moduli che sono stati a disposizione del gruppo di Torino nell’ultimo anno. In particolare sono stati analizzati tre moduli tipo “TIB” e due di tipo “TOB”. Per brevità vengono riportati le analisi complete solo di due moduli: “TOB 09”, che è stato testato prima e dopo un test beam, ed il “TIB 13” che è il più recente modulo costruito e per questo il più vicino a modello che sarà definitivo. Per tutti gli altri (“TIB prototype”, “TIB 12” e “TOB 11”) saranno riportati solo i risultati dei test principali. In figura 5.9 è riportata la fotografia di un modulo di prova modello TOB.

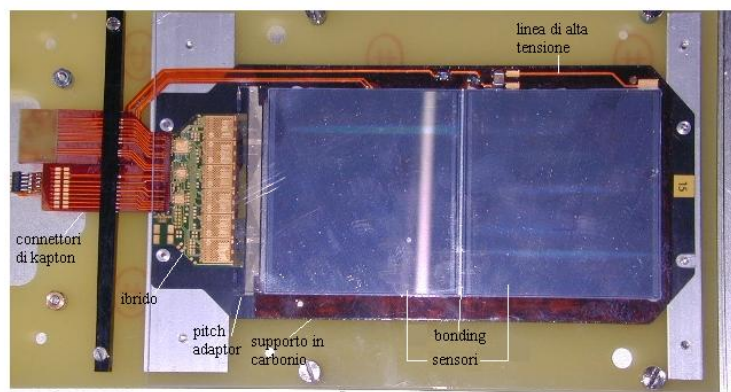


Figura 5.9: Fotografia di prototipo di modulo “TOB”, si notano tutte le componenti costituenti, vedi par. 3.4.1.

5.3.1 TIB prototype

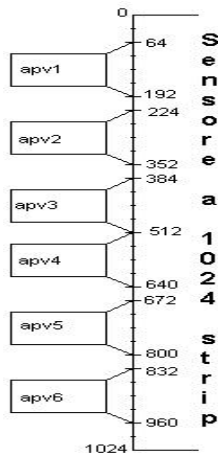


Figura 5.10: Schema del bonding del TIB prototype.

Il primo modulo testato alla fine del 2001 è stato un prototipo di TIB.

Il sensore è composto di due parti ricavate da un wafer di silicio monocristallino da 4", parti che sono state bondate nel centro del sensore.

È un modulo con un sensore da 1024 strip, di cui ne sono state bondate solo 768, secondo lo schema della figura 5.10. Questo fatto è stato visto facendo uno scan fine con il laser, conoscendo la posizione del picco del laser si è notata una disuniformità con i dati che l'apv forniva e si è giunti alla conclusione.

L' **basic-test** è stato effettuato tenendo la $V_{bias} = 80V$ ed ha fornito i seguenti risultati:

Bad strips number	10 (peak)	10 (deconv.)
Strip: 25 chip 1	status p 6	status d 12
Strip: 60 chip 1	status p 12	status d 8
Strip: 61 chip 1	status p 14	status d 8
Strip: 150 chip 2	status p 10	status d 12
Strip: 213 chip 2	status p 6	status d 14
Strip: 391 chip 4	status p 6	status d 14
Strip: 537 chip 5	status p 4	status d 12
Strip: 580 chip 5	status p 6	status d 14
Strip: 755 chip 6	status p 6	status d 14
Strip: 768 chip 6	status p 6	status d 14

Di questi canali etichettati come “cattivi” si può dire con sicurezza che i canali 25, 213, 391, 537, 580, 755, 768 non sono stati bondati, infatti hanno una risposta all’impulso di calibrazione che ha il massimo più alto di $5 \div 7$ adc rispetto alla media. I L-test e B-test hanno confermato come cattivi i canali 25, 213, 391, 537, 580, 755, 768.

Bad strips number	danno
Strip: 25 chip 1	non bondato
Strip: 60 chip 1	corto circuito con il 61
Strip: 61 chip 1	corto circuito con il 60
Strip: 150 chip 2	possibile danno all'amplificatore
Strip: 213 chip 2	non bondato
Strip: 391 chip 4	non bondato
Strip: 537 chip 5	non bondato
Strip: 580 chip 5	non bondato
Strip: 755 chip 6	non bondato
Strip: 768 chip 6	non bondato

5.3.2 TOB 09

Il modulo “TOB 09” è stato il primo modulo TOB analizzato. È un modulo a 512 strip il cui sensore è composto da due sensori, ricavati da un wafer a 6” di silicio monocristallino, e bondati nel centro del sensore. Questo modulo è stato testato prima e dopo un test beam.

Prima del test beam

I-V

Il primo test effettuato è stato la misura della curva **I-V** di cui in figura 5.17 ne riportiamo il grafico tracciato in blu. Le condizioni ambientali erano: $T_{amb} = 25,7^{\circ}C$ e $\%Hum_{amb} = 23,2\%$. Il valore di umidità nella scatola era molto elevato e si era pensato di rifare la misura perché l’alta umidità aumenta i valori di corrente di buio, la misura però non è mai stata ripetuta prima del test beam.

Basic-test

È stato effettuato un **basic-test** completo con $V_{bias} = 80V$ in picco ed in deconvoluzione, con l’inverting on e off. Iniziamo con l’analisi con l’inverter off:

Bad strips number	3 (peak)	3 (deconv.)
Strip: 77 chip 1	status p 14	status d 14
Strip: 478 chip 4	status p 14	status d 14
Strip: 506 chip 4	status p 14	status d 14

L'analisi effettuata con "Ftest" ci segnala queste tre strip "cattive" di cui si cerca di capire il danno. Nella figura 5.11 sono riportati i valori dei massimi delle curve di shape di ogni canale calcolati in *adc*. Si nota molto bene come i canali 77, 478 e 506 abbiano il massimo molto più basso degli altri. Inoltre, dai grafici sul noise, si nota come questi canali abbiano un rumore molto più basso degli altri, circa la metà: $\sim 0,8adc$ da confrontare con $\sim 1,7adc$ di media in modo picco e $\sim 1adc$ da confrontare con $\sim 2adc$ di media in modo deconvoluzione.

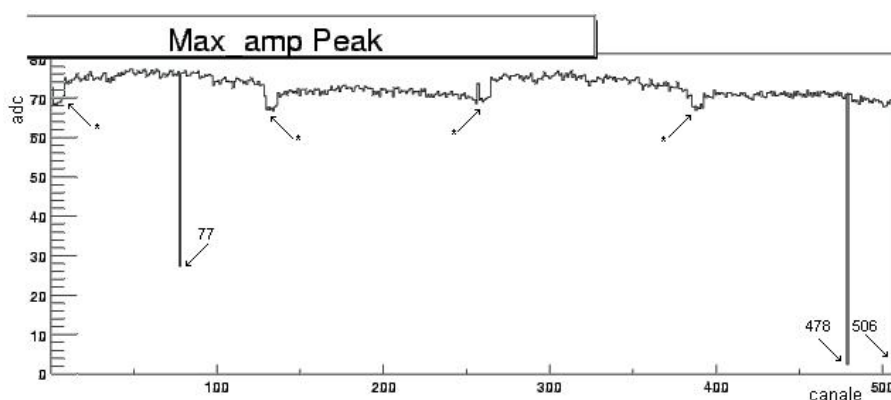


Figura 5.11: Tob09. Valore del massimo della curva di shape in risposta ad un impulso di calibrazione in modo picco non invertente, vedi testo. Questo è uno dei tanti plot creati dal programma Ftest.

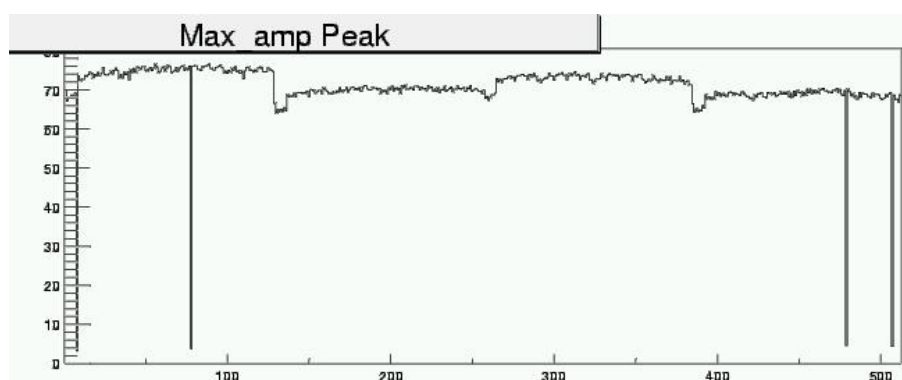


Figura 5.12: Tob09. Valore del massimo della curva di shape in risposta ad un impulso di calibrazione in modo picco invertente, da notare il canale 7 che può essere considerato cattivo solo in modo invertente, vedi testo.

Sempre in figura 5.11 si possono notare quattro blocchi (indicati con una freccia ed un *) di circa 9 – 10 strip all’inizio di ogni apv che hanno un valore del massimo di circa $5 \div 8$ adc in meno. Questo problema è di recente soluzione ed è legato al valore della latenza della PLL che viene impostato durante l’acquisizione. Un valore troppo basso favorisce il formarsi di questi blocchetti, ma settando la *PLL latency*= 7 tutto va a posto.

