

ALMA MATER STUDIORUM · UNIVERSITÀ DI
BOLOGNA

Scuola di Scienze
Dipartimento di Fisica e Astronomia
Corso di Laurea in Fisica

**Studio degli effetti di bordo
su rivelatori al silicio ultraveloci**

Relatore:
Prof. Gilda Scioli

Presentata da:
Elena Fini

Anno Accademico 2015/2016

Indice

Abstract	5
1 Rivelatori al silicio ultraveloci	7
1.1 Principi fisici della rivelazione nel silicio	7
1.1.1 La corrente nei semiconduttori	7
1.1.2 Semiconduttori drogati	9
1.1.3 La giunzione p-n	9
1.1.4 Effetto delle particelle ionizzanti	12
1.2 Precedenti famiglie di rivelatori al silicio	14
1.2.1 <i>Silicon Detectors</i>	14
1.2.2 <i>Low Gain Avalanche Detectors</i>	15
1.3 Fattori concorrenti alla risoluzione temporale	18
1.4 Caratteristiche degli <i>UFSD</i>	20
1.4.1 <i>Design</i> e ottimizzazione	20
2 Apparato sperimentale	23
2.1 Strumenti e sensori	25
2.1.1 Sensori	25
2.1.2 Amplificatore	27
2.1.3 Alimentatore	27
2.1.4 Laser	28
2.1.5 Oscilloscopio	29
2.2 Sistema di movimentazione e relativo programma di controllo	30
2.2.1 Il <i>block diagram</i> del programma	33

3	Analisi dei dati raccolti	39
3.1	Sensore E	40
3.2	Sensori A e B a confronto	42
3.2.1	Non uniformità del profilo nell'area attiva	45
3.3	Osservazioni per future misure	46
	Conclusioni	48
	Appendici	50
	Appendice A	50
	Appendice B	51
	Appendice C	52
	Bibliografia	53

Abstract

La presente tesi si propone di studiare gli effetti di bordo su rivelatori al silicio ultraveloci (*UFSD*, *Ultra-Fast Silicon Detectors*), ossia di verificare l'omogeneità della risposta sulla superficie di questi nuovi rivelatori. Il lavoro di tesi è stato diviso in due parti: la preparazione di un apparato sperimentale, compreso di un sistema di micromovimentazione per cui è stato sviluppato un programma di controllo, e la misura vera e propria degli effetti di bordo mediante una scansione con laser sui sensori.

Questo tipo di studio è necessario in vista di un possibile utilizzo degli *UFSD* per la misura del tempo di volo (*ToF*, *time of flight*) nel campo della Fisica Nucleare e Subnucleare. In condizioni ottimali il segnale dovrebbe essere quanto più possibile uniforme su tutta la zona attiva del rivelatore, bordi compresi; considerando inoltre che questi oggetti non sarebbero utilizzati singolarmente ma assemblati in *array* di *pixel*, è fondamentale minimizzare lo spazio morto (o comunque in cui la risposta è degradata) tra due rivelatori consecutivi, mantenendo però la segmentazione *pixel* per *pixel*.

Il primo capitolo presenta un'introduzione teorica sulla fisica degli *UFSD* e sui vari tipi di rivelatori a stato solido già studiati e implementati in diverse applicazioni.

Il secondo capitolo descrive la preparazione dell'apparato sperimentale volto ad effettuare le misure, con particolare spazio dedicato allo sviluppo con Labview del programma di controllo del micromovimentatore; i dati raccolti e le relative analisi sono esposti nel capitolo finale.

Capitolo 1

Rivelatori al silicio ultraveloci

Gli *Ultra-Fast Silicon Detectors* sono rivelatori innovativi capaci, secondo le migliori aspettative, di raggiungere una risoluzione temporale tra 10 e 20 ps. Questo genere di prestazioni li rende unici all'interno della famiglia dei rivelatori al silicio, ed ideali per le misure di tempo di volo in applicazioni nucleari e subnucleari.

Nel seguente capitolo sono illustrate le proprietà fisiche dei rivelatori al silicio, nonché un'analisi dei principali miglioramenti strutturali e tecnici che hanno portato allo sviluppo degli *UFSD*.

1.1 Principi fisici della rivelazione nel silicio

1.1.1 La corrente nei semiconduttori

Data la struttura a bande di un semiconduttore, richiamata in figura 1.1, si ha che gli occasionali urti dovuti all'agitazione termica (quando la temperatura è diversa dallo zero assoluto) possono far guadagnare ad un elettrone della banda di valenza abbastanza energia da saltare in quella di conduzione. Nella banda di valenza la sparizione di un elettrone causa la comparsa di una lacuna, ossia l'equivalente di una carica positiva.

A differenza dei materiali metallici, nel semiconduttore esistono quindi due tipi di portatori, elettroni e lacune. Ciascuno di essi è mobile e origina una propria corrente. In queste condizioni è presente la cosiddetta corrente

di diffusione, dovuta al movimento dei portatori guidato da un gradiente di concentrazione degli stessi all'interno del cristallo.

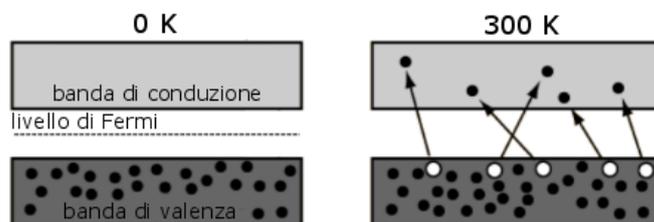


Figura 1.1: struttura a bande del semiconduttore.

Se agli estremi del semiconduttore è applicata una differenza di potenziale, elettroni e lacune sono accelerate in direzioni opposte. Da questo movimento di cariche ha origine la corrente di deriva (che si somma alla preesistente corrente di diffusione): gli elettroni si muovono in banda di conduzione e le lacune in banda di valenza sotto l'effetto del campo elettrico esterno (figura 1.2). Per valori sempre più alti di quest'ultimo esiste una velocità di deriva limite (detta velocità di saturazione), tipicamente dell'ordine di 10^7 cm/s.

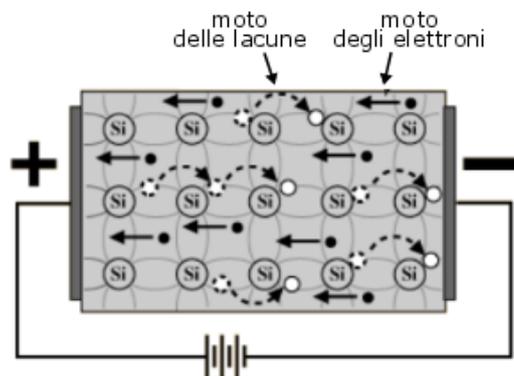


Figura 1.2: moto di elettroni e lacune.

Un portatore prosegue il suo moto fino a che non si verifica una di queste condizioni:

- raggiunge l'elettrodo;
- avviene una ricombinazione con un portatore di segno opposto;
- è catturato da un'impurità nel reticolo cristallino.

In un semiconduttore qualsiasi, definite n e p le concentrazioni di elettroni e lacune liberi, vale la seguente condizione di equilibrio:

$$np = n_i^2 \quad (1.1)$$

Dove n_i è definita concentrazione intrinseca.

1.1.2 Semiconduttori drogati

Un semiconduttore può essere sottoposto a drogaggio: al cristallo sono aggiunti atomi pentavalenti (donatori) o trivalenti (accettori), i quali hanno una differente configurazione elettronica esterna, per modificarne la conducibilità. Nel primo caso il drogaggio è detto di tipo n e presenta un eccesso di elettroni; nel secondo sono le lacune ad essere in eccesso, e il drogaggio è di tipo p (figura 1.3).

A seguito del drogaggio, il portatore la cui concentrazione è maggiore viene definito portatore maggioritario, mentre l'altro è detto minoritario.

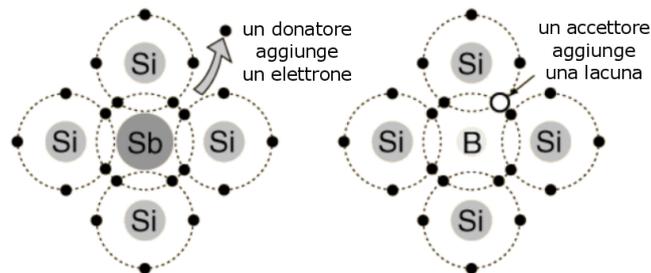


Figura 1.3: impurità nel cristallo di silicio.

1.1.3 La giunzione p-n

Si definisce giunzione p-n un singolo cristallo - nelle seguenti applicazioni, sempre di silicio - diviso in due regioni drogate rispettivamente p ed n.

All'equilibrio la zona di contatto della giunzione si svuota di portatori, dando origine alla *depletion region* (figura 1.4). Qui gli ioni positivi e negativi del reticolo restano elettricamente esposti; la giunzione nel suo complesso è comunque neutra ma, poiché le cariche reticolari sono fisse e immobili, nella

depletion region è presente un campo elettrostatico. All'interno della giunzione esiste allora una differenza di potenziale (*built-in potential*). Il *built-in potential* costituisce una barriera di potenziale che ostacola la diffusione dei portatori da una regione all'altra, ed è dato da:

$$V_{bi} = V_T \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right) \quad (1.2)$$

Dove V_T è la tensione termica, mentre N_A ed N_D indicano la densità di atomi accettori e donatori.

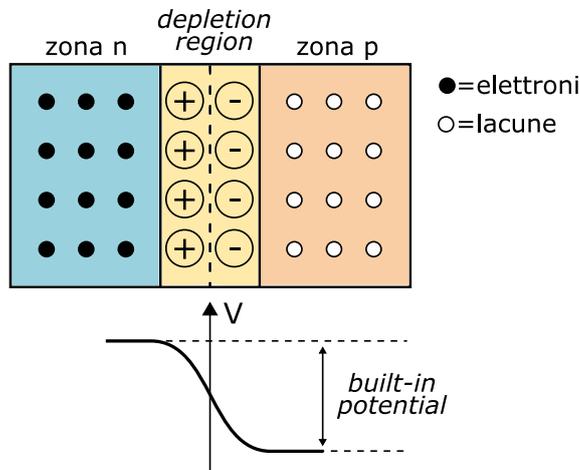


Figura 1.4: giunzione p-n all'equilibrio.

Applicando una differenza di potenziale ai capi della giunzione, essa può operare in due diverse modalità: come mostrato in figura 1.5 può essere polarizzata direttamente (*forward biasing*) o inversamente (*reverse biasing*).

In condizione di *forward biasing* la barriera di potenziale si abbassa, gli elettroni diffondono liberamente nella zona p e le lacune nella zona n. In *reverse biasing*, invece, la barriera di potenziale si alza e la regione di svuotamento si allarga; l'ampiezza di quest'ultima è infatti esprimibile in funzione della tensione di *reverse biasing* V_R come:

$$W = \sqrt{\frac{2\varepsilon_{Si}}{q} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) (V_{bi} + |V_R|)} \quad (1.3)$$

Dove $\varepsilon_{Si} = \varepsilon_0 \varepsilon_{r,Si}$ e $\varepsilon_{r,Si}$ è la permittività elettrica del silicio.

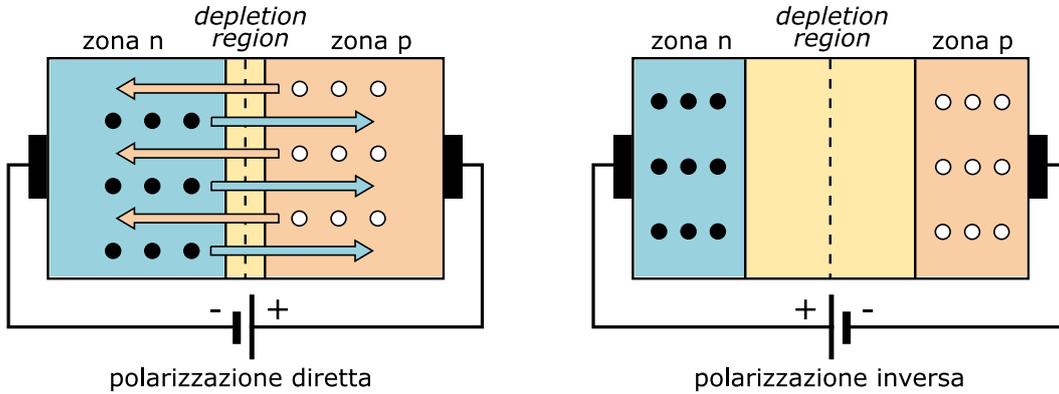


Figura 1.5: giunzione p-n polarizzata.

