

Caratterizzazione di un Silicon PhotoMultiplier (SiPM)

Cecilia Castellani, Enrico Duca, Francesco Marzocco e Lorenzo Spera

Dipartimento di Fisica e Geologia, Università degli Studi di Perugia

Abstract

L'obiettivo dell'esperienza è quello di caratterizzare un SiPM (Silicon PhotoMultiplier) attraverso l'utilizzo di un Driver LED. Viene caratterizzato il SiPM ricavandone con un'opportuna metodologia sperimentale e computazionale il guadagno in funzione del voltaggio di alimentazione e il contributo dei segnali di dark count.

Contenuti

Motivazioni	1
1 Apparato sperimentale	1
1.1 SiPM	1
1.2 Driver LED	2
2 Procedura sperimentale	3
2.1 Calcolo della carica Q	3
2.1.1 Procedura generale	3
2.1.2 Calcolo della tensione di riferimento V_{bl}	3
2.1.3 Calcolo della carica Q con la nuova V_{bl}	4
2.2 Calcolo del guadagno G	4
2.3 Estrazione della frequenza di <i>dark count</i> f	5
2.3.1 f per vari tempi di acquisizione	5
2.3.2 Discussione sul tempo di acquisizione	6
2.3.3 f per varie tensioni di bias	6
3 Discussione dei risultati	7

Motivazioni

I *Silicon PhotoMultiplier* (SiPM) sono rivelatori di luce altamente sensibili basati su tecnologia a semiconduttore, in grado di rilevare singoli fotoni con elevata efficienza. Questa tecnologia si è sviluppata come alternativa solida ai fotomoltiplicatori tradizionali, in particolare in contesti dove le dimensioni, la tensione di alimentazione o la presenza di campi magnetici rendono problematico l'uso di tubi fotomoltiplicatori. Per utilizzare efficacemente un SiPM in un sistema di misura, è fondamentale caratterizzarne alcuni parametri principali che influenzano in modo diretto le prestazioni del dispositivo in termini di sensibilità, precisione e affidabilità della misura. Una caratterizzazione accurata consente di comprendere

il comportamento del rivelatore, correggere e ottimizzare il sistema di acquisizione.

L'organizzazione della relazione è la seguente: nella prima sezione vengono descritte brevemente le caratteristiche fondamentali del setup sperimentale utilizzato, in particolare dei SiPM; nella seconda sezione viene delineata la procedura sperimentale necessaria ad estrarre lo spettro in carica dei segnali da LED, il guadagno del SiPM e la frequenza di *dark count*; vengono tratte le conclusioni nell'ultima sezione.

1 Apparato sperimentale

L'apparato sperimentale è composto da un Driver LED SP5601, che genera impulsi luminosi di breve durata e regolabili, collegato a un SiPM montato su un supporto per sensori SP5650C. Questo supporto è posizionato su una faccia dell'unità di alimentazione e amplificazione SP5600, che fornisce la tensione di polarizzazione (detta "di bias") necessaria al SiPM e amplifica i segnali provenienti dal sensore. L'unità di amplificazione è collegata a un digitalizzatore desktop DT5720A, che converte i segnali analogici provenienti dal SiPM in segnali digitali, permettendo l'acquisizione e l'elaborazione dei dati. Il digitalizzatore è connesso a sua volta a un computer, dove i dati vengono analizzati e visualizzati, completando così la catena di acquisizione e analisi del segnale. Una rappresentazione schematica di questo apparato sperimentale "a catena" è fornita in figura [1].

1.1 SiPM

I fotomoltiplicatori al silicio, noti come SiPM, sono dispositivi a stato solido che permettono la rivelazione della luce attraverso un principio del tutto diverso rispetto ai fotomoltiplicatori a vuoto. Essi sfruttano l'effetto valanga in una giunzione p-n

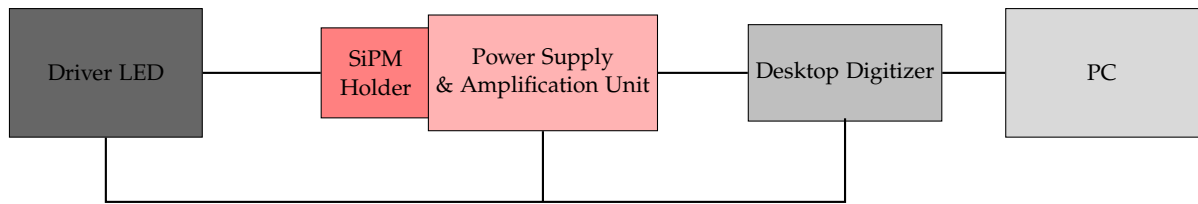


Figure 1: Riproduzione schematica dell'apparato sperimentale. Il Driver LED è connesso tramite un cavo coassiale all'alimentatore e tramite una fibra ottica al SiPM, contenuto nel SiPM Holder e accoppiato al Power Supply & Amplification Unit. Sia l'alimentatore che il Driver LED sono connessi all'ADC, che serve anche da ponte con l'interfaccia utente Desktop.

