

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI FIRENZE
Facoltà di Scienze Matematiche Fisiche e Naturali

Tesi di Laurea in Fisica di I livello

**ANDAMENTO DEL RUMORE ELETTRICO
NEI RIVELATORI A MICROSTRISCE DI
SILICIO COSTRUITI A FIRENZE PER
L'ESPERIMENTO CMS**

Candidato: **Alessandro Cosci**

Relatore: **Prof. Raffaello D'Alessandro**

Anno Accademico 2003/04

Indice

1	Introduzione	1
2	Rivelatori a microstrisce di silicio	2
3	Scopo della misura	5
4	Elettronica di <i>Front End</i>	6
5	Valutazione della capacità di un rivelatore	8
6	Valutazioni delle sorgenti e del valore del rumore	10
6.1	Valutazione del rumore	10
6.2	Rumore di modo comune	12
7	Sistema di acquisizione dati ARC	13
8	Acquisizione dati	14
8.1	Messa in opera	14
8.2	Elaborazione	14
9	Analisi dati	16
10	Conclusioni	18
	Riferimenti bibliografici	20

1 Introduzione

In questa tesi vengono analizzati dei rivelatori a microstrisce che andranno a formare il sistema tracciante nell'esperimento CMS (Compact Muon Solenoid) [1], uno dei quattro esperimenti che saranno in attività una volta costruito il nuovo acceleratore di particelle LHC (Large Hadron Collider) presso il CERN di Ginevra. Grazie all'azione di un acceleratore lineare, un ProtoSincrotrone e un SuperProtoSincrotrone i fasci di protoni saranno iniettati nell'anello di LHC ad un'energia di 450 GeV e successivamente verranno accelerati, tramite cavità risonanti, fino a raggiungere un'energia di 7 TeV, infine verranno fatti collidere a una frequenza di 40 MHz raggiungendo una luminosità di $10^{34} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$. I fasci sono forzati a percorrere una traiettoria circolare da 1238 dipoli magnetici superconduttori capaci di generare un campo magnetico di circa 8.4 T. Saranno inoltre disposti lungo tutta la circonferenza anche 386 quadrupoli, 360 ottupoli e 360 ettupoli che focalizzeranno il fascio e ne controlleranno le dimensioni.

Il rivelatore CMS mostrato in figura 1, posto in uno dei luoghi di collisione dei

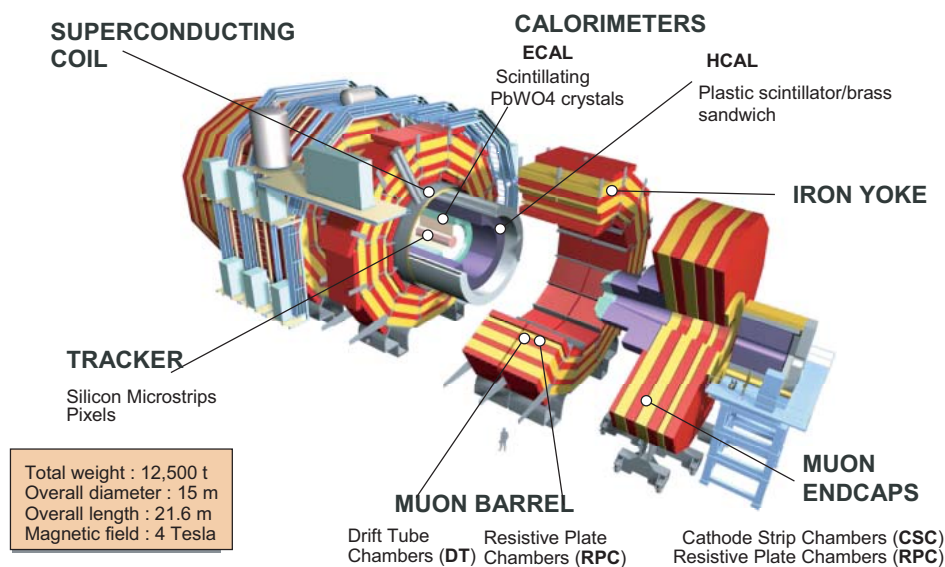


Figura 1: Schema del rivelatore CMS, il sistema tracciante ha un diametro di 2.2 m.

fasci, ha come obiettivo primario la ricerca del bosone di Higgs e lo studio di nuova fisica oltre il Modello Standard attraverso la misura dell'energia di e , μ e γ , con una precisione dell'1% su un ampio intervallo d'impulso delle particelle, in condizioni di alta luminosità ovvero di alto numero di interazioni. Un solenoide superconduttore

genererà un campo magnetico di 4 T sotto la cui azione una particella carica percorre una traiettoria elicoidale. Questa viene ricostruita dal sistema tracciante, composto da rivelatori a microstrisce di silicio, il quale si suddivide in dieci strati cilindrici coassiali alla direzione del fascio (*barrel*), di cui fanno parte i rivelatori presi in esame, chiusi da entrambi i lati da dischi di rivelatori perpendicolari alla direzione dei fasci (*end caps*).

2 Rivelatori a microstrisce di silicio

In un diodo contropolarizzato all'aumentare della tensione di polarizzazione, aumenta la zona di svuotamento; in una giunzione a gradino p^+n , dove il materiale di tipo p è maggiormente drogato, la zona di svuotamento si estende nel materiale di tipo n che costituisce il volume di rivelazione (fig.2).

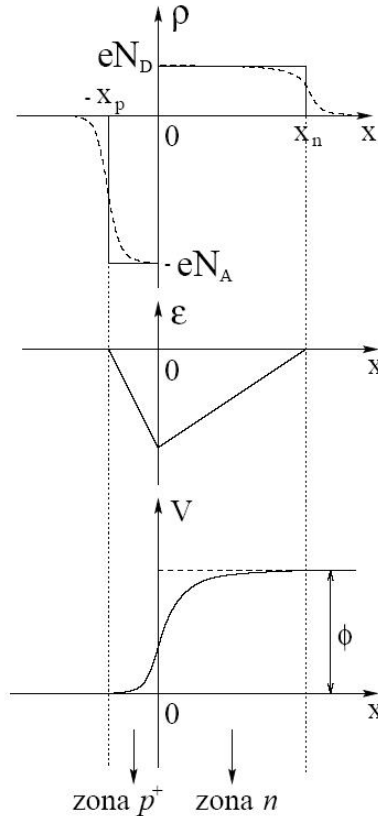


Figura 2: Densità di carica, campo elettrico e potenziale in una giunzione $p^+ - n$ a gradino.

Una particella che attraversa il diodo perde energia per collisione e per ionizzazione sugli atomi del reticolo. Se questo avviene in una zona non svuotata le cariche prodotte vanno presto incontro a una rapida ricombinazione, se invece ciò avviene in una zona completamente svuotata, le cariche, sotto l'azione del campo elettrico, possono essere raccolte ai capi del diodo.

I rivelatori a microstrisce di silicio si possono schematizzare come una serie di diodi contropolarizzati l'uno accanto all'altro, la loro ubicazione spaziale indica il punto di transito della particella attraverso il rivelatore.