Lo stesso test (con gli stessi settaggi) è stato ripetuto con l’**inverter on**:

Bad strips number	3 (peak)	3 (deconv.)
Strip: 7 chip 1	status p 14	status d 14
Strip: 77 chip 1	status p 14	status d 14
Strip: 478 chip 4	status p 14	status d 14
Strip: 506 chip 4	status p 14	status d 14

In questo caso “Ftest” ci fornisce quattro strip cattive. Nella figura 5.12 è riportato il valore, strip per strip, del massimo della risposta ad un impulso di calibrazione, si può notare come le strip che precedentemente non rispondevano, non rispondono neanche in questa configurazione. Inoltre si nota che anche la strip 7 non risponde. Questa strip ha un problema allo stadio invertente che però viene correttamente escluso quando non è attivato. In modo picco le quattro strip considerate non buone hanno un rumore (dopo la sottrazione di rumore comune) di circa $\sim 0,4$ adc in confronto con i $\sim 1,4$ adc di media, e di circa $\sim 0,6$ adc in confronto con i $\sim 1,5$ adc di media in deconvoluzione.

L-test e B-test

Per il test di backplane è stata apportate alcune modifiche rispetto alla descrizione precedente. Il filtro “passa basso” implementato sulla linea di alta tensione ha una capacità di $100K\Omega$, circa 10 volte maggiore del modulo TIB prototype. Questo filtro faceva in modo che sul backplane non arrivasse pressoché nessun segnale. Per questo motivo è stato eliminato il filtro presente nella scatola di backplane descritta in figura 4.3 del capitolo precedente. Questo primo test è stato effettuato con $V_{bias} = 40V$, *latency* = 100, ritardo dell’impulso di backplane minimo possibile (*delay*=0) e $V_{back} = 1V$. Nei grafici in figura 5.13 sono riportate le differenze dei pedestalli, in alto in modo picco non invertente, in basso in modo picco invertente.

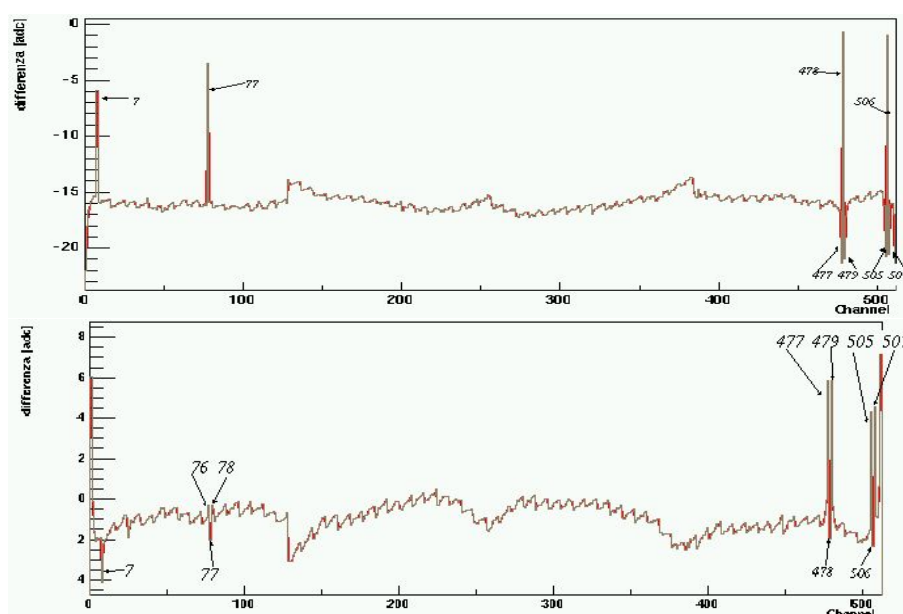


Figura 5.13: Tob09, backplane pulsing test. In alto la differenza di pedestalli in modo picco non invertente, in basso in modo picco invertente.

Dai grafici in figura 5.13 Si possono notare tutti i canali definiti già in precedenza come cattivi, si vede come questi facciano considerevolmente aumentare (con il segno opposto) il valore di pedestal delle due strip adiacenti. Inoltre si vede come in modo invertente venga notevolmente incrementato il contributo di rumore comune che viene sottratto.

Questo modulo Tob09 presenta una modifica circuitale, rispetto ai moduli precedenti, proprio per quanto riguarda il test di backplane. Infatti è stata implementata, direttamente sul modulo, una linea apposita per poter iniettare un impulso elettrico sul backplane oltre il circuito di filtro a T. In questo modo è possibile iniettare la carica direttamente sul backplane senza che avvengano fenomeni di filtraggio.

Il primo test di backplane effettuato, con questa nuova configurazione hardware, è un **test in latenza**. Questo test consiste nel fare un'acquisizione di pedestal, con l'invio di un impulso sul backplane, per ogni valori di latenza che varia tra $94 \div 110$. L'ampiezza del gradino è di $V_{back} = 1V$ (adattati su 50Ω) e l'apv sono settate in modo picco non invertente. Sono state fatte due serie di acquisizioni a due tensioni di bias differenti: $V'_{bias} = 80v$ e $V''_{bias} = 40v$. Nella figura 5.14 è riportata la differenza del piedistallo con il piedistallo con l'invio di un impulso di backplane con $V_{bias} = 80v$. Con

$V_{bias} = 40v$ il profilo non cambia molto se non uno shift verticale di $1 \div 2$ adc.

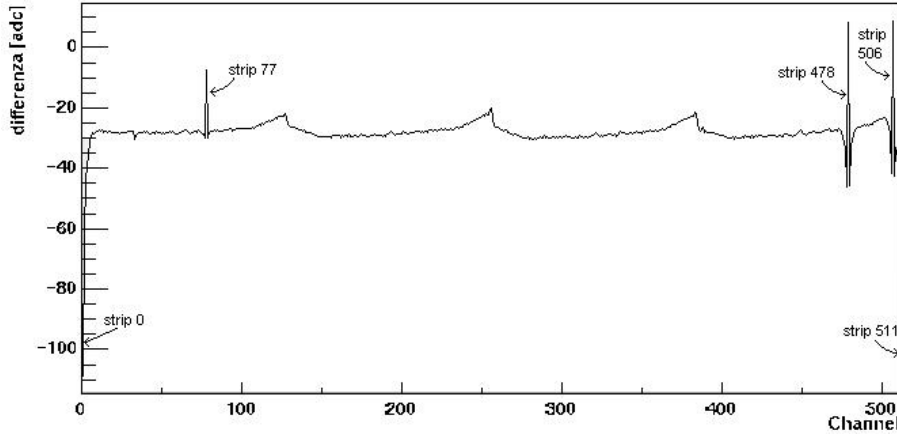


Figura 5.14: Tob09, B-test, inverting off, latency=97, l'impulso elettrico viene inviato sul backplane dopo il filtro. La differenza dei pedestalli con una $V'_{bias} = 80v$, da notare, il primo e l'ultimo canale, vedi testo.

Anche in questo caso vengono segnalati i canali già evidenziati precedentemente come canali “cattivi”. Infatti i canali 77, 478 e 506 hanno una differenza che tende a zero, pur non essendolo, in particolare la differenza del canale 77 è di $\sim -5adc$, del 478 e 506 di $\sim +2adc$. Si può inoltre notare come il primo e l'ultimo canale abbiano una differenza che scenda ben oltre i $-100adc$, questo problema potrebbe essere che inviare un impulso di $V_{back} = 1V$ senza filtro è troppo, infatti così arriva ad ogni strip circa $20mV$. Essendo troppa la carica da raccogliere l'anello di guardia induce sulla prima e l'ultima strip una carica molto superiore a quella che raccolgono le altre.

Per ovviare a questo problema è stato effettuato un B-test, con $V_{bias} = 40v$, con un impulso di backplane di ampiezza $V_{back} = 120mV$. In figura 5.15 è riportata la differenza relativa a questo caso. Come si può notare la prima e l'ultima strip non hanno più il problema di troppa carica indotta dall'anello di guardia, inoltre il valore medio della differenza è notevolmente diminuito.

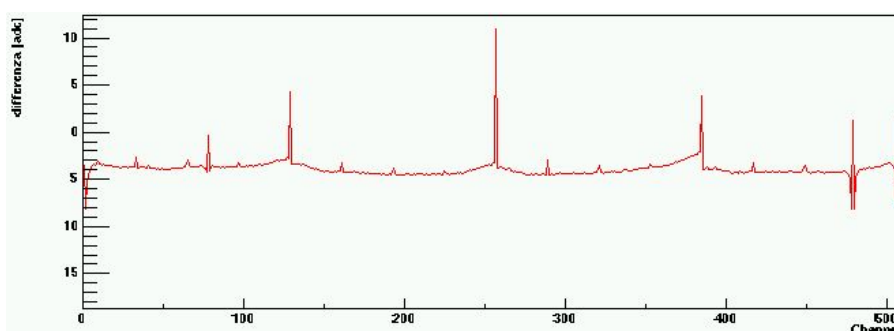


Figura 5.15: Tob09, C-test, inverting off, latency=97. La differenza dei pedestalli con una $V_{bias} = 40v$ e un'ampiezza dell'impulso di backplane di $V_{bac} = 120mV$, vedi testo.