fortemente polarizzata inversamente, cioè con il lato p (in cui alcuni atomi di silicio sono sostituiti da atomi di un elemento trivalente, andando a generare una lacuna libera) a potenziale negativo e il lato n (in cui alcuni atomi di silicio sono sostituiti da atomi di un elemento pentavalente, andando a generare un elettrone libero) a potenziale positivo. In questa configurazione, si crea un intenso campo elettrico nella zona di svuotamento del semiconduttore che può essere così portato in regime di *breakdown*. Quando la tensione applicata supera la tensione di soglia (*breakdown voltage*), la giunzione entra in modalità Geiger(-Müller): ciò significa che una singola coppia elettrone-lacuna, generata per esempio dall'assorbimento di un fotone, è sufficiente per innescare una valanga di portatori di carica attraverso un processo di moltiplicazione a valanga.

Il SiPM è composto da una matrice ad alta densità (fino a $10^4/\text{mm}^2$) di questi fotodiodi a valanga in modalità Geiger, detti microcelle, connessi in parallelo su un substrato comune di silicio e dotati ciascuno di una propria resistenza (in serie) di *quenching*. Il ruolo di questa resistenza è fondamentale: al termine dell'impulso, essa interrompe la scarica riportando localmente la tensione sotto la soglia di *breakdown*, permettendo alla cella di rigenerarsi per un successivo evento. Ogni cella fornisce una risposta elettrica standardizzata (del tipo "si" o "no"), che non dipende dall'energia del singolo fotone, ma solo dal fatto che la scarica sia stata innescata o meno. L'uscita complessiva del SiPM è proporzionale al numero di celle attivate, e quindi, in principio, all'intensità luminosa incidente.

I SiPM sono dispositivi compatti e robusti, operano con tensioni moderate dell'ordine di qualche decina di volt, e non risentono della presenza di campi magnetici (proprio in forza delle loro dimensioni ridotte). Inoltre, sono caratterizzati da un'elevata efficienza quantica, ovvero da una buona probabilità che un fotone incidente venga convertito in un impulso elettrico, e da un'eccellente risoluzione temporale, con tempi di risposta dell'ordine dei nanosecondi.

Il guadagno di un SiPM — ovvero il numero di elettroni generati per ogni evento di valanga — può arrivare a valori tipici compresi tra 10^5 e 10^6 , comparabili a quelli dei PMT (*PhotoMultiplier Tubes*). Tuttavia, a differenza di questi ultimi, nei SiPM esiste un limite massimo alla risposta legato al numero finito di celle attivabili. Quando la densità di fotoni incidenti è troppo alta, si può arrivare alla saturazione: in questo regime, molte celle sono già occupate e non possono rispondere a nuovi fotoni, compromettendo la linearità del dispositivo. Inoltre, le microcelle possono essere soggette a fenomeni indesiderati come il *dark count* (attivazioni spontanee dovute al rumore termico), il *crosstalk* (attivazione indotta di celle vicine a causa dell'emissione secondaria di fotoni nella valanga), e l'*afterpulsing* (scariche ritardate causate da cariche intrappolate).

Il guadagno del SiPM e il suo *dark count* sono le due quantità di interesse in questo lavoro, al fine di fornire una caratterizzazione del rivelatore.

1.2 Driver LED

Il CAEN SP5601 è un Driver LED ultraveloce progettato per la generazione di impulsi luminosi di breve durata e intensità regolabile, ideale per la caratterizzazione di rivelatori come i fotomoltiplicatori al silicio (SiPM). Esso regola la potenza fornita a uno o più LED (*Light Emitting Diode*) e assicura che ricevano la giusta quantità di corrente e tensione (proteggendoli peraltro da fluttuazioni di corrente che potrebbero danneggiarli). Il Driver LED ha una larghezza di impulso dell'ordine di 8 ns, che permette una risoluzione temporale elevata (da qui l'aggettivo "ultraveloce"), e l'emissione è nel viola (400 nm). La generazione dell'impulso LED può essere attivata da un oscillatore interno o da un pulsante esterno. La manopola "Amplitude" del CAEN SP5601 regola l'intensità dell'impulso luminoso emesso dal LED, ovvero, aumentando il valore di "Amplitude", il LED emette un impulso ottico più intenso (maggiore numero di fotoni). Una fibra ottica connette l'uscita del Driver led al SiPM.