I rivelatori [2], schematizzati in figura 3, sono costituiti da un substrato (*bulk*) di

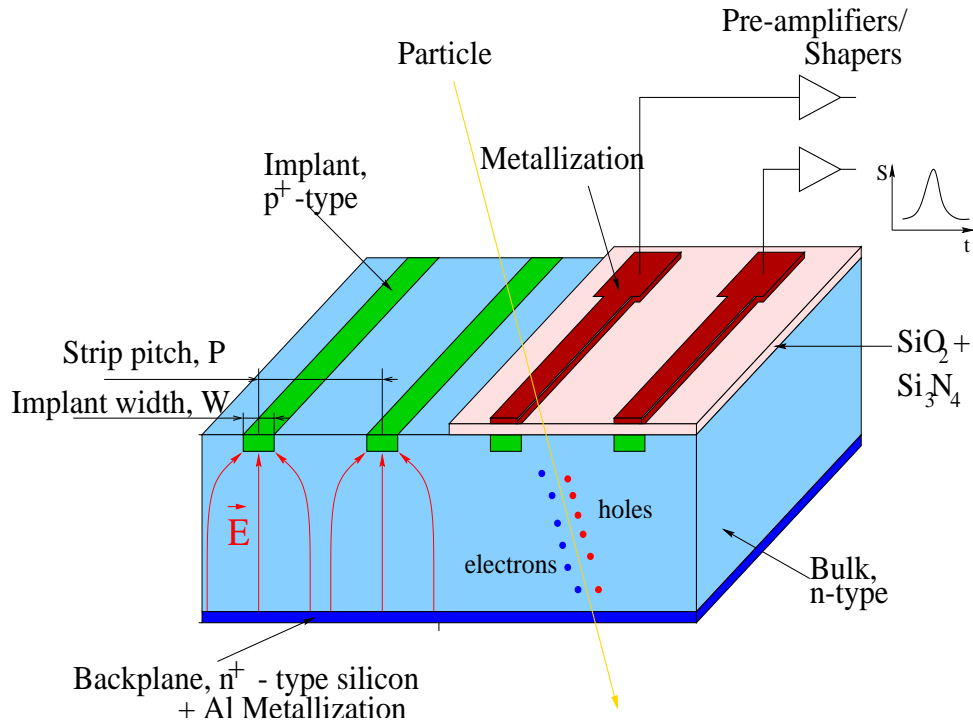


Figura 3: Disegno schematico di una sezione trasversa di un rivelatore a microstrisce

tipo *n*. Su di un lato (lato ohmico) viene realizzato uno strato n⁺, ricoperto successivamente da uno strato di alluminio. Sul lato opposto (lato giunzione) vengono impiantate delle microstrisce p⁺ (*strip*), le quali sono separate dalle relative metallizzazioni da uno strato di ossido SiO₂ e da uno di nitruro Si₃N₄. Lo scopo di tali strati è di costituire un condensatore che disaccoppia l'elettronica di lettura dal

rivelatore. I rivelatori esaminati in questa tesi hanno uno spessore di $320 \mu\text{m}$ e presentano 512 strisce poste alla distanza di $118 \mu\text{m}$ l'una dall'altra. Il transito di una particella porta alla creazione di coppie elettrone-lacuna generate nel cilindro avente per asse la direzione della particella e un diametro di qualche micron. Per creare una coppia elettrone lacuna nel silicio sono necessari 3.6 eV . L'energia media persa da una *mip*¹ nel silicio è di circa $390 \text{ eV}/\mu\text{m}$, ne segue che in uno spessore di $320 \mu\text{m}$ si formano in media 34700 coppie. In realtà la distribuzione della perdita di energia (distribuzione di Landau-Moyal in figura 4) non è simmetrica ma presenta una coda per alti valori della carica rilasciata, perciò si preferisce utilizzare il valore più probabile $288 \text{ eV}/\mu\text{m}$ corrispondente a 25600 coppie. Il campo elettrico applica-

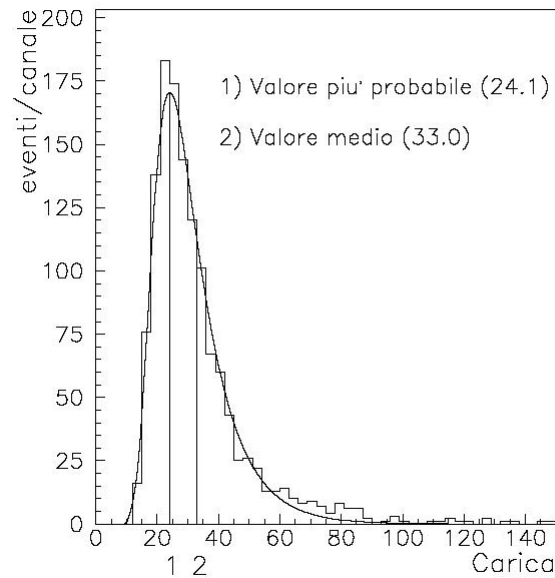


Figura 4: Distribuzione di Landau-Moyal relativa alla perdita d'energia di una *mip* in un rivelatore al silicio di CMS ottenuta dai dati sperimentali.

to porterà le lacune verso il lato giunzione e gli elettroni verso il lato ohmico. Ogni metallizzazione è collegata tramite una microsaldatura a un canale di lettura, dal quale è poi possibile risalire alla coordinata spaziale corrispondente al transito della particella.

¹Se si considera l'equazione di Bethe-Block che descrive la perdita d'energia d'una particella nella materia per ionizzazione, essa assume un minimo per un certo valore di velocità. Con *mip* (Minimum Ionizing Particle) si intende una particella con carica ± 1 che possiede tale velocità.

3 Scopo della misura

Se si considera il rumore generato dall'elettronica di amplificazione del segnale del rivelatore esso risulta legato a C_{tot} , capacità totale del rivelatore, da una relazione di tipo lineare. La capacità totale diminuisce all'aumentare della tensione di polarizzazione, come mostrato in figura 5, fino a raggiungere un valore asintotico per tensioni maggiori o uguali alla tensione di svuotamento [3]. È possibile quindi estra-

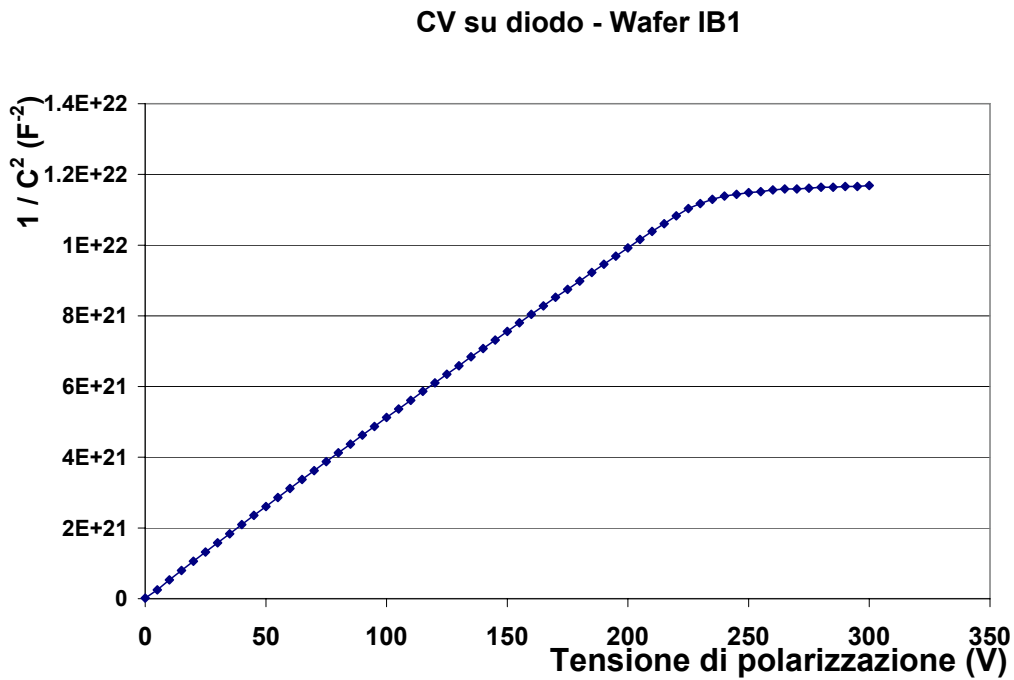


Figura 5: Andamento di $1/C^2$ (con C capacità totale) in funzione della tensione di polarizzazione applicata, per un diodo con caratteristiche simili al rivelatore che è stato impiegato in questa tesi.

polare dall'andamento del rumore un valore plausibile della tensione di svuotamento totale del rivelatore. A questa tensione si raggiunge il minimo valore del rumore,

ed il massimo dell'efficienza di raccolta della carica. Ma tale tensione (misurata con precisione in laboratorio) varia se i moduli sono esposti a radiazioni, come in effetti avverrà quando CMS sarà funzionante.