La zona svuotata è allora assimilabile a un condensatore a facce piane e parallele con una capacità data da:

$$C = \epsilon_{Si} \frac{A}{W} \tag{1.4}$$

Dove A è la superficie planare del rivelatore. Esiste inoltre un limite superiore in valore assoluto V_{br} alla tensione di *reverse biasing* applicabile senza entrare in zona di *breakdown* e danneggiare irrimediabilmente il cristallo.

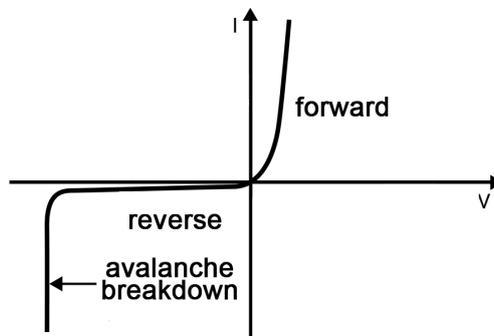


Figura 1.6: caratteristica di una giunzione p-n ideale.

In figura 1.6 è mostrata la caratteristica tensione-corrente di una giunzione p-n ideale, con evidenziate le tre possibili regioni di funzionamento. L'equazione di Shockley descrive l'andamento della corrente in funzione della tensione applicata ai capi della giunzione, nelle zone di *forward* e *reverse* biasing:

$$I = I_S \left(e^{\frac{V}{\eta V_T}} - 1 \right) \tag{1.5}$$

Dove I_S è la corrente di saturazione (ossia la corrente di diffusione dei portatori minoritari in presenza di debole polarizzazione inversa), a cui in seguito ci si riferirà anche come *leakage current*, mentre η è il cosiddetto parametro di idealità (variabile tra 1 e 2).

1.1.4 Effetto delle particelle ionizzanti

Quando la giunzione p-n è attraversata da una particella ionizzante, l'effetto più significativo è la produzione di coppie elettrone-lacuna lungo la scia di attraversamento. Per ogni coppia, la particella cede al cristallo una quantità di energia detta di ionizzazione. Si è osservato sperimentalmente che l'energia di ionizzazione non dipende, in generale, nè dal tipo nè dall'energia iniziale della particella incidente; dipende tuttavia dalla temperatura, ed aumenta al diminuire di quest'ultima. A 300 K, l'energia media di ionizzazione in un cristallo di silicio è $\sim 3,6$ eV.

Nel caso di uno strato sottile di silicio, l'energia ceduta per ogni ionizzazione segue la distribuzione di Landau: una funzione asimmetrica con una lunga coda di depositi di energia elevata (figura 1.7).

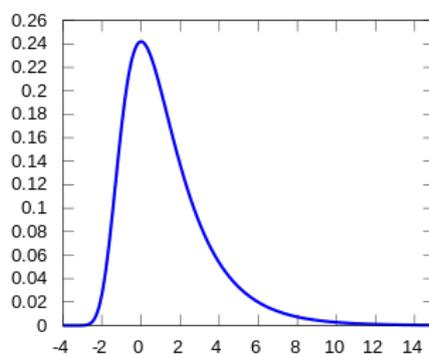


Figura 1.7: distribuzione di Landau.

Se alla giunzione è applicato un campo esterno, i portatori così creati acquisiscono una velocità di deriva: le lacune si muovono verso l'elettrodo negativo, gli elettroni verso quello positivo. Tuttavia, in caso di polarizzazione diretta la corrente dei portatori generati per ionizzazione sarà molto piccola e indistinguibile da quella dei portatori maggioritari.

Per questo motivo la giunzione p-n si comporta come un buon rivelatore solo quando è polarizzata inversamente. La *depletion region* è allora definita zona attiva, in cui il passaggio di una particella ionizzante crea una serie di coppie elettrone-lacuna che, non appena si mettono in moto, inducono una corrente negli elettrodi e quindi nel circuito.

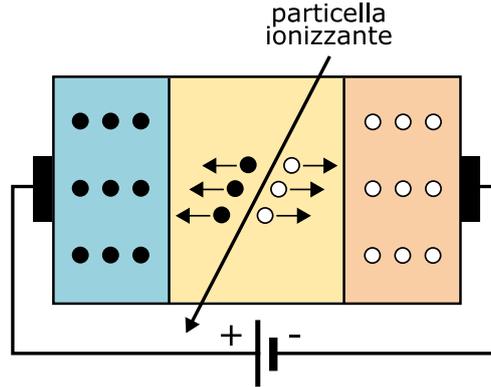


Figura 1.8: creazione di coppie elettrone-lacuna per ionizzazione in una giunzione polarizzata inversamente.

Per questo motivo è opportuno massimizzare il volume sensibile alla radiazione allargando la *depletion region* fino ad occupare l'intero cristallo. Nell'ipotesi che il drogaggio nella regione p sia molto superiore a quello nella regione n, la tensione limite per cui si raggiunge questo risultato è data da:

$$V_{depl} = N_D \frac{q W^2}{2 \varepsilon_{Si}} \quad (1.6)$$

Per il teorema di Shockley-Ramo, il contributo di ogni portatore alla corrente istantanea indotta in un singolo elettrodo è dato da:

$$I = -E_W q v \quad (1.7)$$

Dove q è la carica del portatore, $v(x)$ la sua velocità istantanea, la quale dipende dalla posizione x e dal campo elettrico applicato $E(x)$. E_W è chiamato *weighting field*, ed è definito come la componente del campo elettrico lungo la direzione di v nelle seguenti condizioni: si rimuove il portatore, si pone a 1 il potenziale dell'elettrodo considerato e a 0 quello dell'altro.

E_W descrive l'accoppiamento tra la carica nella posizione x e l'elettrodo, e dipende solo dalla geometria degli elettrodi.

1.2 Precedenti famiglie di rivelatori al silicio

Nella fisica nucleare e subnucleare è quasi sempre necessario implementare, all'interno di un rivelatore, un *layer* dedicato alla misura dei tempi associati a ogni traccia. Una risoluzione temporale che sia la più piccola possibile permette infatti di identificare la massa delle particelle prodotte e di separare eventi con vertici sovrapposti.

Sono ora presentate in sequenza le più recenti evoluzioni dei rivelatori utilizzati nella fisica delle alte energie basati sul silicio.

1.2.1 *Silicon Detectors*

I rivelatori al silicio basati sulla giunzione p-n sono stati largamente utilizzati per i loro vantaggi rispetto ai classici rivelatori a gas o agli scintillatori.

Per esempio, rispetto al gas questi rivelatori hanno una densità maggiore di circa tre ordini di grandezza: questo garantisce un'alta probabilità di interazione con la particella incidente anche per piccoli volumi di materiale, il che consente di produrre rivelatori più compatti e meno ingombranti.

I semiconduttori godono inoltre di una maggiore risoluzione in energia, che permette quindi di rivelare anche particelle poco energetiche; poichè il segnale di corrente indotto dalla particella incidente dipende dal numero di portatori che questa è in grado di creare nel materiale, una minore energia di ionizzazione è associata a una maggiore risoluzione energetica. Mentre la ionizzazione di una molecola di gas richiede, ad esempio, ~ 30 eV e la creazione di un fotoelettrone in uno scintillatore ~ 100 eV, per la creazione di una coppia di portatori nel silicio servono solo $\sim 3,6$ eV.

In figura 1.9 sono schematizzate le strutture di un rivelatore a *strip* e di uno a *pixel*. Indipendentemente dalla configurazione adottata, tra le zone n e p è inserito un substrato debolmente drogato: in questo modo si abbassa la tensione di svuotamento.

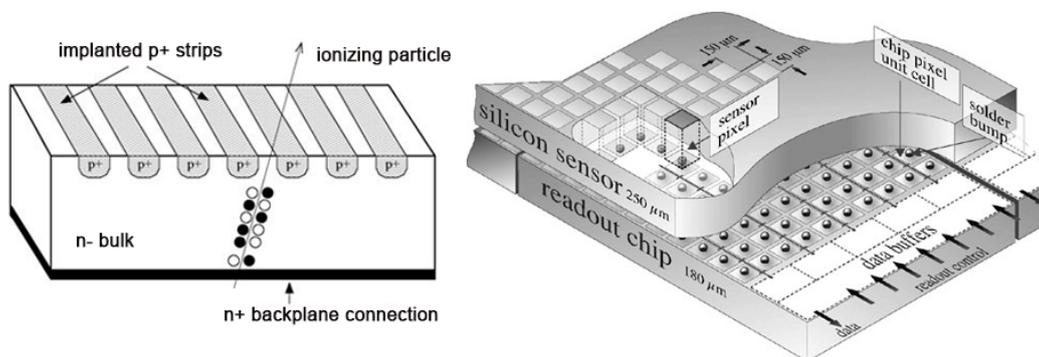


Figura 1.9: due configurazioni per un rivelatore al silicio: a sinistra, un rivelatore a *strip* e a destra uno a *pixel*.

Un importante problema associato ai rivelatori al silicio è il rumore sul segnale di rivelazione. Per ottenere una zona attiva il più ampia possibile, i dispositivi sono spesso alimentati con tensioni di *reverse biasing* dell'ordine di centinaia di Volt. Questo campo molto intenso impedisce alle coppie elettrone-lacuna generate termicamente di ricombinarsi e le accelera verso gli elettrodi. La corrente data da questi portatori è la *leakage current* e costituisce un ostacolo alla rivelazione di particelle molto poco energetiche. È perciò necessario, in molti casi, implementare un sistema di raffreddamento all'interno del rivelatore.

Un ulteriore problema è rappresentato da flussi di particelle incidenti molto energetiche; queste infatti potrebbero dare luogo a fenomeni di *non ionizing energy loss*, ossia alterare irrimediabilmente il reticolo cristallino del silicio. Questi danni possono verificarsi sia superficialmente sia all'interno del substrato. Le conseguenze sono un aumento della *leakage current* e della tensione di svuotamento, nonché la creazione di difetti strutturali che nel substrato possono diventare trappole per portatori.

1.2.2 *Low Gain Avalanche Detectors*

I rivelatori con un guadagno interno sono un'ottima soluzione al primo dei problemi precedentemente esposti, in quanto la moltiplicazione della carica che raggiunge l'elettronica di *readout* migliora notevolmente il *signal-to-noise ratio*, minimizzando i rumori di origine termica ed elettronica. Tuttavia, gli

Avalanche Photodiodes già utilizzati in optoelettronica presentano guadagni troppo elevati (100-1000) per applicazioni nella fisica delle alte energie.

Un ottimo compromesso è stato raggiunto con lo sviluppo dei *Low Gain Avalanche Detectors (LGAD)*, i quali presentano un guadagno moderato (10-20) che permette di amplificare il segnale senza eccessivi aumenti di rumore.

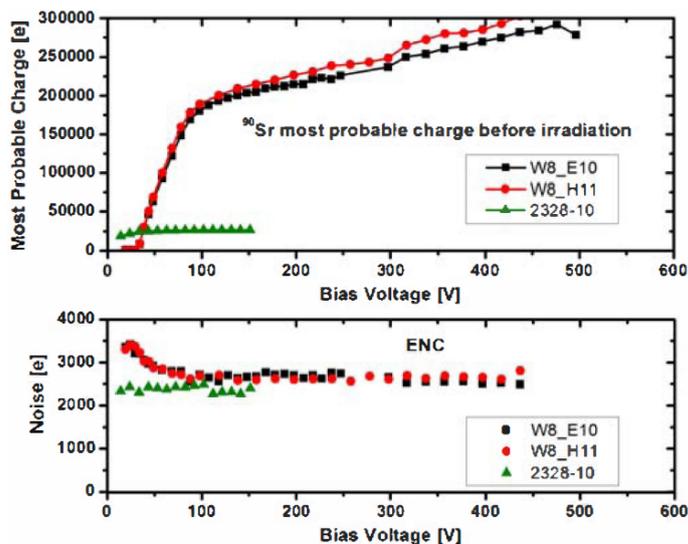


Figura 1.10: confronto tra due tipi di *LGAD* (rosso e nero) e un rivelatore al silicio tradizionale (verde), quando entrambi sono irradiati con lo stesso fascio di particelle. In alto: confronto sul segnale di rivelazione. In basso: confronto sul rumore.