2 Procedura sperimentale

2.1 Calcolo della carica Q

2.1.1 Procedura generale

Il segnale relativo alla rilevazioni di fotoni (o eventualmente di dark count), viene convertito dall'ADC in un evento costituito (nelle sezioni 2.1 e 2.2) da 1024 valori distanziati tra di loro da un intervallo di 4 ns (corrispondente ad una frequenza di campionamento di 250 MHz). I valori vengono registrati tramite il software ROOT in un TTree e qui sono convertiti direttamente da ADC in mV secondo la relazione

$$V[\text{mV}] = V[\text{ADC}] \cdot \frac{2200}{4096} . \quad (1)$$

Per ricavare il valore della carica Q associato ad ogni evento viene eseguita una integrazione del segnale mediante il metodo dei rettangoli. Tenendo conto della resistenza dei cavi LEMO $R = 50\Omega$, del tempo di campionamento $\Delta t = 4 \text{ ns}$ e identificando con $V[i]$ l'ampiezza in mV relativa al valore i -esimo dell'evento, l'integrale in un intervallo $[i_{\min}, i_{\max}]$ è

$$Q = \sum_{i=i_{\min}}^{i_{\max}} \frac{V[i]\Delta t}{R} . \quad (2)$$

Essendo $[V] = \text{mV}$, $[\Delta t] = \text{s}$ e $[R] = \Omega$ si ottiene $[Q] = \text{pC}$. La scelta di un particolare intervallo di integrazione $[i_{\min}, i_{\max}]$ rispetto a quello completo $[0, 1024]$ è dovuta alla presenza di eventi spuri nel segnale, i quali, per ogni singolo evento, contribuirebbero in maniera aggiuntiva al calcolo dell'integrale e dunque al valore della carica depositata. Per ovviare a questa problematica, tenendo conto che il segnale prodotto dalla rilevazione dei fotoni presenta un massimo per poi decadere esponenzialmente, il range di integrazione $[i_{\min}, i_{\max}]$ viene ristretto ad un intorno del massimo per ogni evento. I valori dell'ampiezza i -esima del segnale, ovvero i $V[i]$, vengono calcolati rispetto ad una tensione di riferimento V_{bl} .

2.1.2 Calcolo della tensione di riferimento V_{bl}

Essendo un singolo evento costituito da 1024 valori, si può pensare di calcolare il valore V_{bl} relativo all'evento come media aritmetica dei primi 100 valori. Eseguendo questa media per ogni evento e riportando tutti i valori ottenuti in un istogramma, è possibile studiare come questi si distribuiscono, figura [2].

Se i primi 100 valori di tutti gli eventi avessero un comportamento uniforme, al più caratterizzato da un rumore simmetrico rispetto a un certo valore sull'asse delle ordinate, i valori della *baseline* si distribuirebbero secondo una distribuzione normale. Come si

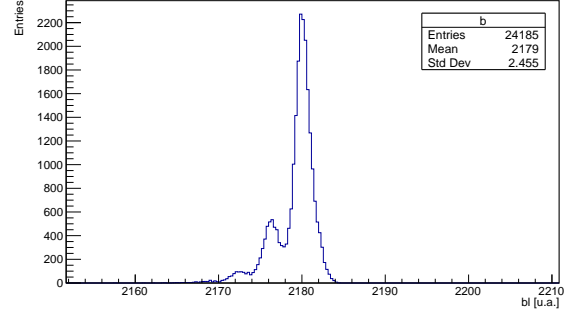


Figure 2: Distribuzione dei valori delle baseline calcolate come media aritmetica dei primi 100 valori di ogni evento.

deduce dal profilo dell'istogramma ciò non accade. La distribuzione ottenuta in figura [2] dà luogo, secondo la procedura descritta in 2.1.1, ad uno spettro in carica come quello riportato in figura [3].

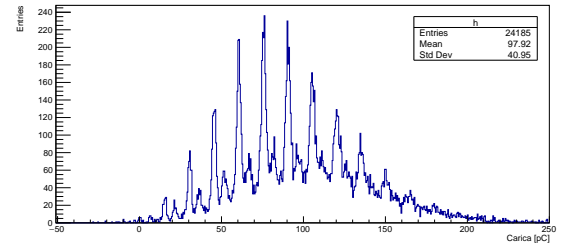


Figure 3: Spettro in carica ricavato a partire dai valori delle baseline riportate in figura [2], relativo ad una alimentazione pari a $V_{bias} = 55.11 \text{ V}$.

Da questo spettro si deduce chiaramente un ripetuto andamento piccato in relazione a specifici valori della carica depositata (che rappresenta proprio il risultato atteso). Tuttavia, è presente anche un andamento anomalo, dovuto alla presenza di ulteriori picchi tra quelli principali.

La causa di questo effetto è riconducibile alla presenza di segnali spuri nei primi 100 valori di ogni evento, come accade ad esempio nell'evento in figura [4].