Successivamente è stata effettuata uno **scan in ampiezza**. Questo test consiste nel fare un'acquisizione di pedastallo, con l'invio di un impulso sul backplane, per ogni valori di V_{back} che varia tra $0 \div 2V$. In modo picco non invertente, $V_{bias} = 80V$, apv latency = 97, V_{back} varia a passi di $250mV$. Come si può notare in fig.5.16 al crescere dell'ampiezza la differenza aumenta (in valore assoluto) ed aumenta notevolmente la carica indotta dall'anello di guardia sul primo e sull'ultimo canale. I canali precedentemente segnati come "cattivi" si confermano tali.

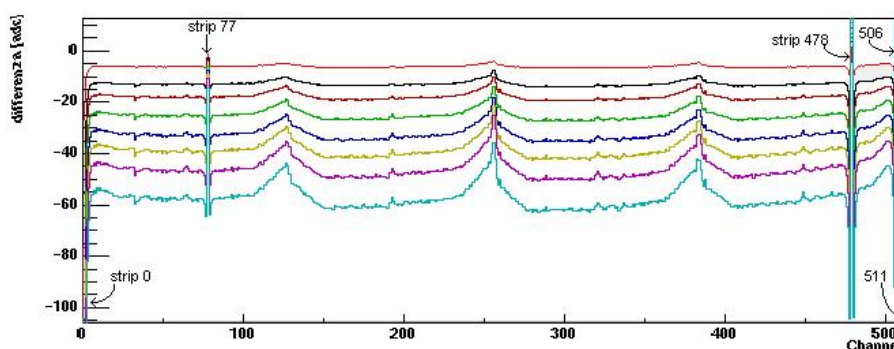


Figura 5.16: Tob09, B-test, inverting off, latency=97. La differenza dei pedestalli con una $V_{bias} = 80v$, all'aumentare di V_{back} aumenta, in valore assoluto, la differenza dei pedestalli.

Dopo il test beam

Dopo il test beam il primo test effettuato è stato la curva I-V.

I-V

Nella figura 5.17 sono messi a confronto i due grafici della I-V prima (tracciato in blu) e dopo (tracciato in nero) il test beam. Si può notare come dopo il test i valori di corrente di buio siano aumentati notevolmente. Questo è spiegabile sapendo che la radiazione porta ad una variazione nelle caratteristiche effettive del substrato del rivelatore (cfr. par. 3.2.1 del terzo capitolo) che porta un aumento della corrente di polarizzazione inversa, la corrente di buio, una diminuzione dell'efficienza di raccolta della carica ed una diminuzione del drogaggio n effettivo del substrato.

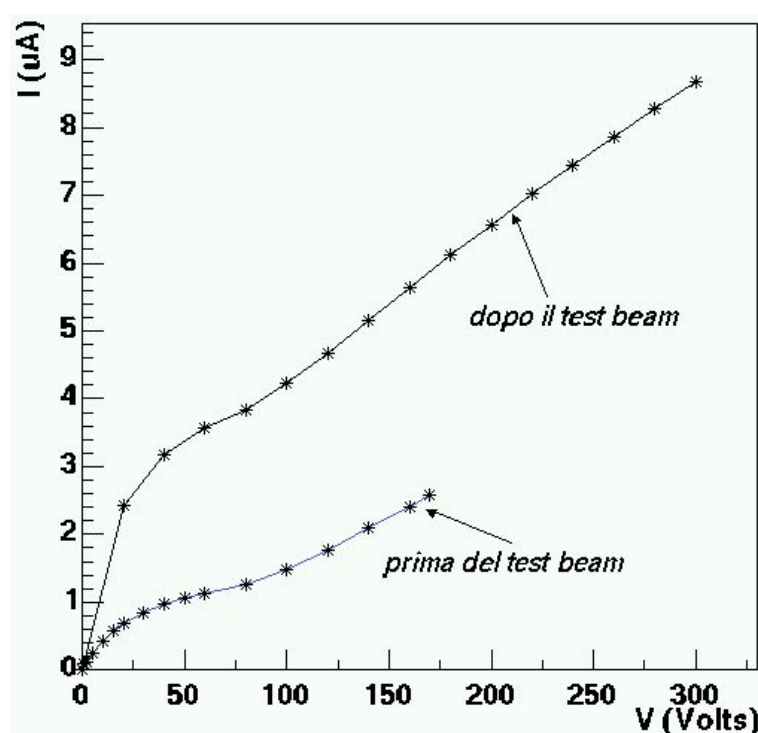


Figura 5.17: Curva I-V del TOB09 prima (in blu) e dopo (in nero) il test beam, vedi testo.

Basic-test

I basic-test sono stati effettuati con la $V_{bias} = 300V$, in modo picco e deconvoluzione ma solo l'inverting on. L'analisi dei dati in modo invertente produce il seguente summary file:

Bad strips number	4 (peak)	4 (deconv.)
Strip: 7 chip 1	status p 8	status d 14
Strip: 77 chip 1	status p 14	status d 14
Strip: 478 chip 4	status p 14	status d 14
Strip: 506 chip 4	status p 14	status d 14

Questi risultati si adattano perfettamente con i risultati ottenuti prima del test beam, questo primo risultato indica che durante il test beam (compreso il trasporto ed montaggio) non si è danneggiato in modo grave nessun canale.

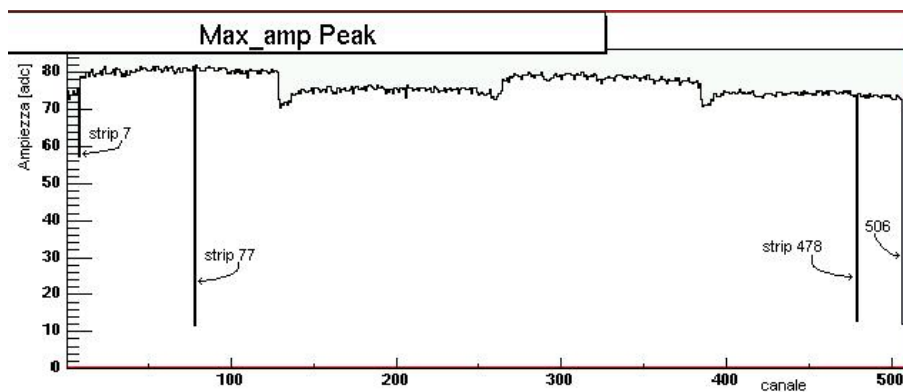


Figura 5.18: Valore del massimo della curva di shape in risposta ad un impulso di calibrazione in modo picco invertente dopo il test beam, vedi testo.

In figura 5.18 è riportato l'andamento del massimo della curva di shape in modo picco invertente. Si notano i canali cattivi già visti nel plot in fig. 5.12. In modo picco le quattro strip sospette hanno un rumore (dopo la sottrazione di rumore comune) di circa $\sim 0,4 \div 0,5adc$ in confronto con i $\sim 1,6adc$ di media, e di circa $\sim 0,6adc$ in confronto con i $\sim 1,7adc$ di media in deconvoluzione.

Dal confronto dei dati acquisiti prima e dopo il test beam si può evincere che: sia in modo picco che in deconvoluzione il valore massimo della curva di pulse shape è calato in media di $1,5 \div 1,8adc$ mentre è rimasto invariato il tempo a cui arriva. Il valore medio del rumore dopo la sottrazione di rumore comune, è aumentato di $0,1adc$ sia in picco che in deconvoluzione. Sono rimasti invariati rise time e fall time mentre è leggermente cresciuto, di $\sim 4ns$, la fwhm che porta un notevole miglioramento nel calcolo del χ^2 ridotto quando si vanno a fittare le curve di shape che passa da $1,5 \pm 0,6$ a $0,19 \pm 0,07$ dopo il test beam. Il tempo di integrazione, calcolato come

parametro del fit, passa da $53,7 \pm 1,1ns$ prima del test beam a $55,7 \pm 1,8ns$ dopo il test beam.

5.3.3 TOB 11

Questo modulo, modello TOB chiamato “Tob11”, è stato pensato appositamente per il centro di Torino che, essendo l’unico ad avere la cold box, ha potuto sfruttarlo per il test e la messa a punto della scatola stessa. In questa sezione riportiamo quindi solo i principali risultati della qualifica effettuata su questo modulo.

È un modulo a 512 strip il cui sensore è composto di due parti ricavate da un wafer di silicio monocristallino da 4”, parti che sono state bondate nel centro del sensore.

L’ **basic-test** è stato effettuato tenendo la $V_{bias} = 300V$ ed ha fornito i seguenti risultati:

Bad strips number	3 (peak)	3 (deconv.)
Strip: 198 chip 2	status p 14	status d 14
Strip: 315 chip 3	status p 14	status d 14
Strip: 396 chip 4	status p 14	status d 14

Questi tre canali etichettati come “cattivi” lo sono effettivamente, infatti hanno un rumore dopo la sottrazione di rumore comune, in modo picco, di $\sim 0,5adc$ da confrontare con $1,5adc$ di valore medio.

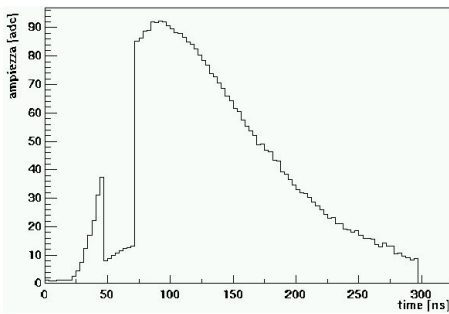


Figura 5.19: Profilo di calibrazione della strip 447, vedi testo.