È evidente dai grafici in figura 1.10 che, a parità di rumore, la moltiplicazione di carica all'interno degli *LGAD* permette di ottenere un segnale di gran lunga migliore.

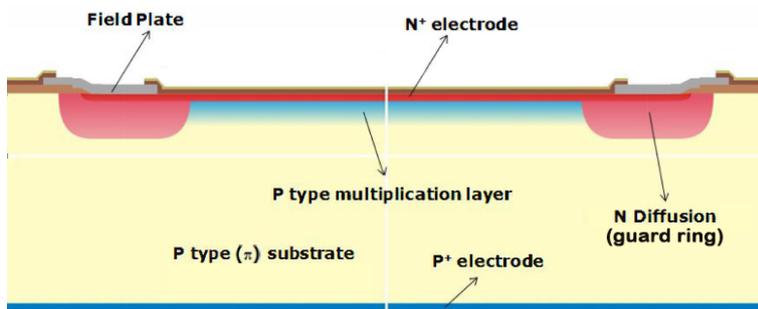


Figura 1.11: struttura di un *LGAD*.

Questi rivelatori a basso guadagno presentano un'importante aggiunta strutturale rispetto ai classici rivelatori al silicio: un *multiplication layer*, ossia un sottile strato moderatamente drogato sotto l'elettrodo di tipo n (figura 1.11).

Grazie a questo nuovo strato, il campo elettrico all'interno del dispositivo assume un andamento come quello in figura 1.12.

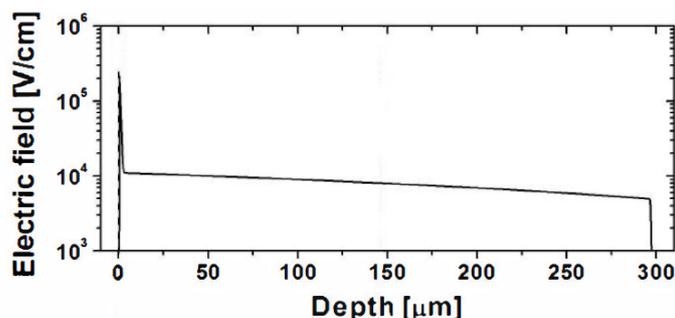


Figura 1.12: campo elettrico in funzione della profondità in un *LGAD*.

Il picco che si osserva nella *multiplication layer* innesca un effetto valanga che moltiplica il numero di portatori originariamente generati dal passaggio di una particella ionizzante: gli elettroni sono accelerati a tal punto che, urtando contro il reticolo cristallino, hanno sufficiente energia cinetica da creare una coppia elettrone-lacuna. Il processo procede, per l'appunto, a valanga. Nel substrato il campo elettrico è quasi costante, riproducendo con discreta approssimazione la situazione all'interno di un condensatore a facce piane parallele.

Per l'effetto di moltiplicazione, il numero di portatori in funzione della profondità nella *multiplication layer* x segue un andamento esponenziale dato da:

$$N(x) = N_0 e^{\alpha x} \quad (1.8)$$

Dove N_0 è il numero iniziale di portatori ed α è un parametro dipendente dal materiale e dall'intensità del campo.

Un punto di particolare importanza, e che richiede precisione in fase di realizzazione, riguarda il livello di drogaggio della *multiplication layer*; esso deve infatti essere sufficiente ad innescare l'effetto di moltiplicazione, ma non troppo elevato da provocare un prematuro *breakdown* del silicio.

Tornando alla figura 1.11, è rilevante la presenza ai bordi dell'elettrodo n di un *guard ring* drogato n, ossia una struttura che gira tutt'attorno al rivelatore

e svolge il compito di garantire la stabilità e uniformità del campo elettrico anche nelle regioni periferiche della giunzione (figura 1.13). Ha inoltre l'effetto di diminuire la *leakage current* superficiale.

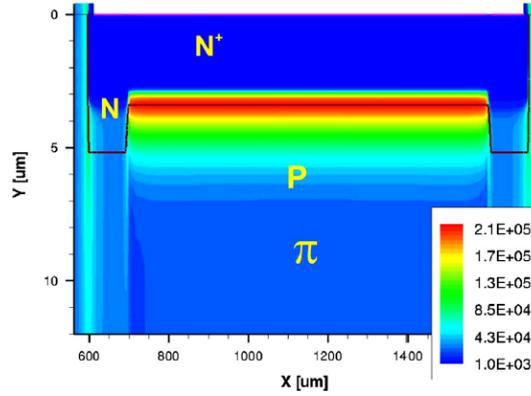


Figura 1.13: gradiente del campo elettrico interno ad un *LGAD*.

1.3 Fattori concorrenti alla risoluzione temporale

La risoluzione temporale σ_t in un rivelatore è calcolabile come la somma di tre contributi:

$$\sigma_t^2 = \sigma_{TDC}^2 + \sigma_{TW}^2 + \sigma_J^2 \quad (1.9)$$

Che provengono rispettivamente dal *time-to-digital converter*, dal *time walk* e dal *jitter*.

Il *time-to-digital converter* è una parte dell'elettronica di lettura che si occupa della localizzazione temporale di un evento e della digitalizzazione di questa informazione. La larghezza in tempo del bit meno significativo (TDC_{bin}) è dovuta appunto alla digitalizzazione del *TDC* ed è nota e costante. Questo introduce un'incertezza sulla misura di tempo data da:

$$\sigma_{TDC} = \frac{TDC_{bin}}{\sqrt{12}} \quad (1.10)$$

Ed è trascurabile dato che nei migliori *TDC* attuali $TDC_{bin} \sim 20$ ps.

Il *time walk* è un parametro che si riferisce al tempo intercorrente tra la creazione del segnale nel rivelatore e il superamento della soglia fissata dal comparatore di soglia nel pre-amplificatore. Il problema nasce dal fatto che le forme d'onda di eventi diversi hanno in generale ampiezza diversa. Come è evidente in figura 1.14, il *time walk* t_d di due segnali diversi è anch'esso diverso, poiché il segnale più ampio supera la soglia in anticipo sul segnale più piccolo.

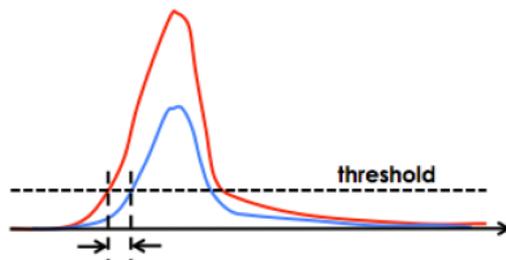


Figura 1.14: i due segnali superano la soglia in istanti diversi.

Assumendo per semplicità di avere un segnale lineare con tempo di salita t_r e ampiezza S , il *time walk* è dato da:

$$t_d = \frac{t_r V_0}{S} \quad (1.11)$$

Dove V_0 è la tensione di soglia. L'errore associato al *time walk* è dunque approssimabile con la *RMS* della distribuzione dei t_d :

$$\sigma_{TW} = [t_d]_{RMS} \quad (1.12)$$

Infine, il *jitter* è il fenomeno per cui il comparatore di soglia nel pre-amplificatore scatta in anticipo o in ritardo a causa di rumore nel segnale (figura 1.15).

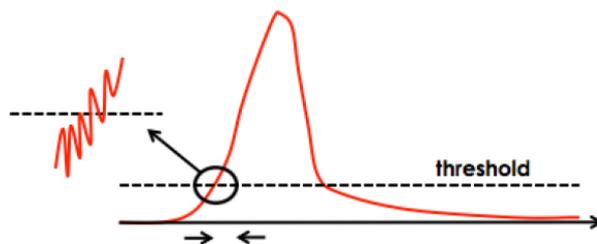


Figura 1.15: rumore nel segnale che anticipa o ritarda il superamento della soglia.

Il termine di risoluzione dovuto al *jitter* (σ_j) è direttamente proporzionale al rumore N e inversamente proporzionale alla pendenza del fronte di salita del segnale.

$$\sigma_j = \frac{N}{dV/dt} \quad (1.13)$$

1.4 Caratteristiche degli *UFSD*

Gli *Ultra-Fast Silicon Detectors* sono rivelatori a basso guadagno il cui *design* è stato ottimizzato per le misure di tempo. Rappresentano un campo di ricerca relativamente recente, le cui possibili prestazioni sono ancora in fase di studio. Le simulazioni suggeriscono che, in condizioni ottimali, sia raggiungibile una risoluzione temporale fino a 10 ps (mentre i rivelatori al silicio tradizionali, a causa del basso segnale di rivelazione, raggiungono al massimo una risoluzione di 100 ps).

1.4.1 *Design* e ottimizzazione

Per ottenere una buona risoluzione temporale, sulla base dell'eq. (1.9) il *design* del sensore deve essere fatto in funzione di determinati obiettivi:

- Minimizzare il rumore termico ed elettronico;
- Massimizzare l'ampiezza del segnale;
- Massimizzare la velocità di risposta dV/dt , ossia minimizzare il tempo di salita del segnale;
- Ottenere un segnale dalla forma costante, con poche variazioni evento per evento.

Le conclusioni sono che il rivelatore deve essere sottile, con una geometria il più possibile simile a un condensatore a facce piane parallele e prodotto con silicio ad alta resistività. Queste ultime due condizioni garantiscono che il campo elettrico nel substrato sia il più omogeneo possibile, mantenendo la velocità di deriva costante e omogeneizzando le forme d'onda di segnali differenti.

Lo spessore del rivelatore è invece di importanza cruciale nel risolvere più di un problema tecnico. Con rivelatori sottili si riducono i tempi di raccolta delle cariche agli elettrodi, e lo stesso risultato non può essere ottenuto puntando

ad aumentare la tensione di *reverse biasing* poiché a un certo punto la velocità dei portatori satura (nel silicio si ferma a $\sim 100 \mu\text{m/ns}$) e non dipende più dall'intensità del campo elettrico. Per un sensore di $300 \mu\text{m}$, il tempo di raccolta dell'intero segnale è dunque $\sim 3 \text{ ns}$. Questo inoltre implica un fronte di salita del segnale più ripido, il che minimizza gli effetti di rumore dovuti alle fluttuazioni di Landau sulla carica totale rilasciata dalla particella ionizzante (e dunque il *time walk*) e sulla densità locale di carica (da cui deriva un segnale di forma irregolare).

Infatti, il limite inferiore alla migliore risoluzione ottenibile è dato dai principi fisici stessi che governano il processo di perdita di energia di una particella ionizzante nel silicio. Poiché l'energia persa non è costante ma segue la distribuzione di Landau, i segnali risultanti mostrano irrimediabilmente ampiezze differenti e una forma d'onda disturbata. In figura 1.16 sono mostrate due simulazioni degli effetti di questo fenomeno.

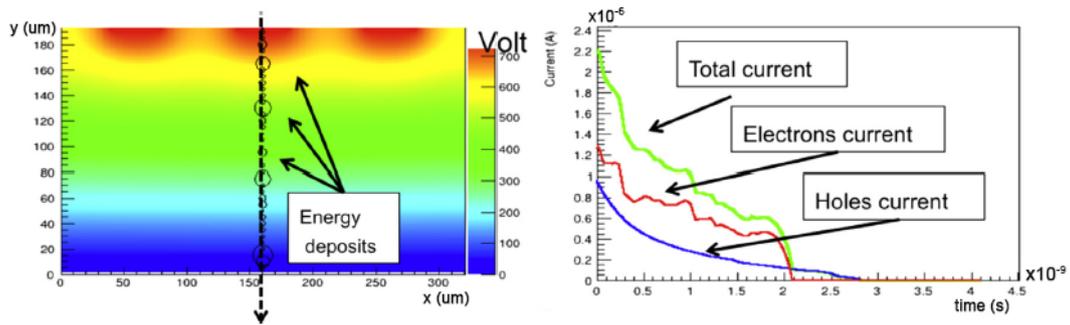


Figura 1.16: a sinistra: una simulazione della deposizione di carica da parte di una *MIP* (*minimum ionizing particle*). A destra: simulazione dei differenti contributi alla corrente totale, i quali seguono un andamento irregolare.

Capitolo 2

Apparato sperimentale

Lo scopo delle misure è studiare gli eventuali effetti di bordo su tre *UFSD* (denominati A, B ed E) due dei quali con guadagno interno e uno senza, che funge da riferimento. Si intende dunque osservare se e come il segnale di rivelazione, a parità di flusso incidente, varia in funzione del punto di incidenza sulla superficie dell'*UFSD*.