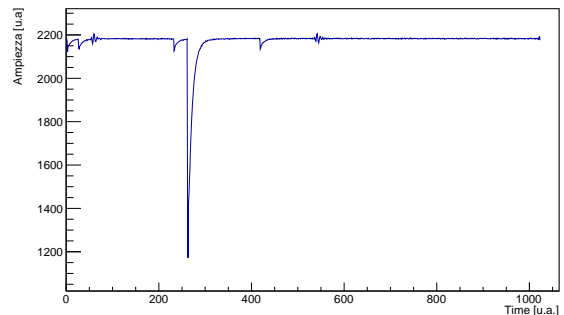


Figure 4: Profilo di un singolo evento.

Per ovviare a questa problematica si procede come segue. Per ogni evento vengono selezionati 4 intervalli $I_1 = [0, 100]$, $I_2 = [100, 200]$, $I_3 = [800, 900]$, $I_4 = [900, 1000]$ per calcolare il valore della *baseline* e viene scelto un valore di soglia V_{thr} opportuno utilizzato per verificare la presenza di rumore in ogni intervallo. Se nell'intervallo i -esimo, con $i = 1, 2, 3, 4$ si verifica la presenza di segnali che superano questa soglia allora l'intervallo viene scartato e si passa al successivo, altrimenti la *baseline* V_{bl} viene calcolata come una media aritmetica dei 100 valori delle ampiezze $V[i]$ in questo intervallo. Si ottiene così una *baseline* affidabile per ogni evento.

2.1.3 Calcolo della carica Q con la nuova V_{bl}

La procedura per ricavare lo spettro in carica descritta nella sezione 2.1.1 può essere svolta nuovamente, utilizzando ora i valori della *baseline* per ogni evento ottenuti secondo il metodo descritto nella sezione precedente. Il risultato di questo nuovo calcolo è riportato in figura [5].

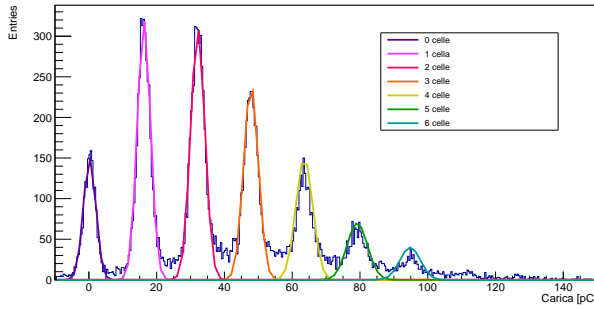


Figure 5: Spettro in carica ricavato a partire dai corretti valori delle baseline con fit gaussiani per ogni picco, relativo ad una alimentazione pari a $V_{bias} = 55.11$ V.

Dalla figura [5] si apprezza una notevole riduzione dei doppi picchi presenti invece in figura [3]. Nell'ottica di effettuare un fit gaussiano per ogni picco (si rimanda alla sezione successiva), queste forme più pulite restituiranno dei parametri di fit più accurati.

2.2 Calcolo del guadagno G

Al fine di ricavare il valore del guadagno G del SiPM si procede come segue: per un fissato valore del voltaggio di alimentazione del SiPM e dell'intensità del Driver LED viene ricavato il relativo spettro in carica; di questo si effettua un fit gaussiano per ogni picco come mostrato nella sezione 2.1.3 da cui si estrae il valore della media di ogni gaussiana con l'errore associato; questi valori vengono poi riportati in un grafico dove sull'asse delle ascisse si indica il numero del picco corrispondente e sull'asse delle

ordinate la media della gaussiana associata a quel picco, ovvero il valore della carica depositata nel processo. Un esempio di questo grafico è riportato in figura [6], relativo ad un'alimentazione del SiPM corrispondente a una tensione di bias pari a $V_{bias} = (55.11 \pm 0.01)$ V.

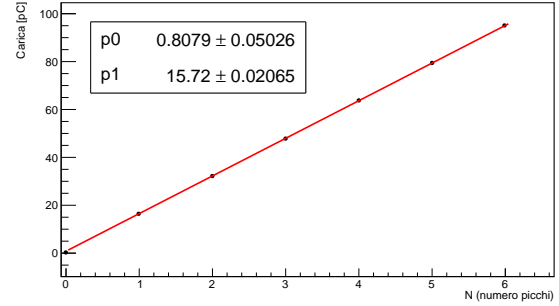


Figure 6: Fit lineare del grafico ricavato con i valori medi delle gaussiane riportate in figura [5] in funzione del numero di picchi corrispondenti.

Dal grafico ottenuto è possibile dedurre una chiara dipendenza lineare della carica depositata in funzione del numero di picchi (e quindi del numero di celle accese). Il guadagno, in unità di carica dell'elettrone q_e , viene calcolato come

$$G_{amp} = \frac{m}{q_e}, \quad (3)$$

dove m è il coefficiente angolare della retta ricavato dal fit. Il pedice "amp" sta ad indicare che in realtà il valore in pC di m è soggetto a un rescaling dovuto a un fattore di amplificazione A impostato nell'amplificatore SP5600 ad un valore di $A = 32$ dB. Perciò il guadagno effettivo del solo SiPM è dato dalla relazione

$$G = G_{amp} 10^{-\frac{A[\text{dB}]}{20}} = \frac{m}{q_e} 10^{-\frac{A[\text{dB}]}{20}} \quad (4)$$

che segue dalla definizione

$$A[\text{dB}] = 20 \log_{10} \left(\frac{V_{amp}}{V_{non\ amp}} \right), \quad (5)$$

e dal fatto che (attraverso Q) $G \propto V_{non\ amp}$ e $G_{amp} \propto V_{amp}$.