(raggiunge gli 8 adc) ed il profilo di calibrazione ha un “buco” (come mostra la fig.5.19) in un intervallo di latenza $47 \div 72ns$.

Inoltre la loro risposta ad un impulso di calibrazione è temporalmente buona ma il massimo della curva vale $19adc$ (il canale 198) e $20adc$ (i 315 e 396) da confrontare con $\sim 92adc$ di valore medio. Il problema, infatti, è causato da un’inefficienza dell’amplificatore.

Ci sono inoltre molte strip rumorose, in particolare le $254 \div 257$ hanno rumore molto alto: in modo picco raggiunge gli 8 adc, in modo deconvoluzione i 6 adc. La 447 ha rumore alto

5.3.4 TIB 12

È un modulo a 512 strip il cui sensore è composto di due parti ricavate da un wafer di silicio monocristallino da 4", parti che sono state bondate nel centro del sensore.

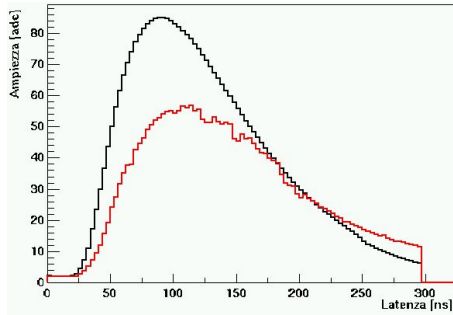


Figura 5.20: Curva di shape di due strip del “Tib12”, vedi testo.

Il Tib12 si è rivelato un modulo molto problematico soprattutto per quanto riguarda il 2° chip. Infatti guardando i plot di rumore prima della sottrazione di rumore comune si nota che i valori di rumore delle strip del 2° valgono $\sim 8adc$ da confrontare con i $2adc$ di valore medio. Anche il plot che riporta il massimo della curva di shape presenta gravi problemi: i valori delle strip del 2° sono $\sim 60adc$ contro i $\sim 85adc$ di valor medio. Il problema

inoltre si manifesta in modo molto accentuato con l’apv che lavora in modo invertente. Ciò che si nota è che il profilo del rumore comune è molto largo, $-10adc \div 10adc$, e presenta 2 picchi a $-8adc$ e $+8adc$. In figura 5.20 sono riportate due curve di shape di due strip differenti: in nero la strip 20 del chip1, mentre in rosso la strip 20 del chip 2. Si notano tutti i problemi descritti. Dopo varie prove si è capito che il grave problema deriva dalla connessione con la scheda V-utri. Infatti tutti i problemi scompaiono se alimentiamo la scheda con $7.2V$ anziché i soliti $7.0V$. Nonostante ciò questo modulo è abbastanza difettoso infatti la lista dei canali cattivi risulta molto lunga:

Bad strips number	12 (peak)	12 (deconv.)
Strip: 0 chip 1	status p 14	status d 6
Strip: 15 chip 1	status p 14	status d 14
Strip: 16 chip 1	status p 8	status d 14
Strip: 128 chip 2	status p 14	status d 12
Strip: 129 chip 2	status p 14	status d 8
Strip: 224 chip 2	status p 14	status d 8
Strip: 225 chip 2	status p 14	status d 12
Strip: 249 chip 2	status p 14	status d 12
Strip: 250 chip 2	status p 14	status d 8
Strip: 255 chip 2	status p 4	status d 0
Strip: 329 chip 3	status p 14	status d 14
Strip: 511 chip 4	status p 14	status d 6

In questa tabella sono riportati i risultati in modo picco invertente con una $V_{V_{utri}} = 7,2V$ e $V_{bias} = 200V$. Di tutti questi canali cattivi, sappiamo che le coppie 15, 16 e 128, 129 hanno un difetto di fabbrica: sono in corto circuito sul pitch adapter, mentre le strip 224, 223, 249, 250, 329 sono in corto circuito con il p^+ (pinhole).

5.3.5 TIB 13

Questo modulo è il modulo che, al momento in cui si scrive, è più vicino alla versione finale dei moduli tipo TIB. È un modulo a 512 strip con un solo sensore ricavato da un wafer da 6" di silicio monocristallino. Questo è stato bondato a Torino per quanto riguarda la linea di alta tensione e l'ibrido al sensore, questi bond sono apprezzabili nella foto in fig.3.14. Il dell'apv invece era già stato effettuato. Il primo test effettuato, prima ancora di effettuare il bond, è stato quello dell'ibrido.

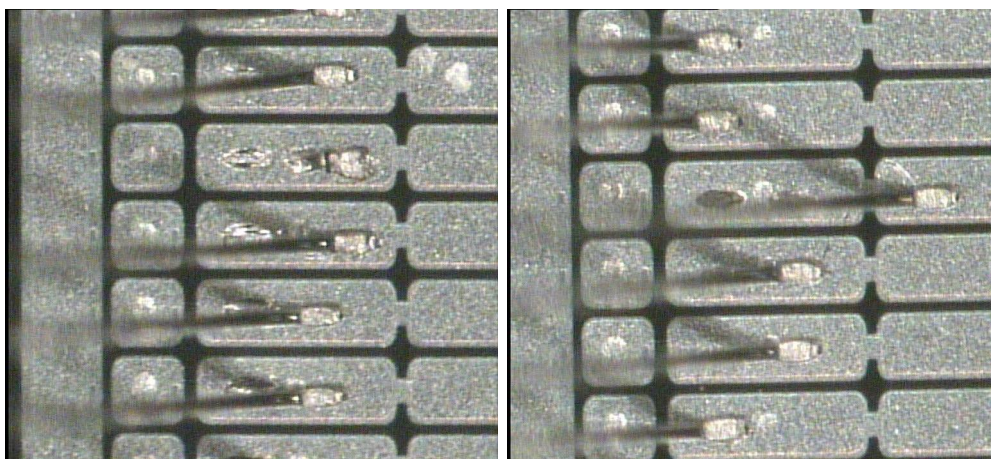


Figura 5.21: Nella foto di destra si osservano i due tentativi falliti di bondare la strip 2, in quella di sinistra il bond della strip 57 al secondo tentativo nella seconda piazzola.

Test dell'ibrido

Questo test dell'ibrido non è stato fatto in condizioni ottimali. Infatti all'epoca non era ancora pronta la scatola nera che ora è parte fondamentale del setup ARC. Questi test sono serviti, principalmente, per fare esperienza con il software che gestisce il setup ARC.

I-V

Sono state effettuate due curve I-V, una dopo il bond dell'HV ma prima del bond delle APV e l'altra dopo tutti i bond, entrambe le curve sono riportate nella figura 5.22, su cui sono direttamente riportate le condizioni ambientali.

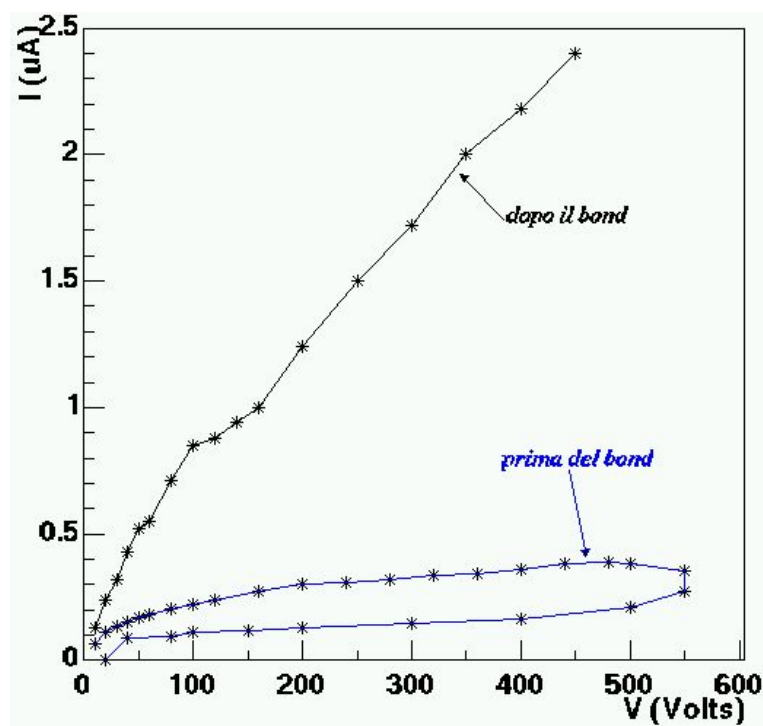


Figura 5.22: Curva I-V del modulo “Tib13” prima (in nero) e dopo (in blu) il bond degli apv, vedi testo.