Questo tipo di misure è importante in preparazione di futuri apparati sperimentali. Poiché l'obiettivo finale è verificare la fattibilità di un rivelatore a *pixel* di *UFSD*, dopo lo studio e la caratterizzazione dei singoli rivelatori si procederà a studiare le prestazioni di un *array* di questi oggetti. Sarà fondamentale misurare l'entità del *cross-talk* e l'ampiezza della "zona morta" (lo spazio con segnale di rivelazione basso o inesistente) tra un *pixel* e l'altro.

Il presente studio si propone quindi di realizzare un sistema di micromovimentazione per svolgere le misure ed effettuare con esso una prima stima dell'eventuale degradazione del segnale ai bordi di ogni sensore. Come mostrato nella foto in figura 2.1, a questo scopo è stato preparato un piano sperimentale con computer, laser, oscilloscopio, scatola oscurata e apparato di micromovimentazione.

Nonostante la non eccessiva fotosensibilità dei rivelatori presi in considerazione, per evitare il più possibile disturbi luminosi gli esperimenti sono stati svolti al buio all'interno della scatola. Nell'assetto finale, la scatola contiene: sistema di movimentazione, *UFSD*, fibra ottica, amplificatore (qualora utiliz-

zato). Sempre per motivi di luminosità, i led del *motor controller* sono stati opportunamente oscurati.

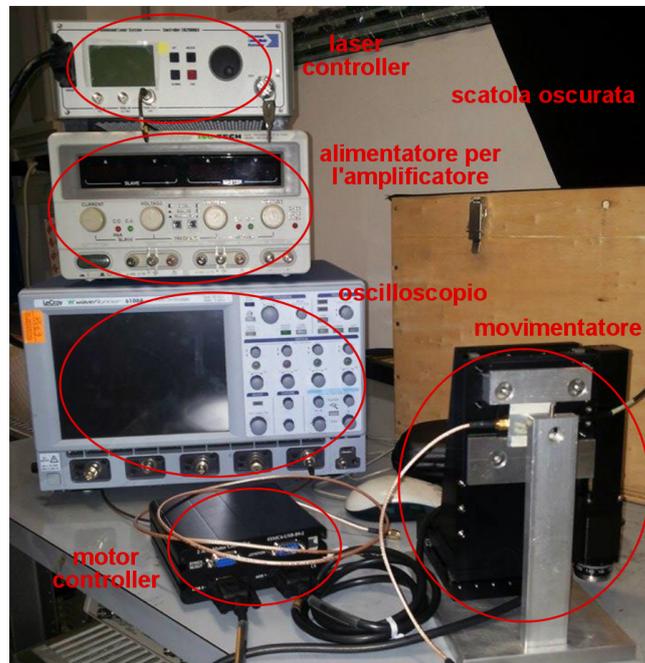


Figura 2.1: insieme degli strumenti utilizzati.

Non tutte le misure sono state effettuate con l'amplificatore; infatti, nel caso del sensore E il segnale risultante era tale da essere osservabile direttamente con l'oscilloscopio.

Gli schemi dei collegamenti tra gli strumenti per ogni sensore sono mostrati nelle figure 2.2, 2.3 e 2.4.

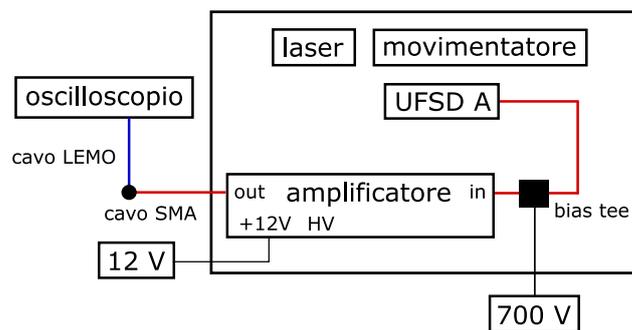


Figura 2.2: collegamenti relativi al sensore A.

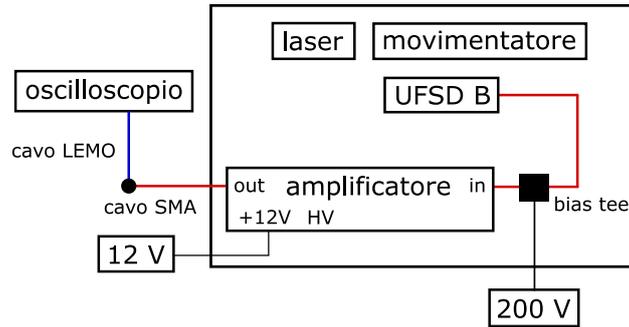


Figura 2.3: collegamenti relativi al sensore B.

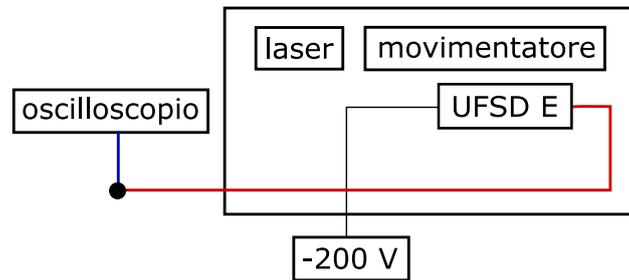


Figura 2.4: collegamenti relativi al sensore E.

Nel caso dei sensori A e B l'alimentazione deve essere fornita passando per un *bias tee*, allo scopo di separarlo dal segnale di rivelazione proveniente dal sensore.

2.1 Strumenti e sensori

Segue ora una descrizione dettagliata dei rivelatori su cui sono state effettuate le misure e degli strumenti utilizzati.

2.1.1 Sensori

La misura degli effetti di bordo è stata svolta su tre sensori etichettati come A, B ed E, nessuno dei quali è munito di *guard ring*. Le foto dei sensori sono mostrate in figura 2.5 e le rispettive caratteristiche sono esposte in tabella 2.1.

I tre prototipi sono stati forniti in piccoli contenitori di metallo, predisposti per essere alimentati. Ognuno possiede un coperchio con un piccolo foro che

permette al laser di illuminare l'*UFSD*. Le misure, però, sono state eseguite senza coperchio per poter avvicinare maggiormente la fibra ottica al sensore.

<i>UFSD</i>	Azienda	Dimensioni	Spessore	Alimentazione	Guadagno
A	CNM	5 × 5 mm	300 μm	700 V	1
B	CNM	5 × 5 mm	300 μm	200 V	10
E	FBK	1,2 × 1,2 mm	50 μm	-200 V	10

Tabella 2.1: caratteristiche dei sensori.

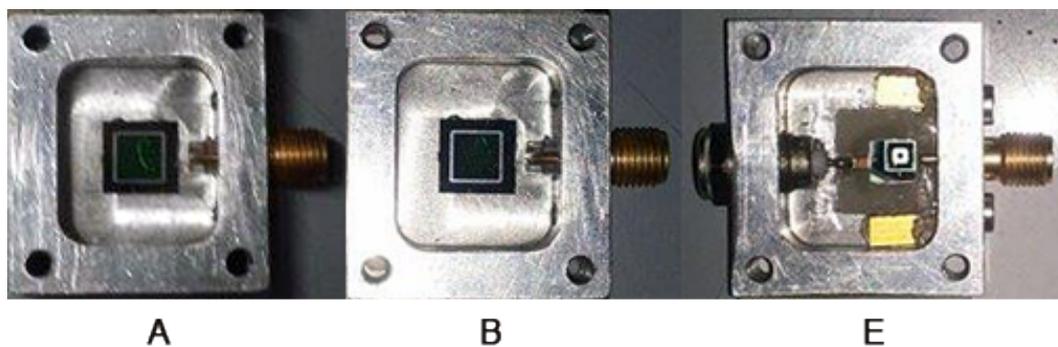


Figura 2.5: sensori.

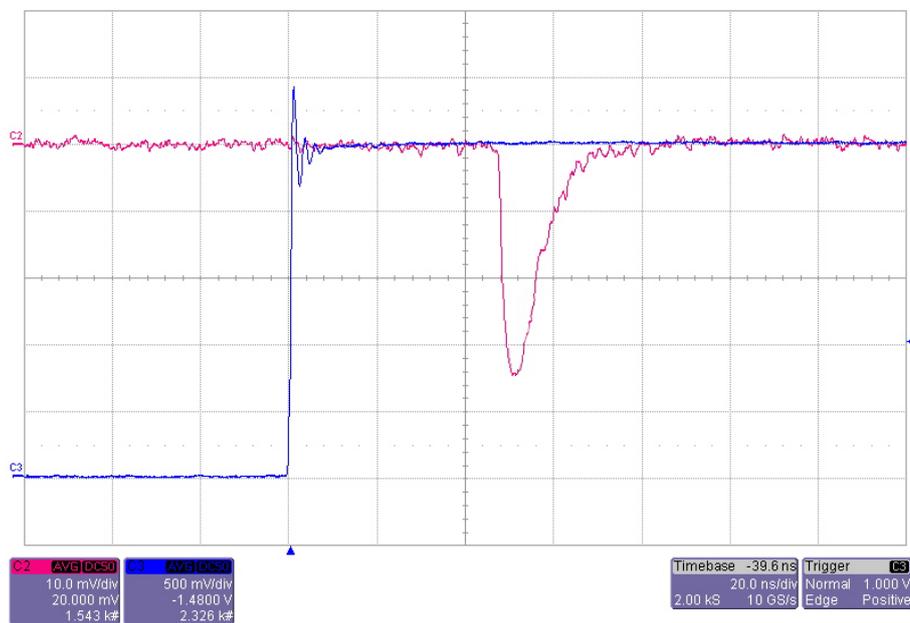


Figura 2.6: acquisizione di schermata con l'oscilloscopio. In rosa il segnale del sensore B, in blu l'onda quadra di *trigger*.

I due sensori A e B prodotti dalla CNM richiedono un'alimentazione positiva che corrisponde nominalmente a 700 V, mentre quello prodotto dalla FBK (sensore E) richiede un'alimentazione negativa di -200 V.

Tuttavia, come si osserva nello schema in figura 2.3, le misure sul sensore B sono state effettuate con un'alimentazione da 200 V; questo perché si è osservato che la *leakage current* sulla superficie del silicio era eccessivamente alta per valori superiori di tensione. Ciononostante, come si può vedere in figura 2.6 il segnale è ben apprezzabile e ha una buona forma.

2.1.2 Amplificatore

Come è già stato accennato, per effettuare alcune misure è stato necessario utilizzare un amplificatore a basso rumore sul segnale di rivelazione; è stato scelto un *CIVIDEC C2 Broadband Amplifier* da 2 GHz e 40 dB, mostrato in figura 2.7 e le cui caratteristiche sono riportate in appendice A dal *datasheet*.

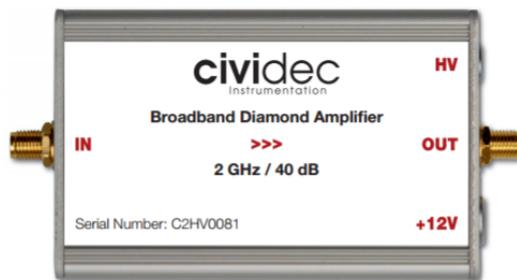


Figura 2.7: CIVIDEC C2.

L'amplificatore è stato alimentato con una tensione di 12 V.

2.1.3 Alimentatore

L'alimentatore utilizzato per gli *UFSD* è un CAEN N1470 mostrato in figura 2.8 e le cui caratteristiche sono elencate in appendice C. Esso permette di lavorare con quattro canali. Per ciascuno di essi è impostabile la tensione V_{set} con relativa polarità, la corrente massima accettabile I_{set} e il *tripping time* (ossia il tempo in cui l'alimentatore tollera una corrente maggiore di I_{set} , prima di entrare in modalità *kill* e cessare bruscamente l'alimentazione).



Figura 2.8: alimentatore.

Per effettuare le misure sono stati preparati tre canali, uno per ogni sensore; due canali a tensione positiva e uno a tensione negativa. Le impostazioni di ogni canale sono mostrate nella seguente tabella.

canale	V_{SET}	I_{SET}	<i>tripping time</i>	<i>polarity</i>	<i>ramp up/down</i>
canale 0	200 V	300 μ A	10 s	<i>positive</i>	50 V/s
canale 1	700 V	100 μ A	10 s	<i>positive</i>	50 V/s
canale 2	200 V	100 μ A	10 s	<i>negative</i>	50 V/s

Tabella 2.2: impostazioni dei canali utilizzati.