Questa procedura viene ripetuta per diversi valori dell'alimentazione per indagare la dipendenza del guadagno del SiPM dal voltaggio. I valori del guadagno ottenuto in funzione di questa tensione di bias sono riportati in tabella [1].

Questi valori vengono poi riportati in un grafico (figura [7]) in cui sull'asse delle ascisse si indica il valore del voltaggio utilizzato e sull'asse delle ordinate il corrispettivo valore del guadagno ricavato con

V_{bias} [V]	G
53.61	$(1.201 \pm 0.002) \cdot 10^6$
54.11	$(1.593 \pm 0.002) \cdot 10^6$
54.61	$(2.012 \pm 0.003) \cdot 10^6$
55.11	$(2.465 \pm 0.003) \cdot 10^6$
55.61	$(2.857 \pm 0.003) \cdot 10^6$
56.11	$(3.206 \pm 0.003) \cdot 10^6$
56.61	$(3.563 \pm 0.003) \cdot 10^6$

Table 1: Valori del guadagno G in funzione del voltaggio applicato.

la (4). È evidente l'andamento lineare del guadagno in funzione del voltaggio.

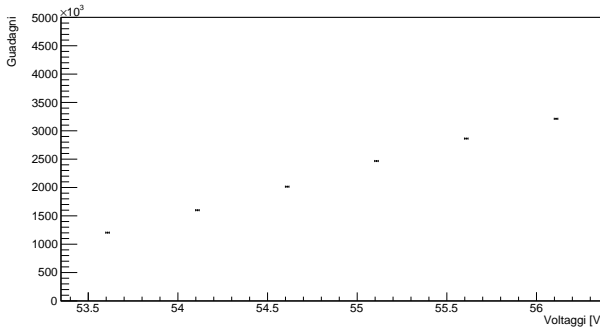


Figure 7: Grafico riportante i valori dei guadagni ottenuti rispetto ai vari voltaggi utilizzati.

2.3 Estrazione della frequenza di *dark count* f

2.3.1 f per vari tempi di acquisizione

In ultimo viene stimata la frequenza di *dark count* ovvero il numero di celle che vengono accese a causa del rumore termico, in assenza di luce, in un certo intervallo temporale. Per farlo è necessario ovviamente disaccoppiare il Driver LED dal SiPM, chiudendo la finestra del SiPM Holder con un opportuno materiale opaco. In questo modo è certo che i segnali eventualmente rivelati non sono causati dall'assorbimento di luce ambientale o del Driver LED. Il LED rimane connesso al Power Supply & Amplification Unit con la funzione di trigger.

Per capire se gli eventi analizzati presentano segnali di *dark count* va scelta una opportuna soglia. Per farlo conviene studiare la correlazione fra la carica depositata e le ampiezze corrispondenti, riportata in figura [8].

L'addensamento di punti attorno a circa 30 mV sulle ascisse corrisponde sulle ordinate alla carica associata alla seconda gaussiana di [5], ovvero

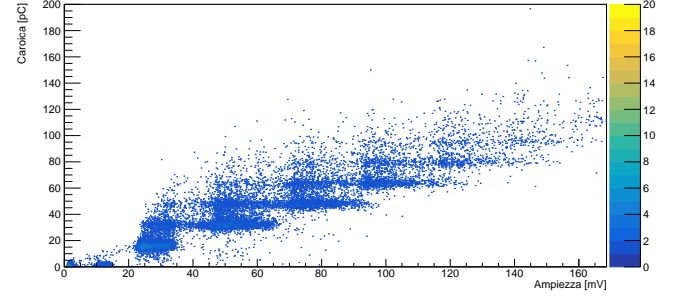


Figure 8: Correlazione fra carica e ampiezza, relativa ad una alimentazione pari a $V_{bias} = 55.11$ V. Si noti che l'ampiezza è il modulo della differenza tra l'ampiezza assoluta del segnale e la baseline.

indica la presenza di segnale non dovuto a rumore elettronico ma all'accensione di una cella. Gli addensamenti a voltaggi minori sono quindi da considerarsi come segnali di rumore. Pertanto risulta appropriato contare il numero di segnali la cui ampiezza sottratta alla *baseline* è in modulo maggiore di 18 mV.