È quindi importante trovare un metodo che permetta di calcolare il valore della tensione di svuotamento dopo anni di esposizione quando i moduli saranno installati dentro CMS e non sarà possibile effettuare tale misura direttamente².

In questa tesi si vuole vedere se studiando l'andamento del rumore è effettivamente possibile stimare indirettamente la tensione di svuotamento.

Dato che il valore di C_{tot} decresce molto velocemente con la tensione V_{bias} , sono state effettuate misure a intervalli di 5 V per tensioni basse (5-30 V), per avere una maggiore definizione dove la curva è più ripida, poi a intervalli di 10 V fino alla tensione di svuotamento (210 V nel rivelatore in esame), dopo tale tensione C_{tot} non dipende più da V_{bias} e assume valore costante, quindi le misure successive sono state effettuate a intervalli di 20-30 V.

4 Elettronica di *Front End*

L'elettronica di lettura del tracciatore dell'esperimento CMS si avvale del circuito integrato APV-25, progettato dal *Microelectronics Design Group* del *Rutherford Appleton Laboratory* [4]. Nel caso dei moduli trattati in questa tesi ogni ibrido (circuito elettronico di lettura) è formato da 4 *chip* APV-25. In ogni *chip* vi sono 128 canali di lettura, collegati alle microstrisce del rivelatore al silicio tramite microsaldature. A ciascun ingresso corrisponde un integratore seguito da un circuito formatore, che ha un comportamento simile ad un circuito CR-RC con una costante di tempo pari a 50 ns, come mostrato in figura 6. Le uscite dei formatori sono campionate alla frequenza di 40 MHz (in maniera sincrona alla frequenza alla quale avvengono le collisioni di protoni a LHC), e successivamente scritte in una *pipeline* di 192 celle di memoria di tipo analogico, che permette di conservare i dati per circa 4.8 μ s.

In presenza di un segnale di *trigger* dall'esterno i segnali possono poi essere letti dalla *pipeline* in due differenti modalità:

Picco Il valore della cella è restituito direttamente.

Deconvoluzione Tre valori di celle consecutive, pesati opportunamente, vengono processati attraverso un circuito (APSP, *Analog Pulse Shape Processor*) con

²Non è possibile determinarla tramite la curva corrente-tensione di polarizzazione in quanto, per ragioni di costo, i moduli in CMS sono alimentati in parallelo, a gruppi di 3 o di 6.

un algoritmo di deconvoluzione (FIR, *Finite Impulse Response*) in grado di restituire un segnale simile al segnale originale del rivelatore stesso. Questo è importante per riuscire a distinguere i segnali relativi all'evento significativo dalle code generate nei precedenti 200 ns.

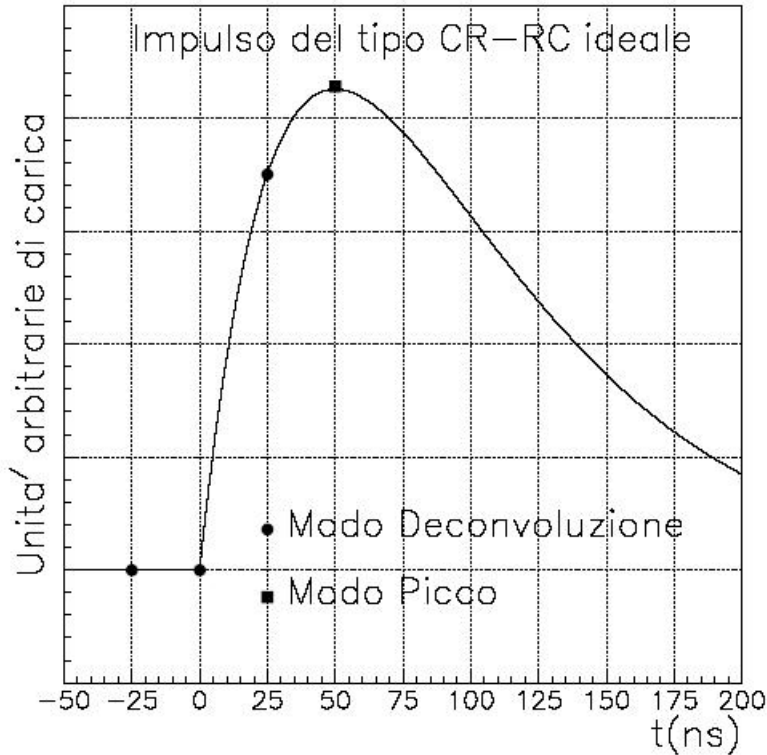


Figura 6: Segnale in uscita dal formatore. Su di esso sono riportati i campionamenti relativi al funzionamento dell'APV-25 in modo picco e in modo deconvoluzione.

In uscita l'APV-25 produce un segnale differenziale in corrente nel *Range* di ± 4 mA. I dati relativi ai 128 canali non sono letti contemporaneamente ma in modo sequenziale attraverso un *multiplexer*. Quando non vengono trasmessi i dati l'uscita rimane sempre nello stato logico 0 e ogni 70 impulsi di *clock* viene inviato un segnale di sincronizzazione (*tick mark*). In presenza di un segnale di *trigger*, l'APV-25 invia il *frame* di dati al posto del successivo *tick mark*. Tale *frame*, visualizzato in figura 7, è composto di 4 parti: un *header* digitale, l'indirizzo digitale della cella della *pipeline*, un bit d'errore e i dati analogici. È inoltre presente un circuito di calibrazione che permette di iniettare all'ingresso dell'integratore un'opportuna quantità di carica, per studiarne la risposta. L'APV-25 è una periferica di tipo *Slave*, è compito

quindi del *software* esterno generare il segnale di *clock* ed effettuare le richieste. Le modalità di lettura, la calibrazione e le altre impostazioni del *chip* possono essere regolate attraverso i registri interni utilizzando l'apposito *bus* I²C ideato dalla Philips nel 1992.