2.1.4 Laser

È stato utilizzato un *controller* EIG2000DX con una testina PiL036X (*picosecond diode laser system*) mostrato in figura 2.9. In appendice B sono riportate le caratteristiche del *controller* e della testina prese dai rispettivi *datasheet*. La testina produce un fascio laser rosso con lunghezza d'onda 1057 nm. Un cavo

in fibra ottica *single mode* con connettori FC/APC è utilizzato per puntare il fascio sull'*UFSD*.



Figura 2.9: laser.

Il *controller* ha anche la possibilità di fornire un *trigger* esterno. Il segnale di *trigger* è un'onda quadra con ampiezza 5 V, il cui fronte di salita corrisponde all'emissione di una pulsazione laser della durata di 20 ps.

L'attenuazione del fascio uscente dalla testina può essere eventualmente regolata con una manopola sul *controller* dallo 0% al 100%.

2.1.5 Oscilloscopio



Figura 2.10: oscilloscopio.

L'oscilloscopio è un Lecroy 6100A della serie *WaveRunner* (figura 2.10), ed è utilizzato per acquisire il segnale di rivelazione dell'*UFSD*.

L'impedenza di ingresso al canale dell'oscilloscopio è 50Ω . Il *trigger* da 5 V del laser *controller* è utilizzato come *trigger* di inizio acquisizione; rispetto all'impostazione di una soglia di *trigger*, questa scelta garantisce un campionamento completo dell'onda e la coincidenza temporale dei picchi di tensione per ogni segnale, anche nel caso in cui abbiano una forma differente. Inoltre, in caso di misure di tempo, si evita così di dover implementare un sistema di correzione per il *time walk* (si veda la sezione 1.3).

2.2 Sistema di movimentazione e relativo programma di controllo



Figura 2.11: movimentatore.

L'apparato (figura 2.11) è costituito da un *motor controller* Standa 8SMC4-USB-B9-2 e da un sistema di posizionamento sul piano XY con *stepper motor* Standa 8MT167-25.

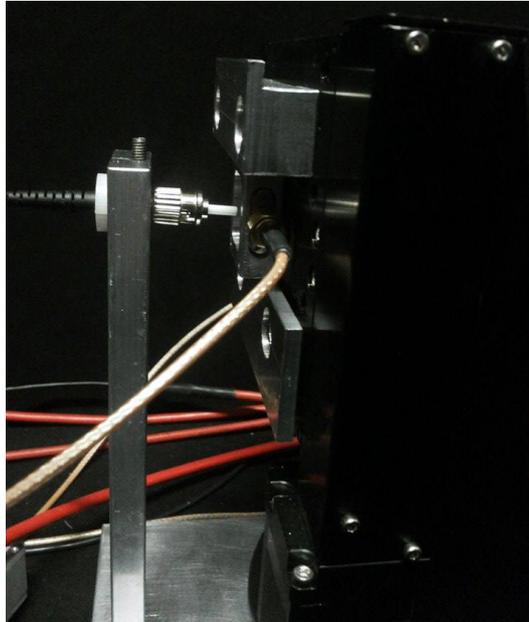


Figura 2.12: interno della scatola: sensore posizionato sul movimentatore, con la fibra del laser puntata su di esso.

Uno step completo del *motor controller* (una rotazione della vite collegata al rotore) coincide con uno spostamento di $1,25 \mu\text{m}$. Nonostante il *motor controller* possa raggiungere la precisione di $1/256$ di *step*, gli *stepper motor* la limitano a $1/8$ di *step*. La risoluzione è comunque più che sufficiente per lo scopo di queste applicazioni.

Tutto il sistema ha il compito di muovere il rivelatore su un piano ortogonale al fascio laser, il quale è tenuto fisso per evitare effetti di distorsione nella trasmissione in fibra ottica.

Le comunicazioni con il *motor controller* (le quali seguono il protocollo mostrato in tabella 2.3) sono affidate al computer tramite un programma elaborato in Labview, di cui si può vedere il *front-panel* in figura 2.13.

<i>Baud rate</i>	115200 baud
<i>Frame size</i>	8 bits
<i>Stop-bits</i>	2 bits
<i>Parity</i>	<i>none</i>
<i>Flow control</i>	<i>none</i>
<i>Byte receive timeout</i>	400 ms
<i>Bit order</i>	<i>little endian</i>
<i>Byte order</i>	<i>little endian</i>

Tabella 2.3: protocollo di comunicazione con il *motor controller*.

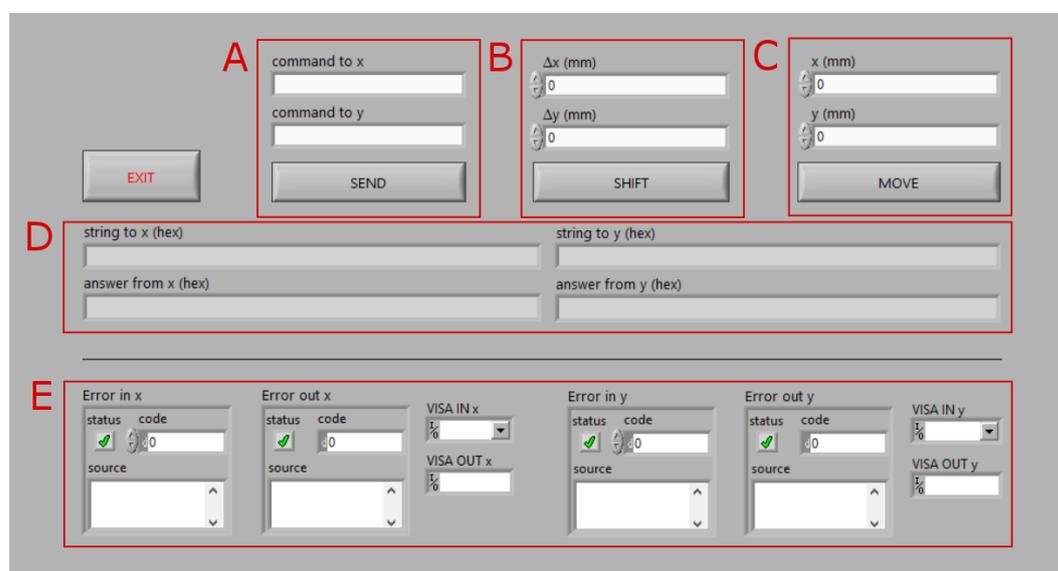


Figura 2.13: *front panel*.

Il *front panel* può essere diviso in cinque blocchi, tre dei quali (A, B e C) servono ad immettere i parametri che saranno poi trasmessi al *motor controller*. Il programma converte ogni parametro da millimetri in una combinazione di *step* e *microstep*. Si passa dunque da un numero decimale a una coppia di interi in cui il primo rappresenta gli *step* (ed ha un *range* teoricamente illimitato) mentre il secondo rappresenta i *microstep* (con un *range* tra -255 e 255).

Inoltre, il *controller* ha integrato un sistema di sicurezza che impedisce di spostarsi in coordinate al di fuori di limiti ben precisi (ma comunque modificabili dall'utente) per evitare danni meccanici alle viti dei motori.

(A) Comando diretto a uno degli *stepper motor*

Si può compilare una stringa testuale da inviare come comando a uno dei due motori. Una lista esauriente dei comandi è presente nel manuale Standa;

(B) Spostamento relativo

I parametri $(\Delta x, \Delta y)$ indicano lo spostamento in millimetri nelle direzioni X e Y a partire dalla posizione attuale;

(C) Spostamento assoluto

Ad ogni coppia (x, y) è associato un punto del piano, la cui origine è definita dall'utente tramite il comando testuale "zero" (che registra la posizione corrente di ogni motore come zero assoluto). Il comando *move* comunica al sistema di spostarsi nelle coordinate indicate.

(D) Comandi inviati e risposte

Sono mostrate all'utente le stringhe (in formato esadecimale) appena trasmesse agli stepper motor, con annessa risposta dei motori stessi. Nel caso i parametri inviati siano fuori *range*, o il messaggio sia stato alterato dalla trasmissione (una verifica che la macchina effettua tramite controllo del *CRC16*) la risposta è un avviso di errore (rispettivamente *errc* o *errd*) e il *controller* resta in attesa di ulteriori istruzioni.

(E) *VISA Error*

Qui sono visualizzati gli eventuali errori riscontrati da Labview nella comunicazione con le porte seriali del computer, o in generale errori nella coda di trasmissione dei dati ad esse.

2.2.1 Il *block diagram* del programma

Il *block diagram* è costituito fondamentalmente da una *sequence structure*: il primo *frame* (figura 2.14) si occupa in generale di raccogliere i parametri e assemblare i comandi da inviare; il secondo (figura 2.15) si occupa della trasmissione alle porte seriali scelte per comunicare con il *motor controller*.

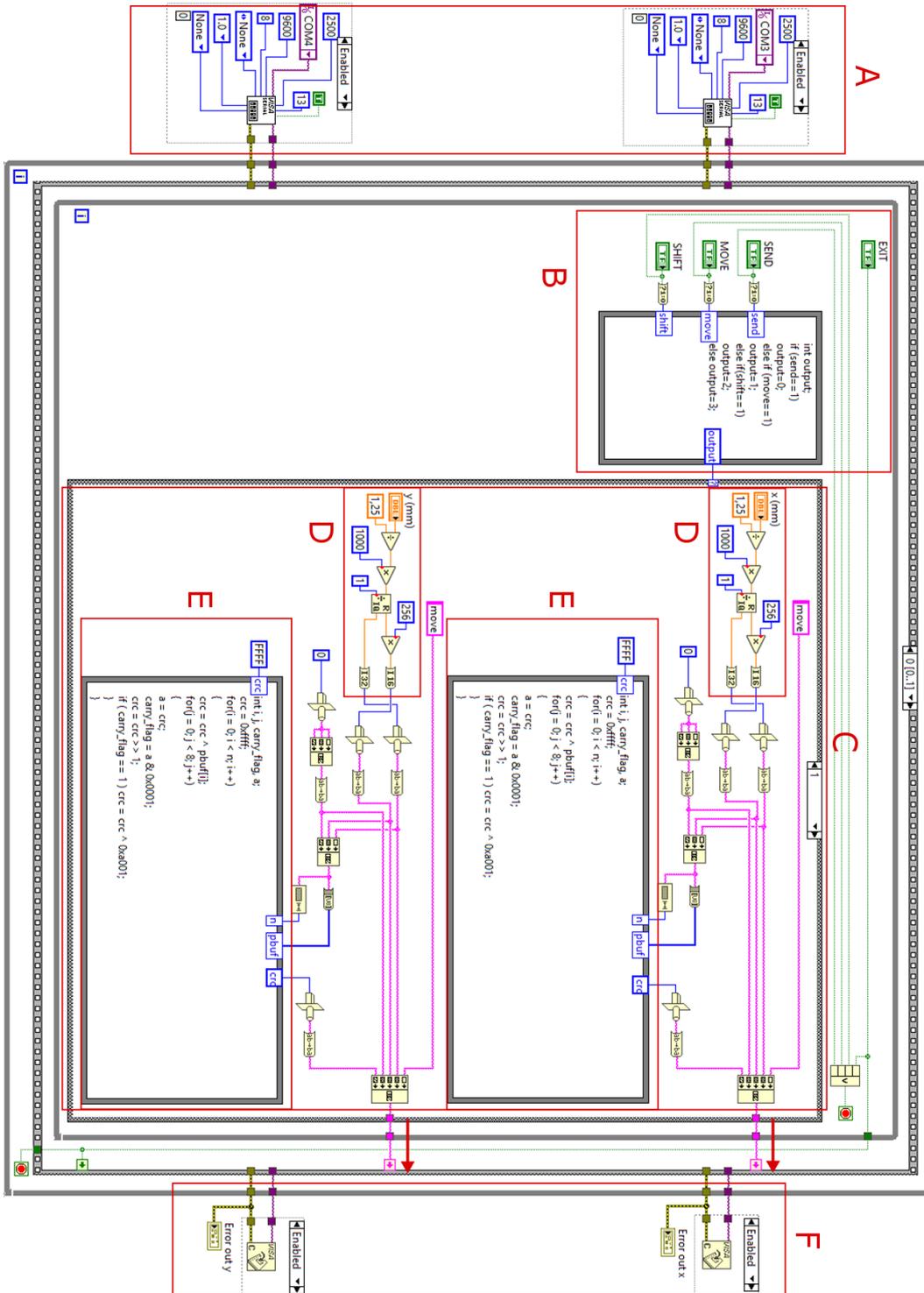


Figura 2.14: primo frame del block diagram.