Nel grafico in nero è riportata la curva I-V prima del bond degli APV. È stato effettuato un ciclo da 10V fino a 550V dove ci si è fermati per 45” per poi ridiscendere fino a 20V. Come si nota nel grafico dopo aver saldato le strip la corrente di buio aumenta notevolmente come ci si aspetta. Nel grafico inoltre si apprezza come nella sosta a 550V la corrente di buio è passata da 0,380 μ A a 0,355 μ A. Nella curva effettuata dopo il bond si sono riscontrati dei problemi: arrivati da 120V la strip 7 del terzo chip (quindi la 262) ha un rumore che sale molto più delle altre $\sim 2adc$ da confrontare con una media di $\sim 1,2adc$. Da 10V la 59 del terzo chip (quindi la 315) ha un rumore molto più basso delle altre $\sim 0,9adc$ da confrontare con una media di $\sim 1,2adc$. Per questo sembra avere un pinhole. Inoltre sappiamo che la strip 2 non è stata bondata, infatti dopo due tentativi mancati, ed avendo solo due piazzole a

disposizione, non c'è più stata la possibilità di bondare questa strip. Anche la strip 57 ha avuto un problema al primo bond, ma il secondo è riuscito perfettamente. In figura 5.21 di sinistra si vedono i due tentativi, falliti, di bondare la strip 2, in quella di destra si vede che la strip 57 è stata bondata al secondo tentativo nella seconda piazzola.

Basic-test

Il primo **basic test** effettuato su questo modulo correttamente bondato è stata un'acquisizione con l'inverter off con una $V_{bias} = 300V$. Questo primo test, in modo invertente e non invertente, è stato effettuato con il programma "HybridDialog". I risultati sono:

Bad strips number	7 (peak)	7 (deconv.)
Strip: 0 chip 1	status p 14	status d 14
Strip: 1 chip 1	status p 6	status d 14
Strip: 2 chip 1	status p 4	status d 14
Strip: 128 chip 2	status p 6	status d 6
Strip: 315 chip 3	status p 14	status d 14
Strip: 510 chip 4	status p 6	status d 14
Strip: 511 chip 4	status p 14	status d 14

Dai dati ottenuti e dai grafici si capisce come di strip effettivamente problematiche siano la prima, l'ultima e la 315 di cui già abbiamo accennato prima. Anche in questo caso la 315 ha un rumore di $\sim 0,75adc$ contro le $\sim 1,2adc$ di valore medio del chip (vedi fig.5.23).

Inoltre il massimo della calibrazione ha un valore che si aggira attorno al 50% del valore medio del chip, come se perdesse la metà della carica (vedi fig.5.23 in basso), confermando l'ipotesi del pinhole. Questo massimo, inoltre, arriva in anticipo di circa $20ns$ rispetto alla media del chip.

I successivi test effettuati con $V_{bias} = 150V$, con l'utilizzo di un diverso programma di acquisizione, MainMonitor, hanno confermato i risultati fin qui ottenuti.

Latency scan

Come descritto nel capitolo precedente, MainMonitor ha la possibilità effettuare un latency scan. Lo scopo è quello di valutare il contributo della pipeline al rumore totale del modulo. Sappiamo che il programma di acquisizione, per una misura di pedestal, effettua 600 misure per ogni strip, misure che sono distribuite secondo una distribuzione gaussiana la cui σ vale

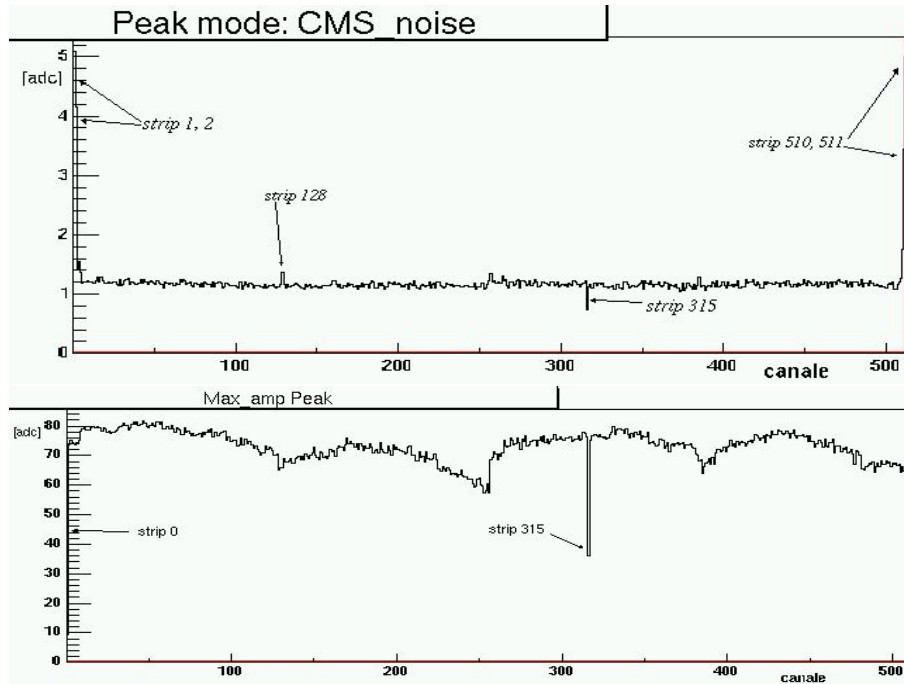


Figura 5.23: Tib13, modo picco non invertente. In alto i valori, strip per strip, del rumore dopo la sottrazione di rumore comune in modo picco non invertente. In basso i valori, strip per strip, del massimo della curva di shape sempre in modo picco non invertente. In entrambi i casi $V_{bias} = 300V$.

$\sigma = \frac{\langle rms \rangle}{\sqrt{600}}$. Sapendo anche che la media del rumore sui due chip prima della sottrazione di rumore comune vale $\sim 1,3adc$, ottengo $\sigma = 0,05$. Possiamo così andare a vedere quante celle della pipeline hanno un valore che si discosta da 0 (valore ideale) di $5 \cdot \sigma$, cioè andare a vedere quante sono le celle che hanno dei valori fuori da fluttuazioni statistiche. L'analisi dello scan è effettuata a "Ftest": fissate due soglie a $\pm 5 \cdot \sigma adc$, analizza tutti i valori cella per cella confrontandoli con le soglie. Se il valore in questione esce da questa fascia di bontà viene etichettata come cattiva. Il risultato è 0 per tutte le strip tranne che per la 255 che, però, è molto rumorosa. Volendo invece valutare il contributo della pipeline al rumore totale del modulo, consideriamo che il rumore totale è dato da: $N_{tot} = N_{pipeline} \oplus N_{modulo}$ dove $N_{pipeline}$ è il contributo di rumore della pipeline e N_{modulo} è il contributo di tutto il modulo. Considerando $N_{pipeline} = 5 \cdot \sigma$ avremo $N_{tot} = 1.32$, cioè che il rumore è aumentato del 2%. Questo risultato unito a quello precedente, ci fa capire il contributo della pipeline al rumore del modulo è $< 2\%$. Questo test è stato effettuato con $V_{bias} = 150V$.

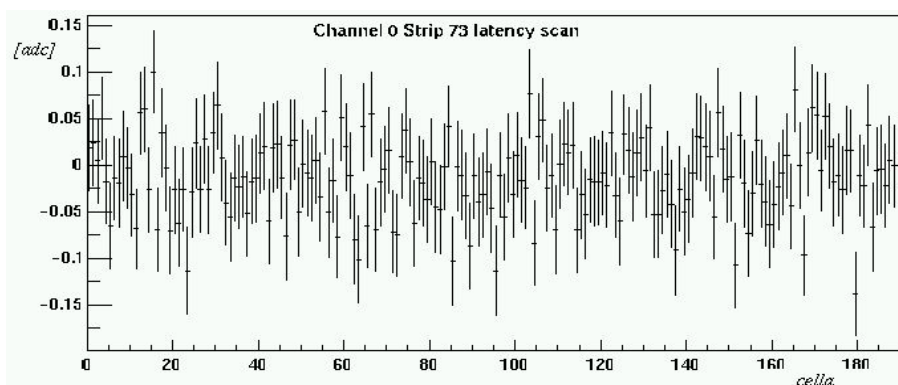


Figura 5.24: Tib13 latency scan. Valori dell'istogramma della differenza dei pedestalli della strip 73 (arbitrariamente scelta), una strip buona, vedi testo.

Nel grafico in figura 5.24 è apprezzabile come i valori di tutte le celle siano comprese tra $\pm 5 \cdot \sigma_{adc}$.

Questo test deve essere effettuato con particolare attenzione, infatti, al momento in cui si scrive MainMonitor è ancora non perfettamente funzionante. Di seguito è riportata la parte principale del summary file di "Ftest" relativa ad un *basic test* ed un *C-test*. Sono riportate le medie e le medie troncate di tutte le grandezze misurate in modo picco e deconvoluzione non invertente con $V_{bias} = 300V$, inoltre sono anche riportati i tagli che sono applicati alle quattro grandezze che concorrono alla definizione dei canali cattivi e non. L'acquisizione è stata effettuata con HybridDialog.