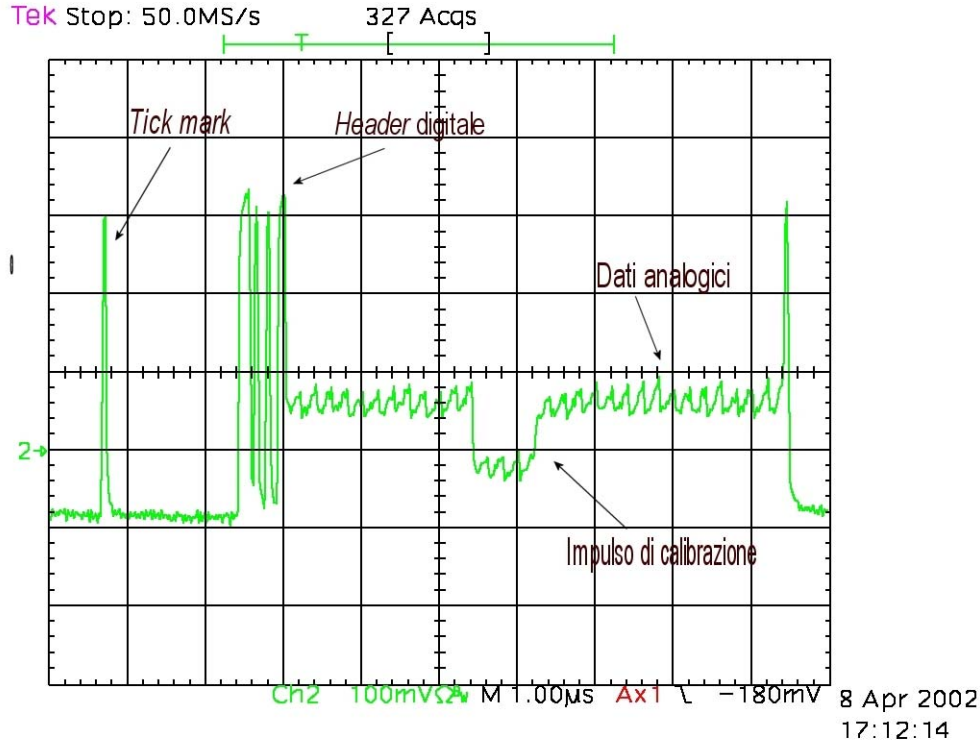


Figura 7: Immagine presa con l'oscilloscopio del *frame* di dati inviato dall'APV-25.

5 Valutazione della capacità di un rivelatore

Per i nostri studi abbiamo schematizzato il rivelatore a microstrisce con la rete di capacità in figura 8.

In figura i cerchi bianchi indicano le strisce di impianto p^+ mentre con i cerchi neri sono indicate le strisce metalliche connesse all'entrata degli amplificatori, e quindi considerate masse virtuali. La capacità totale vista dall'ingresso di un canale verso massa è quindi data da:

$$C_{tot} = 2C_{met} + \frac{C_{AC}C_{str}}{C_{AC} + C_{str}} \quad (1)$$

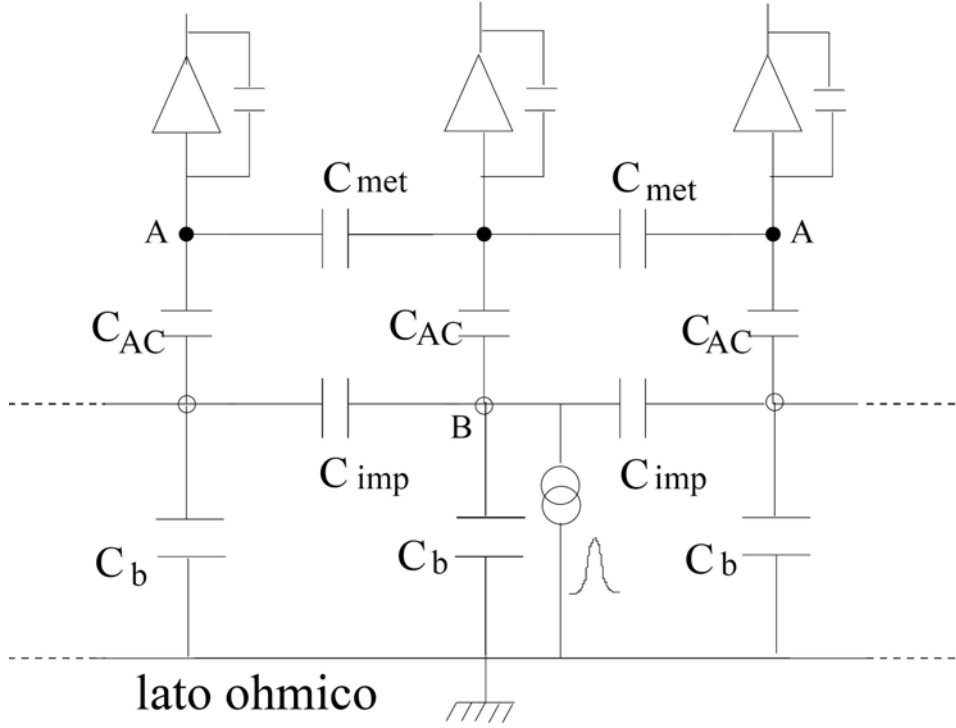


Figura 8: Schema delle capacità di un rivelatore a microstrisce.

dove con C_{str} è indicata la capacità che il punto B “vede” verso massa

$$C_{str} = C_b + 2 \frac{C_{imp}(C_{AC} + C_b)}{C_{AC} + C_{imp} + C_b} \quad (2)$$

con C_{met} la capacità tra due strisce metalliche vicine, con C_{AC} quella tra alluminio e impianto p^+ , con C_b quella tra impianto e *backplane* e con C_{imp} quella tra gli impianti p^+ .

Si osserva dai valori misurati in laboratorio, riportati in tabella 1, che $C_{AC} \gg C_{imp}$, quindi è possibile semplificare, commettendo un errore inferiore all'1%, C_{str} nella forma [3]:

$$C_{str} = C_b + 2C_{imp} \quad (3)$$

È possibile riscrivere la capacità totale nella forma:

$$C_{tot} = 2C_{met} + \frac{C_{AC}(C_b + 2C_{imp})}{C_{AC} + C_b + 2C_{imp}} \quad (4)$$

Se anche qui facciamo l'approssimazione precedente, ovvero si considera $C_{AC} \gg (2C_{imp} + C_b)$, si ottiene:

$$C_{tot} = 2C_{met} + 2C_{imp} + C_b \quad (5)$$

C_{AC} (pF)	C_b (pF)	C_{imp} (pF)	C_{met} (pF)	C_{tot} (pF)
5499	4.4	7	$\simeq 0.5$	19.4

Tabella 1: Valori delle capacità misurati in laboratorio validi per i rivelatori a microstrisce di CMS, dallo spessore di $320 \mu\text{m}$, con le strisce lunghe 117 mm e larghezza complessiva di 64 mm.

6 Valutazioni delle sorgenti e del valore del rumore

6.1 Valutazione del rumore

Poiché i rivelatori al silicio misurano segnali di carica, l'unità di misura con cui si usa esprimere il rumore è l'ENC (Equivalent Noise Charge), che corrisponde alla carica che deve essere iniettata in ingresso a un amplificatore ideale per ottenere in uscita un segnale pari al valore quadratico medio delle fluttuazioni ottenute da un amplificatore reale. Il rapporto segnale/rumore in un rivelatore a microstrisce è molto importante, più tale rapporto è alto più è probabile che il segnale letto corrisponda al transito di una *mip* e non a una fluttuazione. Risulta quindi fondamentale individuare le singole sorgenti di rumore e valutarne il contributo.