In figura 2.14 sono stati evidenziati i sei blocchi principali:

- Ⓐ Qui si trovano le funzioni VISA (*Virtual Instrument Software Architecture*) che si occupano di aprire due canali virtuali con le porte seriali collegate al *motor controller*. Le costanti inserite come parametri sono state prese dal protocollo in tabella 2.3. Tuttavia, il *baud rate* è risultato essere 9600 anziché il valore riportato nel manuale;
- Ⓑ Contiene il seguente blocco di codice in C:

```
1 int output;  
2 if (send==1) output=0;  
3 else if (move==1) output=1;  
4 else if (shift==1) output=2;  
5 else output=3;
```

Che svolge il ruolo di interruttore tra le possibili operazioni da svolgere sui parametri inseriti nel *front panel*, a seconda che si preme il tasto "SEND", "SHIFT" o "MOVE" - oppure che non se ne preme nessuno. Riceve infatti come *input* i valori booleani associati a questi tre pulsanti, e restituisce un *output* utilizzato come *case selector* della *case structure* successiva;

- Ⓒ Si occupa di assemblare le stringhe esadecimali da inviare alle porte seriali e di invertirvi l'ordine dei *byte*. Il *motor controller* segue infatti l'ordine di lettura *little endian* sia per i *byte* che per i *bit*, ma Labview comunica con la porta seriale secondo l'ordine *little endian* per i *bit* e *big endian* per i *byte*, cosicché gli ultimi devono essere ordinati al contrario prima dell'invio.

Sulla destra di figura 2.14, i connettori rosa uscenti dal *frame* entrano direttamente in quello successivo, e trasportano il messaggio appena composto in questo blocco;

- Ⓓ Converte i parametri in millimetri, inseriti dall'utente nel *front panel*, in *step* e *microstep* dei motori;
- Ⓔ Svolge il calcolo del *CRC16* (*Cyclic Redundancy Check*). Qui è inserito il seguente codice in C:

```
1 int i, j, carry_flag, a;  
2 crc = 0xffff;
```

```
3 for(i = 0; i < n; i++) {
4     crc = crc ^ pbuf[i];
5     for(j = 0; j < 8; j++) {
6         a = crc;
7         carry_flag = a & 0x0001;
8         crc = crc >> 1;
9         if ( carry_flag == 1 ) crc = crc ^ 0xa001;
10    }
11 }
```

Il blocco riceve in *input* il messaggio da trasmettere e restituisce un numero esadecimale, calcolato a partire dal messaggio stesso secondo un preciso algoritmo, che viene poi inviato in coda ad esso. In questo modo il *motor controller* può accorgersi, ricalcolando il *CRC16* su quanto riceve, di eventuali alterazioni dovute alla trasmissione;

- Ⓕ Questo ultimo blocco si occupa di chiudere i canali, qualora si uscisse dalla *sequence structure* tramite il tasto "EXIT" o a causa di un errore nella catena di trasmissione di uno dei due messaggi alle porte seriali, e di visualizzare sul *front panel* gli eventuali errori che hanno causato la terminazione del programma.

2.2. Sistema di movimentazione e relativo programma di controllo

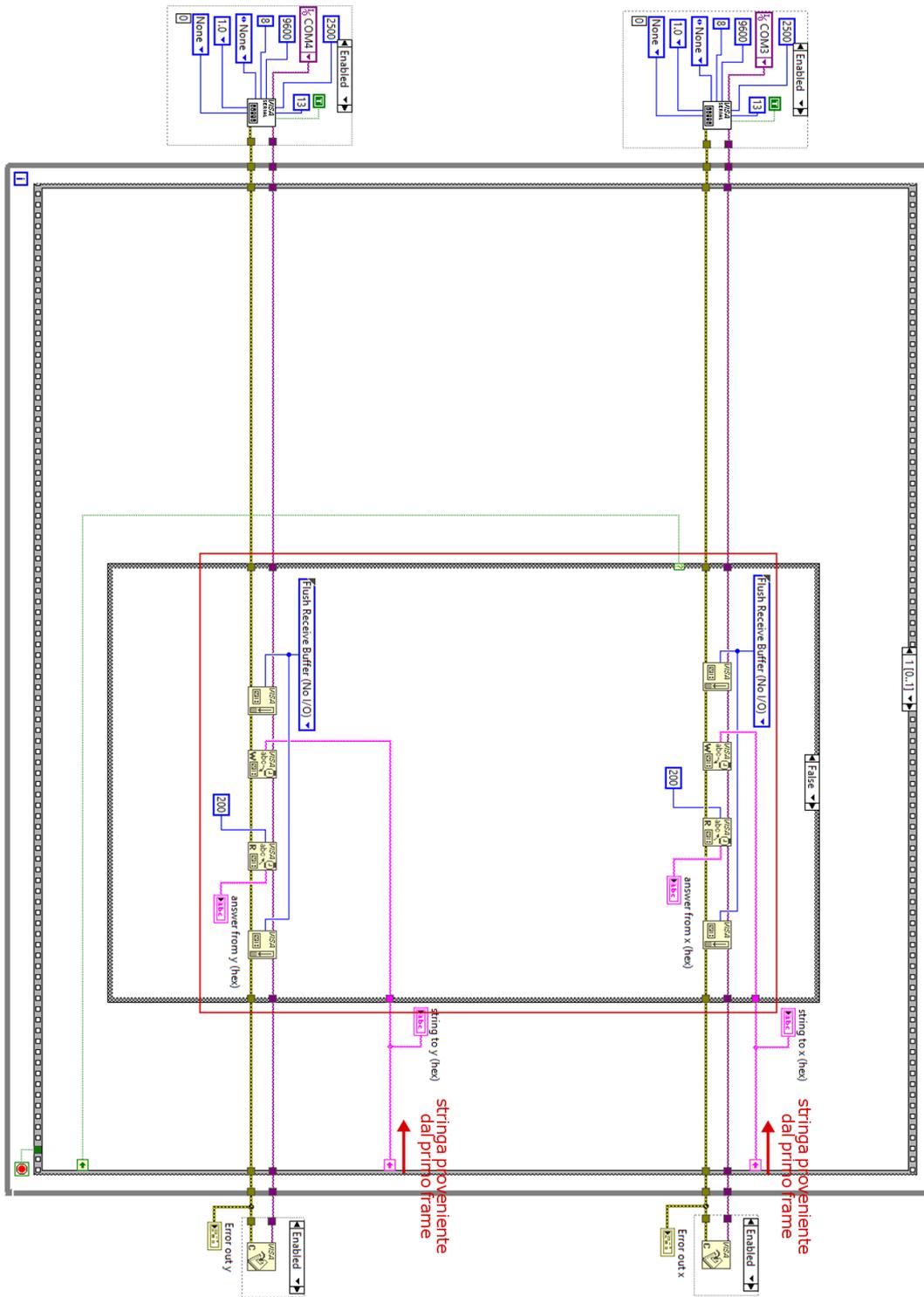


Figura 2.15: secondo frame del block diagram.

L'unico blocco di funzioni contenuto nel secondo *frame* della *sequence* costituisce la catena di trasmissione dei due messaggi alle porte seriali, da cui poi arriveranno al *motor controller*. Da sinistra verso destra, sono eseguite le seguenti operazioni:

- Il *buffer* di entrambi i canali è svuotato;
- Due funzioni *VISA write* si occupano di "scrivere" sul rispettivo canale virtuale il messaggio che arriva direttamente dal primo *frame*;
- Due funzioni *VISA read* "leggono" un massimo di 200 caratteri dal rispettivo canale virtuale, ovvero i messaggi di risposta trasmessi dal *motor controller* in seguito all'elaborazione del comando ricevuto;
- Di nuovo, il buffer dei canali è svuotato.

Capitolo 3

Analisi dei dati raccolti

Di seguito sono presentati e studiati i dati raccolti per ciascun sensore.

Per prima cosa è stata effettuata una stima dei bordi del dispositivo: sono stati assunti come estremi i punti in cui il segnale di rivelazione è del tutto assente sullo schermo dell'oscilloscopio. Trovate così le dimensioni apparenti, esse sono state confrontate con quelle reali in tabella 2.1. In seguito, spostandosi con il movimentatore in una direzione e di uno *step* fissato, per ogni sensore sono state effettuate con il laser e l'oscilloscopio una o più scansioni lungo gli assi principali passanti per il centro del sensore (figura 3.1).

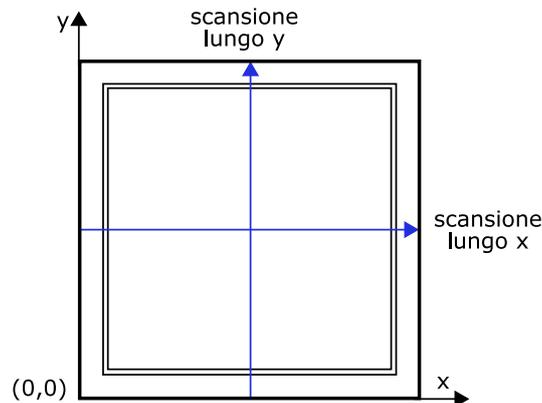


Figura 3.1: sono state effettuate due scansioni lungo gli assi principali.

Gli assi X ed Y sono dunque divisi in due serie di punti equidistanti di un valore uguale allo *step* scelto. Utilizzando le funzioni dell'oscilloscopio, per ognuno di questi punti sono state eseguite circa 500 acquisizioni di tensione, di cui

poi sono state calcolate media e deviazione standard. Le coppie di punti così ottenute (posizione lungo l'asse considerato e media della tensione registrata con il laser puntato su quella coordinata) sono state inserite in due grafici.

In questi grafici è possibile osservare se e come varia l'ampiezza del segnale di rivelazione, a parità di irraggiamento del laser, man mano che ci si avvicina a uno dei bordi del dispositivo.

Come si può notare dall'acquisizione in figura 2.6, il segnale del sensore B (ma in generale anche quello degli altri) è negativo. Si noti tuttavia che in tutti i seguenti grafici ne è stato inserito il valore assoluto.

Per ultimo, la deviazione standard calcolata dall'oscilloscopio sulle varie medie è risultata approssimativamente dell'8 – 10%.

3.1 Sensore E

In figura 3.2 si trova il grafico con i dati acquisiti dalla scansione orizzontale del sensore E, effettuata senza l'utilizzo dell'amplificatore per la buona ampiezza del segnale naturale.

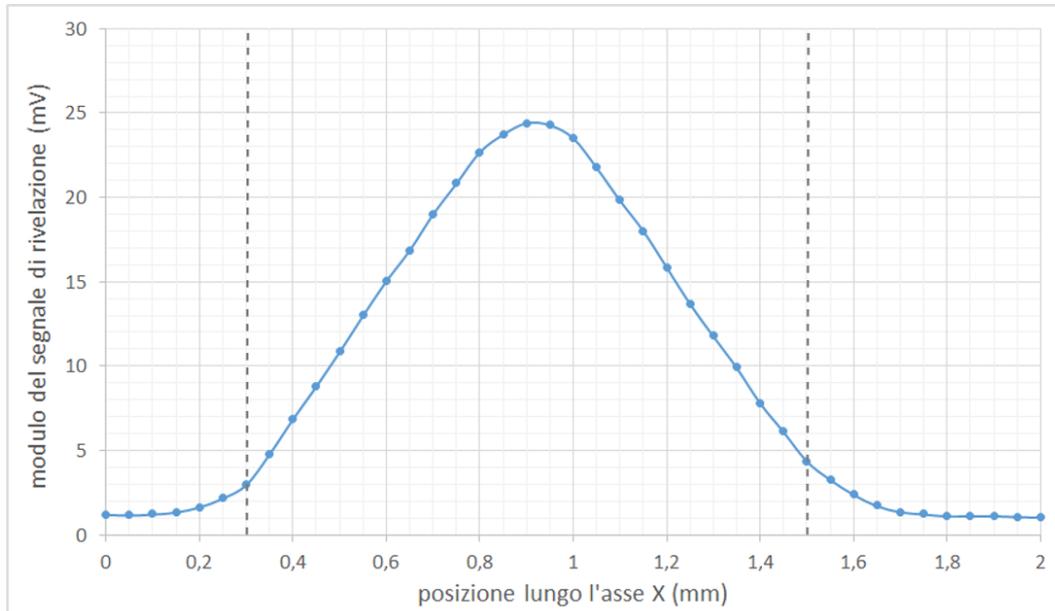


Figura 3.2: *scanning* orizzontale del sensore E con *step* di 0,05 mm. Attenuazione del laser: 85%. Le linee tratteggiate indicano i bordi reali del dispositivo.