Trattandosi di un esperimento di conteggio, l'andamento atteso è poissoniano (e tale è, ovviamente, anche l'errore associato). Perciò è immediato definire la frequenza di *dark count* come il rapporto tra la media della poissoniana λ e l'intervallo T :

$$f = \frac{\lambda}{T} \quad (6)$$

I tempi T possibili sono legati alle impostazioni ADC scelte. In particolare si possono impostare delle acquisizioni di 4096, 8192, 16384, 32768 valori ciascuna, per i quali l'intervallo temporale T corrispondente si trova moltiplicando ciascun numero per 4 ns.

Vengono quindi effettuati dei fit degli istogrammi contenenti i conteggi associati a ciascuno di questi tempi con una funzione poissoniana, usando di nuovo come tensione di alimentazione del SiPM $V_{bias} = 55.11$ V. In particolare la funzione di fit poissoniana (che in linea di principio assume valori in \mathbb{N}) può essere definita in modo discreto o con un'interpolazione continua: vengono svolti e confrontati i fit con entrambe queste definizioni. I risultati sono riportati nella tabella [2]. Da una rapida analisi è evidente che il fit continuo è più accurato di quello discreto, nel senso che il chi quadro ridotto è sensibilmente minore nel primo caso. Perciò vengono prese le medie associate a fit poissoniani continui per estrarre le frequenze di *dark count*, che sono quelle riportate nella quarta colonna della tabella [2]. Queste assumono dei valori non sempre compatibili tra di loro nei limiti dell'incertezza sperimentale, ma questa discrepanza è da addebitarsi alla natura intrinseca-

Dimensione	χ^2_{rid} (cont)	λ (cont)	f [kHz] (cont)	χ^2_{rid} (disc)	λ (disc)
4 k	6.90	(1.482 ± 0.007)	(90.5 ± 0.4)	50.5	(1.138 ± 0.007)
8 k	6.08	(2.82 ± 0.01)	(86.1 ± 0.3)	29.3	(2.37 ± 0.01)
16 k	5.65	(5.34 ± 0.04)	(81.5 ± 0.6)	15.2	(5.63 ± 0.02)
32 k	6.49	(10.27 ± 0.03)	(78.3 ± 0.2)	11.4	(9.77 ± 0.03)

Table 2: Risultati del fit poissoniano continuo (colonne 2-4) e discreto (colonne 5-6). Le dimensioni degli eventi sono approssimate al migliaio per semplificare la notazione. La frequenza di dark count f viene estratta solo per il fit poissoniano continuo.

mente stocastica del processo alla base dell'analisi corrente.

2.3.2 Discussione sul tempo di acquisizione

Nell'ottica di svolgere un'analisi della frequenza di *dark count* per vari voltaggi di bias, è necessario capire quale dimensione di ciascun evento (4 k, 8 k, 16 k o 32 k) scegliere. Le prime due (4 k e 8 k) hanno una media inferiore a 3 (dalla tabella [2]) e pertanto rappresentano un esperimento di conteggio non sufficientemente affidabile. Infatti minore è λ , maggiore è l'errore relativo ($\sqrt{\lambda}/\lambda$, dove $\sqrt{\lambda}$ è l'errore poissoniano assoluto), e questo riduce l'affidabilità statistica. D'altra parte un'acquisizione lunga 32 k permette di avere accesso a una statistica ridotta di un fattore 2 rispetto a una lunga 16 k, a parità di tempo di acquisizione. La scelta che ottimizza il fattore statistico e quello temporale è quindi il tempo di acquisizione di 16 k valori per ogni evento, ed è quindi quello che verrà usato nello studio della frequenza di *dark count* in funzione del voltaggio di bias.

L'esperimento di conteggio eseguito è strettamente legato alle frequenze che compongono ogni evento. Trascurando il rumore e la forma specifica dei segnali che superano la soglia, la frequenza fondamentale è proprio quella che corrisponde alla media della poissoniana di *dark count*, a meno di un fattore $1/T$: $f = \lambda/T$. La relazione tra le forme d'onda ottenute dall'ADC e le frequenze di *dark count*, in altre parole, è quella che persiste tra segnale e trasformata di Fourier. Per questo motivo, si applicano tutti i risultati che competono alle trasformate di Fourier discrete. Nello specifico, il tempo di campionamento, che nel caso in esame è $\Delta T = 4$ ns, definisce la frequenza massima sondabile: $f_{max} = f_c/2 = 1/(2\Delta T)$. Viceversa, la lunghezza del tempo di acquisizione T definisce la risoluzione in frequenza: $\Delta f = 1/T$. Per questo motivo tempi di acquisizione più brevi corrispondono ad un appiattimento della poissoniana a $\lambda \leq 3$ conteggi, mentre per T più lunghi la poissoniana si smussa e la media si sposta a $\lambda > 3$. Gli istogrammi della distribuzione dei conteggi sono riportati in figura [9], in cui si apprezza la transizione della media

della poissoniana da $\lambda < 3$ a $\lambda > 3$ all'aumentare del tempo di acquisizione.