È possibile schematizzare ogni singola striscia come un diodo a giunzione ideale con un condensatore C_{str} , tratteggiato in figura 9a, con in parallelo un generatore di corrente di saturazione inversa I_f [5]. La tensione di polarizzazione arriva all'impianto p^+ attraverso una resistenza in polisilicio R_{poli} , mentre con R_s si indica la resistenza in ingresso all'elettronica di lettura, dovuta principalmente alla resistenza dei metalli delle strisce R_{met} . Ci sarà quindi una sorgente di rumore granulare, dovuta a I_f , una sorgente di rumore termico generata dalle due resistenze e infine sarà presente pure il rumore proprio dell'integratore. Si schematizzano le sorgenti con generatori di tensione o di corrente mostrati in figura 9b, dove e_n è il generatore associato alla

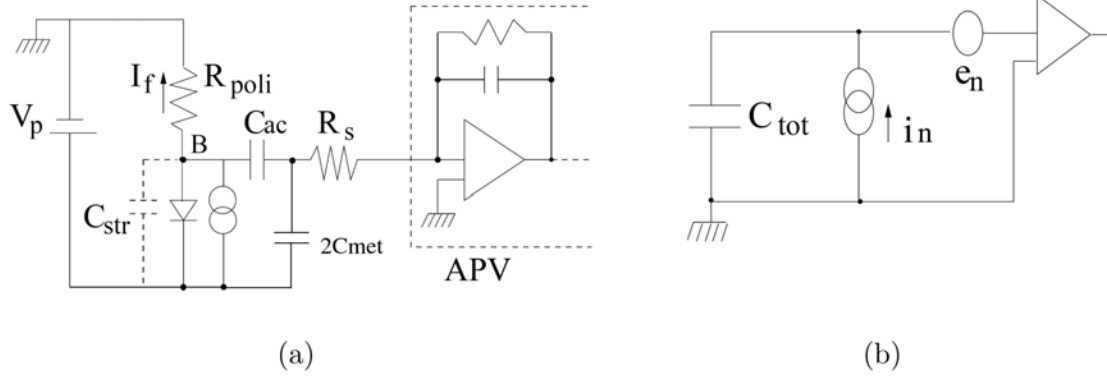


Figura 9: Schema delle sorgenti di rumore.

resistenza R_s , e i_n indica il generatore di corrente in parallelo all'amplificatore associata al rumore granulare della corrente di fuga, più quello termico della resistenza di polarizzazione. Con C_{tot} si rappresenta la capacità totale data dalla formula (5). Il rumore dipende anche dalla formazione data al segnale in uscita. Nel caso del modo picco è approssimabile con un circuito CR-RC con costante di tempo di 50 ns. In questo caso l'espressione per il rumore in carica associato ai due generatori posti nello schema 9b è data da:

$$\begin{cases} (ENC)_{parallelo}^2 = \frac{e^2}{8q^2} \tau i_n^2 \\ i_n^2 = 2qI_f + 4KT/R_{poli} \end{cases} \quad (6)$$

dove i_n^2 rappresenta la somma del rumore granulare della corrente di fuga (primo termine) e τ la costante di tempo del circuito, più quello termico legato a R_{poli}

$$\begin{cases} (ENC)_{serie}^2 = \frac{e^2}{8q^2} C_{tot}^2 \frac{1}{\tau} e_n^2 \\ e_n^2 = 4KT R_s \end{cases} \quad (7)$$

dove e_n^2 è il rumore termico legato a R_s .

Per una temperatura di 25°C, le espressioni (6) e (7) divenatano:

$$ENC_{I_f} \simeq 107 \cdot \sqrt{I_f(\mu A) \tau(\text{ns})} e^- \quad (8)$$

$$ENC_{R_{poli}} \simeq .24 \cdot \sqrt{\tau(\text{ns})/R_{poli}(\text{M}\Omega)} e^- \quad (9)$$

$$ENC_{R_s} \simeq 24 \cdot C_{tot}(\text{pF}) \cdot \sqrt{R_s(\Omega)/\tau(\text{ns})} e^- \quad (10)$$

Nei rivelatori studiati I_f è di circa 0.5 nA, $R_s \simeq 70 \Omega$, $R_{poli} \simeq 1.5 \text{ M}\Omega$, $C_{tot} \simeq 19.4 \text{ pF}$, mentre τ è pari a 50 ns, ne segue che:

$$ENC_{I_f} \simeq 17 e^- \quad (11)$$

$$ENC_{R_{poli}} \simeq 139 e^- \quad (12)$$

$$ENC_{R_s} \simeq 551 e^- \quad (13)$$

Da questi valori si osserva che ENC_{I_f} introduce un contributo trascurabile rispetto agli altri due termini. Solo nel caso di un rivelatore pesantemente irraggiato ($I_f \simeq 1 \mu\text{A}$) questo diventa dell'ordine di $760 e^-$. Comunque il principale contributo è introdotto dall'amplificatore e si può esprimere nella forma:

$$(ENC)_{APV} = a + bC_{tot} (\text{pF}) \quad (14)$$

Nel caso dell'APV-25: $a \simeq 270 e^-$, $b \simeq 38 e^-/\text{pF}$. Sommando tutti i termini ottenuti si ottiene un contributo α indipendente dalla capacità, più un contributo proporzionale a C_{tot} :

$$ENC_{tot} = \alpha + \beta C_{tot} \quad (15)$$

Inserendo in questa formula il valore di C_{tot} dalla (5) si ottiene l'espressione

$$(ENC)_{tot} = \underbrace{\alpha + 2\beta C_{met}}_k + \overbrace{2\beta C_{imp} + \beta C_b}^{\beta C(V_{bias})} \quad (16)$$

composta da una parte costante k (essendo α , β e C_{met} costanti), e da una parte dipendente da V_{bias} , poiché sia C_b che C_{imp} dipendono da essa. Per i nostri rivelatori ci attendiamo quindi un termine costante del rumore pari a $475 e^-$ più un termine di rumore dipendente da V_{bias} che al minimo (pieno svuotamento) è dell'ordine di $1222 e^-$. Essendo quest'ultimo maggiore del primo la dipendenza del rumore dalla tensione di svuotamento è ben marcata.

6.2 Rumore di modo comune

Nel precedente paragrafo abbiamo valutato il rumore intrinseco di una striscia. Il rumore di modo comune CMN (Common Mode Noise) si manifesta come uno spostamento della *baseline* comune di più *strip* appartenenti allo stesso *chip* ed assume una distribuzione di tipo gaussiana, come mostrato in figura 10. La sua origine è

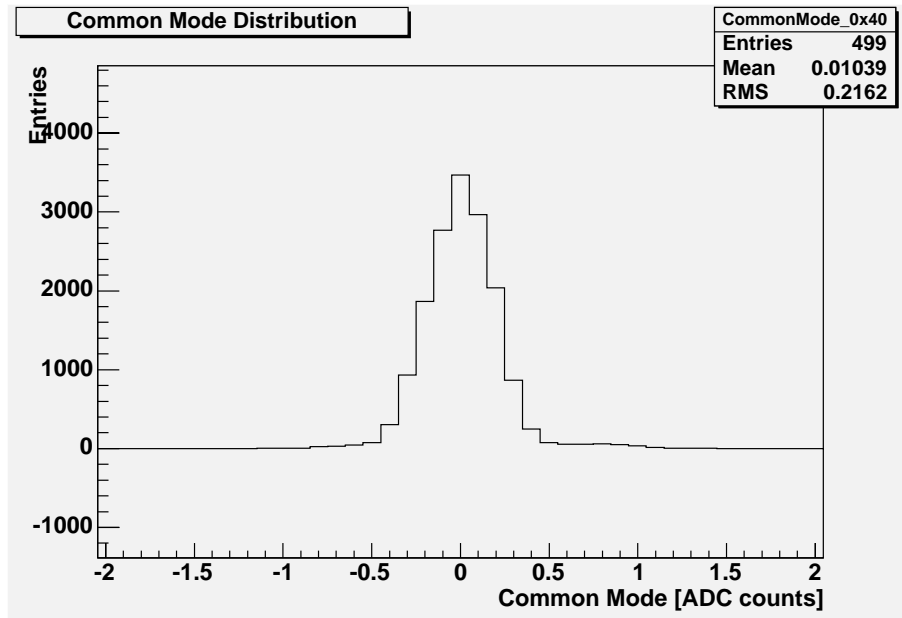


Figura 10: Distribuzione del rumore di modo comune

attribuibile a raccolta di cariche spurie agli ingressi degli amplificatori e si può calcolare facendo la media dei segnali dei gruppi di strisce contigue appartenenti allo stesso *chip*, stando attenti a non includere la striscia dove è transitata una particella. È quindi possibile sottrarre questo contributo di rumore al segnale delle strisce.