Come riportato in tabella 2.1, il prototipo E ha dimensioni $1,2 \times 1,2$ mm, spessore $50 \mu\text{m}$ e guadagno nominale uguale a 10.

La curva gaussiana osservata suggerirebbe la presenza di difetti nel drogaggio del silicio; il profilo ideale è infatti quello di figura 3.3, ossia il più possibile omogeneo per tutta la lunghezza del sensore.

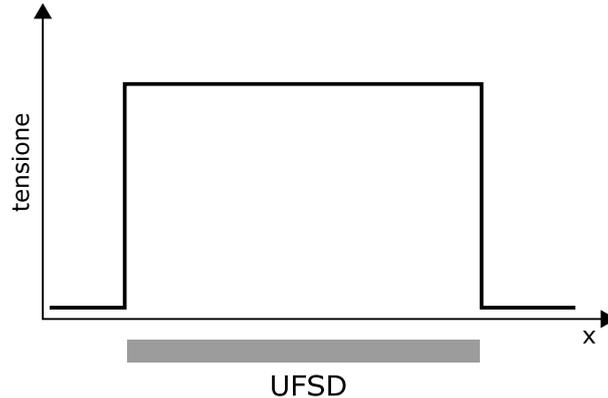


Figura 3.3: profilo ideale del segnale lungo uno degli assi principali.

Tuttavia, ulteriori misure (effettuate avvicinando o allontanando la fibra ottica dal sensore) hanno mostrato che la forma particolare di figura 3.2 è da attribuirsi a un'insufficiente risoluzione del laser. È stato stimato che il diametro del cono del laser sulla superficie dell'*UFSD* è ~ 2 mm. Essendo quindi il cono più grande del sensore stesso, quando il laser si trova nelle vicinanze del centro tutto il sensore risulta irraggiato; quando invece il laser si sposta verso i bordi, una buona parte del fascio cade al di fuori del sensore e la corrente indotta diminuisce.

Si osserva che il valore stimato per il diametro del cono risulta insolito poiché implica un angolo di divergenza del fascio in uscita dalla fibra ottica molto grande. Potrebbe essere un effetto causato da problemi di riflessione sul silicio e all'interno della scatola metallica.

Considerata dunque l'impossibilità di effettuare misure significative sul sensore E, non sono state fatte ulteriori scansioni.

3.2 Sensori A e B a confronto

Sono ora presentati due grafici, uno per la scansione orizzontale e uno per quella verticale, sia per il sensore A che per il sensore B. Entrambi sono stati prodotti dalla CNM (tabella 2.1) con dimensioni 5×5 mm e spessore $300 \mu\text{m}$. Il sensore A è privo di guadagno interno, mentre il sensore B ha guadagno 10. Tuttavia, poiché quest'ultimo è alimentato a una tensione inferiore a quella ottimale (200 V anziché 700 V, per motivi di *leakage current* spiegati nel paragrafo 2.1.1) in generale ci si aspetta che l'effettivo guadagno sulla carica sia inferiore.

Tutte le misure sono state effettuate con l'utilizzo dell'amplificatore CIVI-DEC.

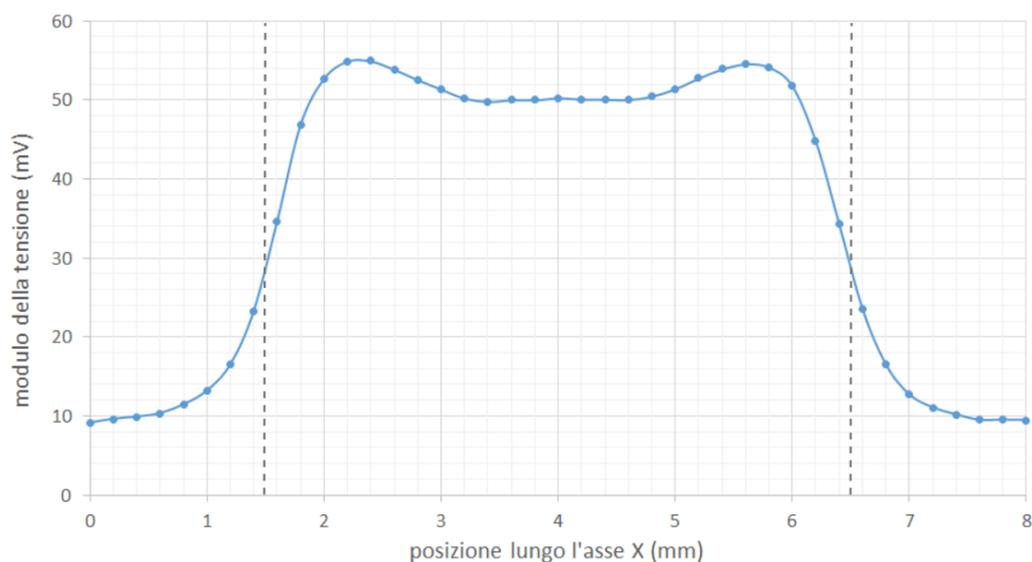


Figura 3.4: *scanning* orizzontale del sensore A con *step* di 0,2 mm. Attenuazione del laser: 87%. Le linee tratteggiate indicano i bordi reali del dispositivo.

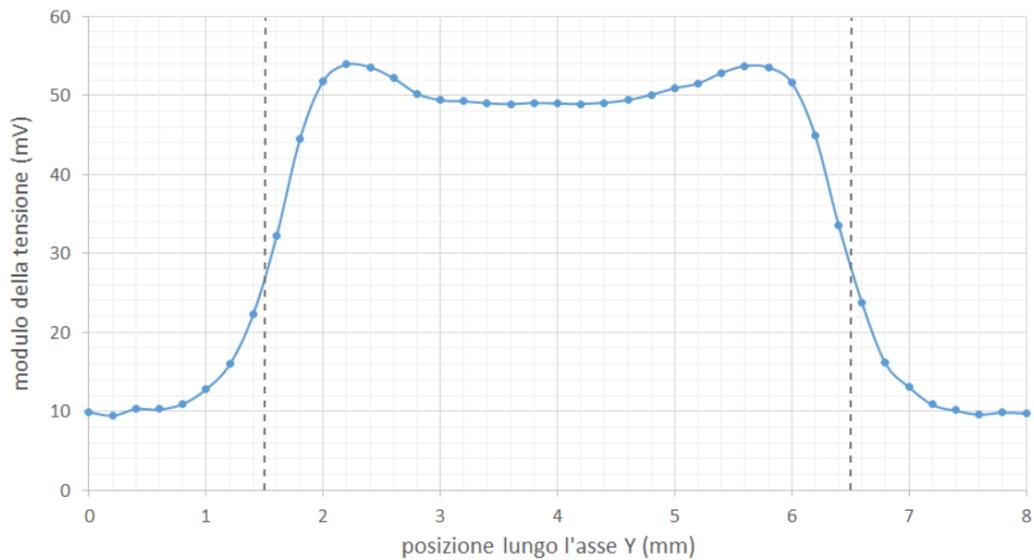


Figura 3.5: *scanning* verticale del sensore A con *step* di 0,2 mm. Attenuazione del laser: 87%. Le linee tratteggiate indicano i bordi reali del dispositivo.

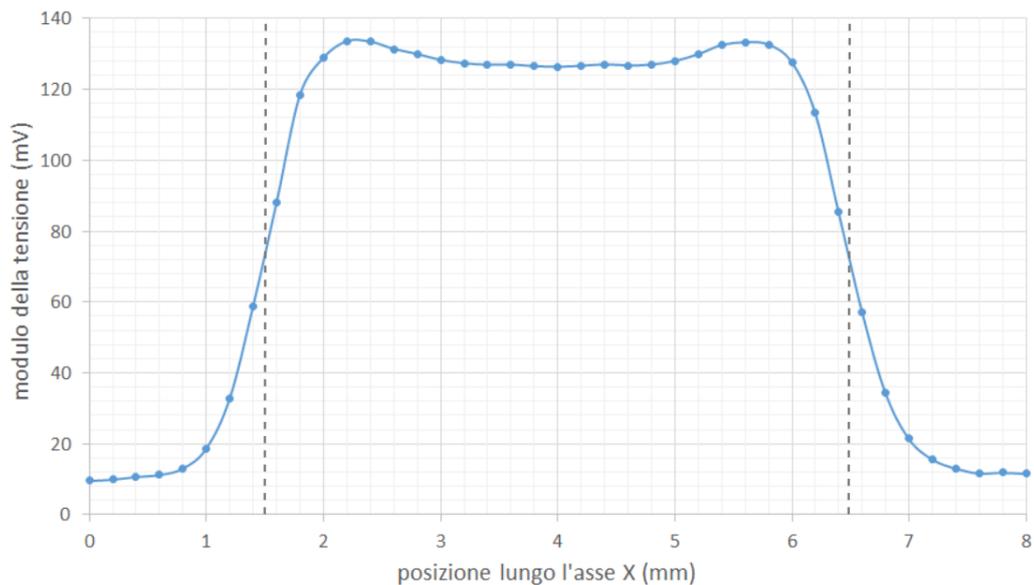


Figura 3.6: *scanning* orizzontale del sensore B con *step* di 0,2 mm. Attenuazione del laser: 87%. Le linee tratteggiate indicano i bordi reali del dispositivo.

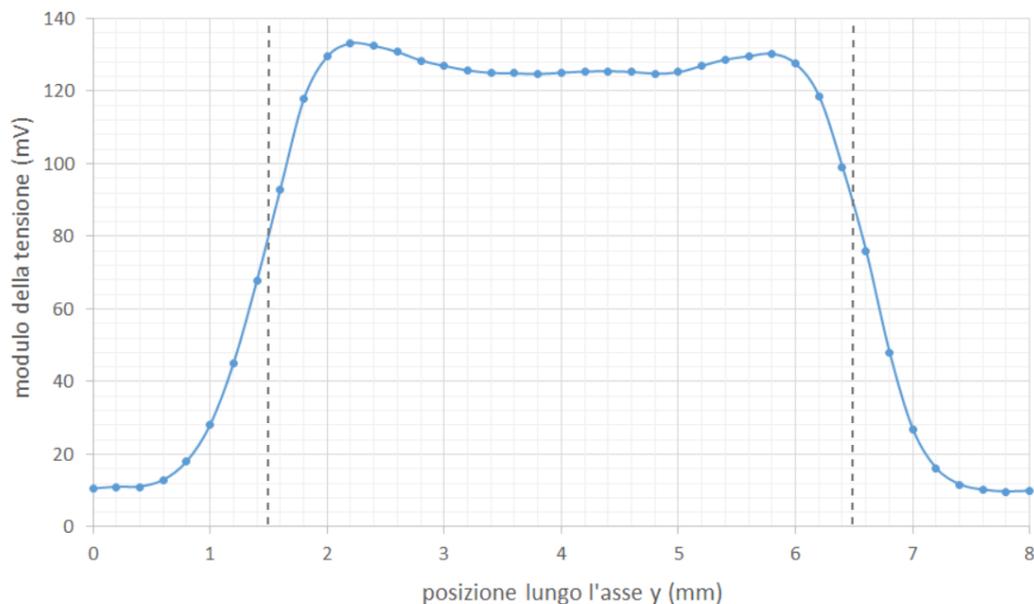


Figura 3.7: *scanning* verticale del sensore B con *step* di 0,2 mm. Attenuazione del laser: 87%. Le linee tratteggiate indicano i bordi reali del dispositivo.

Mettendo a confronto i grafici è evidente che, nonostante la sottoalimentazione, nel caso del sensore B si ottiene un segnale più ampio; questo è un effetto dello strato di guadagno interno (il *multiplication layer*) presente in B ma assente in A.

Si osserva inoltre che il profilo del segnale lungo gli assi principali è pressoché lo stesso per entrambi. Lo stesso vale per le dimensioni stimate, ovvero circa 7×7 mm a dispetto di un valore reale di 5×5 mm. Le dimensioni reali sono riportate sui grafici con delle linee tratteggiate.

Questo smussamento del segnale sui bordi, che dovrebbe invece avere un fronte molto ripido, e la conseguente sovrastima delle dimensioni del dispositivo sono effetti dovuti allo stesso problema di risoluzione riscontrato nella sezione 3.1.