Pedestal :

	mean	t.mean	rms	t.rms	mean	t.mean	rms	t.rms
chip 1:	325.665	325.665	3.188	3.188	285.818	285.818	3.774	3.774
chip 2:	337.204	337.098	2.088	1.924	294.792	294.566	2.848	2.467
chip 3:	324.451	324.395	2.244	2.163	283.358	283.219	2.440	2.191
chip 4:	330.851	330.851	3.500	3.500	289.587	289.587	4.043	4.043

noise before CMN sub. :

	mean	t.mean	rms	t.rms	mean	t.mean	rms	t.rms
chip 1:	1.419	1.308	0.933	0.063	2.296	1.947	2.582	0.112
chip 2:	1.279	1.275	0.040	0.030	1.981	1.970	0.111	0.084
chip 3:	1.333	1.333	0.085	0.061	2.073	2.072	0.168	0.134
chip 4:	1.414	1.309	0.887	0.033	2.369	2.043	2.508	0.092

noise after CMN sub. :

	mean	t.mean	rms	t.rms	mean	t.mean	rms	t.rms
chip 1:	1.235	1.174	0.436	0.042	1.736	1.568	1.138	0.060
chip 2:	1.147	1.145	0.040	0.034	1.578	1.572	0.074	0.053
chip 3:	1.157	1.158	0.060	0.043	1.567	1.569	0.078	0.058
chip 4:	1.221	1.169	0.399	0.042	1.760	1.600	1.111	0.052

Calibration :

	mean	t.mean	rms	t.rms	mean	t.mean	rms	t.rms
chip 1:	76.496	77.026	6.706	3.032	67.656	68.733	7.699	0.815
chip 2:	68.119	68.119	4.299	4.299	70.753	70.799	1.659	1.581
chip 3:	73.930	74.308	4.377	2.439	68.604	69.220	3.364	1.061
chip 4:	71.047	71.529	7.037	4.469	69.358	70.553	7.912	1.413

Maximum amplitude data :

	mean	t.mean	rms	t.rms	mean	t.mean	rms	t.rms
chip 1:	76.781	77.312	6.678	2.948	67.788	68.840	7.739	0.719
chip 2:	68.772	68.772	4.247	4.247	70.829	70.914	1.618	1.481
chip 3:	74.657	74.960	4.165	2.365	68.709	69.332	3.362	0.992
chip 4:	71.868	72.040	4.737	4.335	69.463	70.702	7.904	1.284

Maximum time data :

	mean	t.mean	rms	t.rms	mean	t.mean	rms	t.rms
chip 1:	95.752	95.752	4.449	4.449	57.178	57.178	1.486	1.486
chip 2:	100.000	100.000	0.000	0.000	56.982	56.982	1.329	1.329
chip 3:	99.854	100.000	1.657	0.000	57.178	57.178	1.433	1.433
chip 4:	100.122	100.000	4.696	0.000	57.251	57.251	1.464	1.464

Rise time data :

	mean	t.mean	rms	t.rms	mean	t.mean	rms	t.rms
chip 1:	37.810	37.873	1.733	1.585	21.372	21.469	0.675	0.269
chip 2:	33.257	33.257	0.981	0.981	21.417	21.394	0.333	0.278
chip 3:	36.512	36.537	0.952	0.912	21.515	21.502	0.321	0.287
chip 4:	35.015	34.528	5.659	1.285	21.314	21.391	0.773	0.263

Fall time data :

	mean	t.mean	rms	t.rms	mean	t.mean	rms	t.rms
chip 1:	171.361	171.506	3.902	2.864	35.096	35.349	1.807	0.767
chip 2:	160.162	160.162	2.551	2.551	35.245	35.245	0.580	0.580
chip 3:	167.632	168.294	7.690	1.742	35.367	35.456	1.269	0.777
chip 4:	162.432	163.647	14.286	3.868	34.945	35.092	1.569	0.562

Fwhm time data :

	mean	t.mean	rms	t.rms	mean	t.mean	rms	t.rms
chip 1:	139.156	139.299	3.905	3.568	38.115	38.238	0.987	0.437
chip 2:	151.846	151.846	4.946	4.946	38.284	38.284	0.455	0.455
chip 3:	140.881	141.092	4.785	2.132	38.400	38.407	0.562	0.418
chip 4:	146.713	147.670	12.190	5.636	38.168	38.277	0.975	0.440

Fit data: chi square :

	mean	t.mean	rms	t.rms	mean	t.mean	rms	t.rms
chip 1:	0.254	0.228	0.189	0.150	3.281	3.312	0.636	0.342
chip 2:	1.802	1.778	0.391	0.283	3.466	3.437	0.532	0.407
chip 3:	0.596	0.578	0.254	0.196	3.313	3.299	0.591	0.417
chip 4:	2.676	1.213	16.358	0.431	3.349	3.401	0.628	0.482

Fit data: integration time :

	mean	t.mean	rms	t.rms	mean	t.mean	rms	t.rms
chip 1:	60.659	60.659	4.182	4.182	31.915	32.015	0.772	0.300
chip 2:	74.005	74.005	4.452	4.452	32.065	32.059	0.261	0.252
chip 3:	65.806	65.932	2.708	1.900	32.104	32.119	0.420	0.320
chip 4:	70.332	70.594	5.341	4.463	31.933	32.006	0.733	0.230

Fit data: max amplitude pulse shape :

	mean	t.mean	rms	t.rms	mean	t.mean	rms	t.rms
chip 1:	77.762	78.299	6.667	2.734	68.198	69.258	7.783	0.731
chip 2:	70.457	70.457	4.467	4.467	71.260	71.344	1.593	1.453
chip 3:	75.829	76.140	4.219	2.339	69.108	69.736	3.394	0.992
chip 4:	73.882	73.637	5.157	4.366	69.898	71.143	7.940	1.294

Fit data:t0 (peak mode);

	mean	t.mean	rms	t.rms	mean	t.mean	rms	t.rms
chip 1:	30.334	30.334	3.383	3.383	57.299	57.347	0.791	0.579
chip 2:	18.781	18.781	3.545	3.545	57.272	57.272	0.621	0.621
chip 3:	25.956	25.958	2.038	1.901	57.456	57.442	0.582	0.562
chip 4:	22.159	22.034	4.233	3.287	57.390	57.390	0.645	0.645

Fit data: base line shift :

	mean	t.mean	rms	t.rms	-
chip 1:	-7.170	-7.170	4.142	4.142	-
chip 2:	-14.954	-15.000	0.502	0.000	-
chip 3:	-14.230	-14.723	1.669	0.696	-
chip 4:	-14.933	-15.000	0.294	0.002	-

max time pulse shape (dec. mode):

Bad channel list:**Cut methods :**

Pedestal:	1 low 0.1 high 0.1	293.099 303.388 291.956 297.766 358.232 370.808 356.835 363.936 257.236 265.109 254.897 260.629 314.399 324.023 311.541 318.546
Noise:	1 low 0.2 high 0.2	1.04602 1.02014 1.06677 1.04747 1.56903 1.5302 1.60016 1.5712 1.55783 1.57596 1.65722 1.63474 2.33675 2.36393 2.48582 2.45211
RNoise:	1 low 0.2 high 0.2	0.93958 0.91596 0.92622 0.935102 1.40937 1.37395 1.38933 1.40265 1.25419 1.25768 1.25481 1.28017 1.88129 1.88651 1.88222 1.92025
Calibration:	1 low 0.2 high 0.1	61.6205 54.4949 59.4464 57.2232 84.7282 74.9305 81.7388 78.682 54.9867 56.6394 55.3759 56.4421 75.6067 77.8792 76.1419 77.6079

Number of bad strips :		7 (peak)	7 (deconv.)
Strip: 0	chip 1 status p 14 (1110)		status d 14 (1110)
Strip: 1	chip 1 status p 6 (0110)		status d 14 (1110)
Strip: 2	chip 1 status p 4 (0100)		status d 14 (1110)
Strip: 128	chip 2 status p 6 (0110)		status d 6 (0110)
Strip: 315	chip 3 status p 14 (1110)		status d 14 (1110)
Strip: 510	chip 4 status p 6 (0110)		status d 14 (1110)
Strip: 511	chip 4 status p 14 (1110)		status d 14 (1110)

Conclusioni

Questa tesi si inserisce nell'ambito dello studio dei rivelatori a microstrip di silicio per il tracciatore dell'esperimento *CMS* che verrà installato presso l'acceleratore *LHC* del *CERN* di Ginevra.

In particolare, il lavoro svolto ha riguardato lo studio e lo sviluppo della catena di acquisizione ed analisi dati dei rivelatori stessi, in preparazione al lavoro sistematico di test per la qualifica dei moduli. Particolare attenzione è stata rivolta alla scrittura di software per l'analisi delle misure effettuate.

Nel dettaglio sono stati scritti tre programmi con i quali è possibile analizzare misure di pedestal, rumore, rumore dopo la sottrazione della componente comune e di rumore della pipeline. Inoltre è attualmente possibile analizzare dati in risposta ad un evento fisico quali un impulso di calibrazione, un impulso di backplane o un impulso luminoso (laser).

Si è contribuito allo studio ed all'implementazione del test con un impulso inviato direttamente sul backplane del modulo. La progettazione di questo test è avvenuta proprio all'interno del gruppo di Torino. Questo test ha riscosso risultati eccellenti per rapidità, efficienza e costi pressoché nulli.

È stata effettuata un'analisi più profonda del circuito di calibrazione (presente nel chip di readout APV25) di cui si sono capiti con maggiore precisione il funzionamento ed i problemi.

Appendice A

Il metodo di deconvoluzione di un pulse shaping

Il metodo di deconvoluzione

Il metodo di deconvoluzione è il metodo utilizzato dai chip di front-end (*APV25-s1*) dei moduli di silicio che compongono il tracciatore di CMS. È basato sul fitraggio temporeale discreto dei dati estratti dall'analogica pipeline (la memoria del chip) dopo il primo livello di trigger [28].