7 Sistema di acquisizione dati ARC

I dati relativi al rumore trattati in questa tesi sono stati acquisiti tramite il sistema ARC (APV Readout Control) [6]. La componente principale di tale sistema è rappresentata da una ARC *board*, alimentata da un generatore di tensione a $\pm 5V$, che può essere collegata a 2 ibridi. Le sue funzioni principali sono:

- *Generare il segnale di clock e di trigger* Il *clock* ha un frequenza di 20 MHz, mentre la frequenza del segnale di *trigger* può essere variata con un comando *software* agendo su un registro interno di ARC.
- *Acquisizione e memorizzazione temporanea dei dati* Due gruppi di ADC (Analog to Digital Converter) a 8 bit, uno per ibrido collegato, convertono il segnale analogico proveniente dall'APV. Ad ogni ADC è associata una memoria RAM di 8 kByte.

- *Controllo e alimentazione dell'ibrido* Gestisce la comunicazione tra il PC e la scheda d'acquisizione e controlla la tensione in ingresso all'APV-25.

È inoltre presente un *Front End Adapter*, le cui principali funzioni sono quelle di regolare la tensione di alimentazione dell'ibrido, e quella di collegare ad esso l'alta tensione. La comunicazione tramite *bus* col PC è gestita invece da un *PC Adapter*. Un opportuno software discusso nel capitolo successivo permette di scegliere ed effettuare alcuni *test* sul modulo (ibrido+sensore).

8 Acquisizione dati

8.1 Messa in opera

Inizialmente si connette il modulo al sistema ARC, quindi il modulo viene ricoperto da una teca in modo tale da non esporlo alla luce. Un panno viene posto a ricoprire la fessura attraverso la quale passano i cavi d'alimentazione.

Quindi si alimenta il sistema e si introduce aria secca all'interno della teca per abbassare l'umidità interna, in modo da minimizzare la probabilità di eventuali microscariche nel rivelatore. Sul Computer collegato attraverso il *PC Adapter* si lancia il programma d'acquisizione ARCS 7.0 [7]. Tramite un pannello di controllo viene impostata prima la corrente massima consentita che può circolare nel modulo (per salvaguardarlo) e successivamente la tensione di polarizzazione, la quale salirà gradualmente fino al valore stabilito. Una volta raggiunta la tensione di polarizzazione impostata si esegue un "Fast Test" per avere una rapida verifica del corretto funzionamento del modulo. Infine si avviano le misure che si vogliono effettuare.

I dati raccolti vengono salvati su un *file* di estensione *.root*, pronti per essere analizzati dal *software* omonimo [8].

8.2 Elaborazione

Durante il periodo d'acquisizione il sistema di *test* ARC genera 2000 eventi (*trigger*), su tali eventi calcola i piedistalli, definiti come il valor medio che assume ogni canale in assenza di segnale. Il loro valore è salvato dal *software* stesso su di un *file* di configurazione e viene calcolato in ADU (Analog Digital Unit) per ogni canale:

$$PED^k = \frac{\sum_{i=1}^{N_{ev}} ADU_i^k}{N_{ev}} \quad (17)$$

dove k è il numero del canale corrispondente alla *strip* e N_{ev} è il numero di eventi acquisiti. Un tipico profilo di piedistalli è mostrato in figura 11.

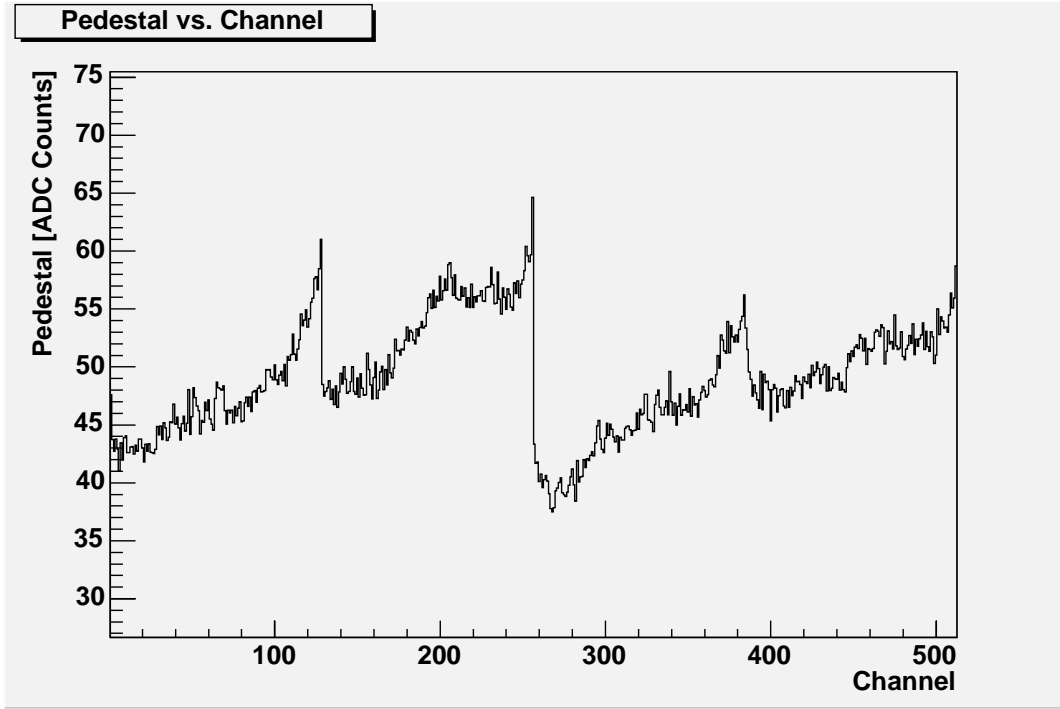


Figura 11: Profilo dei piedistalli per ogni canale.

Il rumore di modo comune definito come:

$$CMN_i = \frac{\sum_{k=1}^{N_{strip}} (ADU_i^k - PED^k)}{N_{strip}} \quad (18)$$

viene calcolato evento per evento (i) per un gruppo N_{strip} di canali, tipicamente 32 o 128. Il segnale i -esimo S_i^k della k -esima striscia è dato quindi da:

$$S_i^k = ADU_i^k - PED^k - CMN_i \quad (19)$$

Dalla (19) è possibile ricavare il rumore σ^k definito come fluttuazione statistica del segnale S_i^k su un numero N_{ev} di eventi:

$$(\sigma^k)^2 = \frac{1}{N_{ev} - 1} \sum_{i=1}^{N_{ev}} \left(S_i^k - \frac{\sum_i S_i^k}{N_{ev}} \right)^2 \quad (20)$$

Il profilo del rumore prima e dopo la sottrazione del rumore di modo comune è mostrato in figura 12 per uno dei moduli studiati.