Facendo riferimento alla figura 3.8, quando il laser è puntato sull'esterno della superficie dell'*UFSD* (ma comunque vicino al bordo) una parte del cono di luce continua a irraggiare il silicio. Questo genera il debole segnale di rivelazione che si osserva agli estremi di tutti i grafici.

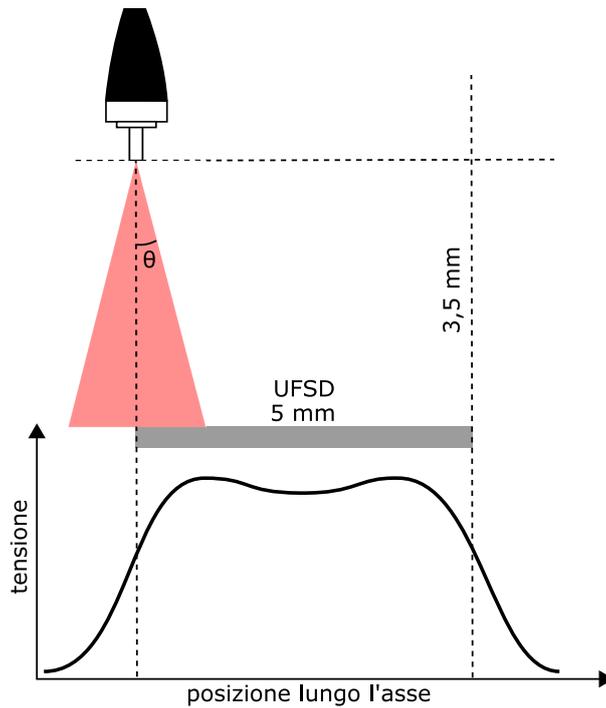


Figura 3.8: l'eccessivo diametro del cono di luce smussa il grafico sui bordi e fa sembrare il sensore più grande di quanto non sia in realtà.

Il profilo del segnale dei rivelatori A e B è comunque migliore, e apprezzabilmente più simile a quello ideale, rispetto a quello del rivelatore E. Questa differenza è dovuta al fatto che le dimensioni degli ultimi due sensori studiati sono molto maggiori del primo; per cui, pur essendo la risoluzione troppo bassa per ottenere misure più precise, è comunque possibile effettuarne.

Per correggere gli effetti negativi derivanti dalla divergenza del laser uscente dalla fibra ottica, quest'ultima è stata avvicinata il più possibile al sensore. A questo scopo, prima di effettuare le misure definitive, è stato rimosso il coperchio della scatola metallica che contiene il sensore, come già accennato nella sezione 2.1.1. L'effetto è stato moderato, passando da un diametro di $\sim 2,8$ mm ad uno di ~ 2 mm.

3.2.1 Non uniformità del profilo nell'area attiva

In tutte le scansioni sono stati osservati, più o meno evidentemente, due picchi inaspettati in corrispondenza dei bordi. Questo effetto potrebbe avere due

contributi: le riflessioni sull'interno della scatola o sulla metallizzazione che fa da cornice al silicio, e la deformazione del campo elettrico ai bordi (un problema che i più recenti sensori risolvono con l'implementazione di uno o più *guard ring*, come spiegato nella sezione 1.2.2).

Questa particolarità è stata osservata anche nello studio di tesi magistrale citato in [16], dove nel profilo dei sensori privi di *guard ring* sono evidenti gli stessi picchi caratteristici. I sensori che sono invece forniti di *guard ring* hanno un profilo molto più uniforme, rafforzando l'ipotesi che una delle cause di questo comportamento anomalo sia la non omogeneità del campo elettrico ai bordi.

3.3 Osservazioni per future misure

La principale limitazione alla precisione sulle scansioni è data in questo caso dalla divergenza del fascio laser, ossia (facendo riferimento alla figura 3.9) dall'angolo θ . Una stima di questo parametro può essere fatta trascurando le dimensioni della fibra e ipotizzando che la distanza totale tra fibra e *UFSD* sia 3,5 mm; si assume infatti che in assenza di coperchio la fibra sia posizionata a $\sim 0,5$ mm dalla superficie della scatola, mentre la profondità a cui si trova il sensore è ~ 3 mm.

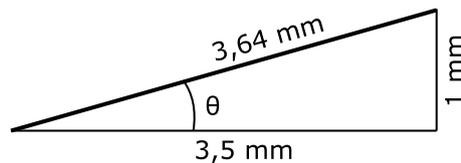


Figura 3.9: stima dell'angolo di divergenza.

Si ottiene allora che $\theta \approx 0,28$ rad.

Una soluzione per il problema della divergenza potrebbe essere la seguente: inserire al termine della fibra ottica un apparato di lenti ottiche per la focalizzazione (come è già stato fatto per lo studio in [16]) del tipo in figura 3.10, ossia porre in successione una lente collimatrice e una convergente.

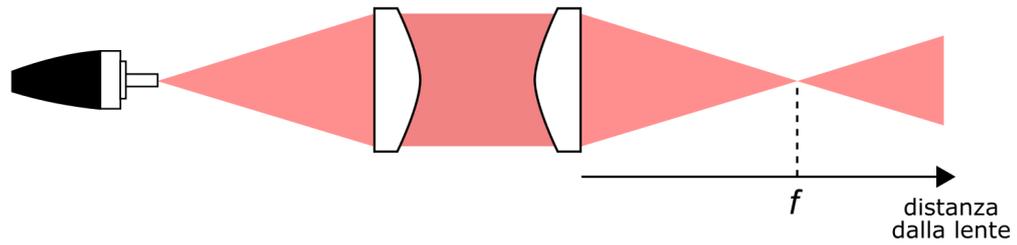


Figura 3.10: schema di un sistema di lenti asferiche volto a far convergere il fascio in un punto focale f .

In questo modo il diametro del fascio in corrispondenza del punto focale dovrebbe essere dell'ordine di $10\ \mu\text{m}$, permettendo uno studio molto più preciso e rendendolo possibile anche per sensori di piccole dimensioni, come il prototipo E.

Conclusioni

La prima parte del lavoro sperimentale è stata dedicata allo sviluppo con Labview del programma di controllo per il sistema di micromovimentazione, fondamentale per la seconda parte in cui sono state effettuate le scansioni sulla superficie dei tre sensori oggetto dello studio.

Per quanto riguarda la seconda parte, a causa della bassa risoluzione del laser (dovuta ad un'angolo di divergenza inaspettatamente ampio) non è stato possibile effettuare misure significative sul prototipo E. Lo stesso problema si è verificato, seppur marginalmente, anche con i due sensori più grandi (i prototipi A e B) ma non ha compromesso la fattibilità delle misure.

I risultati dello studio su questi due sensori hanno evidenziato un comportamento anomalo del segnale in corrispondenza dei bordi, dove è osservabile un picco di tensione; tutto ciò sembra trovare la propria causa principale nella non omogeneità del campo elettrico, e dunque della distribuzione di carica, agli estremi del rivelatore. Questi difetti intrinseci sono eliminabili grazie all'aggiunta di uno o più *guard ring*, di cui i sensori in esame sono però sprovvisti. Nel resto della regione attiva, invece, il segnale risulta essere abbastanza omogeneo.

In conclusione, dalle misure effettuate è emersa la presenza di effetti di bordo indesiderati; in futuro sarà dunque necessario studiare sensori dotati di *guard ring*, per verificare se e quanto gli effetti di bordo possano essere contenuti dall'aggiunta di questo elemento strutturale. Si osserva infine che, allo scopo di effettuare scansioni più accurate sui sensori, sarà necessario modificare l'apparato sperimentale per ottenere un fascio laser con un diametro ottimale che non superi le poche decine di *micron*.

Appendice A

CIVIDEC C2 Broadband Amplifier

Caratteristiche generali:

<i>Type</i>	<i>Current amplifier</i>
<i>Analog bandwidth</i>	1 MHz – 2 GHz
<i>Gain</i>	40 dB
<i>Radiation hardness</i>	1 MGy
<i>Input coupling</i>	<i>AC coupled</i>
<i>Input impedance</i>	50 Ω
<i>Input polarity</i>	<i>Bipolar</i>
<i>Output polarity</i>	<i>Non-inverting, bipolar</i>
<i>Linear output voltage range</i>	± 1 V
<i>Output impedance</i>	50 Ω
<i>Supply voltage</i>	+12 V
<i>Equivalent input current noise (rms)</i>	0.4 μ A
<i>Power consumption</i>	100 mA
<i>Maximum bias voltage</i>	± 1000 V

Caratteristiche delle connessioni:

<i>Signal input and output connectors</i>	<i>SMA female</i>
<i>12V power connector</i>	<i>Lemo ERA.0S.302.CLL</i>
<i>Detector bias voltage connector</i>	<i>Lemo ERA.00.250.NTLW</i>

Appendice B

Controller EIG2000DX e testina PiL036X

Controller EIG2000DX:

<i>Repetition rate (internal trigger)</i>	50 Hz - 120 MHz
<i>Repetition rate (external trigger)</i>	<i>single shot</i> - 120 MHz
<i>External trigger impedance</i>	50 Ω
<i>Synchronization output trigger delay</i>	\sim 35 ns

Testina laser PiL036X:

<i>Wavelength</i>	1057 nm
<i>Tolerance</i>	\pm 20 nm
<i>Spectral width</i>	< 15 nm
<i>Pulse width</i>	< 60 ps
<i>Peak power</i>	> 100 mW
<i>Average power</i>	1 mW for collimated beams at 100 MHz

Appendice C

Power Supply Module N1470

<i>Output channels</i>	<i>4 channels</i>
<i>Max output voltage</i>	8000 V
<i>Max output power (output voltage < 3 kV)</i>	9 W
<i>Max output power (output voltage > 3 kV)</i>	8 W
<i>V_{SET}/V_{MON} resolution</i>	200 mV
<i>I_{SET}/I_{MON} resolution</i>	50 nA
<i>V_{MAX} range</i>	0 – 8100 V
<i>V_{MAX} resolution</i>	±1 V
<i>Ramp up/down</i>	1 – 500 V/s

V_{SET} : tensione fornita dal canale.

I_{SET} : limite superiore della corrente erogata senza che l'alimentatore entri in *tripping*.

V_{MON} : tensione attualmente fornita, visualizzata sul monitor.

I_{MON} : corrente attualmente erogata, visualizzata sul monitor.

V_{MAX} : limite superiore di V_{SET} .

Bibliografia

- [1] Glenn F. Knoll. *Radiation Detection and Measurement*. fourth edition. John Wiley & Sons Inc, 2010.
- [2] Boris Shwartz Claus Grupen. *Particle Detectors*. second edition. Cambridge University Press, 2008.
- [3] S. Meroli, D. Passeri e L. Servoli. «Energy loss measurement for charged particles in very thin silicon layers». In: *Journal of Instrumentation* 6 (giu. 2011).
- [4] *8SMC4-USB User Manual*. Standa Ltd. 2015.
- [5] *8MT167-25 datasheet*. Standa Ltd. 2015.
- [6] *C2 Broadband Amplifier datasheet*. CIVIDEC Instrumentation. 2016.
- [7] *EIG2000DX datasheet*. Advanced Laser Diode Systems A.L.S. GmbH. 2013.
- [8] *Power Supply Module (USB) N1470 datasheet*. CAEN. 2015.
- [9] H. F.-W. Sadrozinski et al. «Ultra-fast silicon detectors». In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 730 (2013), pp. 226–231.
- [10] N. Cartiglia et al. «Tracking in 4 dimensions». In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 845 (2017), pp. 47–51.

- [11] P. Fernández-Martínez et al. «Low Gain Avalanche Detectors for High Energy Physics». In: 10th Spanish Conference on Electron Devices (CDE). 2015.
- [12] G. Pellegrini et al. «Technology developments and first measurements of Low Gain Avalanche Detectors (LGAD) for high energy physics applications». In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 765 (2014), pp. 12–16.
- [13] N. Cartiglia et al. «Performance of Ultra-Fast Silicon Detectors». In: 13th Topical Seminar on Innovative Particle e Radiation Detectors. Ott. 2013.
- [14] Nicolo Cartiglia. «Ultra Fast Silicon Detectors». In: Meyrin, CERN detector seminar. Set. 2014.
- [15] N. Cartiglia et al. «Design optimization of ultra-fast silicon detectors». In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 796 (2015), pp. 141–148.
- [16] Davide Edoardo Benettin. «Studio di sensori al silicio con guadagno per monitoraggio di fasci terapeutici in adroterapia». Tesi di laurea mag. Università degli Studi di Torino, 2014.