2.3.3 f per varie tensioni di bias

Viene riprodotta la stessa procedura sperimentale indicata nella sezione 2.3.1 per individuare la correlazione tra la frequenza di *dark count* e il voltaggio di alimentazione. In particolare viene contato il numero di volte che il segnale supera la soglia impostata (corrispondente all'accensione di almeno una cella) per ogni evento lungo 16 k. I risultati vengono disposti su un istogramma, del quale viene effettuato un fit poissoniano continuo (si sceglie il fit continuo per lo stesso motivo della sezione precedente). I risultati vengono riportati in tabella [3].

V_{bias} [V]	λ	f [kHz]
53.61	(0.017 ± 0.001)	(0.26 ± 0.02)
54.11	(0.878 ± 0.009)	(14.0 ± 0.1)
54.61	(4.23 ± 0.02)	(64.6 ± 0.2)
55.11	(5.34 ± 0.04)	(81.5 ± 0.6)
55.61	(5.71 ± 0.02)	(87.1 ± 0.3)
56.11	(6.98 ± 0.03)	(106.5 ± 0.4)
56.61	(7.84 ± 0.002)	(119.73 ± 0.02)

Table 3: Valori delle medie di fit poissoniani e delle relative frequenze di dark count f in funzione del voltaggio applicato V_{bias} .

L'andamento della frequenza f in funzione del voltaggio è riportata in figura [10]. I primi due valori (per $V_{bias} = 53.61$, $V 54.11$ V) danno medie poissoniane inferiori a 3 che, per il motivo evidenziato nella sezione precedente, non rappresentano un esperimento di conteggio affidabile. Inoltre, anche i valori con medie $\lambda > 3$ sono soggetti a fluttuazioni significative attorno a un possibile andamento lineare, dovute anche in questo caso alla natura probabilistica del processo che causa i segnali di buio. In particolare va tenuto conto della forte dipendenza del *dark count* dalla temperatura ambientale (la creazione di elettrone-lacuna avviene grazie all'energia di agitazione termica), che ha subito probabilmente una apprezzabile variabilità

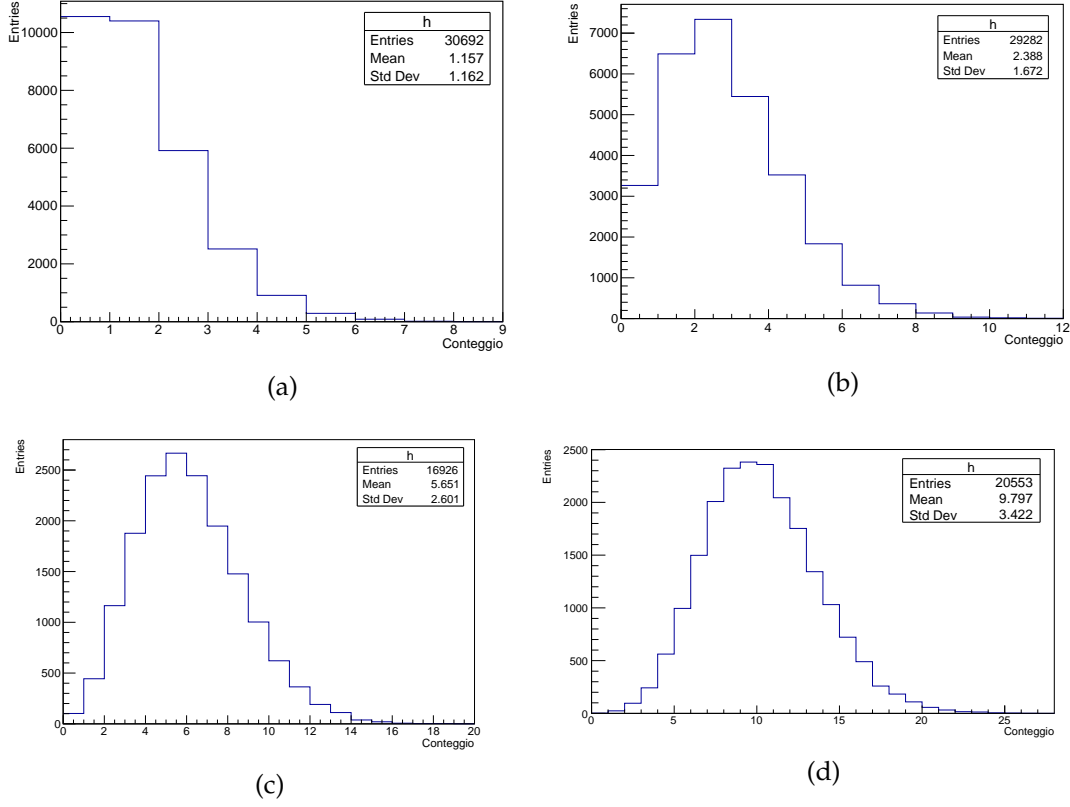


Figure 9: Istogrammi relativi alla distribuzione dei conteggi per i vari tempi di acquisizione: (a) $T = 4096 \cdot 4 \text{ ns}$, (b) $T = 8192 \cdot 4 \text{ ns}$, (c) $T = 16384 \cdot 4 \text{ ns}$ e (d) $T = 32768 \cdot 4 \text{ ns}$.