In un amplificatore lineare con una risposta ad un impulso $h(t)$, l'uscita $v(t)$, ad un impulso iniziale $s(t)$, può essere scritta come integrale di deconvoluzione:

$$v(t) = \int_{-\infty}^t h(t-t')s(t')dt' \quad (\text{A.1})$$

dove la risposta $h(t)$ di un ideale amplificatore $CR - RC^n$, che abbiano la stessa costante di tempo τ , è scritta come:

$$h(t) = \left(\frac{t}{\tau}\right)^n \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \text{ con } t > 0 \quad (\text{A.2})$$

La condizione che $t > 0$ risulta necessaria per l'analisi del test di calibrazione (cfr. par.5.2 nel cap.5). per $t < 0$ abbiamo necessariamente che $h(t)=0$. Il metodo di deconvoluzione consiste nella somma pesata di tre diversi campioni della risposta $h(t)$ campionati a tre tempi differenti distanti tra loro $25ns$. I tre pesi si possono calcolare considerando i campioni di $h(t)$ come:

$$h(t)_{n+1} = \left(\frac{n\Delta t}{\tau}\right) \cdot e^{-\frac{n\Delta t}{\tau}} \quad (\text{A.3})$$

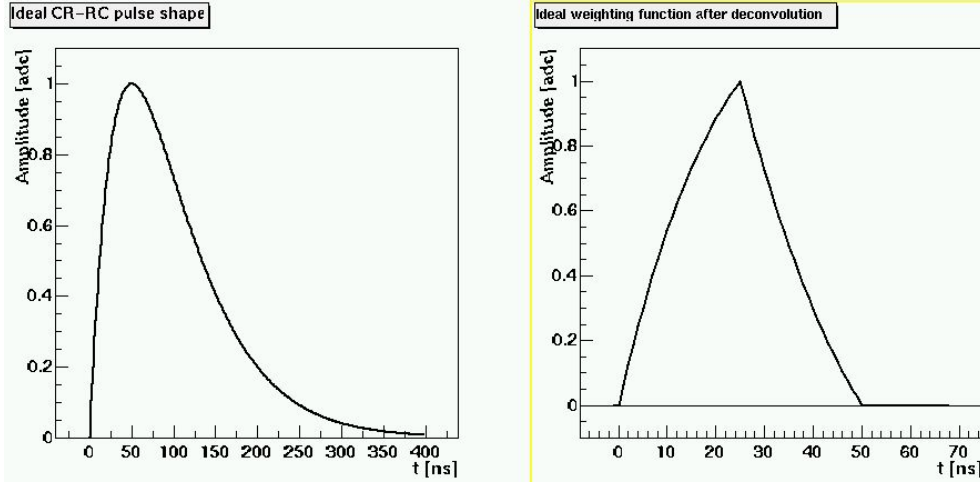


Figura A.1: A sinistra: Risposta ideale di un amplificatore CR-RC con $\tau = 50ns$ e $\Delta t = 50ns$. A destra: Risposta dopo l'applicazione del metodo di deconvoluzione.

dove δt è il tempo di campionamento (tipicamente abbiamo $\delta t = 25ns$). Per questo tre campioni consecutivi sono dati da:

$$(n-1)xe^{-(n-1)x}, \quad nxe^{-nx}, \quad (n+1)xe^{-(n+1)x} \quad (A.4)$$

dove $x = \frac{\Delta t}{\tau}$.

Si può dimostrare [28] che nel caso in cui $n = 1$ (il nostro caso) sono solamente tre i pesi non nulli che chiameremo W_{k+1} , W_k e W_{k-1} dove k indica un arbitrario istante di campionamento. La condizione necessaria per trovare tali pesi è data da:

$$W_{k+1}(n-1)xe^{-(n-1)x} + W_k nxe^{-nx} + W_{k-1}(n+1)xe^{-(n+1)x} = 0 \quad (A.5)$$

Possiamo quindi indicare tali pesi come:

$$\begin{aligned} W_1 &= \frac{1}{h_2} &= \frac{e^{x-1}}{x} \\ W_2 &= -2W_1e^{-x} &= -2\frac{e^{-1}}{x} \\ W_3 &= W_1e^{-2x} &= \frac{e^{-x-1}}{x} \\ W_n &= 0 &n > 3 \end{aligned}$$

dopo aver normalizzato $h(t)$ secondo $h(\tau) = 1$. Nella figura A.1 sono riportate le forme ideali dello shape in picco, a sinistra, ed in deconvoluzione a destra.

Effetti della deconvoluzione sul rumore

In generale, quando si ha a che fare con un sistema che genera una risposta caratterizzata da una costante di tempo τ , si cerca di scegliere i parametri del sistema stesso in modo da massimizzare il rapporto segnale / rumore. Nel caso di un rivelatore di particelle di tipo capacitivo, dotato di amplificatore, il rumore all'uscita si può parametrizzare come

$$ENC_{NOISE}^2 = \frac{\alpha C^2}{\tau} + \beta\tau + \delta C^2$$

dove C è la capacità totale in ingresso all'amplificatore, α, β, δ opportune costanti. ENC è la carica equivalente di rumore. Negli esperimenti montati su LHC non è tuttavia possibile usare il valore della costante di tempo τ che minimizza il rumore, a causa dell'elevata frequenza di bunch crossing. Si preferisce usare una costante di tempo tale da ridurre la durata dell'impulso, in modo da avere più risoluzione temporale anche ad altissima luminosità, portandosi dietro inevitabilmente più ENC .

In modo deconvoluzione, l'effetto che si ottiene sul rumore è quello di diminuire il rumore in parallelo e di incrementare il rumore in serie, infatti se consideriamo un classico segnale $CR - RC$ è possibile dimostrare che, dopo la deconvoluzione i valori del noise in serie e parallelo diventano

$$\begin{aligned}\sigma_{pd}^2 &= \sigma_p^2 \left(\frac{e^{-2}}{x^2} \right) (e^{2x} - 4x - e^{-2x}) \\ \sigma_{sd}^2 &= \sigma_s^2 \left(\frac{e^{-2}}{x^2} \right) (e^{2x} + 4x - e^{-2x})\end{aligned}$$

dove $x = \Delta t / \tau$ è il rapporto tra l'intervallo di campionamento e la costante di tempo del circuito $CR - RC$ e σ_p e σ_s rappresentano l'rms del noise dopo il filtro $CR - RC$. L'effetto di differenti scelte di x è mostrato nella figura A.2.

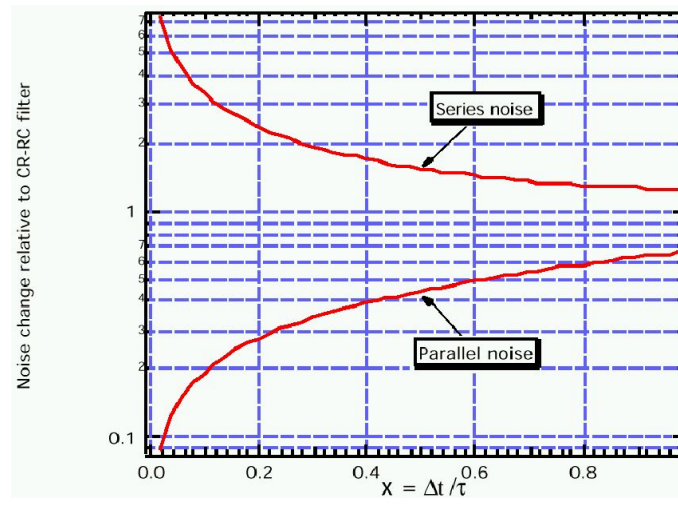


Figura A.2: Effetti della deconvoluzione sul rumore di un amplificatore.

Appendice B

Algoritmo di piedistallo e rumore

In questa appendice si fanno danno alcune spiegazioni sugli algoritmi di calcolo implementati in *HybridDialog*, e quindi anche in *mainMonitor*, per il calcolo di un piedistallo, rumore RMS (*noise RMS*) e rumore non coerente (cosiddetto *noise Common Mode Subtracted*, *noise CMS*).

Introducendo l'indice i per indicare l' i -esimo sample nel blocco di dati acquisito dal FED per un singolo evento, si indichi con ADC_i il valore, in ADC, misurato per quel sample di dati. Possiamo dire che il piedistallo P_i e il noise RMS N_i^{RMS} sono calcolati, sample per sample secondo le equazioni:

$$P_i = \frac{1}{N_{EVT}} \sum_{l=1}^{N_{EVT}} ADC_{l,i} \quad (B.1)$$

$$N_i^{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N_{EVT} - 1} \sum_{m=1}^{N_{EVT}} (ADC_{m,i} - P_i)^2} \quad (B.2)$$

dove N_{EVT} è il numero di eventi raccolti (solitamente 1000) in quella particolare acquisizione, l è l'indice per identificare l' m -esimo evento raccolto.

Dato un generico evento acquisito, è possibile definire per esso una quantità, detta *shift*, che caratterizza lo spostamento comune di tutti i samples acquisiti, rispetto ad un piedistallo precedentemente raccolto, che funge da linea di riferimento (cfr. figuraB.1). Ora, nella valutazione del noise canale per canale va tenuto conto che parte del rumore che si osserva è proprio dovuto ad uno spostamento comune (coerente) di tutti i canali rispetto ad un livello di riferimento dovuto, più che altro, a componenti a bassa frequenza nel sistema. Questo errore aggiuntivo è detto *rumore coerente* o *noise common mode* e va adeguatamente sottratto per avere una valutazione “vera” del

noise per ogni sample. Si può valutare il rumore coerente a partire dallo *shift*.