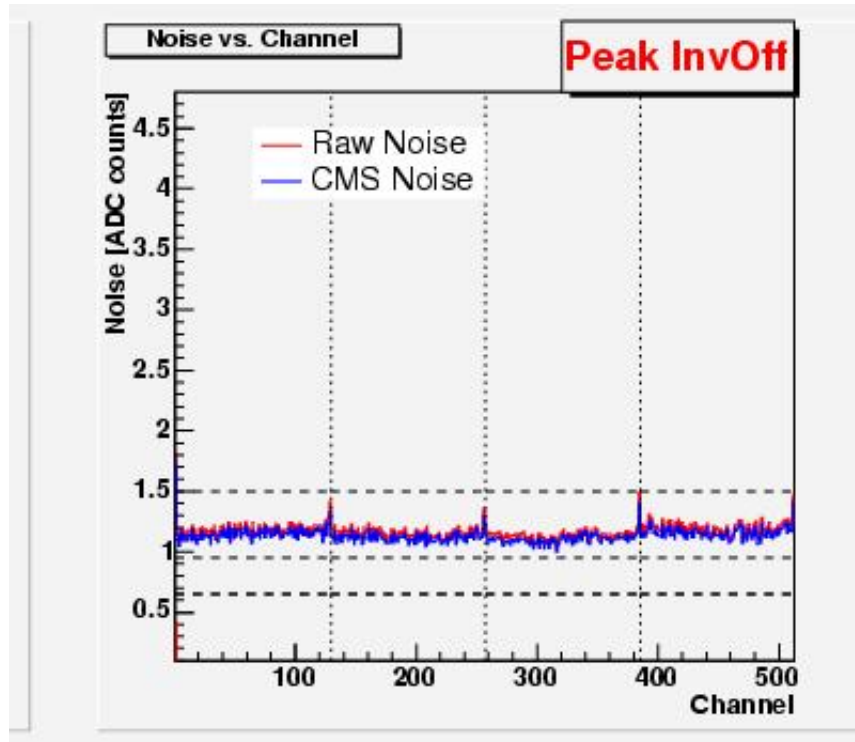


Figura 12: Profilo del rumore prima (rosso) e dopo (blu) la sottrazione del rumore di modo comune.

9 Analisi dati

Tutti i *file* acquisiti sono stati elaborati tramite un programma scritto in C++ ed eseguito con ROOT [8], un pacchetto *software* di analisi dati fornito dal CERN. Per ogni *file*, al quale corrisponde una ben precisa tensione di polarizzazione, vengono presi i dati relativi al rumore di ogni singolo canale calcolato secondo il metodo del capitolo precedente. I valori del rumore dei canali appartenenti ad uno stesso *chip* sono inseriti in un istogramma. Tramite un *fit* gaussiano da ogni istogramma sono stimati il valor medio e la deviazione standard del rumore di ogni *chip*, come mostrato in figura 13. Il valor medio ottenuto viene inserito nel grafico del rumore in funzione della tensione di polarizzazione con barra d'errore pari alla σ della gaussiana. Durante questa analisi non vengono incluse le prime e le ultime due *strip* dei vari *chip*, poiché essendo ai bordi sono soggette a un rumore maggiore, come si può osservare in figura 14. Ogni *file* corrisponde quindi ad un punto inserito nel grafico rumore-tensione di polarizzazione.

In prima approssimazione si suppone che sia C_b che C_{imp} si comportino come la

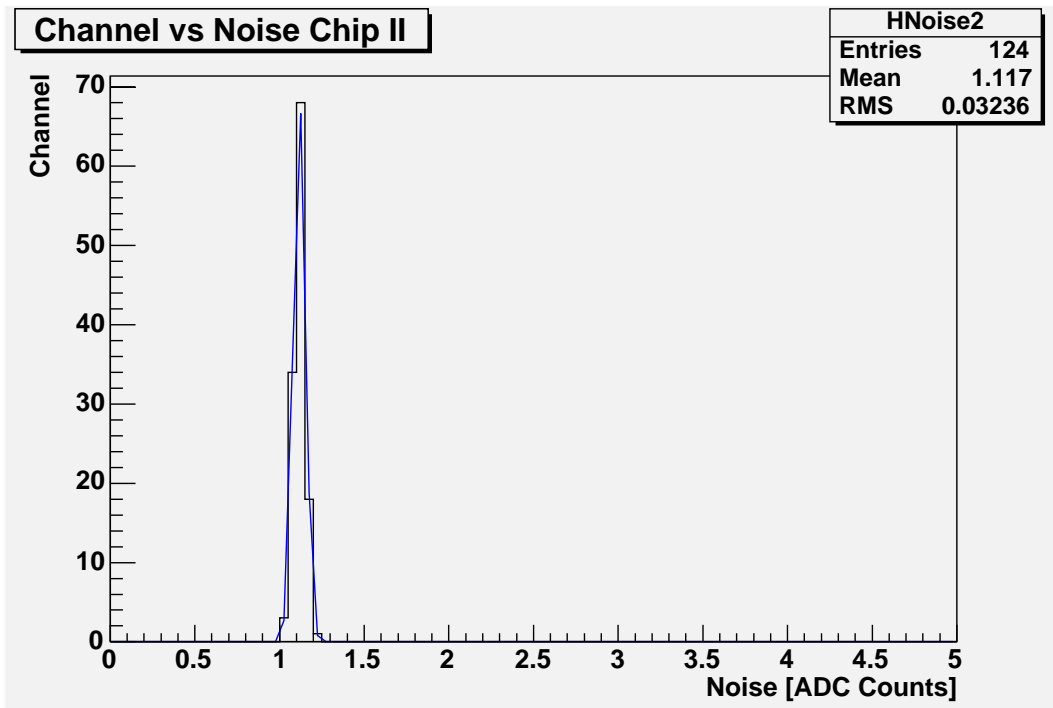


Figura 13: Distribuzione del rumore per un *chip*.

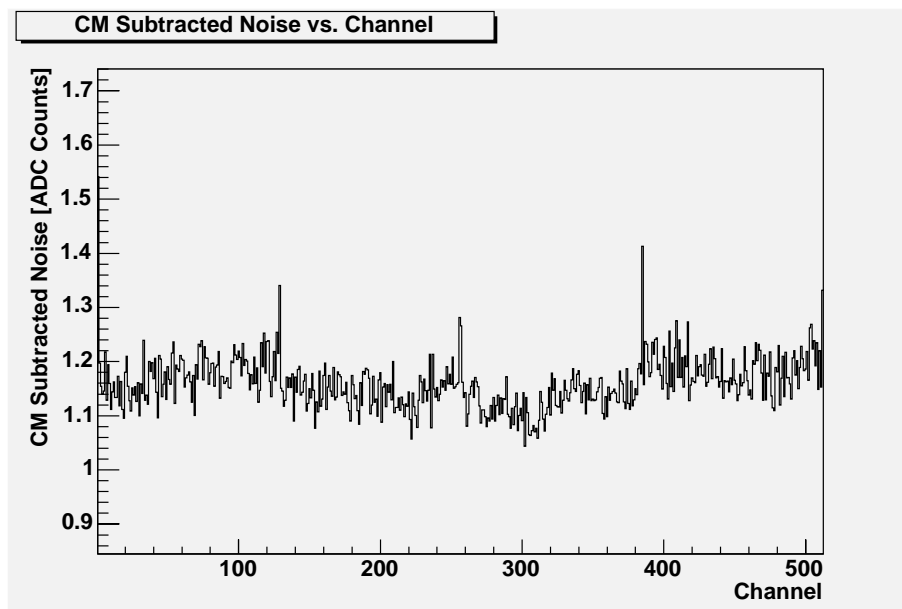


Figura 14: Valore del rumore per ogni singola striscia, si noti come aumenti ai bordi di ogni *chip* (ogni 128 canali)

capacità di transizione di un diodo con giunzione a gradino. Quindi la dipendenza

da V_{bias} sarà del tipo:

$$C = cost \frac{1}{\sqrt{V_{bias}}} \quad (21)$$

per $V < V_{dep}$ e

$$C = cost' \quad (22)$$

per $V > V_{dep}$.