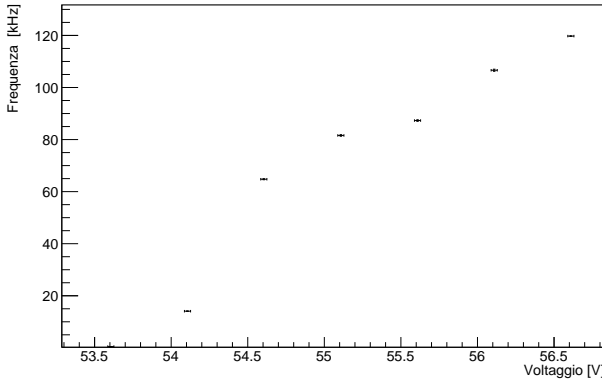


Figure 10: Frequenza di dark count in funzione del vtaggio di bias.

nelle diverse prese dati (ciascuna lunga circa 1 ora). Le fluttuazioni, come è più evidente dalla tabella [2] (dove le frequenze fluttuano attorno ad un valore che dovrebbe essere costante) sono dell'ordine di 10 kHz. Questo dà conto delle discrepanze rispetto a un possibile andamento lineare. Una precisazione su questo andamento è data nella prossima sezione.

3 Discussione dei risultati

Secondo il manuale [3], le principali caratteristiche del SiPM dipendono dalla tensione di polarizzazione V_{bias} o, più precisamente, dall'*overvoltage*, ovvero la tensione in eccesso rispetto al valore di *breakdown*: il guadagno G si prevede dipenda linearmente dall'*overvoltage*; la *triggering efficiency*, cioè la probabilità che un portatore di carica generi una valanga per ionizzazione da impatto, aumenta con l'*overvoltage* fino a raggiungere un valore di saturazione. Di conseguenza, anche l'efficienza di rivelazione dei fotoni (*Photon Detection Efficiency*, PDE) aumenta, insieme agli eventi stocastici (come *dark count Rate*, *cross talk* e *after pulses*) che influenzano la risposta del sensore. In realtà, si prevede che, mentre il guadagno cresce in modo perfettamente lineare, gli eventi spuri crescano in modo super-lineare (ovvero in modo più veloce di lineare, ma non necessariamente quadratico o esponenziale).

La procedura sperimentale impiegata e la conseguente analisi dati hanno permesso di ricavare il guadagno del SiPM G e il contributo del *dark count* (in particolare la frequenza f del *dark count*) proprio in funzione del vtaggio di alimentazione del SiPM

stesso.

Innanzitutto, come mostrato in tabella [1], i valori di G sono compatibili con i tipici valori che si riscontrano nei SiPM. Inoltre, dalla figura [7], si deduce un chiaro andamento lineare del guadagno in funzione del voltaggio in accordo con [3]. Questo delinea la necessità di lavorare ad una tensione di alimentazione costante durante un'attività di laboratorio, in modo da avere un guadagno costante (ovvero coerente tra le varie misure) entro i limiti dell'incertezza sperimentale. In particolare la documentazione [3] suggerisce di lavorare ad una tensione nominale pari a $V_{bias} = 55.11$ V, che si pone a 3 V (valore che rappresenta proprio l'*overvoltage*) sopra la tensione di *breakdown* dei fotodiodi che compongono la matrice del SiPM.

Anche per il *dark count*, come riportato in figura [10], si deduce un andamento simile in funzione del voltaggio, ma non perfettamente lineare, sempre in accordo con [3]. Questo risultato conferma uno dei limiti dei SiPM - il *dark count* appunto - e la necessità di sottrarre ai risultati sperimentali il contributo dovuto all'agitazione termica. Va notato anche che, oltre alla temperatura ambientale, un fattore che contribuisce a questa agitazione è il tempo macchina: se il dispositivo lavora per diverse ore il suo surriscaldamento può contribuire al *dark count* al pari delle condizioni ambientali.

Referenze

- [1] Particle Data Group et al., "Review of Particle Physics", Phys. Rev. D 2024, 110, 030001. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1103/PhysRevD.110.030001>
- [2] Luxium Solutions; Luxium-LYSO-Material-Data-Sheet. Available: <https://www.luxiumsolutions.com/radiation-detection-scintillators/crystal-scintillators/lyso-scintillation-crystals>
- [3] CAEN Educational; SP5600AN Educational Kit Guide (Premium Version); Available : <https://www.caen.it/download/?filter=SP5600AN>