Matematicamente si definisce lo shift come:

$$Shift_m = \frac{1}{n_{ch}} \left[\sum_{i=1}^{n_{ch}} (ADC_{m,i} - P_i) \right] \quad (B.3)$$

Lo shift è quindi una grandezza calcolata evento per evento e va stabilito a priori quale intervallo di canali, di ampiezza n_{ch} deve essere utilizzato per la sua valutazione. Nel nostro setup l'intervallo di samples utilizzato è quello relativo ai 128 canali dell'APV25.

Data questa equazione, si definisce noise non coerente o *noise Common Mode Subtracted*, N_i^{CMS} il noise che rimane se si sottrae a quello N_i^{RMS} la parte dovuta allo shift coerente dei samples. Si ottiene allora

$$N_i^{CMS} = \sqrt{\frac{1}{N_{EVT} - 1} \sum_{m=1}^{N_{EVT}} (ADC_{m,i} - P_i - Shift_m)^2} \quad (B.4)$$

Il rumore CMS si può considerare il rumore “vero”, quello proprio del modulo, quello intrinseco che rimane anche una volta eliminati effetti di noise comune, dovuti allo specifico setup utilizzato per la misura.

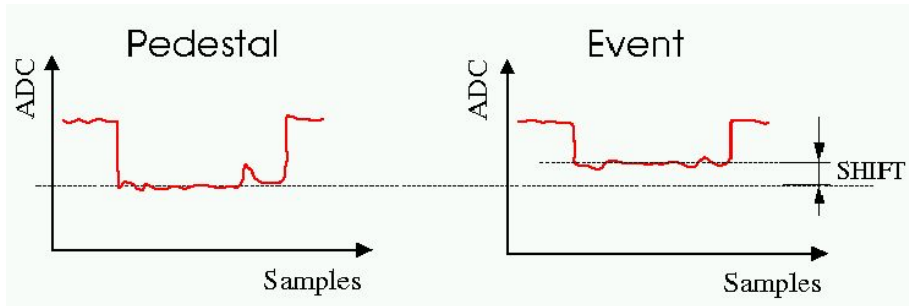


Figura B.1: Shift dovuto a noise coerente di un evento rispetto ad un pedestal precedentemente calcolato.

Bisogna dire che nel calcolo del rumore non coerente, si devono tenere in considerazione solo i canali buoni di un modulo. Quelli cattivi infatti, ad esempio se estremamente rumorosi, possono falsare il calcolo dello shift. Si noti infine che, a seguito della definizione data di noise non coerente, risulta che per il suo calcolo sono necessari *due* run separati di acquisizioni, il primo per valutare in pedestal e un noise RMS, il secondo per valutare il noise non coerente rispetto al pedestal precedente usato come riferimento nell'equazione B.4.

Bibliografia

- [1] CMS collaboration.
The Compact Muon Solenoid - Technical proposal.
CERN/LHCC 94-38
- [2] D.H. Perkins
Introduction to High Energy Physics
Addison Wesley Publishing Company, Inc. , 1987
- [3] Povh, Rith, Scholz, Zetsche.
Particelle e nuclei, un'introduzione ai concetti fisici.
Bollati Boringhieri, 1998
- [4] E. Segré.
Nuclei e particelle.
Zanichelli, 1986
- [5] D. Griffiths
Introduction to elementary particles.
John Wiley & Sons, 1987
- [6] K.Hagiwara *et al.* (Particle Data Grup),
Phys. Res. D 66, 010001 (2002) (URL: <http://pdg.lbl.gov>)
- [7] Ulrik Egede
The search for a standard model Higgs at the LHC and electron identification using transition radiation in the ATLAS tracker
Elementary Particle Physics, Lund University, Box 118, SE-221 00 Lund, Sweden.
January 16th 1998
- [8] K. K.Hagiwara *et al.* (Particle Data Grup),
Phys. Res. D 66, 010001 (2002) (URL: <http://pdg.lbl.gov>)
June 19, 2002 13:13

- [9] H.E. Haber (Univ. of California, Santa Cruz)
and M. Schmitt (Northwestern Univ.)
Febbraio 2002
- [10] LHC General Parameters (Protons)
<http://lhc-new-homepage.web.cern.ch/lhc-new-homepage/> CERN 24-
JUN-2002 LHC
- [11] The Compact Muon Solenoid an Experiment for the Large Hadron
Collider at CERN - Muon Detectors Overview
<http://cmsdoc.cern.ch/cms/outreach/html/index.shtml>
- [12] The Tracker Project - Technical Design Report CERN/LHCC 98-6 CMS
TDR 5 - 12 Jan 1999 09:39:01 GMT
<http://cmsdoc.cern.ch/ftp/TDR/TRACKER/>
- [13] D. Pandoulas CMS Tracker status reports
CMS tracker week, CERN, December 2001
- [14] CERN/LHCC 94-38 LHCC/P1
The Compact Muon Solenoid Technical Proposal
15 December 1994
- [15] CMS collaboration.
Addendum to the CMS Tracker TDR.
CERN/LHCC 2000 - 016
- [16] Investigation of design parameters for radiation hard silicon microstrip
detectors / Braibant, S ; et al.
In: Nucl. Instrum. Methods Phys. Res., A : 485 (2002) no.3, pp.343-61
- [17] W. R. Leo
Techniques for Nuclear and Particles Physics Experiments.
Springer - Verlag, 1987
- [18] A. Peisert
Silicon Microstrip Detectors.
Un capitolo di
Instrumentation on Energy Physics
Fabio Sauli, World Scientific Publishing Co, , Singapore, 1992

- [19] Lawrence Jones (RAL)
APV25-S1 User Guide Version 2.2
5 Settembre 2001
- [20] M. Raymond, G. Cervelli, M. French *et al.*
The CMS Tracker APV25 $0.25\mu\text{m}$ CMOS Readout Chip
- [21] CMS Front-End Driver PMC User Manual
CLRC Rutherford Appleton Laboratory
Version 5.0, June 2001
- [22] FEC Front End Control Unit for Embedded Slow Control
C.Ljuslin C.Paillard
- [23] Status report on B/Tau-Tracker
Michela Lenzi - Lucia Silvestris, INFN Bari and CERN/CMC
CPT Week Plenary Meeting, 26 Aprile 2001, CERN
disponibile su web alla pagina
<http://cmsdoc.cern.ch/cms/Physics/btau/management/top/btau.html>
- [24] Natale Demaria, Marco Meschini, Frank Hartman, Guido Dirkes
Procedures for Module Test
Draft 2 (04/03/2002)
- [25] ARC a super simple to use Apv Readout Control
M.Axer F.Beibel C.Camps V.Commichau K.Hangarter
Version 1.0, 09/03/2002, RWTH Aachen
- [26] Wien cold box
<http://wwwhephy.oeaw.ac.at/u3w/f/friedl/www/coolingbox/welcome.html>
Last Update: Thu, 26 Sep 2002 07:29:44 GMT
- [27] Trigger Sequencer Card
User Manual version 2.0
Institut de Physique Nucléaire de Lyon June 2002
- [28] The Deconvolution Method of Pulse Shaping
G. Hall, March 2000

Sito internet esperimento CMS
<http://cmsinfo.cern.ch/Welcome.html>

Indice analitico

- acquisizione dati, 34
- adroni, 8
- analisi dati, 89
- apv25s1, 58
- ARC, 80

- B-test, 76, 77
- Basic test, 75
- bonding, 54
- bosone di Higgs, 10
- bosoni vettori, 8
- BpPulseAna, 94

- C-test, 75
- C-test, analisi del, 96
- Calibration profile run, 86
- Calibration run, 86
- calorimetro adronico (HCAL), 28
- calorimetro elettromagnetico (ECAL), 25
- capacità di backplane, 42
- capacità interstrip, 42
- ciclo termico, 76
- CMS, 23
- CMS-Like, 80
- cold box, 82
- comparison, 93
- configuration file, 90

- danni da radiazione, 44
- deconvoluzione, effetti sul rumore, 124
- deconvoluzione, metodo di, 122

- F-test, 75
- FEC, 65
- FED, 63
- fisica ad LHC, 7

- fisica del b, 17
- fisica del t, 17

- H0-test, 75

- I-V, 74
- interazioni fondamentali, 8
- ispezione ottica, 74

- L-test, 76
- Laser (scheda), 83
- Latency run, 86
- Led run, 86
- leptoni, 8
- LHC, 21
- long term test, 76
- luminosità, 22

- magnete, 29
- MainMonitor, 85
- mainMonitor, 84
- microstrip di silicio (moduli), 52
- Modello Standard, 7

- occupanza, 37

- particelle supersimmetriche, 14
- Pedestal run, 85
- pedistallo e rumore, algoritmi, 126
- pixel, 45
- plots, 93
- prestazioni del tracciatore, 66
- pseudorapidità, 23

- quark, 8

- readout del Tracker, 38
- rivelazione dei muoni, 31

setup hardware, 79
setup sperimentale, 73
summary file, 92

tensione di svuotamento, 42
test dei moduli, 74
TIB 12, 111
TIB 13, 112
TIB prototype, 101
TOB 09, 102
TOB 11, 110
tracciamento a microstrip, 47
tracciatore, 36
trigger, 34
TSC, 84

violazione di CP, 16