Si è visto che la capacità C_{imp} assume un valore circa costante a una tensione V_{end} minore di quella di svuotamento V_{dep} [3]. Da tale approssimazione e da (16) si può parametrizzare l'andamento del rumore con la seguente funzione:

$$\left\{ \begin{array}{l} (ENC) = A + \frac{B}{\sqrt{V}} + \frac{C}{\sqrt{V}} \quad \text{per } V < V_{end} \text{ (sia } C_{imp} \text{ che } C_b \text{ diminuiscono)} \\ (ENC) = A + \frac{B}{\sqrt{V_{end}}} + \frac{C}{\sqrt{V}} \quad \text{per } V_{end} < V < V_{dep} \text{ (} C_{imp} \text{ è costante, } C_b \text{ continua a diminuire)} \\ (ENC) = A + \frac{B}{\sqrt{V_{end}}} + \frac{C}{\sqrt{V_{dep}}} \quad \text{per } V > V_{dep} \text{ (sia } C_{imp} \text{ che } C_b \text{ sono costanti)} \end{array} \right. \quad (23)$$

dove con V_{end} si indica la tensione a cui C_{imp} diventa costante, e con V_{dep} la tensione di svuotamento.

Il valore di ENC è calcolato in ADU e non è riconvertito in elettroni.

10 Conclusioni

Per avere una stima della tensione di svuotamento si effettua un *fit* con la funzione mostrata in eq. (23) sul grafico tensione-rumore di figura 15. I valori di tale *fit* sono riportati in tabella (2) e la curva ottenuta è rappresentata in figura 15. Alcuni dei

chip	A (ADU)	B (ADU $\cdot V^{\frac{1}{2}}$)	C (ADU $\cdot V^{\frac{1}{2}}$)	V_{end} (V)	V_{dep} (V)	DoF	χ^2
I	0.794244	1.63113	1.42537	50.8207	153.347	29	0.6382
II	0.805394	1.90956	1.0337	64.8026	160.2	29	0.8274
III	0.810112	2.18684	0.690251	74.8189	190.197	29	0.7610
IV	0.789991	1.84786	1.21272	50.0586	215.763	29	1.1860
Media	0.7799915	1.8938475	1.09051025	60.1252	179.876	/	/

Tabella 2: Valori ottenuti dal *fit* con la funzione mostrata in eq. (23) sul grafico tensione-rumore, dove DoF indica i gradi di libertà e il χ^2 è normalizzato.

valori delle tensioni di svuotamento ottenuti si discostano sensibilmente dalla vera

tensione di svuotamento, che è circa 210 V, ma il loro valor medio differisce dal valore misurato di circa 30 V. Sono stati effettuati ulteriori *fit* inserendo un valore iniziale di V_{dep} pari a 100 V e 400 V, tutti i *fit* convergono verso lo stesso risultato. I dati raccolti sono relativi ad un solo modulo. In futuro saranno fatte misure su altri moduli per avere una migliore statistica. Le misure sono state effettuate con una sensibilità molto bassa in quanto il valore del rumore misurato vale circa 1 ADU, mentre l'errore dell'ADC è pari a 0.5 ADU. Tali misure dovrebbero essere ripetute aumentando il guadagno della catena elettronica. Questa possibilità è in fase di studio e sarà implementata in futuro.

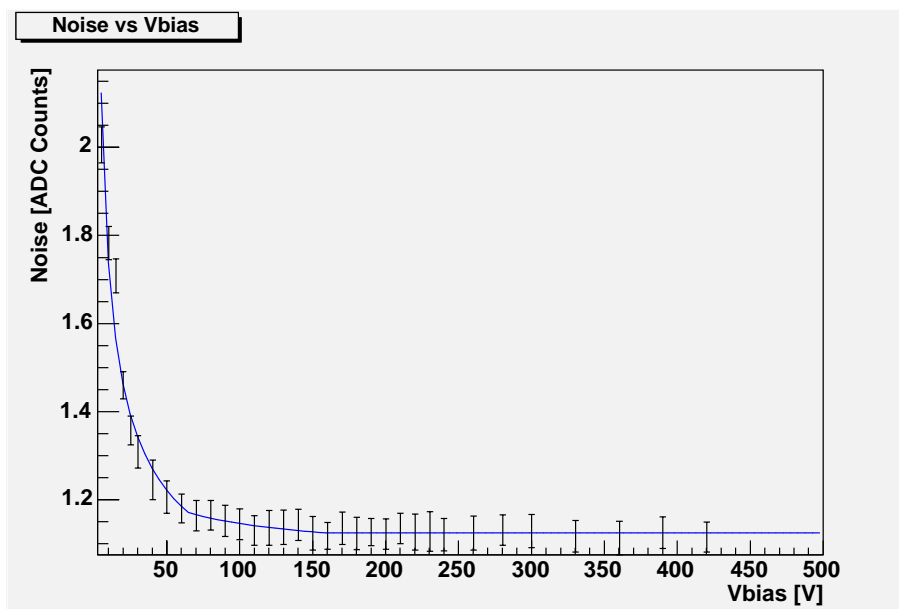


Figura 15: Grafico del rumore al variare della tensione applicata V_{bias} . La curva ottenuta dal *fit* è sovrapposta ai dati.

Riferimenti bibliografici

- [1] CMS Collaboration, *CMS The Tracker Project Technical Design Report*, CERN/LHCC 98-06, CMS-TDR 5, 15 April 1998;
CMS Collaboration, *Addendum to the CMS Tracker TDR*, CERN/LHCC 2000-016, CMS TDR 5 Addendum 1, 21 February 2000.
- [2] CMS Collaboration, *The Silicon Microstrip Tracker for CMS*, Nuclear Physics B (Proc. Suppl.) 78 (1999), 315-321.
- [3] M. Lenzi, *Performance and optimization of the forward sensor in the CMS Silicon Tracker for LHC*, tesi di dottorato, 30 Dicembre 1999.
- [4] L. Jones, *The APV-25 User Guide*, RAL Microelectronics Design Group, 2001.
- [5] C. Bozzi, *Signal-to-noise Evaluations for the CMS Microstrip Detectors*, CMS Note 1997/026, 1997.
- [6] <http://www.physik.rwth-aachen.de/group/IIIphys/CMS/tracker/en/index.html>
- [7] M. Axer, F. Beissel, C. Camps, T. Franke, C.E. Elgin, S. Kasselmann, J. Niehusmann, A. Nowack and M. Pöttgens, *ARCS APV Readout Controller Software, A Graphical User Interface for Hybrid and Modules*, Version 5.01, 7 August 2002.
- [8] R. Brun, F. Rademakers, S. Panacek, I. Antcheva, D. Buskulic, *ROOT An Object-Oriented Data Analysis Framework User Guide 3.10*, December 2003.